

**Universidade do Minho**

Escola de Engenharia

Tiago José da Cunha Sousa

**Sistema Integrado para Tração e  
Carregamento de Baterias de Veículos  
Elétricos com Interface Universal com a  
Rede Elétrica**

Tese de Doutoramento

Programa Doutoral em Engenharia Eletrónica e de  
Computadores

Eletrónica de Potência e Sistemas de Energia

Trabalho realizado sob orientação do

**Professor Doutor João Luiz Afonso**

e coorientação do

**Professor Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro**

## **DIREITOS DE AUTOR E CONDIÇÕES DE UTILIZAÇÃO DO TRABALHO POR TERCEIROS**

Este é um trabalho académico que pode ser utilizado por terceiros desde que respeitadas as regras e boas práticas internacionalmente aceites, no que concerne aos direitos de autor e direitos conexos.

Assim, o presente trabalho pode ser utilizado nos termos previstos na licença abaixo indicada.

Caso o utilizador necessite de permissão para poder fazer um uso do trabalho em condições não previstas no licenciamento indicado, deverá contactar o autor, através do RepositóriUM da Universidade do Minho.

### ***Licença concedida aos utilizadores deste trabalho***



**Atribuição-NãoComercial-SemDerivações**

**CC BY-NC-ND**

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>

# Agradecimentos

Apesar de possuir um único autor, esta tese de doutoramento contou com o contributo precioso das pessoas seguidamente mencionadas, às quais pretendo transmitir o meu agradecimento.

Ao meu orientador, o Professor João Luiz Afonso, pelo apoio e confiança demonstrados ao longo dos anos e por me permitir alargar o conhecimento para outras áreas da eletrónica de potência. Agradeço também a liberdade concedida no que diz respeito às abordagens por mim escolhidas, quer a nível do hardware quer da escrita da tese.

Ao meu orientador, o Professor Vítor Monteiro, pelo apoio e incentivo demonstrados, por me auxiliar nos primeiros passos no mundo da investigação, desde a escrita de artigos científicos à aprendizagem de topologias de conversores de potência, algoritmos de controlo, entre outros, e pela partilha de ideias tanto para o sistema proposto nesta tese como para a escrita de artigos.

Ao Delfim Pedrosa, investigador doutorado no projeto DAIPSEV, no qual a presente tese se insere, pela exímia destreza no desenvolvimento e montagem do hardware indispensável à conclusão com sucesso desta tese. Sem as suas capacidades, que se destacam principalmente a nível prático, mas também em termos de visão estratégica, esta tese não seria finalizada com o mesmo sucesso.

Ao Professor Marcello Mezaroba, júri das provas de defesa do planeamento desta tese, pelas sugestões pertinentes para o sistema proposto, onde se incluem o abandono da utilização de simples filtros passivos do tipo  $L$  ou  $LC$  e de topologias mais simples no conversor de interface às baterias.

Ao engenheiro e aluno de doutoramento José Cunha, uma personificação de “*primeiro estranha-se, depois entranha-se*”. Foi por ele que ouvi falar de semicondutores em paralelo pela primeira vez (ideia à qual, em bom português, torci o nariz quando a ouvi) e sobre a resposta em frequência de condensadores.

Aos colegas e ex-colegas do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho que contribuíram para criar um ambiente de trabalho vivo e saudável, algo que deve existir em primeiro lugar num local de trabalho como base para motivação e empenho nas tarefas realizadas.

Agradeço também à Fundação para a Ciência e Tecnologia (FCT) pelo financiamento da minha bolsa de doutoramento com a referência SFRH/BD/134353/2017 e pelo projeto de investigação DAIPSEV com a referência PTDC/EEI-EEE/30382/2017.

## **DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE**

Declaro ter atuado com integridade na elaboração do presente trabalho académico e confirmo que não recorri à prática de plágio nem a qualquer forma de utilização indevida ou falsificação de informações ou resultados em nenhuma das etapas conducente à sua elaboração.

Mais declaro que conheço e que respeitei o Código de Conduta Ética da Universidade do Minho.

Universidade do Minho, 20 de dezembro de 2021.

Nome: Tiago José da Cunha Sousa

Assinatura: \_\_\_\_\_

## Resumo

O consumo de energia elétrica tem aumentado de década para década desde o século passado. Este aumento tem levado a uma crescente escassez de recursos energéticos como os combustíveis fósseis que, de forma agravante, têm a desvantagem de contribuir para o efeito de estufa, causando problemas ao planeta. De forma a atenuar a dependência dos combustíveis fósseis, os veículos elétricos (VEs) surgem como uma das principais promessas visando um planeta sustentável e com menores níveis de poluição ambiental.

Para além do paradigma da mobilidade elétrica, o VE representa um papel fulcral como mecanismo de suporte à rede elétrica, uma vez que é possível que os sistemas de carregamento de baterias permitam uma operação bidirecional. Desta forma, é expectável que o VE seja uma solução e não um problema para a rede elétrica, i.e., evitando o seu congestionamento devido ao carregamento simultâneo das baterias de vários VEs. De referir que a qualidade de energia elétrica (QEE) deve ser também tida em consideração no que concerne os VEs.

Em termos de otimização dos conversores de eletrónica de potência integrantes de um VE, uma abordagem passa por unificar o sistema de tração da máquina elétrica e o sistema de carregamento de baterias, dotando o VE de um sistema de carregamento de baterias *on-board* rápido, para além de reduzir ao peso e custo da eletrónica utilizada. Como tal, é possível acionar a máquina elétrica do VE e fazer a interface com a rede elétrica para carregamento das baterias utilizando os mesmos conversores.

Assim sendo, este documento tem como objetivo propor um sistema integrado para tração e carregamento de baterias de VEs com possibilidade de interface com redes de corrente alternada (CA), monofásicas e trifásicas, e com redes de corrente contínua (CC), utilizando o mesmo equipamento em todos os casos. Para além disso, em todos os modos de interface é contemplada operação bidirecional, pelo que o sistema proposto não se cinge à operação do VE como uma carga para a rede elétrica mas também como mecanismo de suporte, podendo fazê-lo para qualquer um dos tipos de rede elétrica mencionados. O sistema proposto nesta tese é inicialmente validado recorrendo a simulações computacionais, tendo sido elaborado um protótipo laboratorial e posteriormente validado em bancada.

**Palavras-Chave:** Sistemas de Carregamento de Baterias, Sistemas de Tração, Sistemas Integrados, *Smart Grids*, Veículos Elétricos.

## Abstract

The consumption of electrical energy has been increasing decade by decade since last century. This increase has been leading to a continuous energy resources shortage, as is the case of fossil fuels which, in an aggravating way, have the disadvantage of contributing to the greenhouse effect, causing damage to the planet. In an effort to alleviate fossil fuels dependency, electric vehicles (EVs) appear as one of the most promising agents towards a sustainable planet with lower levels of environmental pollution.

Besides the electric mobility paradigm, the EV plays a decisive role as a power grid support mechanism, since it is possible for battery charging systems to allow bidirectional operation. Hence, it is expected for the EV to be part of the solution instead of the problem for the power grid point of view, i.e., avoiding its congestion due to simultaneous battery charging of several EVs. It should be referred that electrical power quality must be also taken into consideration regarding EVs.

Regarding the power electronics converters that integrate an EV, conventionally based on a traction system to drive the electric machine and a battery charging system that is used for slow battery charging, an approach can be performed towards converter optimization, namely by unifying both systems. With such approach, it is possible to drive the EV electric machine and perform the interface with the power grid for battery charging operation using the same power converters, which not only reduces the weight and cost of the employed power electronics but also endows the EV with an on-board fast battery charging system.

In this context, the present document has as main goal the proposal of an integrated system for traction and battery charging of EVs with the possibility of interfacing power grids of the alternating current (AC) type, namely single-phase and three-phase AC power grids, and with power grids of the direct current (DC) type, using the same equipment in all cases. Furthermore, all interface modes allow bidirectional operation, therefore not restraining the EV to the operation as a mere load to the power grid but also as a support mechanism, being able to behave as such in any of the aforementioned types of power grids. The system proposed in this dissertation is initially validated through computational simulations, being afterwards designed and assembled an experimental prototype which was then validated in a workbench.

**Keywords:** Battery Charging Systems, Electric Vehicles, Integrated Systems, Smart Grids, Traction Systems.



# ÍNDICE

Agradecimentos.....	iii
Resumo.....	v
Abstract.....	vi
Lista de Figuras.....	x
Lista de Tabelas.....	xxi
Acrónimos e Siglas.....	xxiii
Nomenclatura.....	xxvi
Capítulo 1      Introdução.....	1
1.1    Veículos Elétricos e a sua Integração em <i>Smart Grids</i> .....	1
1.2    Enquadramento.....	9
1.3    Motivações.....	10
1.4    Objetivos e Contribuições.....	12
1.5    Organização da Tese.....	13
Capítulo 2      Máquinas Elétricas para Veículos Elétricos.....	16
2.1    Introdução.....	16
2.2    Máquina Síncrona de Ímanes Permanentes.....	17
2.3    Máquina BLDC.....	19
2.4    Máquina de Indução.....	21
2.5    Máquina de Relutância.....	24
2.6    Outros Tipos de Máquinas Elétricas.....	26
2.6.1    Máquina Universal.....	26
2.6.2    Máquina de Histerese.....	27
2.6.3    Máquina <i>Brushless</i> Duplamente Alimentada.....	29
2.6.4    Máquina CC de Dupla Saliência.....	31
2.6.5    Máquina CC de Fluxo Comutado.....	32
2.6.6    Máquina de Relutância <i>Vernier</i> .....	33
2.6.7    Máquina de Relutância <i>Vernier</i> Duplamente Alimentada.....	36
2.6.8    Máquina de Ímanes Permanentes com Memória.....	37
2.7    Máquinas Elétricas de Fluxo Axial.....	40
2.7.1    Máquina Síncrona de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial.....	41
2.7.2    Máquina CC de Fluxo Axial.....	42
2.7.3    Máquina de Indução de Fluxo Axial.....	42
2.7.4    Máquina de Relutância de Fluxo Axial.....	43
2.7.5    Outros Tipos de Máquinas Elétricas de Fluxo Axial.....	44
2.8    Máquinas Elétricas de Fluxo Transverso.....	46
2.9    Tecnologias Emergentes de Máquinas Elétricas.....	47
2.9.1    Máquinas Elétricas Baseadas em Supercondutividade.....	47
2.9.2    Máquinas Elétricas Baseadas em Transmissão de Energia Sem Fios.....	49
2.9.3    Máquinas Eletrostáticas.....	51

2.10	Máquina Elétrica Seleccionada.....	54
2.10.1	Modelo $dq$ da Máquina Elétrica Seleccionada.....	56
2.11	Algoritmos de Controlo para Máquinas Elétricas.....	62
2.11.1	Volts por Hertz.....	62
2.11.2	Controlo por Orientação de Campo (FOC).....	64
2.11.3	Controlo de Máximo Binário por Ampere (MTPA).....	66
2.11.4	Controlo Direto de Binário (DTC).....	69
2.12	Conclusão.....	71
Capítulo 3	Sistemas de Eletrónica de Potência e Algoritmos de Controlo para Veículos Elétricos.....	73
3.1	Introdução.....	73
3.2	Conversores CA-CC Bidirecionais.....	74
3.2.1	Conversor CA-CC Monofásico em Meia Ponte.....	76
3.2.2	Conversor CA-CC Monofásico em Ponte Completa.....	79
3.2.3	Conversor CA-CC Monofásico <i>Neutral Point Clamped</i> .....	81
3.2.4	Conversor CA-CC Monofásico <i>Flying Capacitor</i> .....	93
3.2.5	Conversor CA-CC Monofásico em Ponte Completa em Cascata.....	105
3.2.6	Conversor CA-CC Trifásico a Três Fios e Dois Braços.....	111
3.2.7	Conversor CA-CC Trifásico a Três Fios e Três Braços.....	115
3.2.8	Conversor CA-CC Trifásico a Quatro Fios e Três Braços.....	117
3.2.9	Conversor CA-CC Trifásico a Quatro Fios e Quatro Braços.....	120
3.2.10	Conversor CA-CC Trifásico <i>Neutral Point Clamped</i> .....	124
3.2.11	Conversor CA-CC Trifásico <i>Flying Capacitor</i> .....	127
3.2.12	Conversor CA-CC Trifásico em Ponte Completa em Cascata.....	131
3.3	Conversores CC-CC Bidirecionais.....	139
3.3.1	Conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i> .....	140
3.3.2	Conversor CC-CC <i>Buck-Boost Interleaved</i> .....	145
3.3.3	Conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i> em Cascata.....	149
3.3.4	Conversor CC-CC <i>Buck-Boost Split-Pi</i> .....	151
3.3.5	Conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i> em Cascata <i>Interleaved</i> .....	155
3.3.6	Conversor CC-CC <i>Buck-Boost Split-Pi Interleaved</i> .....	156
3.3.7	Conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i> Multinível.....	159
3.3.8	Conversor CC-CC Isolado em Meia Ponte.....	169
3.3.9	Conversor CC-CC Isolado em Ponte Completa.....	175
3.4	Sistemas Integrados para Tração e Carregamento de Baterias de Veículos Elétricos.....	182
3.5	Algoritmos de Controlo para Sistemas de Carregamento de Baterias de Veículos Elétricos.....	201
3.5.1	Técnicas de Sincronização com Redes Elétricas CA.....	202
3.5.2	Técnicas de Controlo de Corrente.....	216
3.5.3	Técnicas de Modulação.....	231
3.6	Conclusão.....	252
Capítulo 4	Sistema Integrado Proposto e Simulações Computacionais.....	256
4.1	Introdução.....	256
4.2	Sistema Integrado Proposto.....	256
4.3	Dimensionamento do Sistema Integrado Proposto.....	263
4.3.1	Filtro Passivo para Interface com a Rede Elétrica.....	264
4.3.2	Bobinas do Conversor CC-CC Bidirecional.....	269
4.3.3	Condensadores do Barramento CC.....	270
4.4	Simulações Computacionais.....	277
4.4.1	Simulações Computacionais do Sistema de Tração.....	277
4.4.2	Simulações Computacionais da Interface com Rede Elétrica CA Monofásica.....	294
4.4.3	Simulações Computacionais da Interface com Rede Elétrica CA Trifásica.....	309
4.4.4	Simulações Computacionais da Interface com Rede Elétrica CC.....	321

4.5	Conclusão .....	328
Capítulo 5	Desenvolvimento do Sistema Integrado Proposto .....	331
5.1	Introdução .....	331
5.2	Sistema de Controlo.....	331
5.2.1	Sensores.....	331
5.2.2	Unidade de Processamento.....	335
5.2.3	Condicionamento de Sinal e Proteção.....	336
5.3	Andar de Potência.....	337
5.3.1	Baterias .....	338
5.3.2	Semicondutores de Potência .....	338
5.3.3	Acionamento dos Semicondutores de Potência .....	344
5.3.4	Elementos Passivos .....	346
5.3.5	Dissipador de Calor.....	352
5.3.6	Acoplamento à Rede Elétrica .....	355
5.4	Integração do Sistema .....	356
5.4.1	PCB de Sensores .....	356
5.4.2	PCB de Controlo .....	358
5.4.3	PCB de <i>Driver</i> .....	359
5.4.4	PCB dos Conversores de Potência.....	360
5.4.5	PCB de Relés de Estado Sólido.....	361
5.4.6	Protótipo Final.....	362
5.5	Conclusão .....	363
Capítulo 6	Resultados Experimentais do Sistema Integrado Proposto .....	365
6.1	Introdução .....	365
6.2	Resultados Experimentais do Conversor CC-CC .....	365
6.2.1	Conversor CC-CC a Operar em Malha Aberta.....	366
6.2.2	Conversor CC-CC a Operar com Controlo de Corrente.....	368
6.2.3	Conversor CC-CC a Operar com Controlo de Tensão.....	370
6.3	Resultados Experimentais do Conversor CA-CC .....	372
6.3.1	Sincronização com as Redes Elétricas CA.....	372
6.3.2	Conversor CA-CC a Operar em Malha Aberta .....	374
6.3.3	Conversor CA-CC a Operar com Controlo de Corrente .....	375
6.4	Resultados Experimentais do Sistema de Tração .....	377
6.4.1	Controlo por Orientação de Campo (FOC).....	377
6.4.2	Controlo de Máximo Binário por Ampere (MTPA) .....	378
6.4.3	Inversão do Sentido de Rotação.....	381
6.4.4	Travagem Regenerativa .....	382
6.4.5	Controlo de Velocidade.....	384
6.5	Resultados Experimentais da Interface com Rede Elétrica CA Monofásica .....	390
6.6	Resultados Experimentais da Interface com Rede Elétrica CA Trifásica .....	395
6.7	Resultados Experimentais da Interface com Rede Elétrica CC .....	400
6.8	Conclusão .....	405
Capítulo 7	Conclusão.....	407
7.1	Conclusões.....	407
7.2	Sugestões de Trabalho Futuro.....	412
Lista de Referências	.....	414

# Lista de Figuras

Figura 1.1 – Diagrama de blocos do sistema de tração de um VE.....	2
Figura 1.2 – Diagrama de blocos e posicionamento dos sistemas de carregamento de baterias de VEs: (a) <i>On-board</i> ; (b) <i>Off-board</i> .....	3
Figura 1.3 – Diagrama de blocos e fluxo de potência do sistema de carregamento de baterias de um VE conectado à rede elétrica no modo de operação: (a) G2V; (b) V2G.....	3
Figura 1.4 – Diagrama de blocos e fluxo de potência do sistema de carregamento de baterias de um VE conectado à rede elétrica no modo de operação V4G em exclusivo (a) ou em combinação com o modo de operação: (b) G2V; (c) V2G.....	5
Figura 1.5 – Diagrama de blocos e fluxo de potência do sistema de carregamento de baterias de um VE conectado à rede elétrica no modo de operação V2H. ....	5
Figura 1.6 – Diagrama de blocos dos sistemas de eletrônica de potência convencionais utilizados em VEs. ....	7
Figura 1.7 – Diagrama de blocos de um sistema integrado para tração e carregamento de baterias de VEs utilizando como bobinas de acoplamento à rede elétrica: (a) Enrolamentos da máquina elétrica; (b) Bobinas externas.....	8
Figura 2.1 – Estrutura de uma máquina síncrona com excitação por: (a) Enrolamento de campo; (b) Ímanes Permanentes. ....	18
Figura 2.2 – Estrutura de uma máquina CC convencional com excitação por: (a) Enrolamento de campo; (b) Ímanes Permanentes.....	19
Figura 2.3 – Estrutura de uma máquina BLDC com: (a) Rotor interior ( <i>inrunner</i> ); (b) Estator interior ( <i>outrunner</i> ).....	20
Figura 2.4 – Configuração das barras condutoras do rotor em gaiola de esquilo utilizado nas máquinas de indução. ....	22
Figura 2.5 – Estrutura de uma máquina de indução: (a) Com rotor em gaiola de esquilo; (b) Com rotor bobinado/duplamente alimentado. ....	23
Figura 2.6 – Estrutura de uma máquina de relutância: (a) SynRM; (b) SRM. ....	25
Figura 2.7 – Estrutura de uma máquina universal. ....	27
Figura 2.8 – Estrutura de uma máquina de histerese. ....	28
Figura 2.9 – Estrutura de uma máquina <i>brushless</i> duplamente alimentada: (a) Indução; (b) Relutância. ....	30
Figura 2.10 – Estrutura de uma máquina CC de dupla saliência com excitação por: (a) Ímanes Permanentes; (b) Enrolamento de campo; (c) Híbrida.....	32
Figura 2.11 – Estrutura de uma máquina CC de fluxo comutado com excitação por: (a) Ímanes Permanentes; (b) Enrolamento de campo; (c) Híbrida.....	33
Figura 2.12– Estrutura de uma máquina de relutância <i>vernier</i> : (a) Sem excitação; (b) Com excitação por ímanes permanentes; (c) Com excitação por ímanes permanentes e enrolamento de campo.....	35
Figura 2.13 – Estrutura de uma máquina de fluxo modulado baseada numa PMSM. ....	36
Figura 2.14 – Estrutura de uma máquina de relutância <i>vernier</i> duplamente alimentada.....	37
Figura 2.15 – Estrutura básica de uma máquina elétrica em relação à direção do fluxo magnético produzido: (a) Radial; (b) Axial.....	40
Figura 2.16 – Estruturas <i>double-sided</i> de uma PMSM de fluxo axial: (a) TORUS; (b) AFIR. ....	42
Figura 2.17 – Estrutura de uma máquina de indução de fluxo axial. ....	43
Figura 2.18 – Estrutura de uma SRM de fluxo axial. ....	44
Figura 2.19 – Máquina elétrica <i>SRPM205M8XO75</i> do fabricante <i>MC Motor</i> : (a) Fotografia; (b) Estrutura. ....	56

Figura 2.20 – Linhas de campo magnético numa máquina SRPM segundo o eixo: (a) $d$ ; (b) $q$ .....	57
Figura 2.21 – Binário total ( $T_m$ ), binário produzido pelos ímanes permanentes ( $T_{m,pm}$ ) e binário de relutância ( $T_{m,rel}$ ) numa máquina SRPM em função do ângulo da corrente ( $\gamma$ ) para uma amplitude de corrente constante. ....	61
Figura 2.22 – Relação entre a frequência e o valor eficaz (ou amplitude) da tensão aplicada aos enrolamentos do estator com a técnica de controlo volts por hertz.....	63
Figura 2.23 – Curva MTPA para uma máquina elétrica do tipo SRPM em função de: (a) Ângulo da corrente ( $\gamma$ ) para valores constantes de amplitude de corrente ( $I_{s1} > I_{s2} > I_{s3} > I_{s4}$ ); (b) Correntes $i_d$ e $i_q$ para valores constantes de binário ( $T_1 > T_2 > T_3 > T_4$ ).....	67
Figura 2.24 – Curvas MTPA para uma máquina elétrica do tipo SRPM em termos de ângulo da corrente ( $\gamma$ ) em função da sua amplitude ( $I_s$ ) ilustrando a influência de: (a) Diferença de indutâncias ( $L_q - L_d$ ); (b) Enlace de fluxo dos ímanes permanentes ( $\lambda_{pm}$ ). ....	68
Figura 2.25 – Diagrama de vetores espaciais no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ da técnica de controlo DTC para um vetor espacial do fluxo magnético com trajetória: (a) Circular; (b) Hexagonal.....	70
Figura 3.1 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico em meia ponte. ....	77
Figura 3.2 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico em meia ponte: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão $v_{an}$ , corrente $i_a$ e estado do semicondutor $S_1$ .....	78
Figura 3.3 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa. ....	79
Figura 3.4 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão $v_{an}$ , corrente $i_a$ e estado dos semicondutores $S_1$ e $S_3$ .....	81
Figura 3.5 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC em meia ponte de três níveis.....	82
Figura 3.6 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC em meia ponte de três níveis: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão $v_{an}$ , corrente $i_a$ e estado dos semicondutores $S_1$ e $S_2$ .....	84
Figura 3.7 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico <i>diode clamped</i> em meia ponte de cinco níveis.....	85
Figura 3.8 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico <i>diode clamped</i> em meia ponte de cinco níveis: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão $v_{an}$ , corrente $i_a$ e estado dos semicondutores $S_1$ , $S_2$ , $S_3$ e $S_4$ .....	87
Figura 3.9 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC em ponte completa de cinco níveis.....	88
Figura 3.10 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC em ponte completa de cinco níveis: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão $v_{an}$ , corrente $i_a$ e estado dos semicondutores $S_1$ , $S_2$ , $S_5$ e $S_6$ .....	90
Figura 3.11 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC assimétrico de cinco níveis.....	91
Figura 3.12 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC assimétrico de cinco níveis: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão $v_{an}$ , corrente $i_a$ e estado dos semicondutores $S_1$ , $S_2$ e $S_5$ .....	93
Figura 3.13 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico <i>flying capacitor</i> em meia ponte de três níveis.....	94
Figura 3.14 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico <i>flying capacitor</i> em meia ponte de três níveis: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão $v_{an}$ , corrente $i_a$ e estado dos semicondutores $S_1$ e $S_2$ .....	95
Figura 3.15 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico <i>flying capacitor</i> em meia ponte de cinco níveis. ....	97
Figura 3.16 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico <i>flying capacitor</i> em meia ponte de cinco níveis: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão $v_{an}$ , corrente $i_a$ e estado dos semicondutores $S_1$ , $S_2$ , $S_3$ e $S_4$ .....	99
Figura 3.17 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico <i>flying capacitor</i> em ponte completa de cinco níveis.....	100
Figura 3.18 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico <i>flying capacitor</i> em ponte completa de cinco níveis: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão $v_{an}$ , corrente $i_a$ e estado dos semicondutores $S_1$ , $S_2$ , $S_5$ e $S_6$ .....	102

Figura 3.19 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em ponte completa assimétrico de cinco níveis. 103

Figura 3.20 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em ponte completa assimétrico de cinco níveis: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão  $v_{an}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_5$ . ..... 105

Figura 3.21 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa em cascata de  $n$  células. .... 106

Figura 3.22 – Número de níveis de tensão produzidos do lado CA em função do número de células para um conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa em cascata do tipo simétrico e assimétrico. .... 109

Figura 3.23 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa em cascata de duas células com configuração simétrica (cinco níveis): tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão  $v_{an}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ . .... 110

Figura 3.24 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa em cascata de duas células com configuração assimétrica (nove níveis): tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão  $v_{an}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_3$ ,  $S_5$  e  $S_7$ . .... 111

Figura 3.25 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e dois braços. .... 112

Figura 3.26 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e dois braços: tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ) produzidas; pormenor da tensão  $v_{ab}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$  e  $S_3$ . .... 114

Figura 3.27 – Diagrama fasorial ilustrativo da obtenção das tensões produzidas pelo conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e dois braços. .... 115

Figura 3.28 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços. .... 115

Figura 3.29 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços: tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ) produzidas; pormenor da tensão  $v_{ab}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_5$ . .... 117

Figura 3.30 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico a quatro fios e três braços. .... 118

Figura 3.31 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional trifásico a quatro fios e três braços: tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ), tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_n$ ) produzidas; pormenor das tensões  $v_{an}$  e  $v_{ab}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_5$ . .... 120

Figura 3.32 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico a quatro fios e quatro braços. .... 121

Figura 3.33 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional trifásico a quatro fios e quatro braços: tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ), tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_n$ ) produzidas; pormenor das tensões  $v_{an}$  e  $v_{ab}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_3$ ,  $S_5$  e  $S_7$ . .... 123

Figura 3.34 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico NPC de três níveis. .... 124

Figura 3.35 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional trifásico NPC de três níveis: tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ), tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_n$ ) produzidas; pormenor das tensões  $v_{an}$  e  $v_{ab}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_5$ ,  $S_6$ ,  $S_9$  e  $S_{10}$ . .... 126

Figura 3.36 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico *flying capacitor* de três níveis. .... 128

Figura 3.37 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional trifásico *flying capacitor* de três níveis: tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ), tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_n$ ) produzidas; pormenor das tensões  $v_{an}$  e  $v_{ab}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_5$ ,  $S_6$ ,  $S_9$  e  $S_{10}$ . .... 130

Figura 3.38 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico em ponte completa em cascata de  $n$  células conectado em estrela. 132

Figura 3.39 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional trifásico em ponte completa em cascata de duas células com configuração simétrica (cinco níveis): tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ), tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_n$ ) produzidas; pormenor das tensões  $v_{an}$  e  $v_{ab}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores da fase  $a$  ( $S_1$ ,  $S_3$ ,  $S_5$  e  $S_7$ ). .... 137

Figura 3.40 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional trifásico em ponte completa em cascata de duas células com configuração assimétrica (nove níveis): tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ), tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e

correntes ( $i_a, i_b, i_c, i_n$ ) produzidas; pormenor das tensões $v_{an}$ e $v_{ab}$ , corrente $i_a$ e estado dos semicondutores da fase $a$ ( $S_1, S_3, S_5$ e $S_7$ ). .....	138
Figura 3.41 – Conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> .....	141
Figura 3.42 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> em modo <i>buck</i> para um valor de <i>duty cycle</i> igual a: (a) 25%; (b) 50%; (c) 75%.....	143
Figura 3.43 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> em modo <i>boost</i> para um valor de <i>duty cycle</i> igual a: (a) 25%; (b) 50%; (c) 75%.....	144
Figura 3.44 – Conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost interleaved</i> de $n$ fases.....	145
Figura 3.45 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost interleaved</i> de duas fases em modo <i>buck</i> para um valor de <i>duty cycle</i> igual a: (a) 25%; (b) 50%; (c) 75%. .....	147
Figura 3.46 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost interleaved</i> de $n$ fases em modo <i>buck</i> para $D = 1/n$ com: (a) $n = 3$ ( $D = 33,3\%$ ); (b) $n = 4$ ( $D = 25\%$ ).....	147
Figura 3.47 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost interleaved</i> de $n$ fases em modo <i>buck</i> para a sua gama total de <i>duty cycle</i> com: (a) $n = 3$ ; (b) $n = 4$ . .....	148
Figura 3.48 – Conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> em cascata.....	149
Figura 3.49 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> em cascata para um valor de <i>duty cycle</i> igual a 50% em modo: (a) <i>Buck</i> , com $i_L > 0$ ; (b) <i>Boost</i> , com $i_L > 0$ ; (c) <i>Buck</i> , com $i_L < 0$ ; (d) <i>Boost</i> , com $i_L < 0$ . .....	150
Figura 3.50 – Conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost split-pi</i> .....	151
Figura 3.51 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost split-pi</i> para um valor de <i>duty cycle</i> igual a 50% em modo: (a) <i>Buck</i> , com $i_{dc} > 0$ ; (b) <i>Boost</i> , com $i_{dc} > 0$ ; (c) <i>Buck</i> , com $i_{dc} < 0$ ; (d) <i>Boost</i> , com $i_{dc} < 0$ . .....	153
Figura 3.52 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost split-pi</i> em modo <i>three-port</i> para um valor de <i>duty cycle</i> em $S_2$ igual a 50% e em $S_3$ igual a: (a) 25%; (b) 50%; (c) 75%. .....	154
Figura 3.53 – Conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> em cascata <i>interleaved</i> .....	155
Figura 3.54 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> em cascata <i>interleaved</i> de três fases para um valor de <i>duty cycle</i> igual a 50% em modo: (a) <i>Buck</i> , com $i_{L\{1,2,3\}} > 0$ ; (b) <i>Boost</i> , com $i_{L\{1,2,3\}} > 0$ ; (c) <i>Buck</i> , com $i_{L\{1,2,3\}} < 0$ ; (d) <i>Boost</i> , com $i_{L\{1,2,3\}} < 0$ .....	156
Figura 3.55 – Conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost split-pi interleaved</i> .....	157
Figura 3.56 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost split-pi interleaved</i> de três fases para um valor de <i>duty cycle</i> igual a 50% em modo: (a) <i>Buck</i> , com $i_{dc} > 0$ ; (b) <i>Boost</i> , com $i_{dc} > 0$ ; (c) <i>Buck</i> , com $i_{dc} < 0$ ; (d) <i>Boost</i> , com $i_{dc} < 0$ . .....	158
Figura 3.57 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost split-pi interleaved</i> de três fases para um valor de <i>duty cycle</i> em $S_2, S_4$ e $S_6$ igual a 50% e em $S_7, S_9$ e $S_{11}$ igual a 33%. .....	159
Figura 3.58 – Conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> de três níveis. ....	160
Figura 3.59 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> de três níveis em modo <i>buck</i> para um valor de <i>duty cycle</i> igual a: (a) 25%; (b) 50%; (c) 75%. .....	162
Figura 3.60 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> de três níveis em modo <i>boost</i> para um valor de <i>duty cycle</i> igual a: (a) 25%; (b) 50%; (c) 75%. .....	163
Figura 3.61 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> de três níveis em modo <i>buck</i> para a sua gama total de <i>duty cycle</i> com pormenor em $D = \{25\%, 50\%, 75\%$ . .....	164
Figura 3.62 – Conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> de cinco níveis.....	165
Figura 3.63 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> de cinco níveis em modo <i>buck</i> para a sua gama total de <i>duty cycle</i> com pormenor em $D = \{12,5\%, 25\%, 50\%, 62,5\%, 75\%, 87,5\%$ . .....	169
Figura 3.64 – Conversor CC-CC bidirecional isolado em meia ponte.....	170
Figura 3.65 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional isolado em meia ponte com modulação <i>phase shift</i> para um valor de desfasamento igual a: (a) 30°; (b) 45°; (c) 60°; (d) -30°; (e) -45°; (f) -60°.....	174

Figura 3.66 – Potência transferida em função do desfasamento entre as tensões aplicadas aos enrolamentos primário e secundário do transformador de um conversor CC-CC bidirecional isolado em meia ponte com modulação <i>phase shift</i> .	175
Figura 3.67 – Conversor CC-CC bidirecional isolado em ponte completa.	176
Figura 3.68 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional isolado em ponte completa com modulação <i>dual phase shift</i> para um valor de desfasamento $\varphi_1$ e $\varphi_2$ , respetivamente, igual a: (a) 45° e 60°; (b) 45° e 120°; (c) 45° e 180°; (d) -45° e 60°; (e) -45° e 120°; (f) -45° e 180°.	180
Figura 3.69 – Potência transferida em função do desfasamento entre os braços de uma mesma ponte para vários valores de desfasamento entre as tensões aplicadas aos enrolamentos primário e secundário do transformador de um conversor CC-CC bidirecional isolado em ponte completa com modulação <i>dual phase shift</i> .	181
Figura 3.70 – Sistema integrado para tração e carregamento de baterias de VEs proposto por D. Thimmesch em 1983 [904].	183
Figura 3.71 – Sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs propostos por: (a) W. Rippel em 1990 [905]; (b) W. Rippel e A. Cocconi em 1992 [906]; (c) A. Cocconi em 1994 [907].	185
Figura 3.72 – Sistema integrado para tração e carregamento de baterias de VEs proposto por S.-K. Sul e S.-J. Lee em 1995 [908].	186
Figura 3.73 – Sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs baseados em SRMs propostos por: (a) C. Pollock e W. K. Thong em 2000 [909]; (b) H.-C. Chang e C.-M. Liaw em 2009 [910]; (c) H.-C. Chang e C.-M. Liaw em 2011 [911].	188
Figura 3.74 – Sistemas integrados para tração e carregamento de baterias para <i>scooters</i> elétricas propostos por: (a) L. Solero em 2001 [912]; (b) G. Pellegrino <i>et al.</i> em 2010 [913].	189
Figura 3.75 – Sistemas integrados para tração e carregamento de baterias com isolamento galvânico para VEs industriais propostos por F. Lacressonniere e B. Cassoret em 2005 [914] para aplicação em: (a) Porta-paletes; (b) Empilhadoras.	191
Figura 3.76 – Sistema integrado para tração e carregamento de baterias com isolamento galvânico para VEs proposto por S. Haghbin <i>et al.</i> em 2011 [915]: (a) Topologia; (b) Arranjo dos enrolamentos do estator da fase $\alpha$ da máquina elétrica.	192
Figura 3.77 – Sistema integrado para tração e carregamento de baterias de VEs proposto por O. Hegazy em 2013 [831].	193
Figura 3.78 – Sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs baseados em SRMs propostos por: (a) Y. Hu <i>et al.</i> em 2014 [918]; (b) Y. Hu <i>et al.</i> em 2015 [919]; (c) K.-W. Hu <i>et al.</i> em 2015 [920].	196
Figura 3.79 – Sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs baseados em dois conversores de potência para tração propostos por: (a) D.-G. Woo <i>et al.</i> em 2015 [921]; (b) J. Hong <i>et al.</i> em 2015 [922]; (c) S. Semsar <i>et al.</i> em 2018 [923].	198
Figura 3.80 – Sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs propostos por I. Subotic <i>et al.</i> e V. Katic <i>et al.</i> em 2016 [925]–[927] baseados em máquinas elétricas com número de fases igual a: (a) Cinco; (b) Seis; (c) Nove.	200
Figura 3.81 – Sistema integrado para tração e carregamento de baterias de veículos híbridos <i>plug-in</i> baseado em SRMs proposto por M. Ma <i>et al.</i> em 2018 [931].	201
Figura 3.82 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização por filtragem baseada na transformada de Clarke com filtragem passa-baixo.	204
Figura 3.83 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização por filtragem baseada na filtragem por vetores espaciais.	205
Figura 3.84 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização por filtragem baseada na transformada de Park com filtragem passa-baixo.	206
Figura 3.85 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização por transformada de Fourier.	208
Figura 3.86 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização SOGI-FLL.	210
Figura 3.87 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização por FLL através da transformada de Clarke.	211



Figura 3.88 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização <i>enhanced PLL</i> .	212
Figura 3.89 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização SOGI-PLL.	213
Figura 3.90 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização por PLL baseada na transformada de Clarke.	214
Figura 3.91 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização por PLL baseada na transformada de Park.	215
Figura 3.92 – Operação da técnica de controlo de corrente por amostragem periódica para uma corrente de referência sinusoidal.	218
Figura 3.93 – Operação da técnica de controlo de corrente por histerese para uma corrente de referência sinusoidal utilizando dois valores distintos de margem de histerese.	220
Figura 3.94 – Operação da técnica de controlo de corrente PI estacionário para uma corrente de referência sinusoidal.	222
Figura 3.95 – Operação da técnica de controlo de corrente PI síncrono para uma corrente de referência sinusoidal.	224
Figura 3.96 – Operação da técnica de controlo de corrente preditivo <i>deadbeat</i> [990] para uma corrente de referência sinusoidal.	226
Figura 3.97 – Operação da técnica de controlo de corrente <i>finite control set model predictive control</i> : (a) Estimação da corrente de referência; (b) Casos possíveis de evolução da corrente produzida.	229
Figura 3.98 – Operação da técnica de controlo de corrente <i>finite control set model predictive control</i> para uma corrente de referência sinusoidal.	230
Figura 3.99 – Operação da técnica de PWM bipolar para uma onda moduladora sinusoidal.	234
Figura 3.100 – Operação da técnica de PWM unipolar para uma onda moduladora sinusoidal.	234
Figura 3.101 – Operação da técnica de PWM unipolar para uma onda portadora do tipo: (a) Dente de serra; (b) Triangular.	235
Figura 3.102 – Operação da técnica de PWM multinível com distribuição vertical de ondas portadoras para uma onda moduladora sinusoidal.	236
Figura 3.103 – Operação da técnica de PWM multinível com distribuição horizontal de ondas portadoras para uma onda moduladora sinusoidal.	238
Figura 3.104 – Operação da técnica de PWM multinível com múltiplas ondas moduladoras: (a) Quatro ondas moduladoras e uma onda portadora; (b) Duas ondas moduladoras e duas ondas portadoras.	238
Figura 3.105 – Onda moduladora ( $m$ ) decomposta nas suas componentes fundamental ( $m_{1f}$ ) e terceiro harmónico ( $m_{3f}$ ) resultante da técnica de PWM com injeção de terceiro harmónico.	239
Figura 3.106 – Operação da técnica de PWM para conversores CA-CC trifásicos a três fios e três braços: (a) Sem injeção de terceiro harmónico; (b) Com injeção de terceiro harmónico.	241
Figura 3.107 – Diagrama de vetores espaciais no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ para as tensões produzidas por um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.	242
Figura 3.108 – Determinação alternativa do setor da técnica de SVM para um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços para a variável booleana auxiliar: (a) $a$ ; (b) $b$ ; (c) $c$ .	243
Figura 3.109 – Diagrama de vetores espaciais no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ para o setor I da técnica de SVM para um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.	244
Figura 3.110 – Tempos de comutação resultantes da técnica de SVM aplicados às três fases de um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.	247
Figura 3.111 – Operação da técnica de SVM para um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.	248
Figura 3.112 – Componentes total, fundamental e de sequência zero de uma onda moduladora utilizando a técnica: (a) PWM com injeção de terceiro harmónico; (b) SVM.	248
Figura 3.113 – Limites de modulação no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ para as tensões produzidas por um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.	249
Figura 3.114 – Diagrama de vetores espaciais no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ para as tensões produzidas por um conversor CA-CC bidirecional trifásico a quatro fios e quatro braços.	251

Figura 3.115 – Diagrama de vetores espaciais no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ para as tensões produzidas por um conversor CA-CC bidirecional trifásico capaz de produzir um número de níveis de tensão igual: (a) Dois; (b) Três; (c) Cinco. ....	252
Figura 4.1 – Possibilidade de sistema integrado proposto baseado em seis semicondutores de potência. ....	258
Figura 4.2 – Possibilidade de sistema integrado proposto baseado em oito semicondutores de potência. ....	259
Figura 4.3 – Possibilidade de sistema integrado proposto baseado em doze semicondutores de potência. ....	261
Figura 4.4 – Sistema integrado proposto baseado em doze semicondutores de potência com conversor CC-CC fixo. ....	263
Figura 4.5 – Resposta em frequência de um filtro passivo do tipo <i>LCL</i> para diferentes valores de fator de qualidade ( <i>Q</i> ). ....	269
Figura 4.6 – Resposta em frequência dos condensadores selecionados para o barramento CC do sistema integrado proposto. ....	277
Figura 4.7 – Sistema integrado proposto para funcionamento no sistema de tração. ....	278
Figura 4.8 – Resultados de simulação da determinação da posição angular elétrica do rotor da máquina elétrica utilizando o sensor <i>resolver</i> em condições de: (a) Arranque; (b) Velocidade nominal. ....	280
Figura 4.9 – Resultados de simulação da transformada de Park com a máquina elétrica a operar à velocidade nominal com: (a) $n_m > 0$ e $T_m > 0$ (operação como motor no sentido positivo); (b) $n_m > 0$ e $T_m < 0$ (operação como gerador no sentido positivo); (c) $n_m < 0$ e $T_m > 0$ (operação como gerador no sentido negativo); (d) $n_m < 0$ e $T_m < 0$ (operação como motor no sentido negativo). ....	282
Figura 4.10 – Resultados de simulação da técnica de controlo FOC com correntes de referência arbitrárias. ....	283
Figura 4.11 – Resultados de simulação da técnica de controlo FOC com variação dinâmica das correntes de referência mantendo constante a amplitude das correntes em coordenadas <i>abc</i> para visualização do ponto MTPA. ....	284
Figura 4.12 – Correntes nas três fases do conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost interleaved</i> com leitura das mesmas: (a) Sem <i>sample and hold</i> ; (b) Com <i>sample and hold</i> . ....	286
Figura 4.13 – Resultados de simulação da técnica de controlo de corrente preditivo <i>deadbeat</i> para o conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost interleaved</i> em modo <i>boost</i> com variação na corrente de referência com leitura das correntes: (a) Sem <i>sample and hold</i> ; (b) Com <i>sample and hold</i> . ....	287
Figura 4.14 – Resultados de simulação da técnica de controlo de corrente preditivo <i>deadbeat</i> para o conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost interleaved</i> em modo <i>buck</i> com variação na corrente de referência com leitura das correntes: (a) Sem <i>sample and hold</i> ; (b) Com <i>sample and hold</i> . ....	288
Figura 4.15 – Resultados de simulação do sistema de tração com aceleração desde o repouso até à velocidade nominal com a máquina elétrica em vazio. ....	290
Figura 4.16 – Resultados de simulação do sistema de tração com variação do binário de carga para uma velocidade de referência fixa (12000 rpm). ....	292
Figura 4.17 – Resultados de simulação do sistema de tração com variação da velocidade de referência para um binário de carga fixo (50 Nm). ....	294
Figura 4.18 – Sistema integrado proposto para interface com a rede elétrica CA monofásica. ....	295
Figura 4.19 – Resultados de simulação da técnica de sincronização SOGI-PLL com a rede elétrica CA monofásica para três valores distintos de ganho: (a) Resposta transitória no domínio do tempo; (b) Erro em função da componente fundamental da tensão da rede elétrica em regime permanente. ....	296
Figura 4.20 – Resultados de simulação da técnica de sincronização SOGI-PLL com a rede elétrica CA monofásica para três valores distintos de ganho: resposta transitória no domínio do tempo para uma frequência da tensão da rede elétrica de: (a) 49 Hz; (b) 51 Hz; erro em função da componente fundamental da tensão da rede elétrica em regime permanente para uma frequência da tensão da rede elétrica de: (c) 49 Hz; (d) 51 Hz. ....	297
Figura 4.21 – Resultados de simulação da técnica de sincronização SOGI-PLL com a rede elétrica CA monofásica para um ângulo de fase inicial da tensão da rede elétrica de: (a) 0°; (b) 45°; (c) 90°; (d) 180°. ....	298
Figura 4.22 – Resultados de simulação da técnica de controlo de corrente preditivo <i>deadbeat</i> para interface com a rede elétrica CA monofásica com variação da corrente de referência. ....	300

Figura 4.23 – Resultados de simulação da técnica de controlo de corrente preditivo <i>deadbeat</i> para interface com a rede elétrica CA monofásica para uma corrente de referência de percentagem em relação à corrente nominal de: (a) 1%; (b) 10%.....	301
Figura 4.24 – Erro da corrente em função da corrente de referência em regime permanente utilizando a técnica de controlo de corrente preditivo <i>deadbeat</i> para interface com a rede elétrica CA monofásica para uma corrente de referência de percentagem em relação à corrente nominal de: (a) 1%; (b) 10%; (c) 100%.....	301
Figura 4.25 – Resultados de simulação da técnica de controlo de corrente preditivo <i>deadbeat</i> para interface com a rede elétrica CA monofásica com variação da frequência da corrente de referência.....	302
Figura 4.26 – Resultados de simulação do sistema de pré-carga dos condensadores do barramento CC para interface com a rede elétrica CA monofásica com limite de corrente de 50 A.....	305
Figura 4.27 – Resultados de simulação da interface com a rede elétrica CA monofásica no modo de operação G2V com variação na potência de carregamento.....	306
Figura 4.28 – Resultados de simulação da interface com a rede elétrica CA monofásica com transição dos modos de operação de G2V para V2G.....	307
Figura 4.29 – Resultados de simulação da interface com a rede elétrica CA monofásica no modo de operação V4G em combinação com os modos de operação G2V e V2G.....	309
Figura 4.30 – Sistema integrado proposto para interface com a rede elétrica CA trifásica.....	310
Figura 4.31 – Resultados de simulação da técnica de sincronização por PLL baseada na transformada de Park com a rede elétrica CA trifásica.....	311
Figura 4.32 – Resultados de simulação da técnica de sincronização por PLL baseada na transformada de Park com a rede elétrica CA trifásica para três valores distintos de ganho: (a) Resposta transitória no domínio do tempo; (b) Erro percentual em função da componente fundamental unitária da tensão da fase <i>a</i> da rede elétrica em regime permanente.....	312
Figura 4.33 – Resultados de simulação da técnica de sincronização por PLL baseada na transformada de Park com a rede elétrica CA trifásica: resposta transitória para uma frequência das tensões da rede elétrica de: (a) 40 Hz; (b) 60 Hz; (c) Erro percentual em função da componente fundamental unitária da tensão da fase <i>a</i> da rede elétrica em regime permanente.....	313
Figura 4.34 – Resultados de simulação da técnica de sincronização por PLL baseada na transformada de Park com a rede elétrica CA trifásica para um ângulo de fase inicial da tensão da fase <i>a</i> da rede elétrica de: (a) 90°; (b) 120°; (c) 240°; (d) 300°.....	314
Figura 4.35 – Resultados de simulação da técnica de controlo de corrente preditivo <i>deadbeat</i> para interface com a rede elétrica CA trifásica com variação da corrente de referência.....	316
Figura 4.36 – Resultados de simulação do sistema de pré-carga dos condensadores do barramento CC para interface com a rede elétrica CA trifásica com limite de corrente de 50 A.....	317
Figura 4.37 – Resultados de simulação da interface com a rede elétrica CA trifásica no modo de operação G2V com variação na potência de carregamento.....	318
Figura 4.38 – Resultados de simulação da interface com a rede elétrica CA trifásica no modo de operação V2G com variação na potência de descarregamento.....	319
Figura 4.39 – Resultados de simulação da interface com a rede elétrica CA trifásica no modo de operação V4G em combinação com os modos de operação G2V e V2G.....	321
Figura 4.40 – Sistema integrado proposto para interface com redes elétricas CC.....	322
Figura 4.41 – Resultados de simulação do sistema de pré-carga dos condensadores do barramento CC para interface com uma rede elétrica CC de 380 V com limite de corrente de 200 A.....	324
Figura 4.42 – Resultados de simulação da interface com uma rede elétrica CC de 380 V no modo de operação G2V com potência de carregamento de 103,4 kW.....	326
Figura 4.43 – Resultados de simulação da interface com uma rede elétrica CC de 380 V com transição dos modos de operação de G2V para V2G.....	327

Figura 4.44 – Resultados de simulação da interface com uma rede elétrica CC de 48 V com transição dos modos de operação de G2V para V2G.....	328
Figura 5.1 – Resistência de <i>shunt WSBM8518L5000JK</i> do fabricante <i>Vishay Dale</i> [1098]: vista: (a) Superior; (b) Inferior.....	334
Figura 5.2 – Plataforma de desenvolvimento baseada no microcontrolador <i>TMS320F28379D</i> do fabricante <i>Texas Instruments</i> [1100]. .....	336
Figura 5.3 – Bateria <i>IFP36230218-100Ah</i> do fabricante <i>Wina Green Power</i> [1074]. .....	338
Figura 5.4 – Bobina desenvolvida baseada nos núcleos <i>OE-520026-2</i> do fabricante <i>Micrometals</i> [1107]. .....	348
Figura 5.5 – Corrente (CH1: 50 A/div) em função do tempo após aplicação de um pulso de tensão (CH2: 2 V/div) para bobina desenvolvida com valor base de: (a) 100 $\mu$ H; (b) 20 $\mu$ H. ....	349
Figura 5.6 – Indutância em função da corrente para bobina desenvolvida com valor base de: (a) 100 $\mu$ H; (b) 20 $\mu$ H. ....	350
Figura 5.7 – Frequência de ressonância e resistência característica do filtro passivo do tipo <i>LCL</i> em função da corrente para as bobinas desenvolvidas. ....	351
Figura 5.8 – Condensadores utilizados no barramento CC dos conversores do sistema proposto com referência e fabricante: (a) <i>B25620B1427A101</i> , <i>TDK</i> [1090]; (b) <i>C4AQQBW5250A30J</i> , <i>KEMET</i> [1091]; (c) <i>A72SQ2220AA00J</i> , <i>KEMET</i> [1092]. ....	352
Figura 5.9 – Condensador <i>MKP1847610444Y</i> do fabricante <i>Vishay Roederstein</i> [1108] utilizado no filtro passivo do tipo <i>LCL</i> do sistema proposto. ....	352
Figura 5.10 – Dissipador de calor <i>41660IU00000G</i> do fabricante <i>Aavid</i> [1110]. ....	354
Figura 5.11 – PCB de sensores desenvolvida para o sistema integrado proposto. ....	357
Figura 5.12 – PCB de controlo desenvolvida para o sistema integrado proposto. ....	358
Figura 5.13 – PCB de <i>driver</i> desenvolvida para o sistema integrado proposto. ....	360
Figura 5.14 – PCB dos conversores de potência desenvolvida: vista: (a) Superior; (b) Inferior. ....	361
Figura 5.15 – PCB de relés de estado sólido desenvolvida para o sistema integrado proposto.....	362
Figura 5.16 – Protótipo desenvolvido para o sistema integrado proposto: vista: (a) Interna; (b) Externa. ....	363
Figura 6.1 – Resultado experimental do conversor CC-CC em malha aberta e em modo <i>buck</i> com valor de <i>duty cycle</i> igual a: (a) 33,3%; (b) 50%; (c) 66,7%. Escala: 5 $\mu$ s/div; 1 A/div. ....	367
Figura 6.2 – Resultado experimental do conversor CC-CC em malha aberta e em modo <i>boost</i> com valor de <i>duty cycle</i> igual a: (a) 33,3%; (b) 50%; (c) 66,7%. Escala: 5 $\mu$ s/div; (a) e (b) $i_{Lbatx}$ 1 A/div, $i_{bat}$ 2 A/div; (c) $i_{Lbatx}$ 2 A/div, $i_{bat}$ 5 A/div. ....	367
Figura 6.3 – Resultado experimental do conversor CC-CC a operar com controlo de corrente em regime permanente com referência de: (a) 45 A (modo <i>buck</i> ); (b) -120 A (modo <i>boost</i> ). Escala: 10 $\mu$ s/div; 25 V/div; (a) 2 A/div; (b) 10 A/div. ....	369
Figura 6.4 – Resultado experimental do conversor CC-CC a operar com controlo de corrente em regime transitório com variação da corrente de referência: (a) De 10 A para 20 A (modo <i>buck</i> ); (b) De -60 A para -120 A (modo <i>boost</i> ). Escala: 25 V/div; (a) 2 ms/div; 2 A/div; (b) 50 $\mu$ s/div; 10 A/div. ....	370
Figura 6.5 – Resultado experimental do conversor CC-CC a operar com controlo de tensão em regime transitório com variação da tensão de referência: (a) De 100 V para 200 V; (b) De 200 V para 100 V. Escala: 40 V/div; (a) 2 ms/div; 12,5 A/div; (b) 10 ms/div, 5 A/div. ....	372
Figura 6.6 – Resultado experimental da técnica SOGI-PLL para sincronização com a rede elétrica CA trifásica em regime transitório para três valores distintos de ganho: (a) Inferior; (b) Intermédio; (c) Superior. Escala: 10 ms/div; 25 V/div.....	373
Figura 6.7 – Resultado experimental da técnica SOGI-PLL para sincronização com a rede elétrica CA trifásica em regime permanente para dois valores distintos de ganho: (a) Inferior; (b) Superior. Escala: 2 ms/div; 25 V/div. ....	374

Figura 6.8 – Resultado experimental do conversor CA-CC em malha aberta em modo trifásico utilizando técnica de PWM: (a) Sem injeção de terceiro harmónico; (b) Com injeção de terceiro harmónico. Escala: 5 ms/div;  $v_{ab, bc, ca}$  25 V/div,  $v_{dc}$  20 V/div,  $i_{abc}$  5 A/div,  $m_{abc}$  0,125/div. ....375

Figura 6.9 – Resultado experimental da técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* com variação da corrente de referência para o conversor CA-CC a operar em modo: (a) Monofásico, com variação de amplitude de 7,5 A para 15 A; (b) Trifásico, com variação de amplitude de 20 A para 40 A. Escala: 10 ms/div; (a) 5 A/div; (b) 20 A/div, 50 V/div. ....376

Figura 6.10 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo FOC com correntes de referência  $i_d$  e  $i_q$  arbitrárias: (a)  $i_d = 0$  A,  $i_q = 40$  A; (b)  $i_d = 50$  A,  $i_q = 50$  A. Escala: (a) 2 ms/div; 20 A/div; (b) 1 ms/div; 50 A/div. ....378

Figura 6.11 – Diagrama *xy* das correntes de referência  $i_d$  e  $i_q$  resultantes da técnica de controlo MTPA. Escala: 50 A/div. ....379

Figura 6.12 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo MTPA com velocidade de rotação de 3000 rpm e binário de 5 Nm com sentido de rotação: (a) Direto; (b) Inverso. Escala: 2 ms/div; 50 A/div. ....380

Figura 6.13 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo MTPA com velocidade de rotação de 1800 rpm e binário de 15 Nm com sentido de rotação: (a) Direto; (b) Inverso. Escala: 2 ms/div; 50 A/div. ....381

Figura 6.14 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo MTPA com inversão do sentido de rotação. Escala: 50 ms/div; 50 A/div. ....382

Figura 6.15 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo MTPA em situação de travagem regenerativa: (a) Desaceleração; (b) Inversão do Sentido de Rotação. Escala: 50 ms/div;  $i_{abcdq}$  50 A/div,  $i_{Lbatx}$  5 A/div; (a)  $v_{dc}$  50 V/div; (b)  $v_{dc}$  25 V/div. ....384

Figura 6.16 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo MTPA com controlo de velocidade para uma referência de 1 krpm em situação de arranque. Escala: 200 ms/div; 50 A/div, 500 rpm/div, 5 Nm/div. ....386

Figura 6.17 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo MTPA com controlo de velocidade para uma referência inicial de 3 krpm com variação: (a) Positiva (para 6 krpm); (b) Negativa (para 2 krpm). Escala: 200 ms/div; 50 A/div, 5 Nm/div; (a) 2 krpm/div; (b) 1 krpm/div. ....387

Figura 6.18 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo MTPA com controlo de velocidade para uma referência de 1 krpm em valor absoluto com variação no sentido de rotação: (a) Negativa; (b) Positiva. Escala: 500 ms/div; 50 A/div, 500 rpm/div, 5 Nm/div. ....388

Figura 6.19 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo MTPA com controlo de velocidade para uma referência de 3 krpm com variação de carga em degrau: (a) Positivo (0 Nm – 15 Nm); (b) Negativo (15 Nm – 0 Nm). Escala: 200 ms/div; 50 A/div, 1 krpm/div, 5 Nm/div. ....389

Figura 6.20 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo MTPA com controlo de velocidade para uma referência de 6 krpm com variação de carga em degrau: (a) Positivo (0 Nm – 20 Nm); (b) Negativo (20 Nm – 0 Nm). Escala: 200 ms/div; 50 A/div, 2 krpm/div, 10 Nm/div. ....390

Figura 6.21 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA monofásica no modo de operação G2V (apenas conversor CA-CC) com corrente de 20 A de amplitude: (a) Regime permanente; (b) Regime transitório, com variação de 10 A para 20 A. Escala:  $v_g$  20 V/div,  $v_{dc}$  25 V/div,  $i_g$  10 A/div,  $i_{dcl d}$  0,5 A/div; (a) 5 ms/div; (b) 20 ms/div. ....391

Figura 6.22 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA monofásica no modo de operação V2G (apenas conversor CA-CC) com corrente de 20 A de amplitude: (a) Regime permanente; (b) Regime transitório, com variação de 10 A para 20 A. Escala: 20 V/div, 10 A/div; (a) 5 ms/div; (b) 10 ms/div. ....392

Figura 6.23 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA monofásica com controlo da tensão do barramento CC para 100 V. Escala: 20 ms/div;  $v_g$  25 V/div,  $v_{dc}$  20 V/div,  $i_g$  20 A/div,  $i_{Lbatx}$  2 A/div. ....393

Figura 6.24 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA monofásica no modo de operação G2V (ambos os conversores em operação) com corrente nas baterias de 15 A durante: (a) Ativação; (b) Desativação. Escala: 20 ms/div; $v_g$ 25 V/div, $v_{dc}$ 20 V/div, $i_g$ 20 A/div, $i_{Lbatx}$ 2 A/div. ....	394
Figura 6.25 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA monofásica no modo de operação V2G (ambos os conversores em operação) com corrente nas baterias de 15 A durante: (a) Ativação; (b) Desativação. Escala: 20 ms/div; $v_g$ 25 V/div, $v_{dc}$ 20 V/div, $v_{bat}$ 20 V/div, $i_g$ 20 A/div, $i_{Lbatx}$ 2 A/div. ....	395
Figura 6.26 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA trifásica no modo de operação G2V (apenas conversor CA-CC) com corrente de 50 A de amplitude: (a) Regime permanente; (b) Regime transitório, com variação de 25 A para 50 A. Escala: $v_{gx}$ 20 V/div, $v_{dc}$ 31,25 V/div, $i_g$ 25 A/div, $i_{dcl}$ 5 A/div; (a) 5 ms/div; (b) 10 ms/div. ....	396
Figura 6.27 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA trifásica no modo de operação V2G (apenas conversor CA-CC) com corrente de 30 A de amplitude: (a) Regime permanente; (b) Regime transitório, com variação de 15 A para 30 A. Escala: 5 ms/div; 10 V/div, 20 A/div. ....	397
Figura 6.28 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA trifásica com controlo da tensão do barramento CC para 200 V. Escala: 20 ms/div; $v_g$ 25 V/div, $v_{dc}$ 40 V/div, $i_g$ 10 A/div. ....	398
Figura 6.29 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA trifásica no modo de operação G2V (ambos os conversores em operação) com corrente nas baterias de 45 A durante: (a) Ativação; (b) Desativação. Escala: 20 ms/div; $v_g$ 25 V/div, $v_{dc}$ 40 V/div, $i_g$ 50 A/div, $i_{Lbatx}$ 5 A/div. ....	399
Figura 6.30 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA monofásica no modo de operação V2G (ambos os conversores em operação) com corrente nas baterias de 15 A durante: (a) Ativação; (b) Desativação. Escala: 20 ms/div; $v_g$ 25 V/div, $v_{dc}$ 50 V/div, $v_{bat}$ 25 V/div, $i_g$ 20 A/div, $i_{Lbatx}$ 5 A/div. ....	400
Figura 6.31 – Resultado experimental da interface com uma rede elétrica CC no modo de operação G2V em regime permanente com corrente nas baterias de: (a) 10 A (resultando em $v_{bat} < v_g$ ); (b) 30 A (resultando em $v_{bat} > v_g$ ). Escala: 10 $\mu$ s/div; $v_g$ 10 V/div, $v_{dc}$ 25 V/div; (a) $v_{bat}$ 6,25 V/div, $i_{Lgx}$ 1,25 A/div, $i_{Lbatx}$ 1 A/div, $i_{bat}$ 2 A/div; (b) $v_{bat}$ 15 V/div, $i_{Lgx}$ 5 A/div, $i_{Lbatx}$ 2 A/div, $i_{bat}$ 5 A/div. ....	401
Figura 6.32 – Resultado experimental da interface com uma rede elétrica CC no modo de operação G2V em regime transitório com variação na corrente nas baterias de 10 A (resultando em $v_{bat} < v_g$ ) para 30 A (resultando em $v_{bat} > v_g$ ): (a) Sem controlo adaptativo da tensão $v_{dc}$ ; (b) Com controlo adaptativo da tensão $v_{dc}$ . Escala: 5 ms/div; $v_g$ 10 V/div, $v_{dc}$ 25 V/div, $v_{bat}$ 20 V/div, $i_{Lgx}$ 5 A/div, $i_{Lbatx}$ 2 A/div, $i_{bat}$ 5 A/div. ....	402
Figura 6.33 – Resultado experimental da interface com uma rede elétrica CC no modo de operação V2G em regime permanente com corrente na rede elétrica CC de: (a) 15 A (resultando em $v_g < v_{bat}$ ); (b) 30 A (resultando em $v_g > v_{bat}$ ). Escala: 10 $\mu$ s/div; $v_{bat}$ 10 V/div, $v_{dc}$ 25 V/div; (a) $v_g$ 10 V/div, $i_{Lgx}$ 1,25 A/div, $i_{Lbatx}$ 1 A/div, $i_{bat}$ 2 A/div; (b) $v_g$ 20 V/div, $i_{Lgx}$ 2,5 A/div, $i_{Lbatx}$ 5 A/div, $i_{bat}$ 10 A/div. ....	404
Figura 6.34 – Resultado experimental da interface com uma rede elétrica CC no modo de operação V2G em regime transitório com variação na corrente da rede elétrica CC de 20 A (resultando em $v_g < v_{bat}$ ) para 30 A (resultando em $v_g > v_{bat}$ ) com controlo adaptativo da tensão $v_{dc}$ . Escala: 5 ms/div; $v_g$ 20 V/div, $v_{dc}$ 25 V/div, $v_{bat}$ 10 V/div, $i_{Lgx}$ 2,5 A/div, $i_{Lbatx}$ 10 A/div, $i_{bat}$ 20 A/div. ....	405

# Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Características nominais da máquina elétrica <i>SRPM205M8X075</i> do fabricante <i>MC Motor</i> .....	56
Tabela 3.1 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico em meia ponte.....	78
Tabela 3.2 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa.....	80
Tabela 3.3 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC em meia ponte de três níveis.....	83
Tabela 3.4 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico <i>diode clamped</i> em meia ponte de cinco níveis.....	86
Tabela 3.5 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC em ponte completa de cinco níveis.....	89
Tabela 3.6 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC assimétrico de cinco níveis.....	92
Tabela 3.7 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico <i>flying capacitor</i> em meia ponte de três níveis.....	94
Tabela 3.8 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico <i>flying capacitor</i> em meia ponte de cinco níveis.....	98
Tabela 3.9 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico <i>flying capacitor</i> em ponte completa de cinco níveis.....	101
Tabela 3.10 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico <i>flying capacitor</i> em ponte completa assimétrico de cinco níveis.....	104
Tabela 3.11 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa em cascata de duas células com configuração simétrica (cinco níveis).....	107
Tabela 3.12 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa em cascata de duas células com configuração assimétrica (nove níveis).....	108
Tabela 3.13 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e dois braços.....	113
Tabela 3.14 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.....	116
Tabela 3.15 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico a quatro fios e três braços.....	118
Tabela 3.16 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico a quatro fios e quatro braços.....	122
Tabela 3.17 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico NPC de três níveis para um ângulo de fase compreendido entre 0° e 60° relativamente à fase <i>a</i> .....	125
Tabela 3.18 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico <i>flying capacitor</i> de três níveis para um ângulo de fase compreendido entre 0° e 60° relativamente à fase <i>a</i> .....	129
Tabela 3.19 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico em ponte completa em cascata de duas células com configuração simétrica (cinco níveis) para um ângulo de fase compreendido entre 0° e 60° relativamente à fase <i>a</i> .....	133
Tabela 3.20 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico em ponte completa em cascata de duas células com configuração assimétrica (nove níveis) para um ângulo de fase compreendido entre 0° e 30° relativamente à fase <i>a</i> .....	135
Tabela 3.21 – Estados de operação do conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> .....	143
Tabela 3.22 – Modos de operação do conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> em cascata.....	149
Tabela 3.23 – Modos de operação do conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost split-pi</i> .....	152
Tabela 3.24 – Estados de operação do conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> de três níveis.....	161

Tabela 3.25 – Estados de operação do conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> de cinco níveis para operação em modo <i>buck</i> .	167
Tabela 3.26 – Estados de operação do conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> de cinco níveis para operação em modo <i>boost</i> .	167
Tabela 3.27 – Estados de operação do conversor CC-CC bidirecional isolado em meia ponte.	171
Tabela 3.28 – Estados de operação do conversor CC-CC bidirecional isolado em ponte completa.	177
Tabela 3.29 – Vetores das tensões produzidas em função dos estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.	242
Tabela 3.30 – Associação entre a variável $N$ e o setor correspondente da técnica de SVM para um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.	243
Tabela 3.31 – Associação entre as variáveis $x, y, z$ e os tempos $t_1$ e $t_2$ em função do setor correspondente da técnica de SVM para um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.	245
Tabela 3.32 – Associação entre os tempos $t_a, t_b, t_c$ e o tempo ativo de cada fase $x$ ( $m_x T_{sw}$ ) em função do setor correspondente da técnica de SVM para um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.	246
Tabela 4.1 – Características nominais do sistema integrado proposto em função do tipo de interface.	264
Tabela 4.2 – Características básicas nominais do conjunto de baterias utilizado no sistema integrado proposto.	264
Tabela 4.3 – Características nominais dos condensadores <i>B25620B1427A101</i> do fabricante <i>TDK</i> selecionados para o barramento CC do sistema integrado proposto.	274
Tabela 4.4 – Características nominais dos condensadores <i>C4AQQBW5250A30J</i> do fabricante <i>KEMET</i> selecionados para o barramento CC do sistema integrado proposto.	275
Tabela 4.5 – Características nominais dos condensadores <i>A72SQ2220AA00J</i> do fabricante <i>KEMET</i> selecionados para o barramento CC do sistema integrado proposto.	276
Tabela 4.6 – Características nominais do conjunto de condensadores selecionados para o barramento CC do sistema integrado proposto.	276
Tabela 5.1 – Características nominais dos IGBTs <i>IKW40N120H3</i> do fabricante <i>Infineon Technologies</i> [1102] selecionados para o sistema integrado proposto.	341
Tabela 5.2 – Características nominais dos díodos schottky <i>C4D08120E</i> do fabricante <i>Cree/Wolfspeed</i> [1103] selecionados para o sistema integrado proposto.	343



# Acrónimos e Siglas

<b>Acrónimo / Sigla</b>	<b>Significado</b>
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
AFIR	<i>Axial Flux Interior Rotor</i>
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
BLAC	<i>Brushless Alternating Current</i>
BLDC	<i>Brushless Direct Current</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
ECM	<i>Electronically Commutated Machine</i>
E-CVT	<i>Electronic Continuously Variable Transmission</i>
ESL	<i>Equivalent Series Inductance</i>
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FLL	<i>Frequency Locked Loop</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
G2V	<i>Grid-to-Vehicle</i>
GTO	<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IGCT	<i>Integrated Gate-Commutated Thyristor</i>

MCT	<i>Metal Oxide Semiconductor Controllable Thyristor</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
MTPA	<i>Maximum Torque Per Ampere</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
NTC	<i>Negative Temperature Coefficient</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PMAC	<i>Permanent Magnet Alternating Current</i>
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Machine</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RB-IGBT	<i>Reverse Blocking-Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
RB-IGCT	<i>Reverse Blocking-Integrated Gate-Commutated Thyristor</i>
RDC	<i>Resolver-to-Digital Converter</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SCR	<i>Silicon Controlled Rectifier</i>
S-IGCT	<i>Symmetrical Integrated Gate-Commutated Thyristor</i>
SMD	<i>Surface Mounted Device</i>
SOGI	<i>Second Order Generalized Integrator</i>
SRM	<i>Switched Reluctance Machine</i>
SRPM	<i>Synchronous Reluctance Permanent Magnet</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
SynRM	<i>Synchronous Reluctance Machine</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>

TRIAC	<i>Triode for Alternating Current</i>
TVS	<i>Transient Voltage Suppressor</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
V2G	<i>Vehicle-to-Grid</i>
V2H	<i>Vehicle-to-Home</i>
V2V	<i>Vehicle-to-Vehicle</i>
V4G	<i>Vehicle-for-Grid</i>
VCI	Veículo de Combustão Interna
VE	Veículo Elétrico
VEV	Variador Eletrónico de Velocidade

# Nomenclatura

$A$	Área de um material de interface	$m^2$
$A_L$	Coefficiente de indutância de um núcleo magnético	$H/N^2$
$amp$	Amplitude da tensão medida por uma técnica de sincronização	V
$A_n$	Amplitude da componente de tensão harmónica $n$ da transformada discreta de Fourier	V
$C_{bat}$	Capacidade do condensador de interface às baterias	F
$C_{dc}$	Capacidade do condensador do barramento CC	F
$C_f$	Capacidade do condensador de um filtro passivo	F
$C_{fMAX}$	Capacidade máxima do condensador $C_f$	F
$C_{MIN}$	Capacidade mínima de um condensador	F
$comp$	Sinal de comparação entre uma onda portadora e uma onda moduladora	-
$comp_x$	Sinal de comparação $x$ entre uma onda portadora e uma onda moduladora	-
$C_x$	Capacidade do condensador número $x$	F
$D$	<i>Duty cycle</i>	-
$D_x$	Diodo número $x$	-
$d_x$	<i>Duty cycle</i> aplicado à fase $x$ de um conversor	-
$e$	Erro relativo	-
$f_g$	Frequência da tensão da rede elétrica	Hz
$f_n$	Frequência nominal	Hz
$f_p$	Sinal de sincronismo da técnica de sincronização por PLL baseada na transformada de Clarke	V
$f_{res}$	Frequência de ressonância	Hz
$f_s$	Frequência de amostragem	Hz
$f_{sw}$	Frequência de comutação	Hz
$h$	Fator de atenuação das componentes harmónicas das correntes de um filtro <i>LCL</i>	-
$i_0$	Corrente de sequência zero no sistema de coordenadas <i>dq</i>	A
$i_1$	Corrente no enrolamento primário de um transformador	A
$i_2$	Corrente no enrolamento secundário de um transformador	A
$i_{bat}$	Corrente nas baterias	A

$\dot{i}_{batx}$	Corrente na bateria número $x$	A
$\dot{i}_{batx,y}$	Corrente na interface número $y$ da bateria número $x$	A
$\dot{i}_{cv}$	Corrente no lado do conversor de um filtro $LCL$	A
$\dot{i}_d$	Corrente segundo o eixo $d$ de uma máquina elétrica/componente direta da corrente	A
$\dot{i}_{dc}$	Corrente no barramento CC	A
$\dot{i}_{dcld}$	Corrente na carga conectada no barramento CC	A
$\dot{i}_{ev}$	Corrente produzida por um conversor CA-CC no modo de operação V4G	A
$\dot{i}_{evx}$	Corrente produzida na fase $x$ por um conversor CA-CC trifásico no modo de operação V4G	A
$\dot{i}_g$	Corrente na rede elétrica CA monofásica ou CC	A
$\dot{i}_{Lbatx}$	Corrente na bobina de interface às baterias número $x$	A
$\dot{i}_{ld}$	Corrente absorvida por uma carga ou conjunto de cargas	A
$\dot{i}_{ldx}$	Corrente absorvida na fase $x$ por uma carga ou conjunto de cargas	A
$\dot{i}_{Lgx}$	Corrente na bobina da fase $x$ do lado da rede elétrica de um filtro $LCL$	A
$\dot{i}_{Lx}$	Corrente na bobina $L$ número $x$	A
$Im$	Componente imaginária da tensão no domínio da frequência	V
$\dot{i}_n$	Corrente de neutro	A
$I_n$	Corrente de pico nominal nos enrolamentos do estator de uma máquina elétrica	A
$\dot{i}_q$	Corrente segundo o eixo $q$ de uma máquina elétrica/componente em quadratura da corrente	A
$\dot{i}_{ref,x}$	Corrente de referência $x$	A
$I_{RMS}$	Corrente eficaz de um condensador ou de um conversor de potência	A
$I_s$	Corrente nos enrolamentos do estator de uma máquina elétrica	A
$I_{sx}$	Corrente num semiconductor $S$ número $x$	A
$\dot{i}_x$	Corrente na fase $x$	A
$\hat{i}_x$	Valor estimado para a corrente $\dot{i}_x$	A
$k$	Ganho das técnicas de sincronização SOGI-FLL e SOGI-PLL	-
$k_{th}$	Condutividade térmica	W/mK
$K_x$	Contactador número $x$	-
$L_1$	Indutância de dispersão do enrolamento primário de um transformador	H
$L_2$	Indutância de dispersão do enrolamento secundário de um transformador	H
$L_{batx}$	Indutância da bobina de interface a baterias número $x$	H

$L_c$	Indutância da bobina do lado do conversor de um filtro <i>LCL</i>	H
$L_{cx}$	Indutância da bobina da fase <i>x</i> do lado do conversor de um filtro <i>LCL</i>	H
$L_d$	Indutância segundo o eixo <i>d</i> de uma máquina elétrica	H
$L_g$	Indutância da bobina do lado da rede elétrica de um filtro <i>LCL</i>	H
$L_{gx}$	Indutância da bobina da fase <i>x</i> do lado da rede elétrica de um filtro <i>LCL</i>	H
$L_q$	Indutância segundo o eixo <i>q</i> de uma máquina elétrica	H
$L_{rx}$	Enrolamento da fase <i>x</i> do rotor de uma máquina elétrica de rotor bobinado	-
$L_{sx}$	Enrolamento da fase <i>x</i> do estator de uma máquina elétrica de rotor bobinado	-
$l_v$	Comprimento do vetor de tensão filtrado das técnicas de sincronização por filtragem	V
	Enrolamento da fase <i>x</i> do estator de uma máquina elétrica	-
$L_x$	Indutância da bobina número <i>x</i>	H
$L_{xy}$	Enrolamento da fase <i>y</i> do estator de uma máquina elétrica número <i>x</i>	-
$m$	Onda moduladora	-
$m_{1f}$	Componente fundamental de uma onda moduladora	-
$m_{3f}$	Terceiro harmónico de uma onda moduladora	-
$m_a$	Índice de modulação em amplitude	-
$m_f$	Índice de modulação em frequência	-
$m_x$	Onda moduladora número <i>x</i>	-
$N$	Número de amostras da transformada discreta de Fourier/número de espiras de uma bobina	-
$N_1$	Número de espiras do enrolamento primário de um transformador	-
$N_2$	Número de espiras do enrolamento secundário de um transformador	-
$n_m$	Velocidade de rotação de uma máquina elétrica	rpm
$n_{MAX}$	Velocidade de rotação máxima de uma máquina elétrica	rpm
$n_{ref}$	Velocidade de rotação de referência	rpm
	Número de pares de polos por fase de uma máquina elétrica/onda portadora	-
$p$	Potência ativa	W
$\tilde{p}$	Componente oscilante da potência instantânea	VA
$p_{bat}$	Potência ativa fornecida pelas baterias	W
$P_D$	Potência dissipada	W
$p_g$	Potência ativa fornecida pela rede elétrica	W

$p_{ld}$	Potência ativa absorvida por uma carga ou conjunto de cargas	W
$p_m$	Potência mecânica desenvolvida por uma máquina elétrica	W
$p_x$	Onda portadora número $x$	-
$Q$	Fator de qualidade de um filtro passivo	-
$qv_g'$	Componente fundamental em quadratura da tensão da rede elétrica (monofásica)	V
$Re$	Componente real da tensão no domínio da frequência	V
$R_f$	Resistência de amortecimento de um filtro passivo	$\Omega$
$R_{res}$	Resistência característica de um filtro passivo	$\Omega$
$R_s$	Resistência dos enrolamentos do estator por fase de uma máquina elétrica	$\Omega$
$R_{thcd}$	Resistência térmica carcaça-dissipador de um semicondutor	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{thda}$	Resistência térmica dissipador-ambiente de um semicondutor	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{thjc}$	Resistência térmica junção-carcaça de um semicondutor	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$S$	Setor da modulação por vetores espaciais	-
$\sin_x$	Sinal sinusoidal unitário da fase $x$ gerado por uma técnica de sincronização	-
$S_x$	Semicondutor de potência totalmente controlado número $x$	-
$t$	Espessura de um material de interface	m
	Instante de tempo contínuo	s
$T_a$	Temperatura ambiente	$^{\circ}\text{C}$
$T_j$	Temperatura de junção de um semicondutor	$^{\circ}\text{C}$
$T_{ld}$	Binário de uma carga mecânica	Nm
$T_m$	Binário de uma máquina elétrica	Nm
$T_{m,pm}$	Componente de binário de uma máquina elétrica produzida pelos ímanes permanentes	Nm
$T_{m,rel}$	Componente de binário de uma máquina elétrica produzida pela relutância magnética	Nm
$T_s$	Período de amostragem	s
$T_{sw}$	Período de comutação	s
$t_x$	Tempo $x$ de aplicação de um vetor de tensão da técnica de modulação por vetores espaciais	s
$T_{xy}$	Enrolamento $y$ do transformador $x$	-
$v_0$	Tensão de sequência zero no sistema de coordenadas $dq$	V
$v_1$	Tensão no enrolamento primário de um transformador	V
$v_2$	Tensão no enrolamento secundário de um transformador	V

$v_{bat}$	Tensão nas baterias	V
$v_{batx}$	Tensão na bateria número $x$	V
$v_{batx,y}$	Tensão na interface número $y$ da bateria número $x$	V
$v_{cv}$	Tensão produzida por um conversor	V
$v_{cvx}$	Tensão produzida por um conversor na fase $x$	V
$v_d$	Tensão segundo o eixo $d$ de uma máquina elétrica/componente direta da tensão	V
$v_{dc}$	Tensão no barramento CC	V
$v_{dcx}$	Tensão no barramento CC número $x$	V
$v_{dpb}$	Componente direta da tensão após filtragem passa-baixo	V
$V_{FF}$	Amplitude da tensão composta num sistema polifásico	V
$V_{FFMAX}$	Amplitude máxima da tensão composta produzida por um conversor CA-CC trifásico	V
$v_g$	Tensão da rede elétrica CA monofásica ou CC	V
$v_g'$	Componente fundamental da tensão da rede elétrica CA monofásica	V
$V_{GMAX}$	Amplitude da tensão da rede elétrica CA monofásica	V
$v_{gx}$	Tensão simples da fase $x$ da rede elétrica CA trifásica	V
$v_L$	Tensão na bobina $L$	V
$V_{MAX}$	Tensão máxima produzida por um conversor CA-CC	V
$V_{MIN}$	Tensão mínima produzida por um conversor CA-CC	V
$V_n$	Tensão composta de pico nominal dos enrolamentos do estator de uma máquina elétrica	V
$v_q$	Tensão segundo o eixo $q$ de uma máquina elétrica/componente em quadratura da tensão	V
$v_{qpb}$	Componente em quadratura da tensão após filtragem passa-baixo	V
$V_{SV}$	Vetor da tensão produzida pela técnica de modulação por vetores espaciais	V
$V_x$	Vetor número $x$ da tensão produzida por um conversor CA-CC trifásico	V
$v_{xn}$	Tensão entre os terminais $x$ e $n$ de um conversor CA-CC	V
$v_{xy}$	Tensão entre as fases $x$ e $y$ de um conversor CA-CC trifásico	V
$v_\alpha$	Tensão segundo o eixo $\alpha$ no plano $\alpha\beta$	V
$v_\alpha'$	Tensão segundo o eixo $\alpha$ no plano $\alpha\beta$ após derivação	V
$v_{\alpha pb}$	Tensão segundo o eixo $\alpha$ no plano $\alpha\beta$ após filtragem passa-baixo	V
$v_{\alpha sv}$	Tensão segundo o eixo $\alpha$ no plano $\alpha\beta$ do modelo por vetores espaciais	V
$v_{\alpha svf}$	Tensão segundo o eixo $\alpha$ no plano $\alpha\beta$ após filtragem por vetores espaciais	V



$v_{\beta}$	Tensão segundo o eixo $\beta$ no plano $\alpha\beta$	V
$v_{\beta}'$	Tensão segundo o eixo $\beta$ no plano $\alpha\beta$ após derivação	V
$v_{\beta_{pb}}$	Tensão segundo o eixo $\beta$ no plano $\alpha\beta$ após filtragem passa-baixo	V
$v_{\beta_{sv}}$	Tensão segundo o eixo $\beta$ no plano $\alpha\beta$ do modelo por vetores espaciais	V
$v_{\beta_{svf}}$	Tensão segundo o eixo $\beta$ no plano $\alpha\beta$ após filtragem por vetores espaciais	V
$Z_{Cf}$	Impedância do condensador $C_f$	$\Omega$
$Z_{Lg}$	Impedância da bobina $L_g$	$\Omega$
	Ângulo da corrente nos enrolamentos do estator de uma máquina elétrica	rad
$\gamma$	Fator de esquecimento do vetor das tensões da rede elétrica da técnica de sincronização por filtragem baseada em vetores espaciais/ganho de estimação da frequência angular da técnica SOGI-FLL	-
$\Delta i_{dc}$	<i>Ripple</i> na corrente $i_{dc}$	A
$\Delta i_{Lc}$	<i>Ripple</i> na corrente $i_{Lc}$	A
$\Delta i_{Lg}$	<i>Ripple</i> na corrente $i_{Lg}$	A
$\Delta v$	<i>Ripple</i> de tensão	V
$\theta$	Ângulo de fase da tensão ou corrente/posição angular do rotor de uma máquina elétrica	rad
$\lambda_d$	Enlace de fluxo magnético segundo o eixo $d$ de uma máquina elétrica	Vs
$\lambda_{pm}$	Enlace de fluxo magnético criado pelos ímanes permanentes de uma máquina elétrica	Vs
$\lambda_q$	Enlace de fluxo magnético segundo o eixo $q$ de uma máquina elétrica	Vs
$\zeta$	Saliência de uma máquina elétrica	-
$\varphi$	Desfasamento entre tensões ou entre tensão e corrente	rad
$\omega_0$	Frequência angular central da tensão da rede elétrica	rad/s
$\omega_e$	Frequência angular elétrica de uma máquina elétrica	rad/s
$\omega_g$	Frequência angular da tensão da rede elétrica	rad/s
$\omega_m$	Frequência angular mecânica de uma máquina elétrica	rad/s
$\omega_{MAX}$	Frequência angular mecânica máxima de uma máquina elétrica	rad/s

*"If you walk in the footsteps of others, you won't make any of your own."*

—

*"There are no limits, you are only limited by however far you want to be limited."*

Chuck Schuldiner

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Veículos Elétricos e a sua Integração em *Smart Grids*

Atualmente, numa sociedade moderna e industrializada, a energia elétrica é um bem vastamente utilizado no quotidiano. Ao longo das últimas décadas, o consumo de energia elétrica tem sofrido, globalmente, um aumento desmedido, visando satisfazer os requisitos energéticos da sociedade. Tal fenómeno tem levado não só à escassez de recursos energéticos, como os combustíveis fósseis, como também ao aumento dos níveis de poluição atmosférica devido à emissão de gases de efeito de estufa, desencadeando consequências nefastas para o planeta [1].

Neste sentido, devido à consciencialização ambiental cada vez mais presente nas sociedades, os veículos elétricos (VEs) são apresentados como uma alternativa, já em expansão, aos tradicionais veículos de combustão interna (VCIs). Os VEs são caracterizados pela ausência de emissões de gases poluentes para a atmosfera, representando um paradigma de mobilidade sustentável ao nível da utilização. Apesar de terem surgido há mais de um século, os VEs apenas começaram a ganhar popularidade na presente década, em paralelo com a decrescente tolerância das entidades reguladoras acerca da emissão de gases nocivos por parte dos VCIs. É importante destacar que tal crescimento foi apenas possível devido aos avanços na área da eletrónica de potência e das tecnologias de baterias eletroquímicas.

De modo que a energia armazenada nos respetivos sistemas de armazenamento seja utilizada para a atuação da máquina elétrica do VE, bem como para efetuar o processo inverso em condições de travagem, é necessário, pelo menos, um conversor de eletrónica de potência. Tipicamente, num VE as máquinas utilizadas são de corrente alternada (CA) e trifásicas e, por outro lado, o sistema de armazenamento de energia armazena energia sob a forma de corrente contínua (CC). Assim sendo, basicamente, o sistema de acionamento da máquina elétrica de um VE é constituído por um conversor CA-CC bidirecional trifásico. Adicionalmente, de modo a controlar a energia devolvida pela máquina elétrica ao sistema de armazenamento de energia em condições de travagem, é utilizado um conversor CC-CC entre as baterias e o conversor CA-CC, i.e., ambos partilhando o mesmo barramento CC, como ilustrado na Figura 1.1. Este tipo de conversor consiste também nos elementos integrantes de um

sistema de carregamento de baterias, pelo que a eletrónica de potência possui um papel fundamental tanto no acionamento como no carregamento do sistema de armazenamento de energia dos VEs. De referir que, na presente tese, são apenas considerados VEs que possuem exclusivamente baterias como elemento armazenador de energia e que são *plug-in*, i.e., carregam as suas baterias com energia proveniente da rede elétrica.

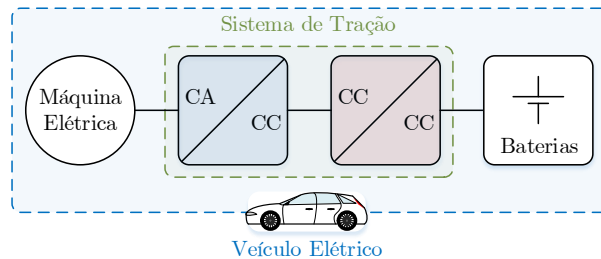


Figura 1.1 – Diagrama de blocos do sistema de tração de um VE.

Um fator que tem vindo a gerar desconforto relativamente à migração da utilização de VCI para VEs passa pelo tempo necessário para efetuar um reabastecimento, estando este facto associado ao termo *range anxiety*. Enquanto nos VCIs este processo demora escassos minutos, num VE pode demorar várias horas. Contudo, é importante referir que os fabricantes de VEs estão apostados no desenvolvimento de sistemas de carregamento de baterias, baseados em eletrónica de potência, cada vez mais rápidos com vista a equiparar o carregamento das baterias de um VE com o reabastecimento de um VCI. No que concerne aos sistemas de carregamento de baterias de VEs, estes podem classificar-se quanto ao tipo de conexão, podendo ter uma conexão galvânica ou sem fios (*wireless*) e, para além disso, podem classificar-se segundo o seu posicionamento, agrupando-se em duas categorias, nomeadamente *on-board* (representado na Figura 1.2(a)) ou *off-board* (representado na Figura 1.2(b)), caso se encontre incorporado no VE ou no exterior do mesmo, respetivamente. Geralmente, os sistemas de carregamento de baterias *on-board* apenas permitem potências máximas até 19,2 kW, sendo conectados a redes elétricas CA monofásicas ou trifásicas, enquanto os sistemas de carregamento de baterias *off-board* apresentam potências tipicamente próximas de 100 kW, sendo conectados diretamente às baterias de um VE e, como tal, em CC [2]. Neste sentido, os denominados carregadores rápidos de baterias têm vindo a ganhar popularidade, conseguindo diminuir consideravelmente o tempo necessário para efetuar uma carga completa por intermédio da utilização de potências mais elevadas. Até à data, o sistema de carregamento de baterias mais rápido suporta potências de até 350 kW e pertence à empresa suíça *ABB*, permitindo repor em 8 minutos 200 km de autonomia para um VE típico [3]. Para além dos níveis de potência utilizados, várias topologias de sistemas de carregamento de baterias têm vindo a ser estudadas [4]–[10], visando atingir elevadas densidades de potência [11], [12].

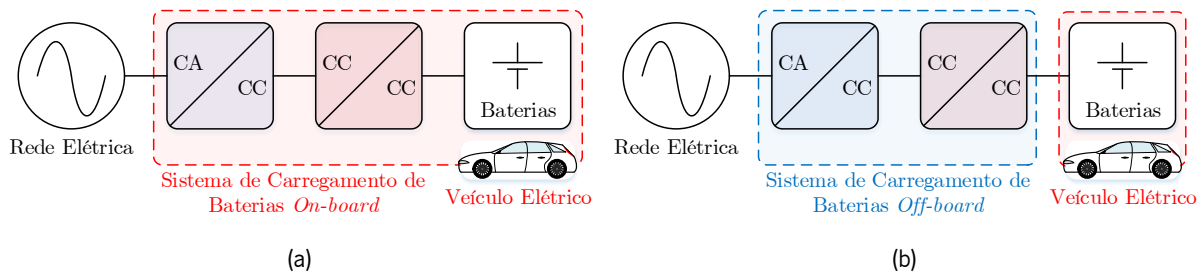


Figura 1.2 – Diagrama de blocos e posicionamento dos sistemas de carregamento de baterias de VEs:  
(a) *On-board*; (b) *Off-board*.

O processo de carregamento das baterias de um VE envolve uma absorção de energia à rede elétrica, pelo que este modo de operação é classificado como *grid-to-vehicle* (G2V). Visto que a tendência global aponta para uma crescente utilização de VEs, é necessário que o carregamento das suas baterias seja efetuado de forma racionalizada, uma vez que uma quantidade considerável de VEs conectados em simultâneo à rede elétrica pode provocar sobrecarga na mesma e subsequente falha [13]. No entanto, a possibilidade de operação bidirecional proporciona novas oportunidades e modos de operação para os VEs nas futuras *smart grids*, conferindo-lhes um papel relevante na rede elétrica. Como tal, é possível utilizar os sistemas de carregamento de baterias dos VEs para injetar energia na rede elétrica (*vehicle-to-grid* – V2G), pelo que o VE surge como um elemento de suporte à rede elétrica, estendendo a sua operação para além do simples carregamento das baterias [14]–[16]. A Figura 1.3 ilustra o diagrama de blocos do sistema de carregamento de baterias de um VE conectado à rede elétrica a operar nos modos G2V e V2G, onde é também possível visualizar o fluxo de potência envolvido.

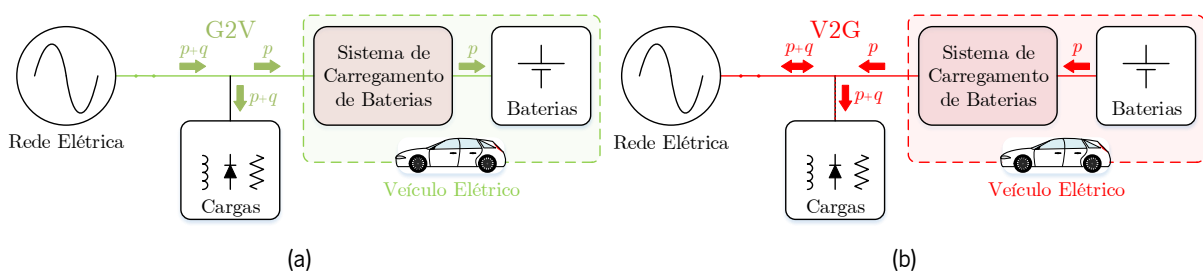


Figura 1.3 – Diagrama de blocos e fluxo de potência do sistema de carregamento de baterias de um VE conectado à rede elétrica no modo de operação: (a) G2V; (b) V2G.

Para além dos requisitos referidos, a qualidade de energia elétrica (QEE) é um fator imprescindível a ter em consideração. Inúmeros estudos têm vindo a ser efetuados no que diz respeito a prejuízos económicos causados por uma baixa QEE, onde se pode verificar que as somas resultantes são bastante significativas [17]–[20]. Problemas como subtensões momentâneas (*voltage sags*), sobretensões momentâneas (*voltage swells*), correntes harmónicas e baixo fator de potência, entre outros problemas de QEE, podem traduzir-se em consequências nefastas, nomeadamente prejudicando o correto funcionamento de equipamentos elétricos (e.g., transformadores, condensadores, máquinas rotativas),

que, por sua vez, pode levar a graves prejuízos económicos. Como tal, nas últimas décadas tem-se assistido a um considerável estudo e desenvolvimento de equipamentos capazes de compensar os referidos problemas de QEE de forma dinâmica [21], [22]. Perante o conceito de *smart grids*, a QEE adquire uma importância ainda mais acentuada, pelo que esta deve ser tida em consideração na medida em que se pretende que características como eficiência e resiliência definam positivamente uma rede elétrica num futuro próximo [23]. Neste contexto, foram publicadas soluções utilizando filtros ativos de potência paralelos multifuncionais [24], [25].

Olhando para a estrutura de um equipamento compensador de problemas de QEE baseado em eletrónica de potência, como é o caso de um filtro ativo de potência paralelo, constata-se que este apresenta a mesma estrutura do que um sistema de carregamento de baterias de VEs bidirecional no que concerne à interface com a rede elétrica, i.e., esta é efetuada em paralelo por intermédio de um conversor CA-CC bidirecional. Desta forma, é possível que o sistema de carregamento de baterias do VE opere como filtro ativo de potência paralelo, compensando correntes harmónicas e potência reativa da instalação à qual o mesmo se encontra conectado. Este modo de operação foi proposto na literatura sob a designação de *vehicle-for-grid* (V4G) [15]. Da mesma forma que um filtro ativo de potência paralelo não necessita de fontes de energia no seu barramento CC, o sistema de carregamento de baterias do VE não necessita de utilizar energia das baterias para efetuar a compensação de problemas de QEE, o que é uma vantagem adicional deste modo de operação. Devido a este desacoplamento em termos das parcelas de potência trocadas entre o sistema de carregamento de baterias e a rede elétrica, torna-se possível a operação exclusivamente em modo V4G, como se pode visualizar no diagrama de blocos da Figura 1.4(a), ou combinada com um dos modos de operação G2V (Figura 1.4(b)) ou V2G (Figura 1.4(c)), i.e., o VE pode ser utilizado para compensar problemas de QEE ao mesmo tempo que carrega as suas baterias ou providencia energia armazenada nas mesmas à rede elétrica, sendo a única alteração a forma de onda da corrente absorvida ou fornecida do lado CA, deixando de ser sinusoidal e passando a conter distorção harmónica em função das cargas causadoras dos problemas de QEE.

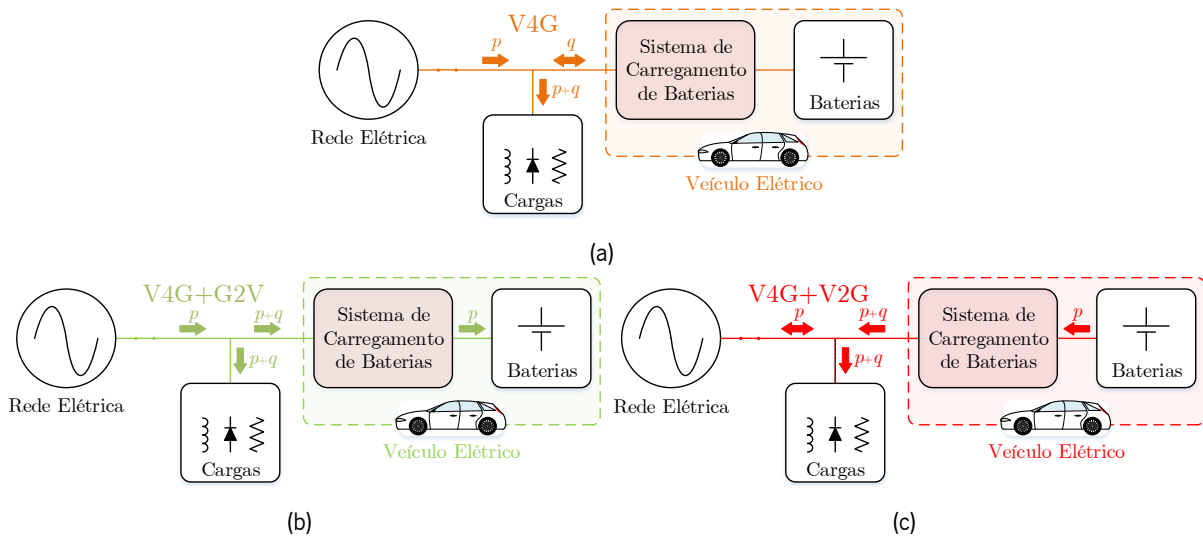


Figura 1.4 – Diagrama de blocos e fluxo de potência do sistema de carregamento de baterias de um VE conectado à rede elétrica no modo de operação V4G em exclusivo (a) ou em combinação com o modo de operação: (b) G2V; (c) V2G.

Para além da compensação de problemas de QEE, e do ponto de vista de uma instalação doméstica, o sistema de carregamento de baterias de um VE pode também ser utilizado como sistema de *load shift*. Este conceito é motivado pela diferença no consumo de energia elétrica ao longo do dia, refletindo-se em diferenças no preço da mesma que, naturalmente, é mais elevado nas horas de ponta e mais reduzido nos períodos de menor consumo. Desta forma, quando conectado a uma instalação doméstica, um VE pode operar no modo G2V nos períodos de menor consumo de energia elétrica, armazenando energia nas suas baterias a um custo inferior, e no modo V2G nos períodos de consumo mais elevado, vendendo energia à rede elétrica a um preço superior à qual havia sido adquirida. Alternativamente, caso a injeção de energia na rede elétrica não seja exequível, a rede elétrica a montante pode ser desconectada da instalação e o VE pode operar como uma fonte de tensão CA, alimentando a instalação com os valores desejados de tensão e frequência. Este modo de operação encontra-se estabelecido na literatura sob a designação de *vehicle-to-home* (V2H) e pode também ser utilizado na eventualidade de falhas no abastecimento de energia por parte da rede elétrica, fazendo com que o VE opere como uma fonte de alimentação ininterrupta (*uninterruptible power supply* – UPS) do tipo *off-line* [26]. A Figura 1.5 ilustra um diagrama de blocos do sistema de carregamento de baterias de um VE a operar no referido modo.

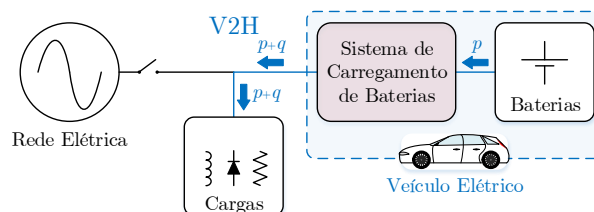


Figura 1.5 – Diagrama de blocos e fluxo de potência do sistema de carregamento de baterias de um VE conectado à rede elétrica no modo de operação V2H.

Tendo em conta os modos de operação referidos (V2G, V4G e V2H), pode constatar-se que um VE dotado de um sistema de carregamento de baterias bidirecional permite uma flexibilidade considerável em termos de modos de operação, ao contrário de um VE equipado com um sistema de carregamento de baterias unidirecional em que apenas opera como carga do ponto de vista da rede elétrica. Assim, um VE pode operar como mecanismo de suporte à rede elétrica, tanto em termos de injeção de energia como em termos de compensação de problemas de QEE como correntes harmónicas e potência reativa, e pode também operar como mecanismo de suporte à instalação na qual se encontra conectado, podendo alimentar a mesma de forma isolada da rede elétrica a montante e até operar como UPS. Deve ser referido, contudo, que os níveis de potência admissíveis para a operação do VE nos modos mencionados são impostos pela potência nominal do seu sistema de carregamento de baterias que, sendo *on-board*, apenas pode apresentar valores até 19,2 kW, como previamente referido. Tendo em conta que a maior parte dos sistemas de carregamento de baterias *on-board* dos VEs atualmente existentes no mercado é projetada para valores consideravelmente inferiores ao limite, tipicamente entre 3 kW e 6 kW, os modos de operação por eles oferecidos apenas podem ser aplicados a instalações de baixa potência, como é o caso de uma instalação doméstica.

Uma alternativa que tem vindo a ser investigada em relação à estrutura típica dos conversores de eletrónica de potência presentes num VE, como ilustrado na Figura 1.6, passa pela unificação dos conversores utilizados para a tração da máquina elétrica e para o seu sistema de carregamento de baterias, sendo os sistemas resultantes geralmente designados na literatura como *integrated battery chargers*. Apesar dos desenvolvimentos recentes na mobilidade elétrica, a primeira publicação acerca desta temática data de 1985 [27]. Tendo em conta que o modo de tração da máquina e o modo de carregamento de baterias constituem processos não-concorrentes nos VEs, i.e., o sistema de armazenamento de energia de um VE nunca pode ser carregado por intermédio de uma fonte de alimentação externa (modo de travagem regenerativa excluído) através de uma conexão galvânica estando o VE em andamento, é possível utilizar os conversores originalmente estabelecidos para o sistema de tração da máquina para operarem como sistema de carregamento de baterias *on-board*, conectando-os a uma fonte de alimentação externa quando a máquina não estiver a ser utilizada. Esta abordagem permite reduzir significativamente a eletrónica de potência utilizada num VE sem sacrificar modos de operação, revelando-se uma vantagem para o sistema em termos de peso e volume.

Para além das vantagens em termos de peso e volume, uma vez que o sistema de tração de um VE é dimensionado para potências bastante superiores às projetadas para os convencionais sistemas de



carregamento de baterias *on-board*, a abordagem integrada permite o estabelecimento de um sistema de carregamento de baterias *on-board* rápido em vez de lento. Isto significa que não só o carregamento de baterias pode ser efetuado de forma rápida sem recorrer a qualquer sistema carregamento de baterias *off-board* como também os modos de operação V2G, V4G e V2H podem ser aplicados com maiores níveis de potência, podendo ser utilizados em instalações industriais. Desta forma, o VE pode ser utilizado para prestar suporte a instalações de potência mais elevada, operando como compensador de problemas de QEE, como sistema *load shift*, como fonte de alimentação isolada e até como UPS *off-line* em instalações tanto domésticas como industriais.

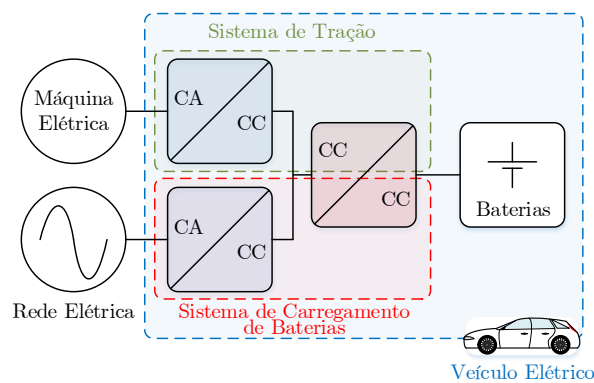


Figura 1.6 – Diagrama de blocos dos sistemas de eletrônica de potência convencionais utilizados em VEs.

A abordagem integrada pode apresentar diferentes vertentes, das quais se destacam essencialmente duas: utilizar os enrolamentos do estator da máquina elétrica como bobinas de acoplamento à rede elétrica (Figura 1.7(a)) ou utilizar bobinas externas para efetuar a interface com a rede elétrica (Figura 1.7(b)). Ambas as vertentes apresentam as suas vantagens e inconvenientes, sendo evidente que a utilização dos enrolamentos da máquina tem a vantagem de dispensar bobinas adicionais. No entanto, para máquinas elétricas com os níveis de potência utilizados em VEs, os enrolamentos do estator apresentam valores reduzidos de indutância, tornando a sua utilização como bobinas de acoplamento à rede elétrica apenas praticável com frequências de comutação muito elevadas (várias centenas de kHz), frequências estas que não são compatíveis com a tecnologia de semicondutores de potência que mais se adequa aos sistemas de tração de VEs. Outra questão reside no facto de ser necessário travar mecanicamente o rotor ou desacoplar a máquina elétrica do VE (como é o caso de uma embraiagem) dependendo do tipo de máquina elétrica utilizada, uma vez que a energização dos enrolamentos do estator, dependendo do arranjo destes, pode criar um campo magnético rotativo que, por sua vez, cria binário e provoca o movimento rotativo da máquina. Tal deve ser tido em conta especialmente no caso de máquinas de indução, que são assíncronas e, como tal, conseguem arrancar com mais facilidade do que tipos de máquina como a síncrona. Por outro lado, a utilização de bobinas externas implica maior

peso e volume para o sistema, mas possibilita uma operação mais viável e uniforme para os conversores de potência entre os diferentes modos de operação. De referir que as vertentes analisadas de sistemas integrados para tração e carregamento de baterias podem ser aplicadas a qualquer tipo de máquina elétrica, pelo que na literatura é também possível encontrar abordagens apropriadas para tipos de máquinas em específico, como é analisado em secção oportuna nesta tese.

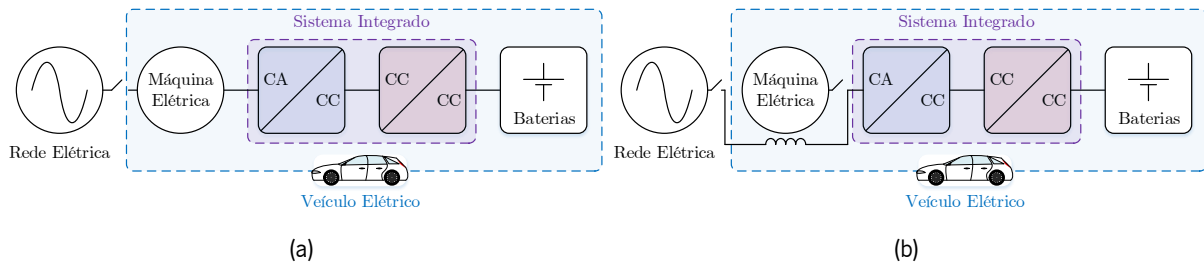


Figura 1.7 – Diagrama de blocos de um sistema integrado para tração e carregamento de baterias de VEs utilizando como bobinas de acoplamento à rede elétrica: (a) Enrolamentos da máquina elétrica; (b) Bobinas externas.

Apesar das suas vantagens, a utilização de sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs envolve alguns detalhes que podem inviabilizar a sua implementação prática. A abordagem unificada é motivada pela redução do número de conversores de potência, o que diminui o volume, peso e custo da solução final; no entanto, de modo a permitir a reconfiguração do sistema consoante o modo de operação desejado, é comum utilizar-se contactores que, para os níveis de potência envolvidos, possuem um custo considerável, bem como peso e volume, pelo que a motivação principal para a unificação dos sistemas de tração e de carregamento de baterias acaba por ser comprometida. Para além disso, a própria utilização de bobinas externas (quando os enrolamentos do estator da máquina elétrica não são utilizados) leva a um maior peso, volume e, naturalmente, custo, uma vez que estas bobinas devem estar dimensionadas para as correntes nominais da máquina elétrica caso se pretenda tirar o maior proveito possível no modo de carregamento de baterias tendo em conta a potência nominal dos conversores. Neste sentido, foram publicados artigos efetuando uma análise económica relativamente à utilização de sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs e à utilização de sistemas convencionais separados [28]–[30], onde se concluiu que, apesar de mais dispendiosa, a utilização de sistemas integrados é mais apelativa sob o ponto de vista do rácio performance/custo, uma vez que é possível o funcionamento com modos de operação em contexto de *smart grids* em níveis de potência consideravelmente superiores.

No que diz respeito aos modos de operação que um sistema de carregamento de baterias bidirecional (ou um sistema integrado para tração e carregamento de baterias) possibilita e que foram previamente analisados nesta secção, um denominador comum a todos eles é o facto de pressuporem uma interface

entre o VE e uma instalação elétrica, esteja esta previamente energizada (rede elétrica) ou estando desconectada da rede elétrica a montante, sendo alimentada de forma isolada pelo VE. No entanto, um VE pode ser conectado diretamente a outro VE para efetuar trocas de energia, modo de operação ao qual se dá o nome de *vehicle-to-vehicle* (V2V). Este modo de operação foi inicialmente proposto na literatura sem considerar a ligação direta entre VEs, basicamente consistindo na ligação de dois ou mais VEs a um ponto comum (agregador), onde os fornecedores de energia operam em modo V2G e os absorvedores em G2V [31]–[33], tendo sido, em função disso, propostos vários métodos de otimização tendo em conta o preço da energia [34]–[38]. Na literatura pode também ser encontrada a implementação deste modo de operação para aplicações militares, em que os VEs que não estejam em missão podem ser utilizados para formar uma *microgrid* em alternativa à utilização de geradores a diesel [39]. Apesar de este tipo de operação V2V contribuir para reduzir a demanda de energia da rede elétrica, a sua implementação não é propriamente eficiente. Considerando que o sistema de carregamento de baterias de cada VE é composto por dois conversores de potência (CA-CC de interface à rede elétrica e CC-CC de interface às baterias, como previamente abordado), a transferência de energia desde as baterias de um VE até às baterias do outro VE atravessa quatro estágios de conversão, pelo que o rendimento final é comprometido. Como exemplo, se cada conversor possuir um rendimento de 90%, o rendimento total será  $0,9^4$ , ou seja, apenas 65,6%, o que é um valor extremamente baixo quando tanto o elemento fornecedor como o elemento recetor de energia operam em CC com níveis de tensão não muito díspares. Como tal, uma transferência de energia diretamente entre VEs permite obter eficiências superiores, descartando a inversão e retificação desnecessárias na ausência de um elemento agregador. Para além disso, a conexão direta entre VEs é vantajosa em áreas remotas, onde não existem postos de carregamento, e em casos em que as baterias de um VE estejam completamente descarregadas, impossibilitando-o de se deslocar até a um posto de carregamento. A abordagem direta do modo de operação V2V é analisada em [40], [41] e posta em prática e reportada na literatura pela primeira vez em [42].

## 1.2 Enquadramento

Tendo em conta a crescente imposição de restrições à emissão de dióxido de carbono no setor dos transportes na atualidade, a massificação de VEs e veículos híbridos é algo ao qual se tem vindo a assistir e que se espera que cresça continuamente. De facto, praticamente todos os grandes fabricantes de automóveis da atualidade possuem pelo menos um modelo híbrido ou elétrico na sua oferta, denotando o esforço levado a cabo pelos próprios fabricantes de automóveis em mudar um paradigma de

motorização que os acompanha desde a sua fundação, sendo que a maior parte destes fabricantes existe há várias décadas ou até mesmo um século. Convém referir, contudo, que os VEs não são isentos da emissão de dióxido de carbono para a atmosfera, pelo que não é clara a proveniência da energia necessária tanto para o seu fabrico como para o carregamento das suas baterias. Assim, é importante que o crescimento de uma frota eletrificada seja acompanhado de uma maior utilização de fontes de energia renovável e de uma menor queima de combustíveis fósseis, justificando assim a sustentabilidade tão prometida pelos VEs.

Em termos de interface com a rede elétrica, os sistemas integrados para tração e carregamento de baterias propostos na literatura possuem normalmente um tipo de interface, sendo tipicamente com redes elétricas CA monofásicas (associado a carregamento lento de baterias) ou com redes elétricas CA trifásicas (associado a carregamento rápido de baterias), existindo também topologias capazes de fazer interface com redes elétricas CC, como é analisado em secção oportuna na presente tese. Algumas propostas permitem até a interface com dois tipos de redes elétricas (contudo nem sempre possibilitando operação bidirecional), mas nunca com os três tipos referidos. Neste contexto, esta tese visa propor, como o seu título indica, um sistema integrado para tração e carregamento de baterias de VEs com interface universal com a rede elétrica, em que o termo “universal” diz respeito a redes elétricas CA monofásicas, CA trifásicas e CC. Pretende-se, por isso, utilizar um único equipamento com características multifuncionais, sendo que, para além de ser capaz de fazer interface aos três tipos de redes elétricas mencionados, deve também controlar a máquina elétrica de um VE, uma vez que se trata de um sistema integrado para tração e carregamento. Pretende-se também que todos os modos de interface incluam operação bidirecional, sendo possível a aplicação de modos de operação em contexto de *smart grids* para redes elétricas quer CA (monofásicas e trifásicas) quer CC, tanto em instalações de baixa potência, como é o caso de instalações domésticas, como em instalações de potências mais elevadas, como é o caso de instalações industriais.

### **1.3 Motivações**

A motivação primordial desta tese passa por concentrar múltiplos modos de operação num único sistema de eletrónica de potência, visando elevar os sistemas de carregamento de baterias bidirecionais e os sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs a um patamar superior em termos de flexibilidade, quer a nível qualitativo (por intermédio de uma maior possibilidade de redes elétricas à

qual o sistema pode ser conectado), quer a nível quantitativo (permitindo a operação com potências reduzidas ou com potências elevadas em função da instalação à qual o sistema se encontra conectado).

A interface com redes elétricas CC, em particular, é motivada pelo crescimento destas nos últimos anos tendo em conta os paradigmas de produção distribuída de energia, *smart grids* e *microgrids*, pelo que se pretende que o sistema integrado proposto preveja a conexão a este tipo emergente de redes elétricas. De facto, paralelamente ao âmbito desta tese foram efetuadas publicações de cariz apologista de redes elétricas CC e casas inteligentes (*smart homes*) também CC, tendo em [43] sido analisada a eficiência no fornecimento de energia em CC em detrimento de CA a cargas não-lineares tipicamente utilizadas no quotidiano, e em [44] tendo sido efetuada uma estimativa da poupança energética e, consequentemente, monetária a nível nacional caso se adaptasse as cargas não-lineares para serem alimentadas em CC. De um ponto de vista da eletrónica de potência, em [45] é efetuado um estudo comparativo sobre três possibilidades de interface entre uma casa inteligente CC e a rede elétrica CA monofásica considerando isolamento galvânico. Para além disso, a possibilidade de interface do sistema a redes elétricas CC permite também a interface com outro tipo de fonte de energia que opere em CC, como é o caso de baterias, células de combustível ou painéis solares fotovoltaicos. Apesar de estes sistemas não fazerem parte do âmbito desta tese, é pertinente referir que o sistema integrado nela proposto permite uma eventual expansão nesse sentido, aumentando ulteriormente a sua multifuncionalidade.

Como referido anteriormente, a implementação prática da abordagem direta do modo de operação V2V foi inicialmente reportada na literatura em [42]. Tendo em conta que esta publicação data de 2018, posterior ao início da elaboração da presente tese, identificou-se uma oportunidade de contribuir para a investigação na transferência de energia diretamente entre VEs sob o ponto de vista da eletrónica de potência, tendo sido efetuadas as publicações [46], [47]. Em [46] é apresentada a transferência de energia diretamente entre dois VEs através do barramento CC partilhado pelo conversor CA-CC de interface à rede elétrica e pelo conversor CC-CC de interface às baterias, permitindo que um VE forneça ou receba energia independentemente de a tensão das suas baterias ser superior ou inferior à do outro VE. Por outro lado, em [47] são analisadas todas as possibilidades válidas de interface entre dois VEs, utilizando como pontos de conexão possíveis os terminais CA, os terminais do barramento CC e os terminais das baterias. Aquando da primeira publicação, a literatura relativa ao modo de operação V2V de forma direta era escassa, tendo sido posteriormente publicadas novas contribuições por outros investigadores a nível mundial, onde também se inclui a transferência de energia sem fios entre VEs

[48]–[51]. De referir que a publicação [46] é citada por vários artigos a nível internacional sobre a temática V2V, dos quais se destacam as publicações em revista [52]–[58].

Face ao mencionado, espera-se que o sistema integrado proposto nesta tese contribua para o avanço da tecnologia utilizada na mobilidade elétrica, mais diretamente a nível nacional mas tendo também em vista a propagação do conhecimento adquirido a nível internacional, como efetivamente tem já acontecido em relação ao modo de operação V2V de forma direta, e espera-se que contribua para mitigar a constante *range anxiety* que se faz sentir acerca dos VEs.

## 1.4 Objetivos e Contribuições

Tendo em conta os aspetos mencionados, esta tese visa propor um sistema integrado para tração e carregamento de baterias de VEs. Ao contrário dos sistemas integrados mencionados na secção anterior, o sistema proposto tem a particularidade de poder ser utilizado com redes elétricas CA, quer monofásicas quer trifásicas, e redes elétricas CC, sendo utilizado sempre o mesmo equipamento. Deste modo, atribuiu-se à tese o título “Sistema Integrado para Tração e Carregamento de Baterias de Veículos Elétricos com Interface Universal com a Rede Elétrica”. Os objetivos para esta tese são os seguintes:

- Estudo do estado da arte de sistemas de acionamento de máquinas elétricas e de sistemas de carregamento de baterias, nomeadamente abordando as tecnologias de máquinas elétricas aplicáveis a VEs e os conversores de eletrónica de potência que constituem os sistemas de tração e de carregamento de baterias. São abordadas apenas topologias bidirecionais, i.e., suportando os modos de tração e de travagem regenerativa, no caso dos sistemas de tração, e os modos de operação G2V e V2G, no caso dos sistemas de carregamento de baterias. Nesta última categoria apenas são analisadas topologias capazes de operar com características elevadas de QEE, i.e., permitindo a operação com fator de potência unitário e baixa distorção harmónica. São também estudadas topologias de conversores de eletrónica de potência utilizadas em sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs;
- Desenvolvimento de modelos de simulação de conversores de eletrónica de potência e respetivos sistemas de controlo tendo em vista sistemas de tração, sistemas de carregamento de baterias e a unificação de ambos. Este objetivo tem o intuito de validar topologias e algoritmos de controlo sem incorrer em prejuízos materiais e/ou humanos, bem como tornar o projeto de hardware e software mais previsível;

- Desenvolvimento de um protótipo de sistema integrado para tração e carregamento de baterias de VEs com interface universal com a rede elétrica. A intenção é que o protótipo apresente uma potência nominal próxima da potência dos VEs tipicamente existentes na circulação rodoviária (e.g., entre 50 kW e 100 kW) e que permita a conexão a redes elétricas CA nacionais de baixa tensão, quer monofásicas (230 V, 50 Hz) e trifásicas (400 V, 50 Hz), bem como a redes elétricas CC. O protótipo deve permitir operação bidirecional em todos os modos de operação, tanto no modo de interface com a máquina elétrica como nos modos de interface com as redes elétricas referidas.

Tendo em conta os objetivos propostos, espera-se que o presente trabalho se reflita em contribuições originais, inovadoras e relevantes para o avanço da tecnologia utilizada nos sistemas de tração e de carregamento de baterias de VEs. As contribuições propostas no âmbito deste trabalho encontram-se listadas abaixo:

- Partilha dos sistemas de tração e de carregamento de baterias de VEs, com possibilidade de interface com três tipos de redes elétricas (CA monofásica, CA trifásica e CC) e capacidade de devolução de energia à rede elétrica;
- Compensação de problemas de QEE como corrente harmónicas e fator de potência, tanto em instalações domésticas (monofásicas) como industriais (trifásicas), por parte do sistema integrado do VE;
- Transferência de energia diretamente entre VEs (*vehicle-to-vehicle* – V2V) sem qualquer necessidade de conexão a um ponto agregador e evitando estágios de conversão de energia desnecessários.

## 1.5 Organização da Tese

Tratando-se de uma tese de doutoramento na área de eletrónica de potência, o presente documento expõe conteúdos de diversos tipos, desde temas de cariz mais teórico, como o estudo do estado da arte acerca de máquinas elétricas e conversores de potência, a temas mais teórico-práticos, como o dimensionamento de conversores de potência e a apresentação de simulações computacionais, e também a temas de cariz prático, nomeadamente a descrição do protótipo desenvolvido e os respetivos resultados experimentais obtidos. Como tal, a presente tese encontra-se dividida em sete capítulos, cuja divisão é seguidamente elucidada.

No Capítulo 1, denominado “Introdução”, é apresentado o tema de investigação no qual a presente tese se insere, nomeadamente a integração de VEs na rede elétrica, sendo de seguida enquadrado no sistema que se propõe, onde são também referidas as motivações e os objetivos.

No Capítulo 2, denominado “Máquinas Elétricas para Veículos Elétricos”, é efetuado um estudo do estado da arte sobre máquinas elétricas e a sua aplicabilidade em VEs. Inicialmente são apresentados os quatro principais tipos de máquinas elétricas, nomeadamente a máquina síncrona, máquina CC, máquina de indução e máquina de relutância, sendo posteriormente estudados outros tipos de máquinas elétricas que podem ser derivados ou não dos quatro principais tipos. São definidos os critérios de seleção para a máquina elétrica utilizada no sistema proposto, sendo a mesma apresentada também neste capítulo, bem como o seu modelo matemático. Neste capítulo são também apresentados os principais algoritmos de controlo para regulação dos valores de velocidade ou binário em máquinas elétricas.

No Capítulo 3, denominado “Sistemas de Eletrónica de Potência e Algoritmos de Controlo para Veículos Elétricos”, é apresentado um estudo do estado da arte acerca de topologias de conversores CA-CC e CC-CC bidirecionais, bem como de sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs, como é o caso do sistema proposto nesta tese. São também apresentados os algoritmos de controlo necessários à implementação de sistemas de carregamento de baterias, nomeadamente técnicas de sincronização com redes elétricas CA, técnicas de controlo de corrente e técnicas de modulação a aplicar aos semicondutores de potência.

No Capítulo 4, denominado “Sistema Integrado Proposto e Simulações Computacionais”, é apresentado o sistema proposto, bem como as possibilidades delineadas até ser atingida a solução final. É também apresentado o dimensionamento do sistema e dos seus componentes, como o filtro passivo de interface com a rede elétrica e os condensadores do barramento CC. Seguidamente são apresentadas simulações computacionais de cada um dos quatro tipos de interface separadamente e, dentro de cada um dos tipos, são analisados cada um dos elementos-chave em separado antes de se proceder à simulação integral do tipo de interface.

No Capítulo 5, denominado “Desenvolvimento do Sistema Integrado Proposto”, é descrito o processo de implementação do sistema proposto nesta tese, sendo dividido em duas partes principais. A primeira parte é relativa ao sistema de controlo, onde são essencialmente descritos os sensores de tensão, de corrente e de posição do rotor da máquina elétrica, bem como a unidade de processamento utilizada para realizar o controlo do sistema integrado proposto em tempo real. A segunda parte é relativa ao andar de potência,



onde são apresentados os semicondutores de potência utilizados, o respetivo circuito de acionamento, os componentes passivos (bobinas e condensadores), o dissipador de calor, o acoplamento à rede elétrica e as baterias. Por fim, é apresentada a integração dos dois sistemas num único, dando origem ao protótipo final.

No Capítulo 6, denominado “Resultados Experimentais”, são apresentados os resultados experimentais obtidos em laboratório com o protótipo desenvolvido. Tal como efetuado para as simulações computacionais, os resultados encontram-se divididos pelos quatro tipos de interface, sendo também apresentados resultados parciais dos blocos necessários a cada modo de operação antes de se validar os mesmos na totalidade.

Por fim, no Capítulo 7, denominado “Conclusão”, é efetuado um balanço sobre o trabalho de investigação efetuado ao longo da presente tese, sendo também apresentadas sugestões de trabalho futuro visando melhorar o trabalho desenvolvido.

# Capítulo 2

## Máquinas Elétricas para Veículos Elétricos

### 2.1 Introdução

Qualquer meio de transporte necessita de um mecanismo responsável por garantir a sua locomoção, sendo que, no caso dos VEs, este mecanismo consiste numa ou várias máquinas elétricas. Os requisitos ao nível de máquinas para aplicações de mobilidade elétrica possuem um carácter mais restrito do que outros tipos de aplicações, como por exemplo as industriais, onde peso e volume podem não ser características críticas. Contudo, o mesmo não acontece no âmbito da mobilidade elétrica, onde se pretende potências desde centenas de W a várias centenas de kW em máquinas de peso e tamanho consideravelmente reduzidos. Como tal, as máquinas tipicamente utilizadas em VEs possuem modificações em pormenores construtivos relativamente às máquinas utilizadas na indústria ou na geração de energia hídrica e eólica, por exemplo. Assim sendo, este capítulo visa abordar os mais relevantes tipos de máquinas elétricas existentes na literatura, bem como a predisposição de serem aplicados a VEs e as diferenças em relação às máquinas do mesmo tipo que os originaram. São abordados os quatro principais tipos de máquinas elétricas, nomeadamente as máquinas síncronas, as máquinas CC, as máquinas de indução e as máquinas de relutância. Para além disso, são também analisados outros tipos de máquinas elétricas, podendo ser ou não derivados dos quatro principais tipos de máquinas referidos. Inicialmente são analisados os referidos tipos de máquinas elétricas em versões de fluxo radial, sendo seguidamente analisados para as versões de fluxo axial. São também abordadas algumas tecnologias emergentes de máquinas elétricas menos convencionais, que se encontram ainda numa fase embrionária mas que possuem um forte potencial de aplicação no âmbito da mobilidade elétrica. De referir que, neste capítulo, apenas são analisadas máquinas elétricas rotativas, não sendo por isso analisadas máquinas lineares. Após o estudo dos diferentes tipos de máquinas elétricas é apresentada e justificada a máquina selecionada, sendo também apresentado o seu modelo matemático. Por fim, são apresentados os algoritmos de controlo mais comumente utilizados para regular os valores de velocidade, binário e potência desenvolvidos por uma máquina elétrica.

## 2.2 Máquina Síncrona de Ímanes Permanentes

As máquinas síncronas, na sua versão mais clássica, são vastamente utilizadas em aplicações de grande potência (acima de 1 MW), operando principalmente como geradores em plantas de produção de energia. No passado eram também utilizadas para ajustar o fator de potência ou estabilizar a tensão em subestações, i.e., operando como compensadores síncronos. No entanto, devido ao desenvolvimento na área de eletrónica de potência, nomeadamente nos condicionadores ativos para melhoria da QEE, os compensadores síncronos caíram em desuso. Como tal, as máquinas síncronas são utilizadas principalmente para operarem como geradores e não como motores.

Uma máquina síncrona é composta por um estator e um rotor, sendo que a designação atribuída a este tipo de máquina deriva do facto de a velocidade de rotação do rotor estar sincronizada com a frequência das tensões aplicadas (ou geradas) no estator. Os enrolamentos do estator são distribuídos por três fases de forma sinusoidal, podendo ter dois ou mais polos por fase. Por outro lado, o rotor de uma máquina síncrona possui um enrolamento de campo que necessita de ser excitado através de uma fonte de energia CC para produzir o fluxo magnético necessário à operação da máquina, independentemente do funcionamento como motor ou gerador. A ligação entre a fonte CC e o enrolamento de campo é efetuada por intermédio de escovas e anéis deslizantes, acarretando custos de manutenção acrescidos para este tipo de máquina. Outra desvantagem da máquina síncrona é a incapacidade de arrancar por si mesma, uma vez que a produção de binário constante apenas ocorre se a velocidade de rotação do rotor estiver sincronizada com as tensões de alimentação. A estrutura básica de uma máquina síncrona pode ser vista na Figura 2.1(a).

Os inconvenientes supracitados tornariam impraticável a utilização de máquinas síncronas para aplicações em VEs. De forma a evitar a utilização de escovas, foram propostas abordagens que utilizavam um enrolamento de campo alimentado por uma ponte retificadora colocada no rotor, classificada como excitação CC *brushless* [59]. No entanto, uma alternativa à utilização de um enrolamento de campo no rotor passa pela utilização de ímanes permanentes, originando a designação de máquina síncrona de ímanes permanentes (*permanent magnet synchronous machine* – PMSM), representada na Figura 2.1(b). Neste tipo de máquinas, o fluxo magnético é criado por ímanes permanentemente magnetizados, descartando a necessidade de uma fonte de alimentação CC e os respetivos anéis deslizantes e escovas. Tal característica contribui para um aumento não só da fiabilidade como também da densidade de potência nas PMSMs em relação às tradicionais máquinas síncronas com excitação CC,

tornando viável a sua aplicação em VEs. Outras designações para este tipo de máquina incluem *brushless alternating current* (BLAC) e *permanent magnet alternating current* (PMAc) [60], [61].

Os ímanes permanentes são estudados há praticamente um século [62], [63] e são utilizados em PMSMs há várias décadas [64], [65]. No entanto, no início da década de 1980 surgiram ímanes permanentes baseados em neodímio-ferro-boro [66] e em adições de disprósio [67], com características superiores aos ímanes baseados em ferrite, níquel ou cobalto. Como tal, as PMSMs começaram a ganhar a popularidade que possuem atualmente durante esta década [68]–[74]. Também nesta década ganhou popularidade uma alternativa na construção destas máquinas, nomeadamente colocando os ímanes no interior do rotor em vez de à sua superfície [75].

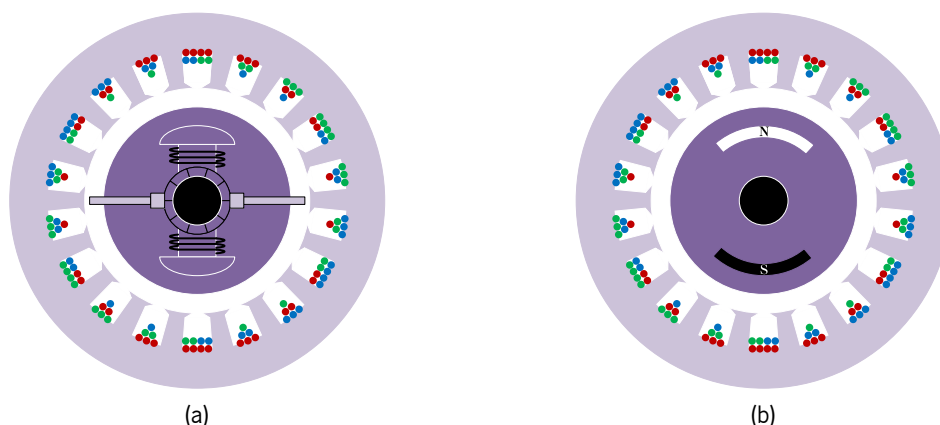


Figura 2.1 – Estrutura de uma máquina síncrona com excitação por: (a) Enrolamento de campo; (b) Ímanes Permanentes.

Apesar das vantagens das PMSMs, os metais raros como o neodímio e o disprósio utilizados nos ímanes permanentes têm sofrido consideráveis aumentos de preço, sendo que a sua disponibilidade se cinge praticamente à China e a própria exportação dos mesmos é limitada. Deste modo, alternativas à utilização de metais raros têm vindo a ser estudadas, bem como alternativas à utilização dos próprios ímanes permanentes [76]–[78]. Apesar disso, as PMSMs são o tipo de máquina elétrica mais utilizado em VEs, desde modelos mais citadinos, tais como o *Nissan Leaf*, *Hyundai Kawai*, *Kia e-Niro* e *BMW i3* [79], [80], a modelos de maior performance, tais como o *Polestar 2* [81], *Porsche Taycan* [82] e *Rimac C-Two* [83]. O mesmo se aplica a veículos híbridos, tais como o *Toyota Prius*, *Honda Insight* [84], *BMW Série 3* e *Série 5* e [85], [86] e *Porsche Panamera* [87]. A máquina síncrona com excitação por enrolamento de campo é também aplicada em VEs, nomeadamente em modelos do fabricante *Renault* como o *Fluence* e o *Zoe* [79], [88].

## 2.3 Máquina BLDC

Numa época em que a eletrônica de potência ainda não se encontrava propriamente desenvolvida, as máquinas CC eram vastamente utilizadas em aplicações para controlo de velocidade ou de binário, apresentando um custo e complexidade de controlo reduzidos. Este tipo de máquinas é usado em potências desde alguns W até MW, sendo utilizado em máquinas laminadoras, tração de locomotivas, aplicações de robótica e até mesmo brinquedos, por exemplo.

Tal como as máquinas síncronas, as máquinas CC são compostas por um estator e um rotor, sendo que a principal diferença reside no facto de a tensão ser aplicada (ou gerada) no rotor, nomeadamente no enrolamento de armadura, ao passo que o campo magnético é gerado no estator. A principal desvantagem deste tipo de máquinas, à semelhança das máquinas síncronas com excitação CC, é a presença de escovas. Para além disso, as máquinas CC possuem um comutador mecânico que tem como função forçar a corrente que atravessa o rotor a tomar constantemente a mesma direção do binário, funcionando como um retificador mecânico. Tal como as escovas, o comutador requer manutenção periódica. Em relação ao estator, este pode ser constituído quer por um enrolamento de campo (Figura 2.2(a)) quer por ímanes permanentes (Figura 2.2(b)), analogamente à constituição do rotor de uma máquina síncrona. Quando composta por um enrolamento de campo, a máquina CC pode classificar-se como sendo de excitação série, paralela ou composta, sendo que a primeira oferece melhor performance a baixas velocidades e a segunda a altas velocidades. A máquina CC de excitação composta combina as excitações série e paralelo e, como tal, combina as performances de ambas. Por outro lado, quando composta por ímanes permanentes, a máquina CC é também designada por máquina CC de excitação independente, uma vez que o campo magnético criado não depende das ligações dos enrolamentos.

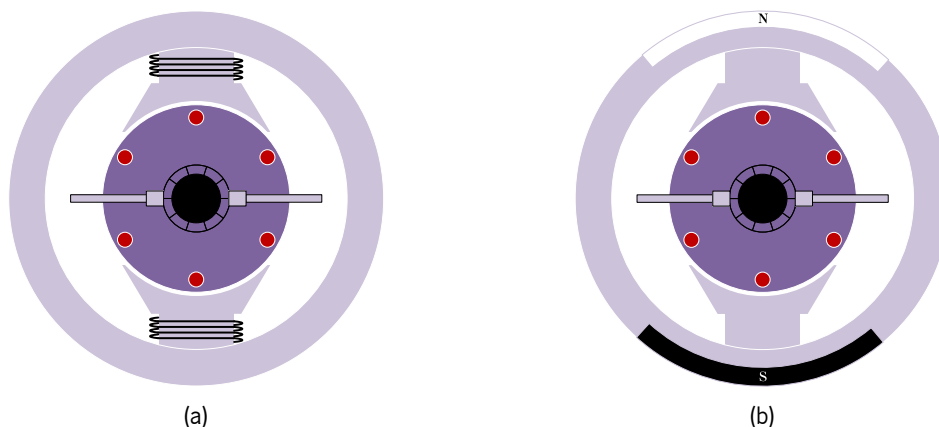


Figura 2.2 – Estrutura de uma máquina CC convencional com excitação por: (a) Enrolamento de campo; (b) Ímanes Permanentes.

No entanto, também nas máquinas CC é possível descartar a utilização das escovas e do comutador mecânico, dando origem às designações de máquina eletronicamente comutada (*electronically commutated machine* – ECM) ou máquina CC sem escovas (*brushless direct current* – BLDC). Este tipo de máquinas possui enrolamentos no estator e ímanes permanentes no rotor, contrariamente às máquinas CC convencionais. De facto, as máquinas BLDC são bastante semelhantes às PMSMs (daí a designação adicional BLAC para as últimas). Apesar de se tratar de uma máquina CC, os seus enrolamentos do estator são distribuídos por três fases, tal como nas BLAC. A principal diferença entre ambos os tipos de máquinas consiste no arranjo dos enrolamentos do estator, sendo sinusoidalmente distribuídos nas BLAC e uniformemente distribuídos nas BLDC. Esta diferença construtiva faz com que a forma de onda das forças contraelectromotrizes seja sinusoidal nas BLAC e trapezoidal nas BLDC, sendo a corrente retangular nas últimas [60], [61]. Em [89] é investigada a excitação de máquinas BLAC com correntes retangulares, o que permite reduzir a frequência de comutação utilizada no sistema de acionamento. Contudo, o binário pulsante é notório, principalmente para baixas velocidades.

Tal como as PMSMs, as máquinas BLDC existem há mais de meio século [90]–[95]. As primeiras versões possuíam o estator à volta do rotor (máquina *inrunner* ou com rotor interior), como se verifica na maior parte das máquinas elétricas. Não obstante, em máquinas BLDC é comum utilizar o estator por dentro do rotor (máquina *outrunner* ou com estator interior) [96]. Na Figura 2.3 é possível visualizar a estrutura básica das versões referidas para a máquina BLDC. À semelhança das PMSMs, as máquinas BLDC são um objeto de estudo com constantes melhorias, quer a nível estrutural quer a nível de controlo, dadas as suas vantagens em relação às máquinas CC convencionais [97]–[104].

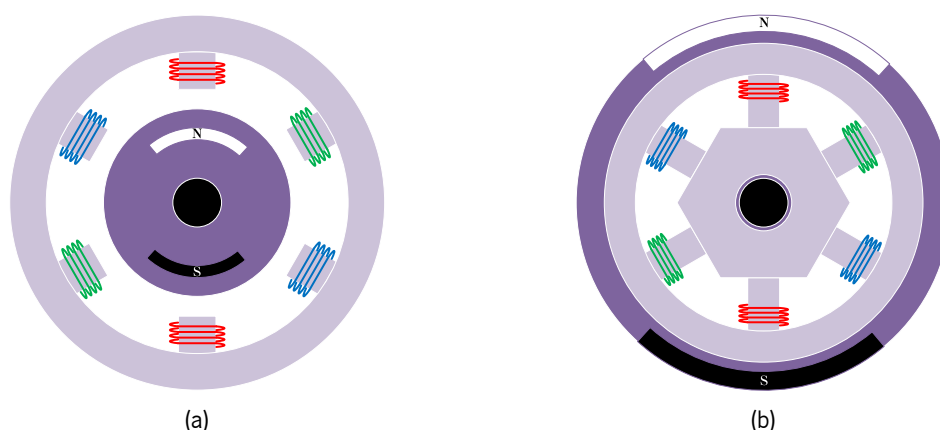


Figura 2.3 – Estrutura de uma máquina BLDC com: (a) Rotor interior (*inrunner*); (b) Estator interior (*outrunner*).

A máquina CC pode ser encontrada em veículos híbridos como a primeira geração do *Citroën Berlingo* [84], onde é utilizada a versão clássica desta máquina, mas é mais comumente aplicada em trotinetes, bicicletas e motocicletas elétricas, nomeadamente a máquina BLDC [105]–[109]. Na literatura pode

também ser encontrada a aplicação de um sistema de tração diferencial baseado em duas máquinas BLDC para uma cadeira de rodas elétrica [110].

## 2.4 Máquina de Indução

A máquina de indução, também denominada máquina assíncrona, é responsável por cerca de 35% da energia elétrica consumida globalmente [111]. A sua simplicidade e robustez tornam-na na máquina predileta em aplicações industriais, podendo ser alimentada diretamente pela rede elétrica sem qualquer auxiliar de arranque, ao contrário das máquinas síncronas. Para além disso, a sua capacidade de sobrecarga é notável, podendo operar em condições de carga de 150% [112]. As máquinas de indução podem classificar-se em diversos tipos, o principal sendo a máquina de indução trifásica com rotor em gaiola de esquilo. Existem também versões monofásicas, tipicamente utilizadas em aplicações de menor potência (até alguns kW), versões com rotor bobinado, usadas em aplicações de potência elevada (centenas de MW) e também versões com alimentação dupla, bastante utilizadas como geradores na produção de energia eólica.

A invenção da máquina de indução não é devida apenas a uma pessoa, mas sim a várias, apesar de estar inicialmente associada a Nikola Tesla. As primeiras máquinas de indução surgiram no final do século XIX e no início do século XX encontravam-se já estabelecidas, principalmente a versão com rotor em gaiola de esquilo, apesar de a versão de rotor bobinado ter surgido primeiro [112].

As máquinas de indução são constituídas por um estator e um rotor, sendo o estator muito semelhante ao das máquinas síncronas, contendo um número par de polos por cada uma das três fases de alimentação e os respetivos enrolamentos obedecendo a uma distribuição sinusoidal. Por outro lado, a construção do rotor varia consoante o tipo de máquina de indução. No caso da máquina de indução de rotor bobinado, este é composto por enrolamentos que, uma vez que se encontram na parte rotativa da máquina, necessitam de escovas e anéis deslizantes na sua construção. A estes enrolamentos podem ser conectadas resistências de modo a variar a velocidade da máquina, o que é útil no momento de arranque para reduzir a corrente consumida pela mesma. De forma semelhante, as máquinas de indução duplamente alimentadas possuem enrolamentos no rotor, mas neste caso devem ser energizados, daí a designação de dupla alimentação. Tipicamente, o estator destas máquinas é conectado à rede elétrica, enquanto o rotor é conectado a um sistema de acionamento alimentado pela rede. Uma vantagem destas máquinas é o facto de o sistema de acionamento não necessitar de ser dimensionado para a potência nominal da máquina, já que a maior parte da energia é envolvida no estator. Outra vantagem consiste

na regulação do fator de potência, sendo possível utilizar o enrolamento do rotor para trocar potência reativa com a rede elétrica. Tal como as máquinas de indução de rotor bobinado, as máquinas de indução duplamente alimentadas têm a desvantagem de necessitar de escovas e anéis deslizantes, já que têm enrolamentos na sua parte rotativa.

Contrariamente às máquinas de indução de rotor bobinado e de dupla alimentação, as máquinas de indução com rotor em gaiola de esquilo não possuem polos ou enrolamentos no rotor. Tal como o nome indica, estas possuem um rotor cilíndrico, sendo as extremidades compostas por anéis e interligadas por barras condutoras. Deste modo, o rotor encontra-se permanentemente curto-circuitado, ou seja, é possível induzir correntes consideravelmente elevadas com tensões induzidas relativamente baixas. Na Figura 2.4 encontra-se esquematizado um esboço simplificado das barras condutoras deste tipo de rotor.

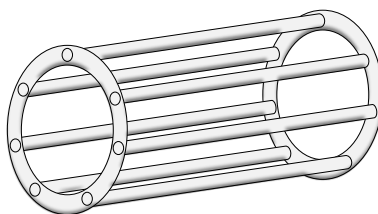


Figura 2.4 – Configuração das barras condutoras do rotor em gaiola de esquilo utilizado nas máquinas de indução.

O funcionamento de uma máquina de indução é baseado no princípio de indução eletromagnética, ou seja, as tensões aplicadas nos enrolamentos do estator induzem correntes no rotor sem quaisquer ímanes ou conexão galvânica. Tal verifica-se devido ao campo magnético rotativo originado no estator, que atravessa o rotor de forma radial. As correntes induzidas no rotor possuem um movimento axial, dando origem a uma força que, devido ao movimento de rotação do rotor, se traduz num binário. Este binário é produzido devido ao movimento relativo entre os campos magnéticos do estator e do rotor, pelo que se ambos tiverem a mesma velocidade de rotação não serão geradas quaisquer correntes no rotor e, conseqüentemente, não será produzido binário. Deste modo, o rotor de uma máquina de indução é como que arrastado pelo campo magnético rotativo do estator, possuindo uma velocidade de rotação inferior à deste para a sua correta operação. A este fenómeno dá-se o nome de deslizamento, que pode ser definido como o rácio entre a velocidade de deslizamento e a velocidade de sincronismo da máquina, sendo que a velocidade de deslizamento é dada pela diferença entre a velocidade de sincronismo e a velocidade do rotor. Assim sendo, um deslizamento de 0 corresponde a uma velocidade do rotor nula, ao passo que um deslizamento de 1 corresponde a uma velocidade do rotor igual à velocidade de sincronismo da máquina. Em ambos os casos, o binário produzido é nulo, pelo que este é diretamente proporcional ao deslizamento para pequenos valores deste. Apesar disso, também é possível operar com deslizamento negativo, ou seja, a velocidade do rotor ser superior à velocidade de sincronismo, o que se



traduz na operação como gerador, sendo que o binário é também negativo. Este facto constitui o motivo pelo qual as máquinas de indução são também designadas por máquinas assíncronas. A estrutura básica das máquinas de indução pode ser vista na Figura 2.5.



Figura 2.5 – Estrutura de uma máquina de indução: (a) Com rotor em gaiola de esquilo; (b) Com rotor bobinado/duplamente alimentado.

Para além das versões anteriormente apresentadas, na literatura pode encontrar-se a implementação de ímanes permanentes em máquinas de indução [113]–[115]. Nesta abordagem, ímanes permanentes são colocados no interior de um rotor em gaiola de esquilo, proporcionando melhorias em termos de fator de potência, eficiência e densidade de potência. Uma vez que as máquinas de indução não possuem qualquer mecanismo exclusivamente utilizado para criar o campo magnético necessário à sua operação, os enrolamentos do estator necessitam de absorver uma parcela adicional de corrente para efetuar a magnetização, o que se traduz num fator de potência e eficiência inferiores em relação às PMSMs. Na literatura pode também encontrar-se casos de conversão de máquinas de indução em PMSMs, basicamente substituindo o rotor e mantendo o estator original [116], [117].

Em relação às versões tradicionais das máquinas síncronas e máquinas CC, as máquinas de indução com rotor em gaiola de esquilo possuem a vantagem de não necessitar de energizar partes rotativas, como é o caso do enrolamento de campo presente no rotor das máquinas síncronas e do enrolamento de armadura presente no rotor das máquinas CC. Para além disso, não possuem ímanes permanentes como as PMSMs e as máquinas BLDC, sendo que tal apresenta vantagens e inconvenientes. A ausência de ímanes permanentes é vantajosa devido aos motivos previamente referidos, nomeadamente devido à utilização de metais raros. No entanto, como referido, as máquinas de indução não diferenciam a magnetização da alimentação dos enrolamentos propriamente dita, reduzindo o fator de potência. A própria gaiola de esquilo também possui perdas devido às correntes que a atravessem, pelo que, numa aplicação visando um VE, tal facto traduz-se numa maior quantidade de energia requerida

às baterias, conferindo às máquinas de indução um rendimento inferior ao das suas rivais [60], [61], [118].

O principal exemplo de sucesso de aplicação da máquina de indução em VEs é protagonizado pelo fabricante *Tesla, Inc.* que, até ao lançamento do VE *Model 3*, utilizava exclusivamente máquinas de indução com rotor em gaiola de esquilo nos seus VEs, nomeadamente os modelos *Roadster*, *Model S* e *Model X*. Para além dos modelos do fabricante *Tesla, Inc.*, a máquina de indução pode ser encontrada em VEs como o *Toyota RAV4*, *Ford Focus Electric*, *Mini E* e, mais recentemente, *Audi e-tron* [79], [80]. Este tipo de máquina elétrica é também usado em veículos híbridos como o *Renault Kangoo*, *BMW X5* e *Chevrolet Silverado* [84].

## 2.5 Máquina de Relutância

As máquinas de relutância constituem uma das tecnologias mais recentes de máquinas elétricas, sendo também considerada a tecnologia mais simples neste âmbito. A aplicabilidade deste tipo de máquinas deve-se consideravelmente ao desenvolvimento da eletrónica de potência e dos sistemas de controlo digital. Dentro desta categoria encontram-se as máquinas de passo, vastamente utilizadas desde relógios analógicos a aplicações de robótica, máquinas de relutância síncrona (*Synchronous Reluctance Machine* – SynRM) [119] e máquinas de relutância comutada (*Switched Reluctance Machine* – SRM) [120].

Contrariamente às máquinas previamente apresentadas, o princípio de operação das máquinas de relutância baseia-se na relutância magnética. Esta grandeza é análoga à resistência em circuitos elétricos, ou seja, corresponde à oposição sofrida pelas linhas de campo ao longo de um circuito magnético. Desta forma, este tipo de máquinas apresenta uma característica que as restantes máquinas não possuem, nomeadamente o facto de ter binário de retenção (ou binário de relutância), sendo que tal se verifica devido aos diferentes valores de relutância existentes para as diferentes linhas de campo magnético. Como tal, estas máquinas são também designadas por máquinas de relutância variável.

Apesar de as máquinas de relutância serem constituídas por um estator e um rotor, a sua construção difere daquela das máquinas anteriormente apresentadas. Em relação ao rotor, não são utilizados quaisquer ímanes ou enrolamentos, advindo na sua construção simples. O rotor é, então, construído em ferro leve, possuindo polos salientes. Por outro lado, o estator contém os enrolamentos a ser energizados, estando distribuídos por três fases e podendo ter dois ou mais polos por fase, tal como verificado nas

máquinas síncronas, de indução e BLDC. De facto, o estator de uma SynRM é semelhante aos referidos, diferindo no rotor que, geralmente, é cortado em secções de forma a criar guias e barreiras de fluxo magnético. Por outro lado, nas SRMs e máquinas de passo, tanto o estator como o rotor possuem polos salientes, sendo que o estator possui um número de polos superior ao do rotor para evitar o bloqueio do mesmo numa determinada posição. Como tal, os dois últimos tipos de máquinas partilham a mesma construção e diferem essencialmente no controlo aplicado: enquanto as máquinas de passo são operadas de forma a que o rotor apenas altere a sua posição periodicamente (sob a forma de passos), as SRMs são controladas de forma a que o rotor tenha um movimento o mais contínuo possível [60], [61]. Na Figura 2.6 pode ver-se a estrutura básica das máquinas de relutância do tipo SynRM e SRM.



Figura 2.6 – Estrutura de uma máquina de relutância: (a) SynRM; (b) SRM.

Tendo em conta os aspetos referidos, as máquinas de relutância aliam a eficiência das máquinas síncronas, uma vez que não possuem deslizamento, à ausência de ímanes permanentes, como verificado nas máquinas de indução, para além do facto de a sua construção ser mais simples do que ambos os tipos referidos de máquinas. Contudo, as suas principais desvantagens são o ruído audível e o *ripple* no binário produzido, que consegue ser atenuado com algumas abordagens como aumentar o número de polos, mas nunca ficando tão reduzido como nas tecnologias de máquinas mais tradicionais. Algumas melhorias têm sido propostas, como segmentar o estator através da utilização de núcleos em forma de C [121], [122] ou em forma de E [123], [124], segmentar o rotor [125] e minimizar o *ripple* através do próprio sistema de controlo relativo ao binário aplicado [126]–[128], no caso das SRMs, e utilizar enrolamentos fracionalmente concentrados [129], enrolamentos multicamada [130] ou enrolamentos com configurações estrela-triângulo combinadas [131], no caso das SynRMs.

Tal como se verifica nas máquinas de indução, podem ser adicionados ímanes permanentes às máquinas de relutância. Esta abordagem proporciona dois graus de liberdade para a produção de binário, nomeadamente pela relutância magnética e pelos ímanes permanentes. A adição de ímanes

permanentes pode ser estudada em [132], [133] para SRMs e em [134], [135] para SynRMs, tratando-se de uma abordagem especialmente estudada para esta última, dando origem aos termos *permanent magnet assisted synchronous reluctance* ou *synchronous reluctance permanent magnet* (SRPM).

Apesar das suas desvantagens, as máquinas de relutância constituem uma tecnologia promissora no âmbito da mobilidade elétrica, facto corroborado pela investigação considerável da qual têm sido alvo nos últimos anos [136]–[145]. O VE *Tesla Model 3* é um exemplo de aplicação da máquina SRPM, sendo combinada com uma máquina de indução nas versões *dual motor* para aliar a eficiência da primeira à performance da segunda [146]. Apesar de comercialmente referirem possuir PMSMs, os VEs *BMW i3/i8* e *Jaguar I-Pace* utilizam rotores salientes, possuindo, na prática, máquinas do tipo SRPM [147]. De facto, o fabricante *BMW* tem introduzido saliência no rotor das suas PMSMs de forma a proporcionar binário de relutância para além do binário criado por ação dos ímanes permanentes, seguindo um pouco o caminho inverso da introdução de ímanes permanentes em SynRMs [148]. Tal reforça a ideia de que a combinação das PMSMs e das SynRMs pode ser mais vantajosa do que a utilização de PMSMs por si só. Em relação a SRMs, um exemplo de aplicação é o veículo híbrido *Holden ECOmmodore* [84], havendo também patentes ativas em relação a este tipo de máquina elétrica pelos grupos automóveis *Jaguar Land Rover* [149] e *Toyota Motor Corp* [150]. Em 2020, a *BMW* anunciou um investimento numa empresa especializada em SRMs [151].

## 2.6 Outros Tipos de Máquinas Elétricas

Para além dos quatro tipos base apresentados de máquinas elétricas, existem máquinas que não se enquadram em nenhuma das categorias abordadas. De facto, as máquinas em questão combinam características intrínsecas de mais do que um tipo elementar de máquina. Esta abordagem combinatória pode ser utilizada com diversas finalidades, tais como criar máquinas com performance melhorada, de menor custo ou reduzir a utilização de ímanes permanentes e os seus inconvenientes associados ou até mesmo eliminá-la, como é o caso das configurações de máquinas *magnetless*. Para além destas abordagens relativamente recentes, são também abordadas tecnologias mais estabelecidas e empregues em aparelhos utilizados no quotidiano.

### 2.6.1 Máquina Universal

Uma máquina universal é, basicamente, uma máquina CC de excitação série modificada para operar tanto em CC como em CA, daí a designação de universal. É uma máquina bastante utilizada em

aparelhos domésticos, como aspiradores, máquinas de lavar e secadores de cabelo, muito devido à sua simplicidade e flexibilidade, sendo capaz de operar a altas velocidades de rotação (até 12000 rpm) [61]. A Figura 2.7 ilustra a estrutura básica deste tipo de máquina.

Apesar de se tratar de uma máquina estabelecida há várias décadas [152]–[154], no presente século ainda é efetuada investigação sobre a mesma [155]–[163]. Estas máquinas ganharam popularidade devido ao facto de conseguirem operar a alta velocidade com uma alimentação monofásica, pelo que as alternativas como as máquinas síncronas ou as máquinas de indução estavam limitadas pela frequência da tensão de alimentação. Atualmente, graças aos variadores eletrónicos de velocidade (VEVs), as referidas alternativas não sofreriam do mesmo problema, mas a eletrónica de potência adjacente às máquinas universais vence pela simplicidade, podendo utilizar-se apenas um tríodo para corrente alternada (*triode for alternating current* – TRIAC) e o respetivo controlo de fase para regular a velocidade (através da tensão) ou o binário (através da corrente) da máquina. Tal como nas máquinas CC tradicionais, a presença de escovas limita a aplicabilidade destas máquinas a baixas potências [61], porém tratando-se paradoxalmente de um tipo de máquina elétrica bastante utilizado em locomotivas [164], [165].

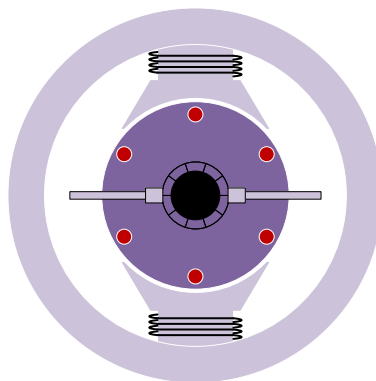


Figura 2.7 – Estrutura de uma máquina universal.

## 2.6.2 Máquina de Histerese

A máquina de histerese é um tipo de máquina síncrona que funciona devido a histerese e correntes parasitas, fenómenos vulgarmente indesejáveis em elementos magnéticos. Enquanto o estator destas é semelhante ao das restantes máquinas síncronas, o rotor é basicamente um cilindro de baixa espessura construído a partir de material com elevada retentividade magnética, tipicamente aço e cobalto. Esta propriedade faz com que as perdas por histerese nestes materiais sejam consideráveis quando sujeitas a CA. Na Figura 2.8 pode ver-se a estrutura básica de uma máquina de histerese, onde a simplicidade do rotor é notória.

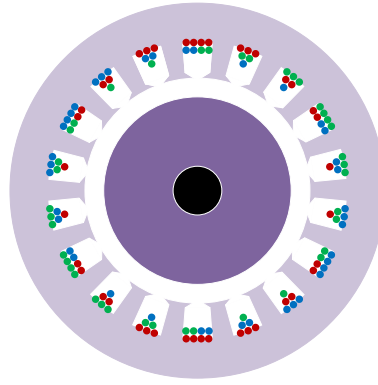


Figura 2.8 – Estrutura de uma máquina de histerese.

Apesar das suas propriedades invulgares, uma máquina de histerese opera de forma semelhante a uma máquina de indução e a uma máquina síncrona. No arranque, este tipo de máquina comporta-se de forma semelhante a uma máquina de indução com rotor em gaiola de esquilo, uma vez que o rotor tenta acompanhar o campo magnético girante produzido no estator. O binário desenvolvido no rotor deve-se às perdas por histerese no mesmo. À medida que estas perdas aumentam, o rotor fica cada vez mais magnetizado, funcionando como uma espécie de ímã permanente. Graças à retentividade magnética, o rotor consegue atingir a velocidade de sincronismo, deixando de funcionar como uma máquina de indução e passando a funcionar como uma máquina síncrona [166].

Estas máquinas são utilizadas em aplicações de baixa potência e apresentam a vantagem de não sofrer quaisquer oscilações quando lhes é aplicada ou retirada carga, sendo que as perdas por histerese amortecem tais transitórios [167]. Para além disso, de modo a reduzir a corrente no estator e aumentar o binário produzido, pode sobreexcitar-se a máquina enquanto o rotor não atinge a velocidade de sincronismo ou efetuar uma sobreexcitação de curta duração (e.g., um ciclo da frequência de alimentação), dotando a máquina com características semelhantes às de uma PMSM [168]. A performance de uma máquina de histerese com ímãs permanentes contidos no rotor foi alvo de investigação na década de 1980, nomeadamente utilizando ferrite [169] e neodímio-ferro-boro [170]. Em [171] é possível analisar um circuito equivalente para este tipo de máquina utilizando ímãs permanentes, e em [172] é apresentado um design para máquinas de histerese com ímãs permanentes tendo em vista a sua aplicação em VEs. Apesar de se tratar de um tipo de máquina relativamente desconhecido, a sua simplicidade e robustez, baixa corrente de arranque e binário praticamente independente da velocidade fizeram recentemente ressurgir o interesse pelas máquinas de histerese, tanto para versões sem ímãs permanentes [173]–[178] como para versões com ímãs permanentes [179]–[181].

### 2.6.3 Máquina *Brushless* Duplamente Alimentada

O princípio inerente às máquinas *brushless* duplamente alimentadas remonta à conexão de máquinas de indução em cascata. Este procedimento era utilizado em locomotivas, laminadoras e ventoinhas para obter várias velocidades de operação, tendo sido patenteado por Steinmetz [182] e pela empresa *Siemens & Halske* (atual *Siemens*) [183] separadamente no final do século XIX. Nos primórdios do século XX, este princípio foi aplicado a máquinas de indução de rotor bobinado, onde os anéis deslizantes da primeira máquina (ligada à rede elétrica) eram conectados ao estator da segunda máquina [184], [185]. Na década de 1970 surgiram as primeiras máquinas a emular o funcionamento de duas máquinas de indução em cascata (*self-cascaded*), já utilizando o termo *brushless*, com rotor em gaiola de esquilo [186] e com rotor bobinado [187]. Dada a sua superioridade, o design de rotores em gaiola de esquilo tendo em conta as máquinas *brushless* duplamente alimentadas foi também alvo de investigação [188]. Ainda na década de 1970 foi proposta uma configuração de máquina *brushless self-cascaded*, também baseada em máquinas de indução, capaz de recuperar a energia proveniente do deslizamento com auxílio de um conjunto retificador-inversor, estando os enrolamentos de um dos estatores ligados à rede elétrica e os restantes ao retificador [189].

Apesar de as máquinas *brushless* duplamente alimentadas serem inicialmente estudadas com base em máquinas de indução, também na década de 1970 começaram a ser aplicadas com características das máquinas de relutância. Em [190] é apresentada uma máquina de indução *cageless*, possuindo um rotor sem quaisquer enrolamentos ou gaiola de esquilo, semelhante ao rotor das SynRMs. O estator era composto por dois conjuntos de enrolamentos, o principal sendo alimentado por tensões sinusoidais e o secundário podendo ser curto-circuitado ou energizado com CC, fazendo a máquina operar como máquina de indução ou como máquina síncrona, respetivamente. Era também possível energizar o segundo conjunto de enrolamentos com tensões CA de frequência diferente da utilizada nos enrolamentos principais, permitindo variar a velocidade de rotação. Apesar de não se tratar de uma máquina de relutância, esta máquina deu origem à máquina de relutância duplamente alimentada, operando de forma semelhante ao modo síncrono da máquina previamente referida, ou seja, contendo no estator um enrolamento de excitação CC para além dos enrolamentos convencionais [191]. A operação com velocidade variável de máquinas semelhantes com um rotor constituído por polos salientes foi analisada em [192] com enrolamentos de campo CA e, mais tarde, em [193] com CC.

Assim sendo, a categoria de máquinas *brushless* duplamente alimentadas engloba dois tipos de máquinas, nomeadamente as máquinas de indução *brushless* duplamente alimentadas (Figura 2.9(a))

e as máquinas de relutância *brushless* duplamente alimentadas (Figura 2.9(b)). A versão tradicional da máquina de indução duplamente alimentada partilha as características das máquinas referidas à exceção do facto de não ser *brushless*, tal como a precursora máquina de indução em cascata. Uma vantagem destas máquinas é o facto de o seu sistema de acionamento não necessitar de ser dimensionado para a potência total da máquina, sendo que o enrolamento principal (também denominado enrolamento de potência) lida com a maior porção da energia envolvida, tendo o enrolamento secundário (também denominado enrolamento de controlo) conectada a eletrónica de potência.



Figura 2.9 – Estrutura de uma máquina *brushless* duplamente alimentada: (a) Indução; (b) Relutância.

Tal como as máquinas de indução duplamente alimentadas, as máquinas *brushless* duplamente alimentadas são capazes de emular a operação de três tipos de máquinas diferentes: máquina de indução convencional, curto-circuitando o enrolamento secundário; máquina síncrona, alimentando o enrolamento secundário com tensão CC; máquina de indução duplamente alimentada, quando ambos os conjuntos de enrolamentos são energizados de forma semelhante. A operação como máquina de indução quando o enrolamento secundário é curto-circuitado dota este tipo de máquina de um nível acrescido de tolerância a falhas, permanecendo em funcionamento mesmo que haja falha no sistema de acionamento [194], [195]. Ambas as variantes *brushless* desta categoria de máquinas têm sido alvo de interesse na última década, sendo uma alternativa às tradicionais máquinas de indução duplamente alimentadas utilizados na conversão de energia eólica [196]–[198]. Para além disso, é possível utilizar o sistema de acionamento para controlar o fator de potência da máquina [199], [200]. De entre as versões *brushless* duplamente alimentadas, a versão de relutância adquire especial destaque por não apresentar perdas no rotor para além das magnéticas. Uma comparação entre os dois tipos de máquinas, que diferem essencialmente no rotor, é efetuada em [201], verificando-se que a versão de indução vê o seu binário afetado pelas componentes harmónicas relativas aos números de polos dos enrolamentos do estator. Apesar de o rotor em gaiola de esquilo oferecer melhor performance no arranque e na operação



como máquina de indução, o rotor axialmente laminado da versão de relutância oferece melhores resultados para as operações síncrona e duplamente alimentada para variação de velocidade. Não obstante, versões com rotores híbridos foram propostas em [202]–[204], contendo pormenores construtivos dos rotores de indução e de relutância.

Recentemente, novas versões e melhorias para as máquinas *brushless* duplamente alimentadas têm vindo a ser propostas [205]–[209]. Uma vez que se trata de uma tecnologia promissora de máquina elétrica, ainda em crescimento, vários desafios têm de ser ultrapassados tendo em vista a sua disseminação, nomeadamente no que concerne à eficiência, densidade de potência, densidade de binário, *ripple* de binário e o próprio processo de fabrico em relação às suas concorrentes diretas, como é o caso da tradicional máquina de indução duplamente alimentada recorrendo a escovas e anéis deslizantes. Os referidos desafios, juntamente com uma revisão exaustiva acerca das máquinas *brushless* duplamente alimentadas, são investigados em [210].

#### 2.6.4 Máquina CC de Dupla Saliência

As máquinas CC de dupla saliência combinam características das máquinas BLDC e das SRMs. Esta tecnologia foi inicialmente proposta em [211] utilizando ímanes permanentes num estator composto por polos salientes, tal como numa SRM, sendo o rotor também semelhante ao destas máquinas (Figura 2.10(a)). No entanto, de modo a visar uma abordagem *magnetless*, pode efetuar-se uma mudança aparentemente retrógrada, nomeadamente substituindo os ímanes permanentes por um enrolamento de campo (Figura 2.10(b)). Esta mudança é conveniente pois os elementos em questão encontram-se no estator e não no rotor, ao contrário das tradicionais máquinas síncronas e CC. Como tal, não é necessário providenciar energia a partes rotativas, descartando a necessidade de utilizar escovas.

A excitação CC requerida por este enrolamento permite um melhor controlo do fluxo magnético da máquina do que nas máquinas que utilizam ímanes permanentes, o que é uma vantagem para operação em altas velocidades de rotação ou situações de maior binário requerido. Contudo, as máquinas CC de dupla saliência com enrolamento de campo apresentam um volume e peso superiores às suas análogas de ímanes permanentes devido ao cobre adicional utilizado para o enrolamento de campo, bem como uma eficiência menor devido às perdas no mesmo. Este tipo de máquinas é também designado por máquina *brushless* de dupla saliência duplamente alimentada (o termo não deve ser confundido com máquina *brushless* de relutância duplamente alimentada, analisado na secção anterior), uma vez que o

estator possui dois tipos de enrolamentos [212], [213]. O seu funcionamento como gerador é estudado em [214] para aplicações automóveis. Em [215] é proposta uma categoria de máquinas denominada máquinas de relutância de fluxo variável, tendo uma estrutura semelhante às máquinas de dupla saliência mas diferindo na disposição dos enrolamentos de campo. Este tipo de máquinas oferece melhor performance em termos de *ripple* de binário, ruído audível e flexibilidade de construção em termos do número de polos do estator e do rotor comparativamente às SRMs e máquinas CC de dupla saliência [216]–[219]. Para além das versões analisadas, é também possível obter configurações de máquinas CC de dupla saliência com excitação híbrida, ou seja, possuindo ímanes permanentes e excitação CC simultaneamente, como representado na Figura 2.10(c) [220], [221]. Uma versão híbrida com dois estatores é proposta em [222].

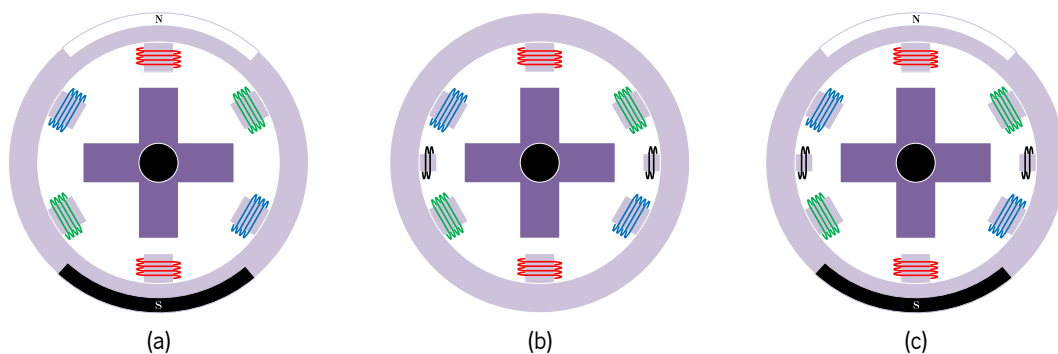


Figura 2.10 – Estrutura de uma máquina CC de dupla saliência com excitação por: (a) Ímanes Permanentes; (b) Enrolamento de campo; (c) Híbrida.

### 2.6.5 Máquina CC de Fluxo Comutado

Este tipo de máquinas é bastante semelhante ao previamente apresentado, tendo como principal diferença a possibilidade de estabelecer um fluxo magnético bipolar. Esta tecnologia foi proposta em [223] sob a designação de máquina de inversão de fluxo, tratando-se de uma versão monofásica e, tal como a primeira proposta de máquina CC de dupla saliência, era provida de ímanes permanentes como elemento criador de fluxo magnético, como visível na Figura 2.11(a).

Este tipo de máquinas caracteriza-se por baixos valores de indutância e inércia, favorecendo a implementação em aplicações de alta velocidade. Tal como nas máquinas CC de dupla saliência, o fluxo magnético nas máquinas CC de fluxo comutado possui uma forma de onda triangular, com a diferença de possuir valor médio nulo ao longo de uma rotação completa do rotor. No entanto, o fluxo magnético nas primeiras acaba por anular-se nas posições do rotor mais distantes dos ímanes permanentes, não produzindo força magnetomotriz. Nas máquinas de fluxo comutado, o fluxo magnético inverte a sua polaridade em vez de simplesmente se anular, pelo que a força magnetomotriz adquire uma forma de

onda quadrada, i.e., com apenas dois níveis em vez de três. Deste modo, as máquinas CC de fluxo comutado são capazes de operar nos quatro quadrantes de conversão de energia (cujos eixos são constituídos pelo fluxo magnético e pela força magnetomotriz), ao contrário das máquinas CC de dupla saliência que operam apenas em dois.

Tal como os tipos de máquinas previamente analisados, as máquinas CC de fluxo comutado contam também com uma variante *magnetless*, possuindo um enrolamento de campo em vez de ímanes permanentes (Figura 2.11(b)) [224]. Os prós e contras verificados para o tipo de máquinas analisado anteriormente em relação ao seu análogo com ímanes permanentes mantêm-se válidos para a máquina CC de fluxo comutado. Para além disso, este tipo de máquinas consiste numa solução de baixo custo, quer em termos da máquina em si quer do seu sistema de acionamento [225]. A controlabilidade da corrente de campo traduz-se numa vantagem adicional, sendo que este tipo de máquinas é passível de operar quer como uma máquina BLDC quer como uma máquina BLAC, dependendo da forma de onda do fluxo magnético produzido [213], [226]. Esta propriedade permite a implementação de uma caixa de velocidades eletrónica, uma vez que a operação como BLAC favorece alto binário a baixa velocidade (mudança baixa), enquanto a operação como BLDC favorece baixo binário a alta velocidade (mudança elevada) [227]. Tal como nas máquinas CC de dupla saliência analisadas na secção anterior, é possível a utilização de configurações híbridas, ou seja, utilizando ímanes permanentes e um enrolamento de campo, como visível na Figura 2.11(c) [228]. De referir que a disseminação de máquinas de dupla saliência com ímanes permanentes no estator deu origem à utilização de PMSMs com a mesma abordagem [229], [230].

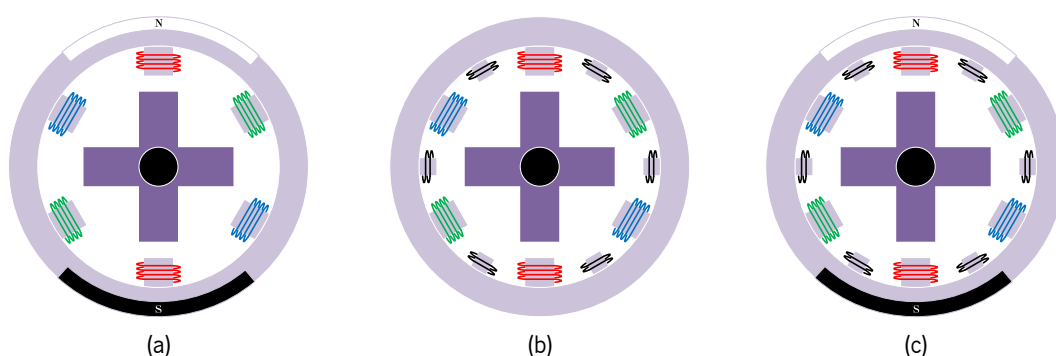


Figura 2.11 – Estrutura de uma máquina CC de fluxo comutado com excitação por: (a) Ímanes Permanentes; (b) Enrolamento de campo; (c) Híbrida.

### 2.6.6 Máquina de Relutância *Vernier*

A máquina de relutância *vernier* foi proposta em [231] como sendo uma máquina síncrona não-excitada (ou de relutância), utilizando o princípio de *vernier*. Este princípio, que deu origem ao instrumento de

medição homónimo utilizado com uma escala móvel para efetuar leituras de frações da menor divisão existente numa escala fixa, faz com que um pequeno deslocamento do rotor de uma máquina deste tipo se traduza num deslocamento considerável nos eixos de permeância, i.e., a grandeza inversa da relutância e análoga à condutância em circuitos elétricos.

Neste tipo de máquinas, o rotor gira a uma frequência inferior à frequência do campo magnético criado pelos enrolamentos do estator, sendo que o binário desenvolvido é tanto maior quanto maior for o rácio entre a frequência do campo magnético e a frequência de rotação do rotor. Como tal, esta máquina funciona como uma caixa de velocidades magnética, sendo indicada para aplicações de elevado binário a baixa velocidade. À semelhança das máquinas CC de dupla saliência e de fluxo comutado, estas possuem polos salientes tanto no estator como no rotor. Através do espaçamento utilizado nos polos do estator e do rotor é possível manipular a relação de transmissão da máquina. Esta razão é dada pelo quociente entre o espaçamento dos polos do estator e a diferença entre os espaçamentos dos polos do estator e do rotor. Alternativamente, a razão pode ser calculada pelo quociente entre o número de polos do rotor e a diferença entre o número de polos do rotor e do estator. Deste modo, a relação de transmissão resulta em valores negativos quando o estator possui mais polos do que o rotor, originando um movimento de rotação no sentido contrário ao do campo magnético criado, pelo que é comum nestas máquinas que o rotor contenha um número mais elevado de polos do que o estator. Outra característica deste tipo de máquinas é o facto de a velocidade de rotação do rotor não depender do número de polos do estator, dependendo apenas da frequência de alimentação e do número de polos do rotor.

Apesar da sua construção simples e capacidade de produzir binários elevados a baixas velocidades, esta máquina possui uma baixa eficiência devido à velocidade relativa entre o campo magnético e o rotor, bem como um fator de potência reduzido (entre 0,2 e 0,4) devido à componente predominantemente reativa da corrente dos enrolamentos [213]. Segundo o seu inventor [231], uma máquina de relutância *vernier* deve ser projetada para uma velocidade máxima de cerca de 200 rpm e deve possuir um elevado rácio binário-inércia, permitindo assim arrancar sem qualquer meio auxiliar, uma vez que se trata de uma máquina síncrona. De salientar o facto de a publicação datar da década de 1960, pelo que o acionamento de máquinas elétricas ainda se encontrava numa fase rudimentar.

Ao contrário dos dois tipos de máquinas CC de dupla saliência analisados, a versão *magnetless* corresponde à versão original da máquina de relutância *vernier*, como representado na Figura 2.12(a). Uma máquina deste tipo utilizando ímanes permanentes foi proposta em [232], mais de trinta anos após a primeira versão. Nesta abordagem são colocados ímanes permanentes tanto no estator como no rotor,

como se pode constatar na Figura 2.12(b), sendo que esta máquina supera tanto as PMSMs como as máquinas de relutância *vernier* em termos de produção de binário, considerando que os diferentes tipos de máquinas possuem as mesmas características [233]. Uma versão de excitação dupla foi proposta em [234], conjugando as vantagens construtivas das versões com e sem ímanes permanentes. A máquina em questão era composta por dois estatores, tendo sido mais tarde proposta uma versão de ímanes permanentes com dois rotores [235]. Em relação às restantes versões da máquina de relutância *vernier*, a abordagem com dois rotores oferece uma maior densidade de binário devido à existência de dois entreferros (*air gaps*), bem como perdas no cobre inferiores àquelas da versão duplamente excitada. De salientar o facto de a dupla excitação a que este tipo de máquinas se refere se deve à existência de dois conjuntos de enrolamentos no estator, pelo que uma versão de máquina de relutância *vernier* com ímanes permanentes e um enrolamento de campo foi efetivamente proposta em [236]. A Figura 2.12(c) mostra um esquema básico da referida abordagem.

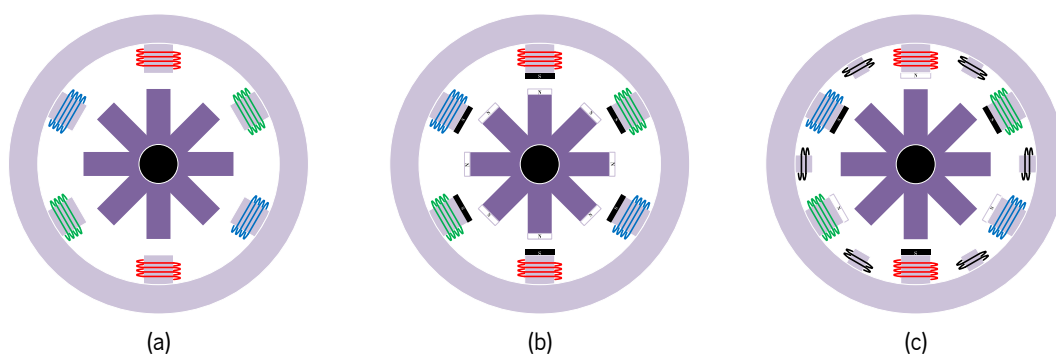


Figura 2.12– Estrutura de uma máquina de relutância *vernier*: (a) Sem excitação; (b) Com excitação por ímanes permanentes; (c) Com excitação por ímanes permanentes e enrolamento de campo.

O desenvolvimento de caixas de velocidade magnéticas que empregam ímanes permanentes não é uma temática recente [237], [238], podendo ser aplicadas juntamente com PMSMs, resultando numa estrutura com dois rotores a operar a velocidades de rotação diferentes [239]. Contudo, o princípio da máquina de relutância *vernier* deu origem a um procedimento antidogmático no design de PMSMs, estabelecendo uma relação de transmissão através da relação entre os números de polos no estator e no rotor. Este último é montado no exterior, estando separado do estator por um conjunto de segmentos estacionários em ferro. Estes segmentos permitem a modulação do fluxo magnético criado, pelo que os autores denominaram este tipo de máquina como PMSM de fluxo modulado, revelando uma maior capacidade de ventilação e, por conseguinte, maior densidade de binário que as PMSMs convencionais e com caixa de velocidades magnética integrada [240]. Este tipo de máquina encontra-se esquematizado na Figura 2.13. Uma análise detalhada de máquinas de fluxo modulado é efetuada em [241]. Em [242] é empregue uma máquina de relutância *vernier* com ímanes permanentes e fluxo modulado, contendo

dois estatores e dois rotores, a operar como uma transmissão continuamente variável eletrônica (*electronic continuously variable transmission* – ECVT) em veículos híbridos *plug-in*. Recentemente, o princípio de fluxo modulado tem sido também aplicado em máquinas *brushless* duplamente alimentadas [243]–[245]. Para além disso, o princípio utilizado nas máquinas de relutância *vernier* pode ser também aplicado com características de fluxo comutado [246]. Uma versão semelhante a esta é denominada máquina de relutância *vernier* híbrida, utilizando ímanes permanentes apenas no estator [247].

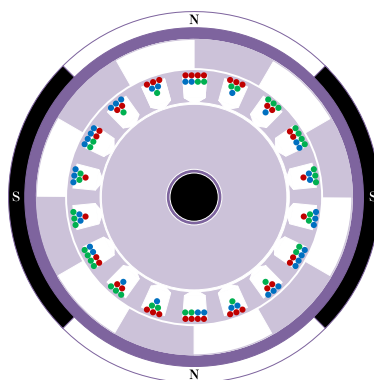


Figura 2.13 – Estrutura de uma máquina de fluxo modulado baseada numa PMSM.

Recentemente, melhorias adicionais têm vindo a ser propostas em relação às máquinas de relutância *vernier* utilizando ímanes permanentes, tais como dispor os ímanes de forma radial ao longo do rotor, permitindo aumentar o fator de potência para valores superiores a 0,9 [248], e utilizar ímanes em forma de V, tirando partido das componentes harmónicas do fluxo magnético e diminuindo o *ripple* de binário [249]. Em relação ao posicionamento dos ímanes permanentes em máquinas de relutância *vernier*, uma comparação é efetuada em [250] em termos de *ripple* de binário, utilização de ímanes permanentes e distribuição da densidade de fluxo magnético, constatando-se uma melhor performance em termos de binário quando os ímanes são colocados no rotor, mas uma menor utilização dos mesmos quando montados superficialmente no estator, tal como na máquina de relutância *vernier* de fluxo comutado.

### 2.6.7 Máquina de Relutância *Vernier* Duplamente Alimentada

Para além das variantes investigadas para a máquina de relutância *vernier*, de modo a aumentar o fator de potência deste tipo de máquinas pode ser utilizada uma configuração duplamente alimentada, i.e., utilizando um enrolamento de campo adicional, como representado na Figura 2.14. Este enrolamento pode ser colocado tanto no rotor como no estator, tendo a desvantagem de necessitar de escovas e anéis deslizantes no primeiro caso e de requerer um circuito magnético, distribuição térmica e fabrico mais sofisticados no segundo caso. Para além disso, este enrolamento de campo pode ser alimentado tanto com CA como CC, originando os termos máquina CA de relutância *vernier* ou máquina CC de relutância

*vernier*, respetivamente. Apesar da nomenclatura, ambas as variantes consistem em máquinas CA, operando com correntes polifásicas sinusoidais [213].

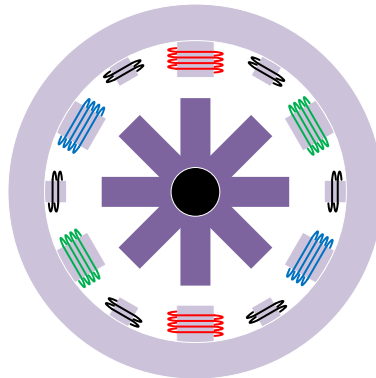


Figura 2.14 – Estrutura de uma máquina de relutância *vernier* duplamente alimentada.

A abordagem de alimentação dupla começou por ser utilizada nas máquinas *brushless* de relutância duplamente alimentadas, como previamente analisado em [192], [193], visando uma solução alternativa às tradicionais máquinas de indução duplamente alimentadas com escovas e anéis deslizantes. Esta abordagem foi aplicada a máquinas de relutância *vernier* em [251] quer com excitação CC quer CA, verificando-se uma melhor performance para o segundo caso. Adicionalmente, estas abordagens serviram de base ao desenvolvimento de máquinas síncronas sem ímanes permanentes, utilizando um enrolamento de campo no estator [252], [253]. O fator de potência nas máquinas CC de relutância *vernier* é analisado em [254], onde é estudada a influência de pormenores construtivos e da corrente de campo no mesmo. A influência da configuração do enrolamento de campo em máquinas CC de relutância *vernier* é analisada em [255] e uma comparação entre este tipo de máquinas e as SynRMs é efetuada em [256], verificando-se uma melhor performance em termos de fator de potência e binário médio para as SynRMs, mas uma melhor performance em termos de *ripple* de binário e capacidade de sobrecarga (para a utilização de enrolamentos concentrados em vez de distribuídos) para as máquinas CC de relutância *vernier*.

### 2.6.8 Máquina de Ímanes Permanentes com Memória

A grande maioria das PMSMs utilizadas atualmente possui ímanes permanentes de neodímio-ferro-boro, caracterizados por um elevado nível de magnetização, i.e., elevada retentividade magnética (grandeza que mede o fluxo magnético retido num dado material após deixar de lhe ser aplicado um campo magnético externo) e elevada coercividade magnética (grandeza que mede a capacidade de um material em resistir a um campo magnético externo sem ficar desmagnetizado). Estas características constituem as principais vantagens das PMSMs em relação a outros tipos de máquinas elétricas, bem como as

principais vantagens dos ímanes permanentes de neodímio-ferro-boro relativamente a outras tecnologias, tais como a ferrite. No entanto, em situações de operação a elevadas velocidades em PMSMs, de modo a diminuir o fluxo magnético na máquina estabelecido pelos ímanes permanentes (operação denominada por enfraquecimento de campo (*field weakening* ou *flux weakening*)), são requeridas correntes nos enrolamentos do estator que serão tanto mais elevadas quanto mais intensa for a magnetização dos ímanes permanentes. Para além disso, estas correntes necessitam de ser aplicadas constantemente para se obter a magnetização desejada na máquina elétrica, pelo que, para operação prolongada nesta zona de funcionamento, a máquina operará com correntes elevadas durante tempo considerável.

A fim de contornar os inconvenientes das PMSMs com ímanes permanentes de neodímio-ferro-boro no que diz respeito à zona de operação de enfraquecimento de campo, na literatura foi proposto um tipo de máquinas elétricas denominado máquinas de ímanes permanentes com memória [257]. Este tipo de máquinas possui esta designação devido ao facto de “memorizar” o fluxo magnético pretendido nos seus ímanes permanentes, estes sendo baseados em tecnologias de menores níveis de magnetização, tais como alumínio-níquel-cobalto. Similarmente à operação dos gravadores de cassetes, através da aplicação de um pulso de corrente de curta duração nos enrolamentos do estator é possível variar a magnetização dos ímanes permanentes, não sendo necessário aplicar corrente continuamente para manter a magnetização pretendida, ao contrário do que se verifica nas máquinas convencionais contendo ímanes permanentes. Para além disso, esta magnetização é independente da componente do fluxo magnético criada devido à produção de binário na máquina.

As máquinas de ímanes permanentes com memória podem ser construídas de duas formas, cada uma permitindo um tipo de operação relativamente à sua magnetização, nomeadamente a operação com fluxo variável e com alteração de polos. A operação com fluxo variável consiste na configuração mais comum, permitindo uma alteração uniforme do fluxo magnético criado pelos ímanes permanentes. Por outro lado, a operação com alteração de polos permite que o fluxo magnético seja anulado apenas em determinados ímanes permanentes, permitindo alterar o número de polos efetivamente em utilização na máquina. Esta abordagem, inicialmente apresentada em [258], é vantajosa na medida em que um número elevado de polos é favorável para a operação a baixa velocidade e elevado binário, ao passo que um número reduzido de polos favorece a operação a elevada velocidade e baixo binário.

Para além das máquinas de ímanes permanentes com memória com apenas um conjunto de enrolamentos, baseadas nas PMSMs, na literatura foi também proposta uma versão com um enrolamento de campo, baseada na máquina CC de dupla saliência com excitação híbrida [259]–[261].



Em [262], [263] é proposto um tipo de máquina de ímanes permanentes designada por memória dual ou memória híbrida, combinando características das máquinas de ímanes permanentes com memória previamente referidas (com excitação CA e CC) e das máquinas CC de dupla saliência com excitação híbrida. Este tipo de máquinas contém ímanes permanentes de alumínio-níquel-cobalto e neodímio-ferro-boro, os primeiros funcionando para efeitos de sintonização do fluxo magnético, tal como nas máquinas de ímanes permanentes com memória, e os segundos funcionando como mecanismo auxiliar na criação de fluxo magnético, contribuindo para aumentar a densidade de binário e a eficiência da máquina. Por sua vez, o princípio de memória dual ou híbrida dá origem a dois tipos de configurações, nomeadamente série e paralelo, sendo que a configuração dual original consiste numa ligação magnética em paralelo entre ímanes permanentes adjacentes de tipos diferentes. Esta ligação apresenta um efeito de acoplamento cruzado entre ambos os tipos de ímanes permanentes, sendo que a magnetização de cada tipo de íman interfere na magnetização do outro. Para colmatar este fenómeno surgiu a ligação série de ímanes permanentes adjacentes de tipos diferentes, pelo que esta configuração é comumente denominada híbrida série [264], [265]. Uma configuração combinando ambas as abordagens série e paralelo é proposta em [266]. De referir que as configurações de alteração de polos também podem ser aplicadas em máquinas de ímanes permanentes de memória dual, inclusive sendo mais comum a utilização de configurações de alteração de polos neste tipo de máquina do que nas máquinas com apenas um tipo de íman permanente [267]–[270]. A colocação de ímanes permanentes de forma superficial no rotor é analisada em [271], verificando-se boa performance para aplicações de elevada velocidade, e a sua colocação no estator ao invés de no rotor é investigada em [272]–[274]. Em [275] é apresentada uma configuração que emprega três tipos diferentes de ímanes permanentes, nomeadamente neodímio-ferro-boro, alumínio-níquel-cobalto e samário-cobalto, o que permite reduzir o custo total de material magnético empregue na máquina em relação às configurações com dois tipos de ímanes permanentes, bem como reduzir o risco de desmagnetização dos ímanes permanentes de alumínio-níquel-cobalto. O princípio de memória em ímanes permanentes pode ser aplicado a máquinas CC de fluxo comutado, tanto de excitação unicamente por ímanes permanentes [276] como híbrida [277], a máquinas de relutância de fluxo variável [278] e a PMSMs de fluxo modulado [279]. Em termos gerais, as máquinas de ímanes permanentes com memória ainda se encontram em expansão na literatura, tratando-se de uma tecnologia promissora para aplicações de tração, como é o caso dos VEs [280]–[284].

## 2.7 Máquinas Elétricas de Fluxo Axial

As análises previamente efetuadas para os diferentes tipos de máquinas elétricas pressupõem que o fluxo magnético criado nas mesmas é sempre estabelecido de uma forma radial relativamente ao movimento do rotor, pelo que as máquinas foram analisadas como sendo máquinas de fluxo radial. No entanto, existem também as denominadas máquinas de fluxo axial, onde o fluxo magnético é estabelecido de uma forma axial em relação ao movimento do rotor, ao contrário da forma radial tradicional. Este facto faz com que as máquinas de fluxo axial adquiram a forma de um disco, sendo que o diâmetro do estator corresponde à parte ativa responsável pelo desenvolvimento de binário na máquina. Na Figura 2.15 pode ver-se as diferenças básicas construtivas entre as máquinas de fluxo radial e de fluxo axial.

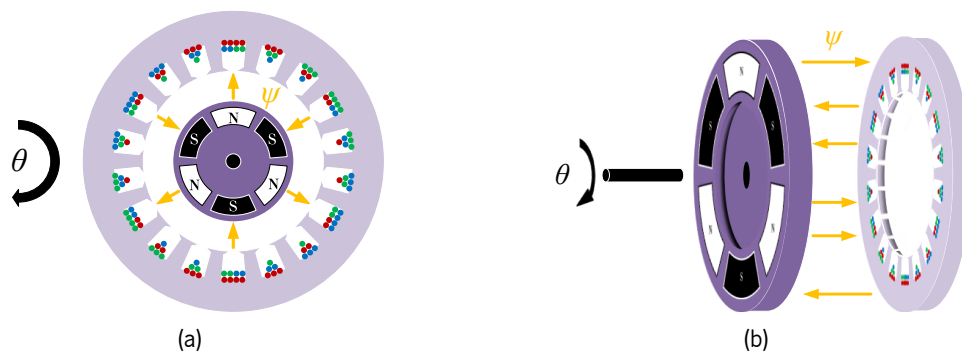


Figura 2.15 – Estrutura básica de uma máquina elétrica em relação à direção do fluxo magnético produzido:  
(a) Radial; (b) Axial.

De facto, as primeiras máquinas elétricas a surgir na História eram de fluxo axial. O disco de Faraday, ou gerador unipolar, cuja existência conta praticamente com dois séculos, era uma máquina de fluxo axial. O assunto também despertou o interesse de Nikola Tesla, explorando a utilização desta máquina em versões CA [285]. No entanto, o fabrico destas máquinas era um obstáculo, pelo que as máquinas de fluxo radial ganharam popularidade sobre as máquinas de fluxo axial. Estas apenas viram a sua popularidade emergir depois de 1983 graças à utilização de ímãs permanentes baseados em neodímio-ferro-boro [286].

As diferenças entre as duas tecnologias de máquinas elétricas relativamente à direção do fluxo magnético produzido resultam em volumes e pesos consideravelmente inferiores para as máquinas de fluxo axial em relação às máquinas de fluxo radial para as mesmas características, i.e., as máquinas de fluxo axial possuem uma densidade de potência superior. Tal constitui uma vantagem em aplicações de mobilidade elétrica, mas não é a única: a sua forma discal cria a oportunidade de implementação de máquinas *in-wheel*, ou seja, máquinas embutidas na própria roda do VE. Esta abordagem elimina elementos

mecânicos do sistema de tração tais como diferenciais, uma vez que é possível obter um controlo de tração total, sendo a potência transmitida a cada roda do VE de forma independente, e caixas redutoras, uma vez que a máquina gira à mesma velocidade da própria roda do VE. Deste modo, para além de permitir uma redução de custos e da complexidade construtiva em VEs, esta abordagem permite também uma melhoria da eficiência energética global do sistema de tração dos mesmos, uma vez que os componentes mecânicos representam os elementos menos eficientes de um sistema de tração de VEs. As máquinas de fluxo axial são, portanto, bastante populares no âmbito da mobilidade elétrica [213], [287].

As máquinas de fluxo axial não constituem, por si só, um tipo de máquinas elétricas: apenas são uma tecnologia alternativa às máquinas de fluxo radial. Desta forma, a tecnologia de fluxo axial pode ser utilizada em PMSMs, máquinas de indução, máquinas CC e máquinas de relutância, bem como aos outros tipos de máquinas revistos, como analisado nas seguintes subsecções.

### 2.7.1 Máquina Síncrona de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial

Tal como nas versões de fluxo radial, o estator de uma PMSM de fluxo axial é constituído por enrolamentos e o rotor por ímanes permanentes, neste caso sendo montados de forma superficial. Para além da sua versão mais básica, contendo apenas um estator e um rotor, denominada *single-sided*, existem também, com considerável popularidade, versões que utilizam dois rotores e um estator (configuração TORUS) ou dois estatores e um rotor (configuração AFIR – *axial flux interior rotor*), ambas se enquadrando na designação de *double-sided*. Na Figura 2.16 pode ver-se a estrutura básica destas duas configurações. Para além disso, ambas as configurações podem ser classificadas como *slotted* ou *non-slotted*, caso possuam ou não possuam ranhuras no(s) estator(es), respetivamente. Uma comparação entre estas quatro possibilidades para PMSMs de fluxo axial é efetuada em [288] em termos de *ripple* de binário, sendo também comparadas com a tradicional versão de fluxo radial. Os melhores resultados desta publicação foram obtidos com as versões *non-slotted* TORUS, ao passo que o *ripple* de binário mais elevado foi constatado na versão de fluxo radial. De acordo com [289], a utilização de PMSMs de fluxo radial é vantajosa para veios longos, ou seja, para comprimentos axiais da máquina superiores ao diâmetro externo do estator. É também verificado que a densidade de binário nas PMSMs de fluxo axial aumenta com o número de polos, sendo preferível a sua utilização em relação às versões de fluxo radial para baixos comprimentos axiais e números de polos superiores a 10. As PMSMs de fluxo axial podem também diferir num outro pormenor relativo à construção do estator, podendo ser

constituído por um núcleo ferromagnético ou simplesmente não possuir qualquer núcleo, designando-se por configuração *coreless* [286], [290]–[292]. Contudo, uma desvantagem destas máquinas é o ruído audível proveniente de vibrações, fenómeno que é estudado em [293], [294]. A problemática e possíveis soluções para o *ripple* de binário em PMSMs de fluxo axial é estudada em [295].

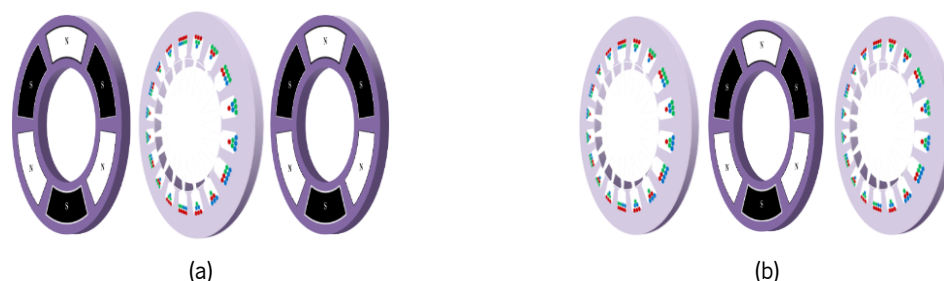


Figura 2.16 – Estruturas *double-sided* de uma PMSM de fluxo axial: (a) TORUS; (b) AFIR.

### 2.7.2 Máquina CC de Fluxo Axial

As máquinas BLDC de fluxo axial têm uma construção muito semelhante às PMSMs do mesmo tipo, apenas diferindo nas formas de onda das forças contraelectromotrizes e, conseqüentemente, nas correntes dos enrolamentos do estator, que possuem as mesmas características que as máquinas correspondentes de fluxo radial. Como tal, também este tipo de máquina BLDC pode ser dividido em *single-sided* ou *double-sided*, o(s) estator(es) podendo ser *slotted* ou *non-slotted*, com núcleo ferromagnético ou *coreless*. As máquinas BLDC de fluxo axial são favoráveis a aplicações de aviação devido à sua eficiência e densidade de potência [296]. Segundo [297], as máquinas BLDC de fluxo axial são especialmente atrativas para sistemas de geração de energia eólica, VEs e ventoinhas. Uma comparação entre máquinas BLDC de fluxo radial e fluxo axial é efetuada em [298], concluindo que os últimos são superiores em termos de eficiência e que é conveniente possuírem um elevado número de polos e serem operados a altas frequências.

### 2.7.3 Máquina de Indução de Fluxo Axial

Tal como na abordagem de fluxo radial, o estator das máquinas de indução de fluxo axial é composto por enrolamentos, podendo ou não possuir ranhuras, tal como as versões *slotted* e *non-slotted* das PMSMs de fluxo axial. No entanto, não possuem uma gaiola de esquilo como sendo o rotor, dada a construção discal dos mesmos. Em contrapartida, o rotor é constituído por dois anéis de diâmetros diferentes, um no interior e o outro no exterior, estando ambos interligados por barras condutoras, resultando numa disposição radial ao invés de axial. A semelhança construtiva com os rotores em gaiola

de esquiço das máquinas de indução de fluxo radial faz com que seja também usado o termo “gaiola” para designar o referido tipo de rotor. O esquema básico de uma máquina de indução de fluxo axial encontra-se representado na Figura 2.17. Este tipo de máquina abrange as configurações *single-sided*, se existir apenas um estator e um rotor, e *double-sided*, podendo compreender dois estatores e um rotor ou dois rotores e um estator, tal como nas PMSMs [287], [299]. A configuração com dois rotores apresenta a vantagem de operar como um diferencial eletromagnético quando cada rotor possui um veio independente, o que é vantajoso em VEs [300]. Esta configuração de máquina de indução com duplo rotor difere da inicialmente proposta, apresentada em 1969, em que os rotores partilhavam o mesmo veio [301].

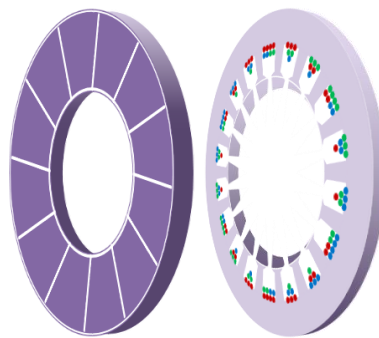


Figura 2.17 – Estrutura de uma máquina de indução de fluxo axial.

#### 2.7.4 Máquina de Relutância de Fluxo Axial

Como previamente referido, um dos tipos de máquinas elétricas mais consideravelmente investigados nos últimos anos são as máquinas de relutância. Acrescidos da sua versão de fluxo axial, representada na Figura 2.18, as SRMs constituem uma das principais opções para a indústria automóvel. Uma desvantagem das SRMs de fluxo axial consiste na força exercida pelo rotor sobre o estator, uma vez que ambos se encontram dispostos paralelamente. Apesar disso, este inconveniente pode ser resolvido tornando a estrutura da máquina simétrica, ou seja, utilizando dois rotores e um estator ou dois estatores e um rotor, semelhante às possibilidades verificadas para os tipos de máquinas de fluxo axial previamente apresentados, passando a existir duas forças exercidas axialmente que se cancelam [213]. Dada a sua importância, várias técnicas têm sido investigadas de modo a aumentar a performance das SRMs de fluxo axial [302]–[306]. Em termos de aplicabilidade, em [307] é apresentada uma SRM de fluxo axial com dois rotores para *scooters* híbridas.

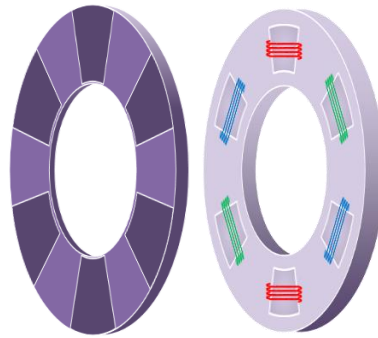


Figura 2.18 – Estrutura de uma SRM de fluxo axial.

### 2.7.5 Outros Tipos de Máquinas Elétricas de Fluxo Axial

Tal como os quatro tipos básicos de máquinas elétricas, as máquinas analisadas na secção 2.6 também possuem a sua versão de fluxo axial, pelo que cada uma destas é abordada na presente secção.

A máquina de histerese, como previamente referido, tem vindo a ganhar interesse nos últimos anos. Como tal, também para este tipo de máquina foram desenvolvidas versões de fluxo axial, sendo privilegiadas versões sem qualquer núcleo no estator (abordagem *coreless*) [308] ou com núcleo *slotless* [309]. Em [310] é proposta uma máquina de fluxo axial com dois rotores, sendo um deles baseado na máquina de histerese e o outro na SRM. A combinação de rotores radiais e axiais em máquinas de histerese é proposta em [311]. Em [312] é efetuada uma análise de máquinas de histerese de fluxo axial tendo em conta a saturação do laço de histerese.

Também a máquina *brushless* de relutância duplamente alimentada conta com uma versão de fluxo axial, proposta em [313] com dois estatores e um rotor com polos salientes em forma de diamante. Uma versão melhorada desta máquina é proposta em [314] utilizando polos com forma sinusoidal, revelando melhores características de força contraelectromotriz, binário médio e *ripple* de binário.

Em [315] é proposta uma máquina CC de dupla saliência de fluxo axial com enrolamento de campo para aplicações de veículos híbridos com *range-extender*, sendo utilizado uma máquina deste tipo em cada uma das rodas traseiras. É efetuada uma análise de custo da referida máquina e comparada com máquinas semelhantes de fluxo radial, tais como a própria máquina CC de dupla saliência com enrolamento de campo, a máquina CC de dupla saliência com ímanes permanentes e a SRM, sendo que a máquina proposta na publicação não é a que representa a solução de menor custo, mas é a que oferece mais binário por unidade monetária. A versão de ímanes permanentes de fluxo radial oferece ligeiramente mais binário por peso e volume do que a versão proposta de fluxo axial, mas o seu preço fica quase duplicado devido aos ímanes permanentes.

A primeira versão de fluxo axial da máquina de fluxo comutado é reportada na literatura em [316], utilizando ímanes permanentes e dois estatores. A influência da estrutura dos estatores para este tipo de máquina é estudada em [317], tendo em conta o binário médio, o *ripple* de binário e a forma de onda da força contraelectromotriz consoante a disposição formada pelos ímanes permanentes, polos e ranhuras. Uma versão da mesma máquina empregando dois rotores e um estator é proposta em [318]. Uma versão híbrida desta máquina é proposta em [319], contendo ímanes permanentes e um enrolamento de campo, afirmando tratar-se de um design tolerante a falhas devido a um valor de indutância própria por fase mais elevado do que na topologia não híbrida. Esta versão é composta por dois estatores laminados em forma de E, sendo posteriormente proposta uma versão melhorada da mesma topologia utilizando lâminas em forma de U [320]. Uma versão semelhante à apresentada em [318] utilizando ímanes permanentes de ferrite e rotores deliberadamente desalinados é proposta em [321], apresentando uma capacidade acrescida de tolerância a falhas devido ao isolamento eletromagnético entre fases criado por enrolamentos concentrados. Em [322] é afirmado que a performance em termos de *ripple* de binário é aumentada em 100% utilizando uma configuração de máquina de fluxo comutado com ímanes permanentes em dois rotores, estes sendo segmentados e possuindo polos salientes dispostos de forma intercalada com os ímanes. Em [323] é proposta uma versão *magnetless* desta máquina, sendo comparada com outras versões de fluxo comutado em [324], nomeadamente com as versões correspondentes de fluxo radial *magnetless* e utilizando ímanes permanentes. Apesar de a última oferecer densidades mais elevadas de potência e binário em relação às versões *magnetless*, a versão de fluxo axial tem uma performance semelhante em termos de produção de binário, tendo ainda um custo inferior e flexibilidade de controlo superior devido à utilização de um enrolamento de campo. Uma versão monofásica de máquina de fluxo comutado de fluxo axial é também proposta em [325], utilizando ímanes permanentes.

Em relação às máquinas de relutância *vernier*, a primeira abordagem de fluxo axial foi proposta em [326] com dois estatores e ímanes permanentes dispostos radialmente no rotor. Outras variantes de fluxo axial com ímanes permanentes foram propostas, tais como utilizando dois rotores e um estator com ímanes no rotor [327], [328] e com ímanes no estator e no rotor [329], e utilizando três estatores e dois rotores [330], [331]. Uma versão utilizando um estator, dois rotores axiais e um rotor radial é proposta em [332]. A PMSM de fluxo modulado, que tem um funcionamento semelhante às máquinas de relutância *vernier* na medida em que ambas funcionam como caixas de velocidades magnéticas, teve a sua versão de fluxo axial pouco depois da primeira de fluxo radial, oferecendo não só maior densidade de binário do que a primeira versão como também um processo de fabrico mais simples [333]. No entanto, segundo [334],

o seu fator de potência é inferior. Este tipo de máquina numa configuração de dupla alimentação é proposto em [335], visando aplicações de conversão de energia eólica, operando como uma ECVT que, como tal, dispensa a utilização de caixas de velocidades mecânicas. Este âmbito de aplicação serviu também de motivação para uma versão multifásica de uma PMSM de fluxo modulado, utilizando simultaneamente abordagens de fluxo radial e axial, englobando três estatores e três rotores de modo a aliar as vantagens das máquinas tipicamente empregues como geradores de energia eólica, i.e., as PMSMs de acionamento direto e as máquinas de indução duplamente alimentadas [336].

As máquinas de ímanes permanentes com memória também possuem versões de fluxo axial, ainda que de forma pouco pronunciada até à data. Na literatura podem ser encontradas maioritariamente configurações duais/híbridas baseadas na máquina de fluxo comutado com excitação híbrida, tanto para versões híbridas paralela *single-sided* [337] como para versões híbridas série com dois estatores e um rotor (AFIR) [338]–[342]. Em [343] é investigado o comportamento desta última máquina sob o ponto de vista do laço de histerese.

## 2.8 Máquinas Elétricas de Fluxo Transverso

Para além das máquinas elétricas de fluxo radial e axial, existem também as máquinas de fluxo transverso. Neste tipo de máquinas, o fluxo magnético é estabelecido de forma perpendicular em relação ao movimento do rotor, sendo o núcleo do estator formado por lâminas C ou E espaçadas entre si que são atravessadas perpendicularmente pelo enrolamento de cada fase, pelo que este arranjo deve ser replicado pelo número de fases utilizado. A primeira máquina elétrica construída utilizando este tipo de fluxo foi patenteada em 1904 [344], no entanto sem ver aplicação prática. Posteriormente, em 1934, foi patenteada uma versão trifásica [345], cuja aplicação prática apenas surgiu mais tarde em comboios baseados em levitação magnética. O conceito de fluxo transverso em máquinas elétricas foi introduzido na literatura em 1971 [346], sendo aplicado a máquinas lineares, mas apenas foi aplicado a máquinas elétricas rotativas com ímanes permanentes em 1986 [347], desde então tendo vindo a ganhar interesse na literatura.

Em relação às máquinas elétricas de fluxo radial e axial, as máquinas elétricas de fluxo transverso apresentam uma maior densidade de binário, tendo, contudo, um maior *ripple* do mesmo e um fator de potência mais baixo. A sua utilização é mais conveniente para aplicações de baixa velocidade e elevado binário, como é o caso de aplicações de acionamento direto, tais como máquinas *in-wheel* para VEs e sistemas de conversão de energia eólica [348]–[352], ou como caixas de velocidades magnéticas [353]–



[356]. Na literatura pode ser encontrado um exemplo de aplicação de máquinas de fluxo transverso pela *Rolls Royce* para fins militares [357].

As máquinas de fluxo transverso são principalmente aplicadas em PMSMs [358]–[367], podendo ser também encontradas na literatura aplicações em SRMs [368]–[375], máquinas de fluxo comutado [376]–[380] e máquinas de relutância *vernier* [381], [382], bem como várias técnicas e designs que têm vindo a ser propostos para colmatar os inconvenientes de *ripple* de binário e baixo fator de potência inerentes a este tipo de máquinas [383]–[392]. Um dos tipos de design mais estudados é a utilização de polos em forma de garra (*claw pole*), uma abordagem já existente nas máquinas elétricas que operam como geradores na indústria automóvel [393]–[396] e que, quando aplicada a máquinas elétricas de fluxo transverso, proporciona uma melhor utilização dos ímanes permanentes, aumentando a densidade de binário da máquina [397]–[405]. Contudo, os exemplos de aplicação de máquinas de fluxo transverso mais proeminentes na literatura são relativos a máquinas lineares que, como referido no início deste capítulo, não são objeto de estudo do mesmo.

## 2.9 Tecnologias Emergentes de Máquinas Elétricas

Nesta secção são apresentadas tecnologias de máquinas elétricas menos convencionais do que as previamente apresentadas, tratando-se de abordagens que têm vindo a ganhar popularidade recentemente, apesar de algumas delas já existirem há mais de meio século. São apresentados três tipos de máquinas elétricas, nomeadamente as máquinas elétricas baseadas em supercondutividade, as máquinas elétricas baseadas em transmissão de energia sem fios e as máquinas eletrostáticas. Estes três tipos de máquinas elétricas são considerados emergentes e potencialmente relevantes na revisão de literatura acerca de máquinas elétricas efetuada em [406].

### 2.9.1 Máquinas Elétricas Baseadas em Supercondutividade

A supercondutividade é uma propriedade elétrica de um material que se traduz na eliminação total do seu valor de resistência elétrica quando arrefecido abaixo de uma determinada temperatura, denominada temperatura crítica [407]. Este fenómeno foi descoberto em 1911 pelo físico H. K. Onnes. Mais tarde, em 1933, os físicos W. Meissner e R. Ochsenfeld verificaram que um supercondutor apresentava uma forte tendência para repelir um campo magnético externo, desde que este campo magnético não excedesse um denominado valor crítico. Este fenómeno foi cunhado com o termo efeito de Meissner [408].

O surgimento da supercondutividade aplicada a máquinas elétricas remonta à década de 1960, sendo estudada a aplicação de supercondutores no enrolamento de campo para excitação CC de máquinas síncronas [409], bem como nos enrolamentos do estator [410]. Uma vez que a supercondutividade permite uma resistência nula em CC mas não em CA, eliminando perdas por efeito de Joule apenas em CC, a sua aplicação revelou-se mais vantajosa em enrolamentos de campo para excitação CC em máquinas síncronas [411]–[414] e no enrolamento de armadura de máquinas CC [415]–[417].

Apesar das vantagens proporcionadas pelo uso de supercondutores em máquinas elétricas nas décadas de 1960 e 1970, o facto de as temperaturas de transição em causa se aproximarem bastante do zero absoluto (4 K nas publicações previamente referidas), sendo obtidas com hélio líquido, constituía uma desvantagem, devido ao elevado custo e complexidade do sistema de refrigeração deste fluido para operar à temperatura desejada. Esta desvantagem pôde ser mitigada com a descoberta de supercondutores de temperatura elevada (*high temperature semiconductor*) por J. G. Bednorz e K. A. Müller, investigadores da *IBM*, em 1986 [418]. Nesta publicação, o supercondutor em causa possuía uma temperatura de transição de aproximadamente 30 K, tratando-se de um progresso significativo na época e que reforçou o interesse neste âmbito de investigação, não tardando a ser descobertos materiais supercondutores para temperaturas mais elevadas. A utilização de materiais supercondutores com temperaturas de transição superiores a 77 K possibilita o uso de nitrogénio líquido como elemento refrigerador, consideravelmente menos dispendioso do que hélio líquido, pelo que a supercondutividade se trata de um tópico sob contínua investigação. De facto, o atual record de temperatura de transição num supercondutor é de 250 K (-23 °C), alcançado em 2019, no entanto sob condições de pressão elevada [419]. O atual record de temperatura de transição num supercondutor em condições de pressão ambiente é de cerca de 133 K (-140 °C), desde 1993 [420].

O advento dos supercondutores de temperatura elevada viu o seu interesse de aplicação direccionado para as máquinas elétricas durante o final da década de 1980 [421], [422], aparecendo as primeiras implementações no início da década de 1990, tais como no enrolamento de campo para excitação CC em máquinas síncronas e máquinas CC [423]–[425], nos enrolamentos do estator em PMSMs [426] e como blindagem do fluxo magnético, permitindo orientar o mesmo na direção desejada [427], [428]. Esta última abordagem é vantajosa na medida em que permite evitar a utilização de ímanes permanentes, pelo que se encontra em constante estudo [429]–[436]. Para além de máquinas síncronas e máquinas CC, na literatura pode também encontrar-se a aplicação de supercondutores de temperatura elevada em máquinas de indução, onde a sua utilização nas barras constituintes do rotor em gaiola de

esquilo permite que uma máquina deste tipo opere à velocidade de sincronismo ao longo de mais de metade da sua carga nominal, para além de permitir valores superiores de binário e potência para um dado valor de deslizamento comparativamente a uma máquina de indução convencional com as mesmas características [437], [438].

Para além de máquinas síncronas e de indução, na literatura podem ser encontrados outros exemplos de aplicação de máquinas elétricas com supercondutores de temperatura elevada. Estes incluem máquinas de relutância, tanto do tipo SynRM [439], [440] como do tipo SRM [441], [442], máquinas de histerese [443], [444], máquinas de relutância *brushless* duplamente alimentadas [445], máquinas CC de dupla saliência [446], máquinas *brushless* de dupla saliência duplamente alimentadas [447], [448], máquinas CC de fluxo comutado [449], [450], máquinas de relutância *vernier* sem ímanes permanentes [451], [452] e com ímanes permanentes, com o elemento supercondutor utilizado nos enrolamentos do estator [453], como concentrador de fluxo magnético [454] e no enrolamento de campo de máquinas de relutância *vernier* com ambos os tipos de excitação (ímanes permanentes e enrolamento de campo) [455]. Na literatura pode também encontrar-se a aplicação de supercondutores de temperatura elevada em máquinas de fluxo axial, tais como PMSMs com [456] e sem [457] núcleo ferromagnético, máquinas síncronas com enrolamento de campo [458], máquinas de indução com [459] e sem [460] núcleo ferromagnético, máquinas de histerese [461] e máquinas CC de fluxo comutado [462], [463]. Pode também encontrar-se exemplos de aplicação de supercondutores de temperatura elevada em máquinas de fluxo transversal [464]–[467].

As máquinas elétricas baseadas em supercondutores de temperatura elevada oferecem, para além de uma maior eficiência, uma maior densidade de potência quando comparadas com as tecnologias convencionais de máquinas elétricas para as mesmas características de operação, pelo que têm demonstrado especial interesse em âmbitos de aplicação como sistemas de conversão de energia eólica e sistemas de tração aeronáutica [468]–[472].

## 2.9.2 Máquinas Elétricas Baseadas em Transmissão de Energia Sem Fios

Uma abordagem que tem vindo a ganhar atenção nos últimos anos é a transmissão de energia sem fios (*wireless power transfer*) [473]–[482]. Um sistema de transmissão de energia sem fios é constituído por um primário, tratando-se do lado transmissor de energia, e um secundário, tratando-se do lado recetor de energia, não existindo qualquer conexão galvânica ou sequer física entre o primário e o secundário. O princípio de transmissão de energia sem fios foi inicialmente idealizado e demonstrado por Nikola

Tesla, no final do século XIX, nas suas experiências com CA de alta frequência [483]. Contudo, a transferência de energia sem fios apenas viu progressos e, conseqüentemente, aplicação prática recentemente.

No âmbito da mobilidade elétrica, esta abordagem é principalmente associada aos sistemas de carregamento de baterias de VEs, mas podem também ser encontradas aplicações, ainda que de forma um pouco menos pronunciada, aos sistemas de tração dos mesmos. A abordagem sem fios é especialmente vantajosa em máquinas que necessitam de energizar partes rotativas, permitindo eliminar o uso de escovas, tais como máquinas síncronas com enrolamento de campo [484]–[486], máquinas CC [487], máquinas de indução de rotor bobinado [488] e máquinas de indução duplamente alimentadas [489]. Na literatura pode também ser encontrada a utilização de transformadores rotativos para efetuar a transferência de energia sem fios nestes tipos de máquinas elétricas [490]–[495], inclusive em máquinas de fluxo transverso para substituir a utilização de ímanes permanentes [496].

Em [497] é proposta uma PMSM *in-wheel wireless* para VEs com o intuito de colmatar os inconvenientes causados por eventuais danos nos cabos de potência e sinal que fazem interface com uma máquina *in-wheel*. Nesta publicação, a energia proveniente das baterias (primário, chassis do VE) é transferida sem fios para a máquina elétrica (secundário, cada roda do VE). Este sistema é acrescido de ultracondensadores do lado secundário em [498]. Em [499] é proposto um sistema de acionamento sem fios para carros elétricos urbanos que circulam sobre carris (coloquialmente designados por “elétricos”), sendo que a transmissão de energia sem fios constitui uma alternativa à tradicional catenária. Em [500] é apresentado um sistema de acionamento sem fios para uma máquina de indução monofásica, sendo utilizado um conversor CC-CA no primário e um conversor CA-CA no secundário responsável por desmodular a tensão transmitida sem fios.

Nos sistemas previamente referidos, tanto o primário como o secundário contêm conversores de potência controlados, pelo que a conveniência de usar transmissão de energia sem fios no acionamento de máquinas elétricas é maior quando este tipo de conversores se encontra apenas no primário. Em [501] é apresentado um sistema de acionamento sem fios para máquinas CC de excitação separada, existindo um primário constituído por um conversor CC-CA e dois secundários, cada um deles apenas constituído, em termos de conversores de potência, por um conversor CA-CC em ponte completa a diodos, sendo um secundário destinado ao enrolamento de armadura e o outro destinado ao enrolamento de campo. A transferência de energia é efetuada baseada numa multiplexação por divisão de tempo, estando cada um dos secundários sintonizados para frequências diferentes, permitindo que uma única tensão aplicada

ao primário seja desacoplada nas tensões desejadas para o enrolamento de armadura e para o enrolamento de campo. No entanto, uma vez que o enrolamento de armadura da máquina CC possui uma ponte retificadora conectada a montante, apenas é possível obter um sentido de rotação. Em [502] é apresentado um sistema semelhante com cariz bidirecional, possuindo dois secundários com conversor CA-CC em ponte completa a díodos conectado ao enrolamento de armadura, um deles estando conectado com polaridade invertida para permitir a rotação da máquina no sentido inverso. Em [503], [504] são apresentados sistemas com um primário e três secundários para acionamento de uma SRM, estando cada secundário associado ao enrolamento de uma fase da máquina elétrica. Esta configuração é utilizada em [505] numa SRM *in-wheel* para VEs, podendo ser também utilizada para controlar três máquinas CC de forma seletiva [506].

### **2.9.3 Máquinas Eletrostáticas**

Apesar das diferenças verificadas entre si, todas as máquinas elétricas previamente analisadas neste capítulo partilham uma característica, nomeadamente o facto de se basearem na interação de correntes elétricas e campos magnéticos para produzirem força eletromagnética que, quando aplicada a sistemas rotativos, dá origem a um binário eletromagnético. No entanto, uma das tecnologias emergentes de máquinas elétricas presentes na literatura não tira partido de campos magnéticos mas sim de campos elétricos para a produção de binário, ao que estas máquinas são designadas por máquinas eletrostáticas.

O princípio eletrostático associado a máquinas elétricas rotativas não é recente, sendo utilizado desde a primeira metade do século XX para aplicações de elevada tensão e baixa corrente [507]–[511]. Contudo, o seu âmbito de aplicação reduzido, bem como o elevado volume e a elevada tensão com que necessitavam de operar quando comparado com as máquinas elétricas convencionais, i.e., magnéticas, fizeram cair as máquinas eletrostáticas em desuso ao nível macro, sendo, no entanto, aplicadas no âmbito da microeletrónica desde a década de 1980 [512], [513]. Porém, desde a publicação de uma patente em 2011 [514] que a investigação sobre máquinas eletrostáticas ao nível macro tem sido reavivada. Nesta patente, a máquina apresentada é composta por dois estatores e um rotor, ambos em forma de disco e posicionados de forma similar a uma máquina elétrica de fluxo axial do tipo AFIR, com o rotor posicionado entre os dois estatores. Tanto o estator como o rotor são construídos em material isolante mas possuem segmentos condutores igualmente espaçados, sendo que o número destes segmentos difere no estator e no rotor. O conjunto assemelha-se às placas paralelas pelas quais um condensador é formado, sendo que o valor da capacidade entre os estatores e o rotor varia inversamente

com a velocidade de rotação deste. De referir que a máquina proposta não utiliza ímanes permanentes, material ferromagnético nem enrolamentos de cobre.

Em [515] é proposta uma máquina de elastância variável. A elastância é a grandeza inversa da capacidade em circuitos elétricos e a sua grandeza análoga nos circuitos magnéticos é a permeância, que, por sua vez, é a grandeza inversa da relutância, como referido anteriormente neste capítulo. Ou seja, uma máquina eletrostática de elastância variável é dual da máquina magnética de relutância variável, como é o caso da SRM e da SynRM. A máquina eletrostática proposta é, tal como na patente previamente referida, composta por dois estatores e um rotor, sendo que, desta feita, estes possuem múltiplos pinos metálicos dispostos axialmente em vez de segmentos inseridos superficialmente. O estator é constituído por um material isolante, ao passo que o rotor é constituído por um material condutor. Desta forma, os pinos inseridos no rotor encontram-se todos ao mesmo potencial, enquanto os do estator estão isolados entre si e podem ser associados numa configuração arbitrária, como por exemplo, para formar uma configuração trifásica. A aplicação de tensão num dado conjunto de pinos do estator faz com que seja criado um binário no rotor de modo a reduzir a elastância entre esses mesmos pinos, analogamente ao facto de a aplicação de corrente num dado enrolamento do estator de uma SRM ou SynRM fazer com que seja criado um binário no rotor de modo a reduzir a relutância do caminho magnético formado. Para além disso, uma máquina de elastância variável pode classificar-se como sendo de elastância síncrona (análoga à SynRM) ou de elastância comutada (análoga à SRM), diferindo essencialmente na configuração dos pinos do estator, que pode ter as suas fases distribuídas (elastância síncrona) ou concentradas (elastância comutada) e, dessa forma, apresentar uma capacidade que varia em função do ângulo mecânico de forma sinusoidal ou trapezoidal, respetivamente [516]. Em [517] são apresentados designs de máquinas de elastância comutada de fluxo radial e fluxo axial, bem como materiais sustentáveis para a construção deste tipo de máquinas.

Em [518], [519] são apresentados modelos das máquinas eletrostáticas do tipo síncrono e de indução, já investigadas na década de 1960 [520], e é também apresentada uma máquina eletrostática síncrona com características superiores às máquinas do mesmo tipo previamente apresentadas na literatura, possuindo maior densidade de binário, quer específica quer volumétrica, bem como um menor custo nos materiais utilizados em relação às máquinas magnéticas. A máquina em questão possui excitação CC no rotor, sendo dual da máquina síncrona com enrolamento de campo para excitação CC, mas tanto o estator como o rotor são construídos por placas de circuito impresso (*printed circuit board* – PCB), daí o menor custo, peso e volume em relação às máquinas eletrostáticas previamente propostas,

proporcionando âmbitos de aplicação desta tecnologia ao nível macro em vez de se cingir apenas ao nível micro. A performance de máquinas eletrostáticas em função da sua geometria é analisada em [521].

Para além da sua construção, o design de uma máquina eletrostática também deve ter em conta o material utilizado entre o estator e o rotor, analogamente ao entreferro nas máquinas magnéticas e similarmente ao dielétrico utilizado num condensador, já que a energia é transferida de forma capacitiva. O próprio ar pode ser utilizado como dielétrico, mas a performance das máquinas eletrostáticas pode ser melhorada caso se utilize materiais de rigidez dielétrica e/ou permissividade superior. Em [522] é efetuada uma análise de líquidos dielétricos a utilizar nestes tipos de máquinas, sendo verificados melhores resultados para determinados líquidos do que com o vácuo em termos de binário produzido para a mesma tensão aplicada. Alternativamente, em vez de líquidos podem ser utilizados gases como dielétrico [523].

Outra característica dual entre as máquinas magnéticas e as máquinas eletrostáticas é a produção de forças contrárias pelo rotor que são tanto maiores quanto maior for a sua velocidade de rotação e a excitação utilizada, sendo que as forças em questão consistem em forças contraelectromotrizes nas máquinas magnéticas (i.e., sob a forma de tensões) e forças contramagnetomotrizes nas máquinas eletrostáticas (i.e., sob a forma de correntes). Assim, da mesma forma que a maioria dos sistemas de acionamento utilizados em máquinas magnéticas são baseados em conversores fonte de tensão, em máquinas eletrostáticas é mais comum a utilização de conversores fonte de corrente nos seus sistemas de acionamento [524]–[526].

Apesar da sua longa existência, as máquinas eletrostáticas apenas começaram recentemente a revelar características interessantes para poderem ser capazes de competir com as convencionais máquinas magnéticas, visto poderem ser construídas com materiais mais leves e menos dispendiosos do que ímanes permanentes, cobre e materiais ferromagnéticos, podendo até ser construídas em PCBs, como o caso da máquina apresentada em [520], ou impressoras 3D, como o caso das máquinas apresentadas em [516], [521], [523]. No entanto, apesar de os valores de tensão necessários à sua operação terem vindo a baixar, ainda são relativamente elevados comparativamente aos valores de tensão nas máquinas magnéticas, estando em alguns (menor que 10) kV. Por outro lado, as correntes envolvidas são reduzidas (centenas de mA), pelo que o mercado de semicondutores de potência para implementação de sistemas de acionamento não se encontra otimizado para tal conjugação. Para além disso, os valores de binário produzido ainda são relativamente baixos (inferiores a 10 Nm), bem como as potências (inferiores a

1 kW). Não obstante as adversidades, as máquinas eletrostáticas são vistas como potenciais candidatas a aplicações de acionamento direto [406], como é o caso das máquinas *in-wheel* para VEs.

## 2.10 Máquina Elétrica Seleccionada

Nesta secção é apresentada a máquina elétrica seleccionada no âmbito desta tese de doutoramento, bem como o modelo matemático da mesma. A seleção da máquina teve em conta vários fatores, tendo sido estipuladas determinadas restrições, quer visando a máquina e a sua integração num VE, quer visando o sistema de tração, como pode ser analisado mais detalhadamente em seguida.

Uma vez que a máquina elétrica utilizada tem em vista a sua aplicação num VE, foi considerado um intervalo de potência compatível com alguns dos VEs ligeiros de passageiros mais acessíveis atualmente disponíveis no mercado, tais como o *Nissan Leaf* (primeira geração com 80 kW, segunda geração com 110 kW), o *Hyundai Ioniq* (100 kW) ou o *Renault Zoe* (entre 66 kW e 100 kW). Como tal, foi definido um intervalo compreendido entre 50 kW e 100 kW para a potência nominal da máquina elétrica.

Para além da adequação da gama de potência, é conveniente que as máquinas elétricas utilizadas em VEs possuam densidades de potência minimamente significativas. Para tal, foram analisadas as densidades de potência das máquinas elétricas utilizadas em alguns VEs e veículos híbridos atualmente disponíveis do mercado, pelo que estas oscilam tipicamente entre 1 kW/kg e 5 kW/kg [527], [528]. Tendo mais uma vez em conta os VEs mais acessíveis atualmente disponíveis no mercado, foi definido um valor mínimo de 1 kW/kg para a densidade de potência da máquina elétrica.

Como se verifica em qualquer elemento magnético, para uma dada potência, o seu tamanho físico será tanto menor quanto maior for a frequência utilizada. Este princípio pode também ser aplicado às máquinas elétricas, no entanto com limitações, uma vez que para frequências demasiado elevadas a performance da máquina é limitada pelas características magnéticas dos materiais utilizados no estator e/ou no rotor, bem como por questões mecânicas e de refrigeração [529]–[533]. Para além disso, é necessário ter em conta que o sistema de tração da máquina deve ser capaz de sintetizar correntes com frequência fundamental igual à frequência nominal da máquina, sendo que, no caso de uma máquina que opere com correntes sinusoidais, estas devem possuir baixa distorção harmónica. Por conseguinte, de forma a sintetizar correntes de frequência fundamental mais elevada e, simultaneamente, mantendo a mesma qualidade nas formas de onda produzidas, o sistema de tração da máquina necessita de operar a uma frequência mais elevada. Assim sendo, é necessário obedecer a uma relação de compromisso



para a frequência de operação da máquina. Mais uma vez foram consultados valores nominais de velocidade e frequência de máquinas elétricas utilizadas em VEs atualmente disponíveis no mercado, sendo mais facilmente encontrada informação sobre a velocidade de rotação das mesmas, variando entre 6000 rpm e 18000 rpm [527], [528]. Deste modo, foi estipulada uma velocidade nominal superior a 6000 rpm para a máquina elétrica.

Tendo em conta o valor considerável de potência (entre 50 kW e 100 kW), foi dada primazia a máquinas elétricas com tensões nominais relativamente elevadas de modo a atenuar o stress de corrente envolvido nos semicondutores de potência do sistema de tração. Uma vez que o sistema desenvolvido nesta tese é integrado, tendo as funções de sistema de tração e de sistema de carregamento, e como o mesmo deve ser capaz de ser conectado a redes elétricas trifásicas (400 V, 50 Hz na Europa), foi dada preferência a valores de tensão nominal para a máquina elétrica próximos de (mas não superiores a) 400 V. Para além disso, foi também atribuída preferência a máquinas elétricas trifásicas de modo a não aumentar o número de fases utilizadas no sistema integrado.

Tendo em conta as restrições referidas, bem como o custo e a disponibilidade no mercado, foi selecionada uma máquina do tipo SRPM do fabricante *MC Motor* com potência nominal de 75 kW. Na Tabela 2.1 podem ser vistas as principais características elétricas e mecânicas da máquina elétrica selecionada. Através dos valores de potência e de massa pode verificar-se que a sua densidade de potência é de 1,744 kW/kg, valor próximo do análogo para a PMSM que equipa o VE *Nissan Leaf* (com potências de 80 kW para a primeira geração e 110 kW para a segunda, ambas com uma massa de 58 kg [534], resultando em densidades de potência de 1,379 kW/kg e 1,897 kW/kg, respetivamente). Este valor pode ser consequência da elevada velocidade de rotação nominal da máquina, 12000 rpm, que é obtida para uma frequência de 800 Hz consequente dos quatro pares de polos por fase que a máquina contém. Relativamente ao tipo de máquina, por se tratar de uma SRPM existe um compromisso não só entre custo e fiabilidade mas também pela utilização de uma tecnologia emergente, não propriamente convencional, mas já com usos práticos em VEs, conferindo interesse em termos de investigação. Comparativamente com SRMs, existe também a conveniência de as SynRMs e SRPMs operarem com correntes sinusoidais, não necessitando de utilizar um conversor de potência menos convencional como é o caso das SRMs [535].

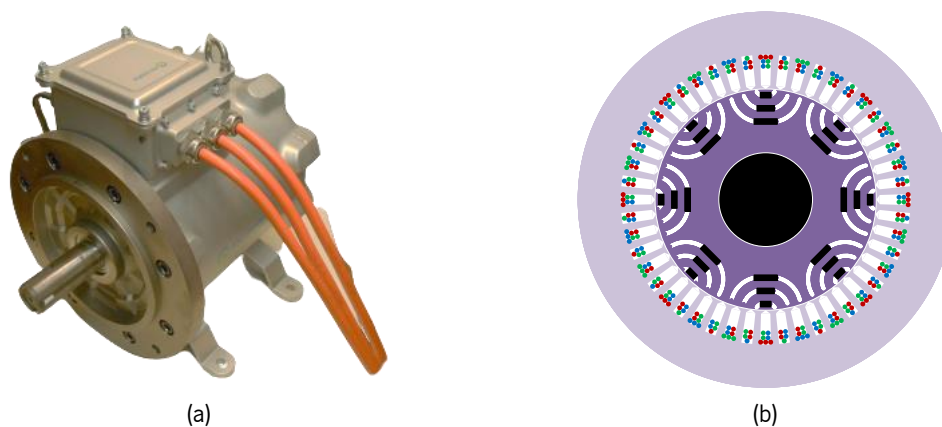

 Figura 2.19 – Máquina elétrica *SRPM205M8X075* do fabricante *MC Motor*. (a) Fotografia; (b) Estrutura.

 Tabela 2.1 – Características nominais da máquina elétrica *SRPM205M8X075* do fabricante *MC Motor*.

GRANDEZA	VALOR
Potência	75 kW
Velocidade	12000 rpm
Binário	59,7 Nm
Tensão	380 V
Corrente	150 A
Frequência	800 Hz
Número de pares de polos por fase	4
Resistência do estator	14,8 mΩ
Indutância segundo o eixo $d$	120 μH
Indutância segundo o eixo $q$	360 μH
Força contraelectromotriz	18,7 V/krpm
Rendimento	96,5%
Massa	43 kg
Momento de inércia	25403 kgmm <sup>2</sup>
Sistema de refrigeração	Circulação de óleo
Sensor de posição	<i>Resolver</i>

Sabendo os seus principais parâmetros, a máquina elétrica pode ser modelizada matematicamente para uma melhor análise do seu funcionamento, bem como para maximizar a performance do sistema de controlo utilizado no seu acionamento. Um modelo matemático vastamente utilizado na literatura para a análise de máquinas de indução, PMSMs, SynRMs e, mais importante para o caso em questão, para máquinas SRPM é o modelo  $dq$ , sendo o modelo adotado nesta tese [536]–[542].

### 2.10.1 Modelo $dq$ da Máquina Elétrica Seleccionada

Numa máquina SRPM, bem como nas máquinas de relutância e PMSMs em geral, existem dois eixos de diferente relutância magnética. Como previamente referido, a relutância em circuitos magnéticos é a grandeza análoga da resistência em circuitos elétricos, ou seja, traduz a oposição sofrida pelas linhas de

campo num dado circuito magnético. Como tal, numa máquina de relutância, as linhas de campo magnético são estabelecidas entre o estator e o rotor por um eixo de menor relutância (eixo  $d$ ) e um eixo de maior relutância (eixo  $q$ ). O eixo  $d$  possui menor relutância devido às guias de fluxo magnético, i.e., a parte do rotor constituída por material ferromagnético, estabelecendo o caminho magnético sofredor de menor oposição. Por outro lado, o eixo  $q$  possui maior relutância devido às barreiras de fluxo magnético, i.e., as ranhuras existentes no rotor, que, sendo de ar, estabelecem o caminho magnético sofredor de maior oposição. No entanto, em PMSMs, a convenção mais usual consiste em associar o eixo  $d$  à componente do fluxo magnético que atravessa perpendicularmente os ímanes permanentes, enquanto o eixo  $q$  é associado à componente que atravessa o material ferromagnético do rotor. Em termos gerais, considera-se que o eixo  $d$  é associado ao fluxo magnético principal da máquina elétrica (na direção das guias de fluxo magnético no caso das máquinas de relutância e dos ímanes permanentes no caso de PMSMs), sendo que as máquinas do tipo SRPM são um híbrido de ambas as tecnologias. Na literatura é comum utilizar para estas a mesma convenção utilizada para as máquinas de relutância, ou seja, o eixo  $d$  está associado às linhas de campo magnético que atravessam o material ferromagnético do rotor, nos intervalos entre os ímanes permanentes, como se pode ver na Figura 2.20(a), ao passo que o eixo  $q$  está associado às linhas de campo magnético que atravessam as ranhuras e os ímanes permanentes, como se pode ver na Figura 2.20(b) [543].

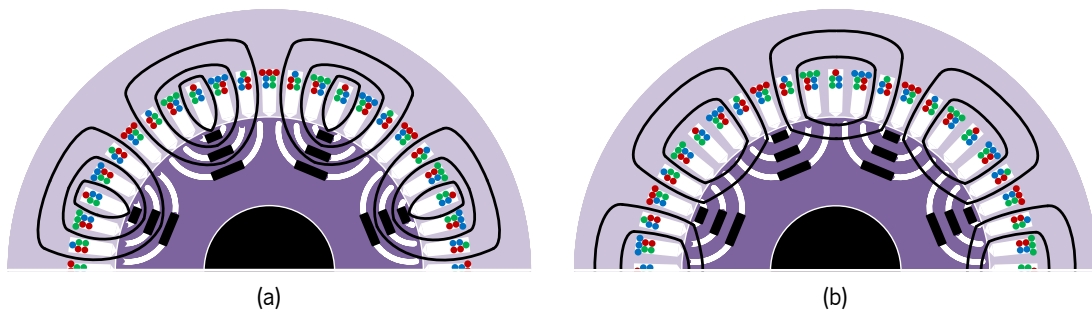


Figura 2.20 – Linhas de campo magnético numa máquina SRPM segundo o eixo: (a)  $d$ ; (b)  $q$ .

Deste modo, este tipo de máquinas possui um dado valor de indutância segundo o eixo  $d$  ( $L_d$ ) e outro segundo o eixo  $q$  ( $L_q$ ). A desigualdade entre estes valores de indutância está associada a máquinas elétricas com saliência, como é o caso das máquinas de relutância, pelo que em máquinas que não possuem saliência tem-se  $L_d = L_q$ . A saliência de uma máquina elétrica ( $\xi$ ) é definida como sendo o rácio entre estas indutâncias, como indicado na equação (2.1).

$$\xi = \frac{L_q}{L_d} \quad (2.1)$$

Deste modo, uma máquina elétrica com  $\zeta = 1$  não produz binário de relutância, tratando-se, por exemplo, de uma PMSM. Por outro lado, SynRMs produzem apenas binário de relutância, pelo que é conveniente terem um valor de saliência elevado. Tratando-se de um híbrido entre ambas as tecnologias, em termos de saliência, as máquinas SRPM situam-se no centro do intervalo. Como se pode constatar na Tabela 2.1 através dos valores de indutância segundo os eixos  $d$  e  $q$ , para a máquina elétrica utilizada tem-se  $\zeta = 3$ .

Em termos de enlace de fluxo magnético segundo os eixos  $d$  e  $q$  ( $\lambda_d$  e  $\lambda_q$ , respetivamente) tem-se:

$$\begin{cases} \lambda_d = \lambda_{pm} - L_d i_d \\ \lambda_q = L_q i_q \end{cases}, \quad (2.2)$$

onde  $\lambda_{pm}$  representa o enlace de fluxo magnético criado pelos ímanes permanentes e  $i_d$  e  $i_q$  representam as componentes das correntes dos enrolamentos do estator segundo os eixos  $d$  e  $q$ , respetivamente. Como se pode constatar, a componente  $\lambda_q$  depende apenas da componente de corrente  $i_q$ , assumindo  $L_q$  constante. Por outro lado, a componente  $\lambda_d$  possui duas parcelas, sendo uma devida à componente de corrente  $i_d$  e outra devida aos ímanes permanentes. Tal significa que o enlace de fluxo magnético  $\lambda_d$  pode ser intensificado através da aplicação de uma corrente  $i_d$  negativa ou enfraquecido através de uma corrente  $i_d$  positiva. Como se pode constatar na expressão, o enlace de fluxo magnético  $\lambda_d$  pode ser completamente anulado fazendo-se  $i_d = \lambda_{pm}/L_d$ . Considerando uma forma de onda sinusoidal para a força contraelectromotriz, o valor de  $\lambda_{pm}$  pode ser obtido por intermédio da constante de força contraelectromotriz através da seguinte expressão:

$$\lambda_{pm} = \frac{V_{FF}}{\sqrt{3} p \omega_m}, \quad (2.3)$$

onde  $V_{FF}$  é a amplitude da tensão composta gerada/aplicada aos enrolamentos do estator da máquina,  $p$  é o número de pares de polos da máquina, tendo-se  $p = 4$  para a máquina em questão, e  $\omega_m$  corresponde à velocidade angular mecânica. De referir que  $p \omega_m$  corresponde à velocidade angular elétrica ( $\omega_e$ ), i.e., a frequência angular das correntes nos enrolamentos do estator. Sendo a constante de força contraelectromotriz da máquina selecionada igual a 18,7 V (valor eficaz (*root mean square* – RMS), tensão composta) por cada 1000 rpm, substitui-se  $V_{FF}$  por  $18,7\sqrt{2}$  V e  $\omega_m$  pela velocidade angular correspondente a 1000 rpm, sendo a conversão dada por:

$$n_m = \omega_m \frac{60}{2\pi}, \quad (2.4)$$

onde  $n_m$  consiste na velocidade de rotação da máquina em rpm. Tendo-se  $1000 \text{ rpm} \approx 104,7198 \text{ rad/s}$ , o enlace de fluxo magnético criado pelos ímanes permanentes ( $\lambda_{pm}$ ) é igual a  $0,03645 \text{ Vs}$ . Assim, aplicando-se o quociente entre este valor e  $L_d$ , é obtido o valor de  $303,75 \text{ A}$  para  $i_d$ , ou seja, a amplitude de corrente segundo o eixo  $d$  de modo a anular completamente o fluxo magnético criado pelos ímanes permanentes. Esta corrente é denominada na literatura como corrente característica e está relacionada com a gama de velocidade na zona de enfraquecimento de campo, sendo esta gama tanto maior quanto menor for a corrente característica. Teoricamente, se a corrente característica for inferior à corrente nominal da máquina, a gama de funcionamento nesta zona é infinita [544]. Do ponto de vista eletromagnético é possível obter-se uma velocidade de rotação infinita nestas condições, não se verificando em termos práticos, porém, devido a restrições mecânicas e/ou térmicas. A máquina eléctrica seleccionada possui uma velocidade máxima de rotação finita, uma vez que a sua corrente nominal é de  $150 \text{ A RMS}$ , correspondendo a aproximadamente  $212,13 \text{ A}$  de amplitude, tratando-se de um valor inferior ao da corrente característica ( $\approx 303,75 \text{ A}$ ), sendo por isso impossível anular completamente o fluxo magnético criado pelos ímanes permanentes sem ultrapassar o valor nominal de corrente da máquina. A velocidade angular máxima teórica ( $\omega_{MAX}$ ) é dada por:

$$\omega_{MAX} = \frac{V_n}{\lambda_{pm} - L_d I_n}, \quad (2.5)$$

onde  $V_n$  e  $I_n$  representam os valores de pico nominais da tensão composta e da corrente nos enrolamentos do estator, respetivamente. Com base nos valores nominais da máquina, obtém-se  $\omega_{MAX} \approx 48880,65 \text{ rad/s}$  e, por conseguinte,  $n_{MAX} \approx 466775 \text{ rpm}$ .

Relativamente às tensões segundo os eixos  $d$  e  $q$  ( $v_d$  e  $v_q$ , respetivamente), tem-se:

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p \omega_m L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p \omega_m (\lambda_{pm} - L_d i_d) \end{cases}, \quad (2.6)$$

onde  $R_s$  é a resistência dos enrolamentos do estator. Como se pode verificar, a tensão segundo cada um dos eixos possui uma parcela dependente da corrente desse mesmo eixo e da resistência dos enrolamentos do estator, uma parcela dependente da derivada da corrente e da indutância segundo esse mesmo eixo, e uma parcela dependente da velocidade angular eléctrica e do enlace de fluxo magnético segundo o eixo oposto. Esta última parcela representa a força contraelectromotriz, i.e., a tensão que é gerada proporcionalmente à velocidade de rotação, surgindo de forma cruzada devido ao facto de esta ser o resultado da derivada do enlace de fluxo magnético, pelo que ambas as grandezas possuem um

desfasamento de  $\pi/2$  ( $90^\circ$ ) entre si, tratando-se do mesmo desfasamento entre os eixos  $d$  e  $q$ . Na análise em regime permanente a segunda parcela pode ser desprezada, uma vez que as correntes  $i_d$  e  $i_q$  são invariáveis no tempo. De forma a tornar o modelo mais completo, na literatura são propostos modelos tendo em consideração efeitos como a saturação magnética e o acoplamento cruzado entre as indutâncias segundo os eixos  $d$  e  $q$  [545]–[550]; contudo, o modelo apresentado é comumente considerado suficientemente válido para a análise de máquinas elétricas a operar em regime permanente.

Em termos de binário, sendo uma máquina elétrica híbrida, a máquina do tipo SRPM é capaz de produzir binário devido aos ímanes permanentes, tal como uma PMSM, mas também devido à relutância, tal como uma SynRM. O binário desenvolvido por uma máquina SRPM ( $T_m$ ) pode ser calculado através de:

$$T_m = \frac{3}{2} p [\lambda_{pm} i_q - (L_q - L_d) i_d i_q], \quad (2.7)$$

onde  $p$  é o número de pares de polos por fase da máquina elétrica. Como se pode constatar, o binário na máquina elétrica pode ser produzido de duas formas distintas, existindo uma componente associada aos ímanes permanentes ( $\lambda_{pm} i_q$ ) e outra associada à relutância ( $(L_q - L_d) i_d i_q$ ), confirmando a natureza híbrida das máquinas do tipo SRPM [551].

De modo a proporcionar uma melhor compreensão das duas componentes do binário produzido por uma máquina SRPM, a equação (2.7) pode ser reescrita em função do ângulo da corrente ( $\gamma$ ) e da amplitude das correntes nos enrolamentos do estator ( $I_s$ ):

$$T_m = \frac{3}{2} p \left[ \lambda_{pm} I_s \sin(\gamma) + \frac{1}{2} (L_q - L_d) I_s^2 \sin(2\gamma) \right], \quad (2.8)$$

sendo que:

$$\begin{cases} i_d = I_s \cos(\gamma) \\ i_q = I_s \sin(\gamma) \\ I_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \end{cases} \quad (2.9)$$

Na Figura 2.21 encontra-se representado, em função do ângulo da corrente  $\gamma$  referido na equação (2.8), o binário total ( $T_m$ ) e as suas componentes, nomeadamente a componente de binário produzida pelos ímanes permanentes ( $T_{m,pm}$ ) e a componente de relutância ( $T_{m,rel}$ ) para uma máquina SRPM para um valor de  $I_s$  constante. De referir que a saturação magnética não é considerada e que este ângulo se encontra referenciado ao eixo  $d$ , i.e., tem-se  $i_d = I_s$  para  $\gamma = 0$  e  $i_q = I_s$  para  $\gamma = \pi/2$ . A figura ilustra dois

quadrantes de operação de binário, apresentando à esquerda valores negativos (referentes à operação como gerador ou como motor com sentido de rotação negativo) e à direita valores positivos (referentes à operação como motor ou como gerador com sentido de rotação negativo), todas as formas de onda possuindo simetria em relação à origem. Pela figura constata-se que o valor máximo da componente de binário relativa aos ímanes permanentes ( $T_{m,pm}$ ) é obtida para  $\gamma = \pi/2$ , ou seja, quando a totalidade da corrente  $I_s$  corresponde a  $I_q$ . Tal também é perceptível através da equação (2.8), uma vez que  $T_{m,pm} = 3/2 p \lambda_{pm} I_s \sin(\gamma)$ , sendo a função seno máxima em  $\pi/2$ . Por este motivo é comum utilizar-se  $I_d = 0$  para o controlo de PMSMs exceto na zona de operação de enfraquecimento de campo. Por outro lado, verifica-se que a componente do binário de relutância ( $T_{m,rel}$ ) atinge o seu máximo para  $\gamma = \pi/4$ , ou seja, quando  $I_d = I_q = \sqrt{2} I_s$ . Este máximo pode ser obtido analiticamente através da equação (2.8), tendo em conta que  $T_{m,rel} = 3/4 p (L_q - L_d) I_s^2 \sin(2\gamma)$ . Por este motivo é comum utilizar-se  $\gamma = \pi/4$ , (i.e.,  $I_d = I_q$ ) para o controlo de SynRMs. Contudo, o binário total desenvolvido por uma SRPM, que corresponde à soma das duas componentes de binário, é obtido para um ângulo de corrente que pode variar de forma indefinida. O gráfico da figura tem em conta os valores nominais da máquina elétrica selecionada, sendo o valor máximo da componente de binário  $T_{m,pm}$  igual a 46,4 Nm e o valor máximo da componente de binário  $T_{m,rel}$  igual a 32,4 Nm (calculados através da equação (2.8)) mas, na prática, a relação entre estes valores varia consoante o grau de hibridização da máquina. Para além disso, as curvas apresentadas dizem respeito à operação com corrente nominal, pelo que correntes inferiores dão origem a diferentes formas de onda para o binário total. Esta característica é a base da técnica de controlo para máquinas elétricas designada por máximo binário por ampere (*maximum torque per ampere* – MTPA), apresentada nesta tese em secção oportuna do presente capítulo.

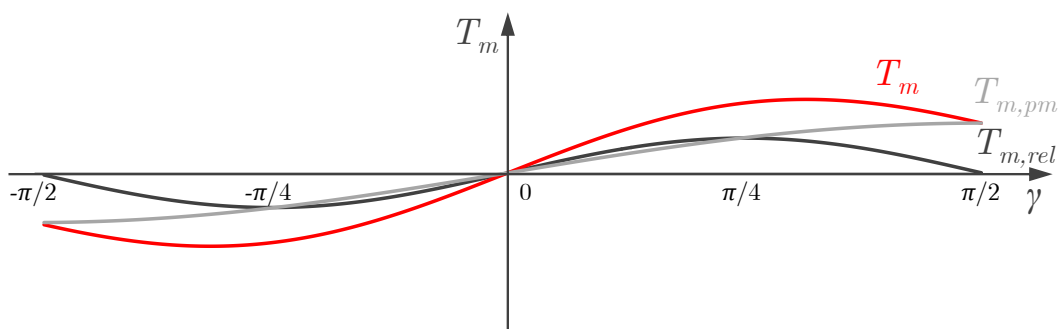


Figura 2.21 – Binário total ( $T_m$ ), binário produzido pelos ímanes permanentes ( $T_{m,pm}$ ) e binário de relutância ( $T_{m,rel}$ ) numa máquina SRPM em função do ângulo da corrente ( $\gamma$ ) para uma amplitude de corrente constante.

## 2.11 Algoritmos de Controlo para Máquinas Elétricas

De modo a poder regular os valores de velocidade, binário e potência desenvolvidos por uma máquina elétrica, o sistema de acionamento da mesma requer uma técnica de controlo. Dependendo da aplicação, esta técnica pode ser mais ou menos sofisticada, consoante os níveis de performance requeridos a nível de precisão ou de resposta transitória. Por exemplo, aplicações como ventoinhas e bombas, que tipicamente operam com velocidade constante e binário fixo, não necessitam de técnicas de controlo sofisticadas, pois não é exigido um controlo rigoroso do valor da velocidade de rotação ou do binário desenvolvido. Por outro lado, aplicações como VEs requerem um sistema de controlo com maior performance, quer a nível de precisão (e.g., *cruise control*, onde a máquina elétrica é controlada de acordo com uma velocidade de referência estipulada pelo utilizador) quer a nível de resposta transitória, sendo necessário reagir em tempo útil às necessidades do utilizador (e.g., uma aceleração ou travagem repentina). Como tal, esta secção aborda os principais algoritmos de controlo aplicados a máquinas elétricas para controlo de velocidade e/ou binário, sendo abordados o controlo volts por hertz, o controlo por orientação de campo (*field oriented control* – FOC), o controlo MTPA e o controlo direto de binário (*direct torque control* – DTC).

### 2.11.1 Volts por Hertz

O controlo volts por hertz (comumente designado por  $V/f$  ou V/Hz), também denominado controlo escalar, consiste em atribuir uma constante de proporcionalidade direta entre o valor eficaz (ou a amplitude) e a frequência das tensões aplicadas aos enrolamentos do estator de uma máquina elétrica. Trata-se da técnica de controlo para máquinas elétricas mais simples e com menor custo de implementação, uma vez que não necessita de quaisquer sensores de modo a controlar a velocidade de rotação da máquina, sendo uma técnica popularmente utilizada antes do advento de técnicas mais sofisticadas [552]–[555]. Como tal, na sua versão mais simples não é uma técnica de controlo que opera em malha fechada, pelo que não é propriamente eficaz a reagir a variações de carga. Para além disso, esta técnica pode também causar instabilidade, principalmente na operação a baixa velocidade ou com carga reduzida [556], [557]. Esta instabilidade pode ser colmatada com uma compensação baseada na frequência [558], [559], na corrente [560], [561], na tensão [562], [563], no desfasamento entre a tensão e a corrente dos enrolamentos do estator [563], [564] ou identificando os parâmetros da máquina elétrica [565], passando a ser designada por técnica de controlo volts por hertz em malha fechada. Na Figura 2.22 pode ver-se um exemplo de curva  $V/f$  usada nesta técnica de controlo, sendo utilizados os



valores nominais de tensão ( $V_n$ ) e frequência ( $f_n$ ) para definir a constante de proporcionalidade. Para além disso, podem ser vistas duas abordagens possíveis para a zona de baixa frequência, nomeadamente sem qualquer ajuste (a vermelho tracejado) e com ajuste (a azul tracejado) para compensar o erro de velocidade a baixas frequências, tipicamente abaixo de 3 Hz [566], [567]. O ajuste apresentado na figura tem o intuito de proporcionar maiores tensões para compensar o efeito da queda de tensão na resistência dos enrolamentos do estator, consistindo numa rampa com declive menor do que o declive definido por  $V_n$  e  $f_n$  [568], mas outra abordagem consiste em utilizar um valor constante para a tensão nesta região [569]. O segmento de reta delimitado entre este ponto e o ponto de tensão e frequência nominais é tipicamente associado à operação com binário constante, zona na qual a máquina elétrica pode operar com binário nominal. Por outro lado, para valores de frequência superiores ao nominal, pode constatar-se que o valor eficaz (ou amplitude) da tensão aplicada é constante, tendo o intuito de evitar a desmagnetização da máquina elétrica. Esta zona corresponde à zona de operação de enfraquecimento de campo, associada à operação com potência constante.

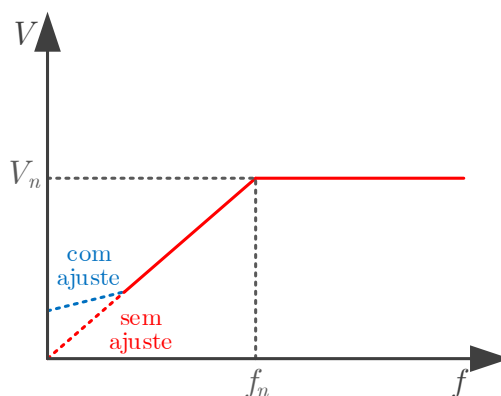


Figura 2.22 – Relação entre a frequência e o valor eficaz (ou amplitude) da tensão aplicada aos enrolamentos do estator com a técnica de controlo volts por hertz.

Tendo em conta as desvantagens previamente referidas, o controlo volts por hertz é tipicamente aplicado a sistemas que não necessitam de um controlo de velocidade com elevada precisão, tais como ventoinhas, bombas, guindastes, fresadoras, extrusoras e escavadoras [570]. Apesar das suas desvantagens, na literatura podem ser encontradas aplicações da técnica de controlo volts por hertz em vários tipos de máquinas elétricas, principalmente de indução [571]–[574], mas também de PMSMs [575], SynRMs [576] e de histerese [179], bem como em máquinas multifásicas [577] e em máquinas com acesso a cada par de terminais dos enrolamentos do estator (*open-end winding*) [578]. Esta técnica pode também ser utilizada em turbinas eólicas para otimizar a extração de energia em função da

velocidade do vento [579], [580], e pode também servir de indicador para evitar a desmagnetização de máquinas elétricas consequente da operação com frequências baixas e/ou tensões elevadas [581].

### 2.11.2 Controlo por Orientação de Campo (FOC)

O controlo por orientação de campo (FOC), também designado por controlo vetorial, foi patenteado em 1971 por F. Blaschke, da *Siemens* [582]. Esta técnica de controlo recorre ao referencial síncrono, i.e., o sistema de coordenadas  $dq$ , a fim de desacoplar as correntes dos enrolamentos do estator em duas componentes distintas, sendo que uma contribui para a magnetização ( $i_d$ ) e a outra para a produção de binário ( $i_q$ ) na máquina elétrica. De referir que este sistema de coordenadas havia sido previamente proposto por R. Park em 1929 para a análise de máquinas elétricas, sendo a operação matemática associada designada por transformada de Park [583]. Para um sistema elétrico CA trifásico, a transformada de Park é dada por:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

onde  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $i_0$  representam, respetivamente, as componentes direta, em quadratura e de sequência zero das correntes  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  e  $\theta$  representa o ângulo de fase da corrente  $i_a$ . No caso de uma máquina elétrica, a componente  $i_0$  é geralmente ignorada, uma vez que uma máquina elétrica não possui condutor de neutro e, consequentemente, não possui componentes de sequência zero. Situando-se num referencial síncrono cuja frequência angular é dada pela integração do ângulo  $\theta$ , sincronizado com o rotor da máquina, as correntes  $i_d$  e  $i_q$  representam componentes puramente CC caso as correntes  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  sejam puramente sinusoidais, possuindo *ripple* no caso oposto. Como tal, o controlo de ambas as componentes das correntes pode ser efetuado de forma semelhante a uma máquina CC de excitação separada. Tipicamente é utilizado um controlador proporcional integral (PI) responsável por gerar uma corrente  $i_q$  de referência com base na velocidade ou no binário desejados, dependendo do controlo adotado para a máquina elétrica. Em relação à corrente  $i_d$ , no caso das PMSMs a sua referência é normalmente mantida a zero exceto aquando da operação na zona de enfraquecimento de campo; porém, noutros tipos de máquinas elétricas, tais como a de indução, SynRM ou SRPM, a utilização de uma corrente  $i_d$  nula não é suficiente para a produção de binário na máquina. Após calculadas as correntes  $i_d$  e  $i_q$  de referência, é comumente utilizado um novo controlador PI para efetuar o controlo em malha fechada de cada uma

das correntes. Considerando um conversor fonte de tensão, a saída destes controladores representa as tensões  $v_d$  e  $v_q$  de referência a serem produzidas pelo conversor, sendo comum a adição de uma parcela *feedforward* a estas tensões de forma idêntica ao indicado na equação (2.6) presente na secção 2.10.1 relativa ao modelo *dq* da máquina elétrica utilizada, i.e., à tensão  $v_d$  de referência subtrai-se  $p\omega_m L_q i_q$ , ao passo que à tensão  $v_q$  de referência se soma  $p\omega_m(\lambda_{pm} - L_d i_d)$ . Posto isto, é necessário calcular as tensões de referência a serem produzidas pelo conversor num referencial estacionário, sendo para tal utilizada a transformada inversa de Park. Para o sistema de coordenadas *abc*, a transformada inversa de Park para as tensões é dada por:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

onde  $v_a, v_b, v_c$  são as tensões em coordenadas *abc* e  $v_0$  é a tensão de sequência zero que, como referido anteriormente, pode ser ignorada no controlo de máquinas elétricas. Em relação ao ângulo  $\theta$ , uma vez que este se encontra sincronizado com o enlace de fluxo do rotor, torna-se necessário ter conhecimento do mesmo. Neste sentido, o FOC pode ser dividido em duas categorias, nomeadamente direto e indireto, consoante a ação efetuada sobre o enlace de fluxo do rotor da máquina elétrica. No FOC direto, o enlace de fluxo do rotor é medido com sensores apropriados ou recorrendo a estimação através das tensões e correntes nos enrolamentos do estator, sendo mais comum a segunda abordagem por questões de custo, volume e robustez mecânica. Por outro lado, no FOC indireto, a atuação sobre o enlace de fluxo do rotor é realizada de forma indireta, nomeadamente através da corrente  $i_d$ , impondo o enlace de fluxo desejado no rotor, sendo para tal necessário ter conhecimento da posição angular do mesmo [584], [585]. A posição angular do rotor pode ser medida por intermédio de um sensor de posição (e.g., *encoder*, *resolver*) ou por intermédio de um sensor de velocidade e integrando a mesma. Alternativamente, podem ser utilizadas abordagens *sensorless*, dispensando a utilização de sensores de posição ou de velocidade recorrendo a estimadores [586]–[595]. Entre ambas as variantes do FOC, a utilização do FOC indireto é mais comum, sendo capaz de proporcionar elevada performance ao sistema de acionamento sem a utilização de sensores ou estimadores de enlace de fluxo, utilizando apenas sensores de posição que apresentam menor custo e mais fácil implementação mecânica do que sensores de fluxo magnético [596]–[604].

Para além de o FOC permitir controlar uma máquina elétrica CA de forma similar a uma máquina CC de excitação separada, também possui uma performance superior ao controlo volts por hertz maioritariamente utilizado aquando do advento do FOC, o que, aliado ao desenvolvimento da eletrónica na área dos sistemas de controlo digital, contribuiu para o aumento de aplicações de sistemas de acionamento baseados em máquinas elétricas CA em detrimento das CC [605]–[608].

### 2.11.3 Controlo de Máximo Binário por Ampere (MTPA)

O controlo MTPA foi inicialmente apresentado na década de 1970 em diversas patentes apresentadas por C. E. Rettig [609]–[612], sendo inicialmente designado por *angle control* [613]. Tal como o nome indica, o controlo MTPA consiste em otimizar o binário produzido pela máquina elétrica para um dado valor de corrente nos enrolamentos do estator. Esta otimização é efetuada tendo em conta a relação entre as correntes  $i_d$  e  $i_q$  ou, por outras palavras, o ângulo da corrente, como apresentado previamente na secção 2.10.1. Como referido na secção mencionada, ignorando a saturação magnética, o ângulo da corrente para o qual o binário é máximo é de  $\pi/2$  numa PMSM e de  $\pi/4$  numa SynRM independentemente da amplitude da corrente, porém, numa máquina SRPM, este ângulo depende do peso das duas componentes de binário, bem como da amplitude da corrente. A Figura 2.23 ilustra duas representações distintas da curva MTPA para uma máquina SRPM, estando na Figura 2.23(a) representado o binário máximo em função do ângulo da corrente ( $\gamma$ ) para quatro valores constantes de amplitude da corrente ( $I_{s1} > I_{s2} > I_{s3} > I_{s4}$ ) e estando na Figura 2.23(b) representadas as combinações possíveis para as correntes  $i_d$  e  $i_q$  para se obter quatro valores constantes de binário ( $T_1 > T_2 > T_3 > T_4$ ). Relativamente à Figura 2.23(a), verifica-se que amplitudes de corrente superiores originam naturalmente binários superiores, sendo o ângulo da corrente para o qual o binário é máximo mais próximo de  $\pi/2$  para amplitudes de corrente inferiores e aproximando-se assintoticamente de  $\pi/4$  à medida que a amplitude de corrente aumenta. Tal é perceptível através da equação (2.8) apresentada na secção 2.10.1, onde se verifica que a componente de binário dos ímanes permanentes varia com a amplitude da corrente de forma linear mas a componente de binário de relutância varia de forma quadrática, sendo esta tão mais predominante quanto maior for a amplitude da corrente. Em relação à Figura 2.23(b), verifica-se que as curvas de binário constante são hipérbolas no plano  $dq$ , estando binários mais elevados associados naturalmente a correntes  $i_d$  e  $i_q$  mais elevadas. Nesta figura também se encontram representados círculos de limite de corrente, sendo que cada um dos círculos possui um raio igual ao das amplitudes de corrente previamente referidas ( $I_{s1}, I_{s2}, I_{s3}, I_{s4}$ ). Como tal, a trajetória descrita ao

longo de cada um dos círculos de limite de corrente representa a variação das correntes  $i_d$  e  $i_q$  mantendo constante a amplitude da corrente total. Estes círculos auxiliam na percepção visual do ponto MTPA em cada uma das curvas de binário constante. Se a curva de binário estiver contida no círculo, significa que é possível para a máquina elétrica produzir esse mesmo valor de binário sem exceder a amplitude de corrente que corresponde ao raio desse mesmo círculo. Deste modo, o ponto MTPA de cada curva de binário constante é atingido quando a distância ao círculo é máxima (para o segmento da curva contido no círculo), como se pode constatar na figura. O caso específico de  $T_1$  e  $I_{s1}$  corresponde aos valores máximos de binário e corrente (ignorando a saturação magnética), sendo que a curva de  $T_1$  intersecta o círculo de corrente de amplitude  $I_{s1}$  apenas num ponto, representando a única combinação das correntes  $i_d$  e  $i_q$  para se obter o binário máximo. No que concerne à curva MTPA descrita, constata-se que, para valores reduzidos de binário, o valor de  $i_q$  é razoavelmente superior ao valor de  $i_d$ , o que corresponde a um ângulo da corrente próximo de  $\pi/2$ , ao passo que, à medida que o binário aumenta, os valores ótimos de  $i_d$  e  $i_q$  tendem a aproximar-se entre si, correspondendo a um ângulo da corrente próximo de  $\pi/4$ , como inferido na figura anteriormente descrita.

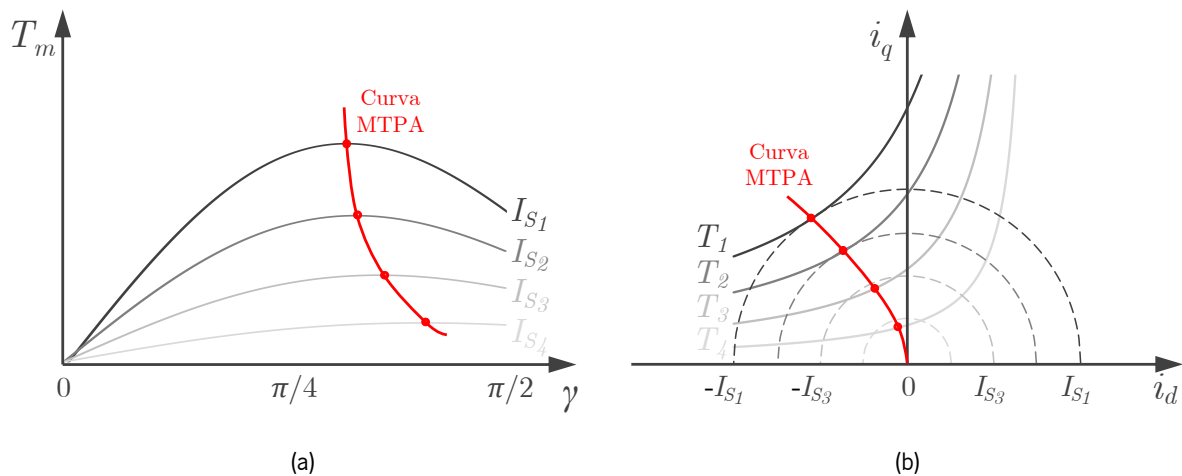


Figura 2.23 – Curva MTPA para uma máquina elétrica do tipo SRPM em função de: (a) Ângulo da corrente ( $\gamma$ ) para valores constantes de amplitude de corrente ( $I_{s1} > I_{s2} > I_{s3} > I_{s4}$ ); (b) Correntes  $i_d$  e  $i_q$  para valores constantes de binário ( $T_1 > T_2 > T_3 > T_4$ ).

Tendo em conta as equações de binário apresentadas na secção 2.10.1 para uma máquina SRPM, o ângulo da corrente ( $\gamma$ ) para o qual o binário é máximo pode ser determinado igualando a zero a derivada do binário em ordem ao ângulo, resultando num ângulo dado por [551]:

$$\gamma = \arcsin \left( \frac{-\lambda_{pm} + \sqrt{\lambda_{pm}^2 + 8(L_q - L_d)^2 I_s^2}}{4(L_q - L_d) I_s} \right). \quad (2.12)$$

Na Figura 2.24 podem ser vistas as curvas do ângulo da corrente em função da sua amplitude que garante a operação em MTPA para uma máquina SRPM, estando na Figura 2.24(a) ilustrada a influência da diferença entre os valores de indutância segundo os eixos  $q$  e  $d$  ( $L_q - L_d$ ) e na Figura 2.24(b) ilustrada a influência do valor de enlace de fluxo criado pelos ímãs permanentes ( $\lambda_{pm}$ ), tendo as imagens o intuito de mostrar que as curvas MTPA dependem do grau de hibridização de uma máquina SRPM. Em todos os casos pode constatar-se que o ângulo de corrente que garante MTPA é próximo de  $\pi/2$  para valores reduzidos de corrente, diminuindo e aproximando-se de  $\pi/4$  à medida que a corrente aumenta, tal como previamente verificado. Para além disso, constata-se que, para máquinas SRPM com maior predominância da componente de relutância (valores mais elevados de  $L_q - L_d$  e valores mais reduzidos de  $\lambda_{pm}$ ), o ângulo da corrente tem mais tendência a aproximar-se de  $\pi/4$  à medida que a corrente aumenta, valor este que corresponde ao ângulo de operação em MTPA para máquinas que operam com binário puramente de relutância (SynRM). De forma análoga, para máquinas SRPM com maior predominância da componente dos ímãs permanentes (valores mais reduzidos de  $L_q - L_d$  e valores mais elevados de  $\lambda_{pm}$ ), o ângulo da corrente tem menos tendência a afastar-se de  $\pi/2$  à medida que a corrente aumenta, valor este que corresponde ao ângulo de operação em MTPA para máquinas que operam com binário puramente devido aos ímãs permanentes (PMSM).

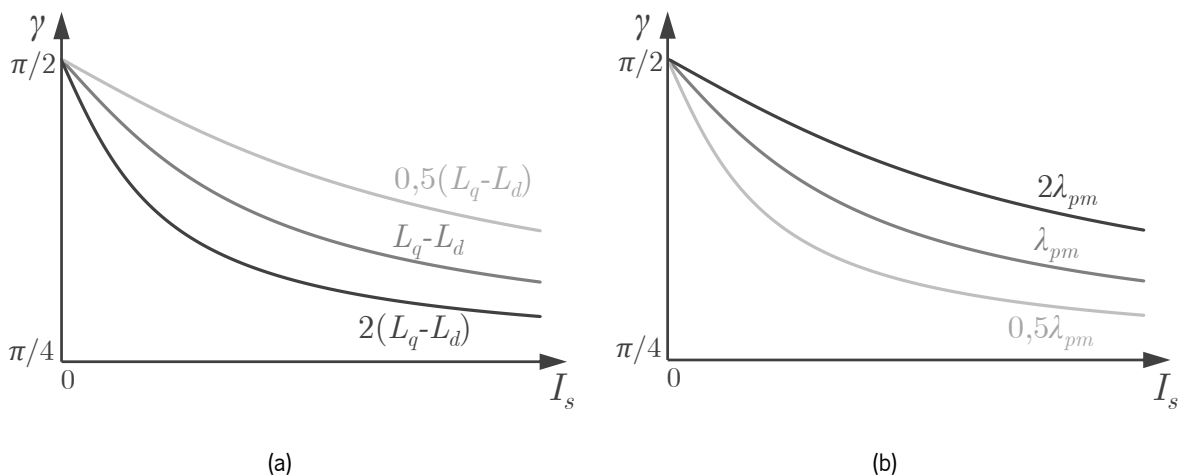


Figura 2.24 – Curvas MTPA para uma máquina elétrica do tipo SRPM em termos de ângulo da corrente ( $\gamma$ ) em função da sua amplitude ( $I_s$ ) ilustrando a influência de: (a) Diferença de indutâncias ( $L_q - L_d$ ); (b) Enlace de fluxo dos ímãs permanentes ( $\lambda_{pm}$ ).

Para além do cálculo do ângulo da corrente, de modo a efetuar o controlo MTPA é necessário calcular a amplitude da corrente ou das componentes da corrente em função do valor de binário que se pretende que a máquina elétrica produza. Rearranjando a equação (2.7), a componente de corrente  $i_q$  pode ser calculada em função do binário desejado ( $T_m$ ) e da componente de corrente  $i_d$  através de:

$$i_q = \frac{T_m}{\frac{3}{2} p [\lambda_{pm} - (L_q - L_d) i_d]}, \quad (2.13)$$

sendo para tal necessário determinar um valor para a corrente  $i_d$ . Alternativamente, a corrente  $i_d$  pode ser calculada através da corrente  $i_q$  por:

$$i_d = \frac{\lambda_{pm} - \sqrt{\lambda_{pm}^2 + 4(L_q - L_d)^2 i_q^2}}{2(L_q - L_d)}. \quad (2.14)$$

Na prática, a determinação do ponto de operação de MTPA é um processo complexo, sendo tipicamente utilizadas tabelas de pesquisa para determinar a amplitude e o ângulo da corrente ótima, pelo que as correntes  $i_d$  e  $i_q$  são posteriormente calculadas em concordância com a equação (2.9). Na literatura podem ser encontrados vários métodos de determinação do ponto de MTPA [614]–[623], e em [624], [625] é investigada a performance do controlo MTPA em termos de perdas magnéticas e de vibração e ruído audível em PMSMs. Apesar de ser um algoritmo de controlo fortemente associado na literatura a máquinas elétricas síncronas, tanto de ímanes permanentes como de relutância, o controlo MTPA é também aplicado a máquinas de indução [612], [613], [626], [627]. Para além disso, este algoritmo de controlo pode ser combinado com o controlo volts por hertz de modo a diminuir a amplitude das correntes nos enrolamentos do estator em situações de operação com carga reduzida [628]–[631].

#### 2.11.4 Controlo Direto de Binário (DTC)

O controlo direto de binário (DTC) surgiu em finais da década de 1980 sob a designação de *direct self-control*, sendo proposto como alternativa ao FOC [632]–[634]. A principal diferença entre ambos os algoritmos de controlo é, no caso do DTC, a ausência de um desacoplamento entre as componentes das correntes dos enrolamentos do estator, sendo em vez disso utilizados comparadores com histerese para o binário e para o fluxo magnético da máquina elétrica. Trata-se, por isso, de um algoritmo de controlo para máquinas elétricas baseado na operação de conversores de potência para a sua atuação, uma vez que a saída de um comparador é equiparada ao carácter comutado de um conversor de potência. Para estes comparadores são tipicamente utilizados comparadores de três níveis para o binário e de dois níveis para o fluxo, sendo que ambas as saídas dos comparadores são responsáveis por definir a combinação de semicondutores de potência ativos a aplicar ao conversor. Esta definição é tipicamente efetuada recorrendo a tabelas de pesquisa que relacionam as saídas dos comparadores com os vetores de tensão produzidos pelo conversor de potência [635].

Nas suas propostas iniciais, o DTC difere essencialmente em duas variantes: na primeira, proposta por I. Takahashi em 1986, o vetor espacial do fluxo magnético segue uma trajetória circular [632], ao passo que, na segunda, proposta por M. Depenbrock em 1988, o vetor espacial do fluxo magnético segue uma trajetória hexagonal [633]. A diferença entre ambas as abordagens reside essencialmente na definição dos setores no diagrama de vetores espaciais, como se pode observar na Figura 2.25. Na abordagem de trajetória circular (Figura 2.25(a)), cada setor encontra-se centrado num vetor de tensão, enquanto na abordagem de trajetória hexagonal (Figura 2.25(b)) cada setor é delimitado por dois vetores de tensão adjacentes. De referir que as trajetórias representadas nestas figuras são meramente ilustrativas. Relativamente à definição dos setores e dos vetores espaciais, uma análise mais detalhada encontra-se no item Modulação por Vetores Espaciais (SVM) da secção 3.5.3 da presente tese.

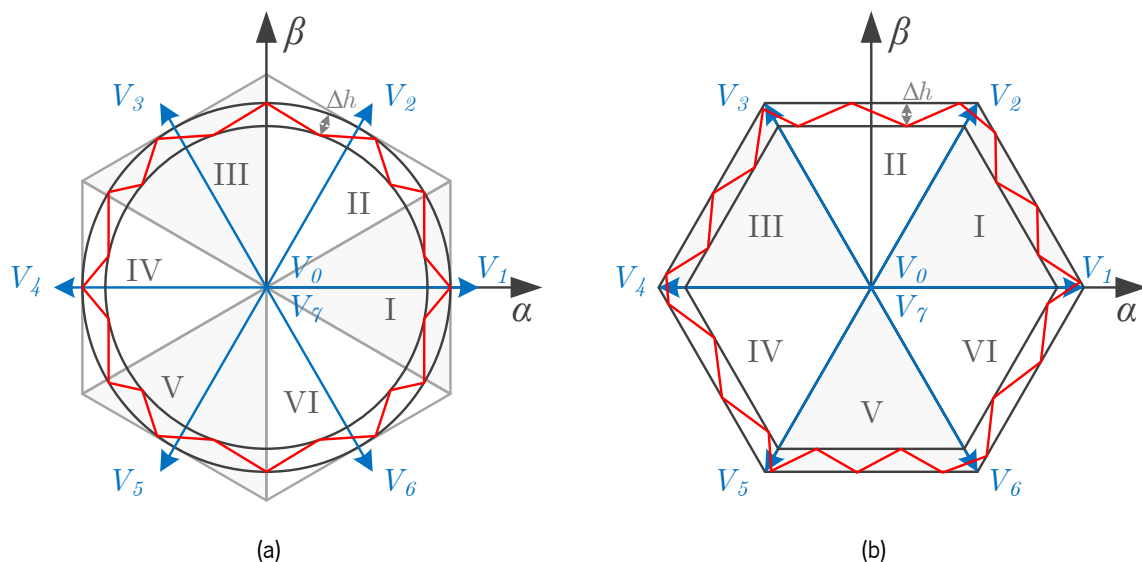


Figura 2.25 – Diagrama de vetores espaciais no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  da técnica de controlo DTC para um vetor espacial do fluxo magnético com trajetória: (a) Circular; (b) Hexagonal.

Em termos de performance, a abordagem circular é associada a uma frequência de comutação superior para a mesma margem de histerese, o que diminui o *ripple* de binário. Em [636] é proposta uma abordagem híbrida que utiliza uma trajetória circular a baixas velocidades de modo a garantir uma melhor performance em termos de binário, uma trajetória hexagonal arredondada a médias velocidades de modo a reduzir a distorção harmónica nas tensões e correntes, e uma trajetória hexagonal a altas velocidades de modo a proporcionar uma redução da frequência de comutação.

Comparativamente com o FOC e com o controlo MTPA, no DTC não existe um controlo direto sobre as correntes nos enrolamentos do estator e não são necessárias a utilização de transformadas matriciais e de um modulador para a geração dos sinais de comando a aplicar aos semicondutores de potência, sendo por isso uma técnica de controlo que requer um menor custo computacional. No entanto, o DTC



requer a estimação dos valores de binário e de fluxo magnético, sendo que a correta estimação destes valores é fortemente dependente dos parâmetros da máquina elétrica. Para além disso, o DTC tem também como desvantagens o *ripple* de binário e de corrente e a dificuldade em controlar os valores de binário e fluxo magnético para velocidades baixas [637]. Apesar disso, na literatura existem outras abordagens para o DTC, como por exemplo utilizando uma frequência de comutação fixa [638]–[640] ou combinando uma estratégia MTPA [641] ou *model predictive control* [642] (ver item Controlo de Corrente Preditivo na secção 3.5.2 da presente tese). Para além das propostas iniciais referentes a máquinas de indução, na literatura podem ser encontradas aplicações da técnica DTC a máquinas BLDC [641], PMSMs (incluindo multifásicas) [642], SRMs [643], máquinas CC de dupla saliência [644] e máquinas de relutância *vernier* [645], tratando-se, a par do FOC, de uma das mais utilizadas técnicas de controlo para máquinas elétricas [646], [647].

## 2.12 Conclusão

Este capítulo apresenta uma revisão do estado da arte acerca de máquinas elétricas e a sua adequabilidade de implementação em VEs, bem como de algoritmos de controlo para as mesmas. Para além das convencionais, são também abordadas tecnologias emergentes de máquinas elétricas com o intuito de contemporizar as tendências presentes na literatura. É também apresentada e fundamentada a escolha da máquina elétrica utilizada no sistema proposto nesta tese, bem como o modelo matemático da mesma.

Inicialmente são apresentados os quatro tipos básicos de máquinas elétricas, nomeadamente as máquinas síncronas, as máquinas CC, as máquinas de indução e as máquinas de relutância, tratando-se dos tipos de máquinas elétricas com maior maturidade e, como tal, maioritariamente utilizados em VEs. Para esta aplicação são maioritariamente utilizadas máquinas síncronas, nomeadamente PMSMs, pois tipicamente proporcionam maior eficiência e densidade de potência do que outros tipos de máquinas elétricas, tratando-se de características fundamentais para a indústria automóvel. Apesar disso, fabricantes como a *Tesla, Inc.* e *Audi* dão preferência à utilização de máquinas de indução, sendo vantajoso na medida em que não são utilizados metais raros como o neodímio e o disprósio, constituintes básicos da maioria dos ímanes permanentes utilizados em máquinas elétricas e cuja disponibilidade e preço têm sofrido de uma forte volatilidade ao longo dos anos. Neste sentido, alguns fabricantes têm também vindo a utilizar designs híbridos de SynRMs contendo ímanes permanentes, o que permite reduzir a quantidade de material magnético utilizado. São também apresentados outros tipos de

máquinas elétricas que não se enquadram em nenhum dos quatro tipos básicos, podendo partilhar características destes, nomeadamente a máquina universal, a máquina de histerese, a máquina *brushless* duplamente alimentada, a máquina CC de dupla saliência, a máquina CC de fluxo comutado, a máquina de relutância *vernier*, a máquina de relutância *vernier* duplamente alimentada e as PMSMs com memória. Apesar de não possuírem ainda aplicações práticas em VEs, alguns destes tipos de máquinas têm vindo a ser investigados nesse sentido, sendo por isso abordados nesta tese. Para além das mais comuns máquinas de fluxo radial, são também apresentadas máquinas de fluxo axial e de fluxo transversal, permitindo aumentar a densidade de potência e de binário para níveis mais elevados. Por fim, são apresentadas tecnologias emergentes de máquinas elétricas, tais como máquinas baseadas em supercondutividade, transmissão de energia sem fios e eletrostática, máquinas estas que não são convencionais mas que são potencialmente relevantes em revisões da literatura acerca de máquinas elétricas.

Após expostos os vários tipos de máquinas elétricas é apresentada a máquina selecionada, nomeadamente uma máquina do tipo SRPM, i.e., um híbrido entre PMSM e SynRM. Este tipo de máquina elétrica tem ganho interesse recentemente no âmbito da mobilidade elétrica, equipando VEs de fabricantes conceituados na indústria automóvel, tais como *BMW*, *Jaguar Land Rover* e a própria *Tesla, Inc.* que, apesar do seu curto historial, é o fabricante que mais contribuiu para o impulsionamento dos VEs e que se encontra mais desenvolvido nesse âmbito. Após justificada a escolha da máquina elétrica é apresentado o modelo *dq* da mesma, um modelo matemático bastante utilizado para a análise de PMSMs, SynRMs e, mais importante para o caso em questão, máquinas do tipo SRPM. É também analisada a produção das duas componentes de binário neste tipo de máquina elétrica, nomeadamente através dos ímanes permanentes e da relutância magnética.

Por fim, são apresentados os principais algoritmos de controlo para máquinas elétricas, i.e., aplicáveis a sistemas de tração de VEs, nomeadamente os controlos volts por hertz, FOC, MTPA e DTC. Dos quatro referidos, o FOC e o DTC são os algoritmos de controlo mais utilizados na literatura, com especial destaque para o FOC no que diz respeito a aplicações comerciais. Para máquinas elétricas do tipo SRPM é usual utilizar-se o controlo MTPA, motivo pelo qual esta técnica é merecedora de destaque no presente capítulo. De referir que o controlo MTPA partilha algumas semelhanças com o FOC, ambos visando controlar as componentes das correntes  $i_d$  e  $i_q$ , diferindo essencialmente no método de obter os seus valores de referência.

## Capítulo 3

# Sistemas de Eletrónica de Potência e Algoritmos de Controlo para Veículos Eléctricos

### 3.1 Introdução

Qualquer sistema de eletrónica de potência necessita de conversores de potência, podendo ser controlados ou não, de modo a converter formas de onda e regular valores de tensão, corrente e/ou frequência para os valores pretendidos, mantendo a potência de saída, idealmente, igual à potência de entrada. No caso dos VEs, como referido na secção 1.1, existem dois sistemas de eletrónica de potência imprescindíveis ao seu funcionamento: (1) Sistema de tração, cuja função é controlar a velocidade e o binário da máquina eléctrica que permite ao VE realizar o seu movimento, quer em acelerações quer em travagens; (2) Sistema de carregamento de baterias, cuja principal função é efetuar o carregamento das baterias do VE quando conectado à rede eléctrica, podendo ser utilizado para outros modos de operação em contexto de *smart grids*, como referido na secção 1.1. Ambos os sistemas de eletrónica de potência fazem interface entre as baterias do VE, um barramento CC intermediário e uma carga/fonte CA, i.e., uma máquina eléctrica no caso do sistema de tração e uma rede eléctrica no caso do sistema de carregamento de baterias. Assim sendo, o sistema de tração necessita de conversores de potência CC-CC e CC-CA, ao passo que o sistema de carregamento de baterias necessita de conversores de potência CA-CC e CC-CC. No entanto, uma vez que se pretende efetuar a operação de travagem regenerativa, no caso do sistema de tração, e se pretende modos de operação de interface com a rede eléctrica em contexto de *smart grids*, no caso do sistema de carregamento de baterias, os conversores de potência integrantes nestes sistemas devem ser bidirecionais. Como tal, ambos os sistemas necessitam de conversores de potência CA-CC (ou CC-CA) e CC-CC bidirecionais, tal permanecendo válido para sistemas integrados, naturalmente. De referir que, nesta tese, a terminologia de conversores CA-CC bidirecionais engloba tanto os conversores CA-CC como CC-CA, sendo utilizada a primeira terminologia por questões de uniformidade.

Face ao previamente referido, o presente capítulo consiste no estudo teórico das principais topologias de conversores de potência CA-CC e CC-CC, sendo abordadas apenas topologias bidirecionais para ambos

os casos. Para os conversores de potência CA-CC são abordadas topologias monofásicas e trifásicas, e para os conversores de potência CC-CC são abordadas topologias isoladas e não-isoladas. São também analisadas topologias de sistemas integrados que têm vindo a ser propostas na literatura. Após a análise das referidas topologias, são estudados algoritmos de controlo para sistemas de carregamento de baterias de VEs, desde o sincronismo com a rede elétrica a técnicas de controlo de corrente e técnicas de modulação aplicáveis a semicondutores de potência.

## 3.2 Conversores CA-CC Bidirecionais

Um conversor CA-CC, também denominado retificador, tem como função gerar uma tensão ou corrente CC a partir de uma tensão ou corrente CA (vulgarmente sinusoidal). Este tipo de conversor encontra-se bastante disseminado em aplicações que envolvam uma conexão à rede elétrica, como sistemas de carregamento de baterias dos mais diversos tipos (desde computadores e telemóveis a VEs), iluminação, aparelhos domésticos e VEVs. A categoria mais rudimentar de conversores CA-CC recorre a díodos como semicondutores de potência, tratando-se de uma solução robusta e de baixo custo, não necessitando de controlo. No entanto, a utilização exclusiva de díodos como semicondutores de potência em conversores CA-CC apresenta duas principais desvantagens:

- Uma vez que a utilização de díodos não permite efetuar um controlo sobre a corrente absorvida, a forma de onda da corrente do lado da rede elétrica é ditada pelo filtro utilizado no lado CC que, sendo distorcida, degrada a QEE;
- Visto que a utilização de díodos apenas permite a operação de um conversor CA-CC em dois quadrantes de tensão e corrente, nomeadamente os ímpares, não é possível obter um fluxo de energia bidirecional.

Tendo em conta ambas as desvantagens mencionadas, a utilização de conversores CA-CC a díodos não é conveniente para sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs, onde é requerido um fluxo bidirecional de energia e níveis elevados de QEE. Assim sendo, como alternativa aos retificadores a díodos existem os retificadores ativos, que são compostos por semicondutores de potência totalmente controlados com díodos em antiparalelo ao invés de apenas díodos. Neste tipo de conversores CA-CC é possível controlar a corrente absorvida devido ao tipo de semicondutores empregues, tornando possível a operação com corrente sinusoidal e em fase com a tensão e, conseqüentemente, sem prejudicar a QEE. Este tipo de conversores enquadra-se nos conversores do tipo *power factor correction*

(PFC) [648], [649]. Na literatura podem ser encontradas análises exaustivas de conversores PFC monofásicos [650] e trifásicos [651]. Porém, a designação de conversores PFC engloba também conversores CA-CC unidireccionais. A utilização de semicondutores de potência totalmente controlados com os respetivos díodos em antiparalelo permite a operação dos retificadores ativos em quatro quadrantes, possibilitando um fluxo de energia bidirecional, i.e., um retificador ativo pode operar tanto como conversor CA-CC ou CC-CA [652]–[654]. Como tal, estes aspetos posicionam os retificadores ativos como elementos chave em sistemas de eletrónica de potência, tais como UPSs [655], [656], VEVs [657], [658], sistemas de transporte de energia em CC (*high voltage direct current* – HVDC) [659], [660], sistemas de interface de fontes de energia eólica com a rede elétrica [661], [662], *microgrids* [663], [664] e sistemas de carregamento de baterias de VEs [2], [665], como é o caso do sistema integrado proposto nesta tese.

Para além da classificação de um conversor CA-CC quanto à sua direccionalidade em termos de fluxo de potência, existe também uma classificação em função do elemento passivo utilizado como elemento armazenador de energia no barramento CC. Neste sentido, um conversor CA-CC pode classificar-se como conversor fonte de tensão ou conversor fonte de corrente. Num conversor fonte de tensão, o seu barramento CC é constituído por elementos capacitivos, sendo que a sua tensão mantém uma polaridade fixa, idealmente possuindo um valor médio constante, e a corrente pode ser absorvida ou fornecida, tal como se sucede numa fonte de tensão. Por outro lado, num conversor fonte de corrente, o seu barramento CC é constituído por elementos indutivos, sendo que a sua corrente mantém um sentido fixo, idealmente possuindo um valor médio constante, e a tensão pode ser absorvida ou fornecida, tal como se sucede numa fonte de corrente. Este facto em particular requer a utilização de semicondutores de potência com capacidade de bloqueio de tensão inversa em conversores CA-CC do tipo fonte de corrente, pelo que não podem ser simplesmente utilizados os semicondutores totalmente controlados mais convencionais, tais como o transistor bipolar de porta isolada (*insulated gate bipolar transistor* – IGBT) [666], o transistor de efeito de campo (*metal oxide semiconductor field-effect transistor* – MOSFET) [667] ou, mais recentemente, o tiristor comutável pela porta integrada (*integrated gate-commutated thyristor* – IGCT) [668]. O uso destes semicondutores é apenas possível se, em série com os mesmos, for introduzido um díodo, garantindo assim o bloqueio de tensões positivas e negativas. Alternativamente, em vez da combinação de dois tipos de semicondutores, pode ser utilizado apenas um tipo de semicondutor que possua capacidade de bloqueio de tensão inversa, como é o caso do tiristor convencional (*silicon controlled rectifier* – SCR) [669], o tiristor de corte comandado pela porta (*gate turn-off thyristor* – GTO) [670], o tiristor totalmente controlado por tensão (*metal oxide semiconductor*

*controllable thyristor* – MCT) [671], o tiristor comutável pela porta integrada do tipo simétrico (*symmetrical integrated gate-commutated thyristor* – S-IGCT) [672], o transistor bipolar de porta isolada com capacidade de bloqueio inverso (*reverse blocking-insulated gate bipolar transistor* – RB-IGBT) [673] ou o tiristor comutável pela porta integrada com capacidade de bloqueio inverso (*reverse blocking-integrated gate-commutated thyristor* – RB-IGCT) [674]. Contudo, os tipos de semicondutores de potência referidos não são suscetíveis de serem comutados a frequências elevadas, i.e., dezenas ou centenas de kHz, para além de apresentarem quedas de tensão em condução superiores devido à capacidade de bloqueio de tensão inversa. Por outro lado, os semicondutores de potência mais convencionais, como o MOSFET e o IGBT, permitem frequências de comutação superiores aos semicondutores mencionados, possuem capacidade de bloqueio de tensão apenas num sentido e, por terem intrinsecamente na sua construção um diodo em antiparalelo, permitem a passagem de corrente em dois sentidos. Estas características, aliadas ao facto de que um condensador apresenta um volume menor que uma bobina para a mesma quantidade de energia armazenada, reforçam a popularidade dos conversores fonte de tensão face aos conversores fonte de corrente. Em [675] é efetuado um estudo comparativo entre ambas as topologias, onde é estimado que os conversores fonte de tensão possuem um período médio entre falhas mais de sete vezes superior ao dos conversores fonte de corrente. Para além das topologias fonte de tensão e fonte de corrente, na literatura também existem topologias fonte de impedância, inicialmente propostas em [676], combinando características das duas topologias previamente referidas.

Face ao exposto, no âmbito desta tese, apenas são analisadas topologias de conversores CA-CC bidirecionais do tipo fonte de tensão, i.e., com elementos capacitivos no barramento CC, sendo analisadas topologias monofásicas e trifásicas.

### **3.2.1 Conversor CA-CC Monofásico em Meia Ponte**

O conversor CA-CC monofásico em meia ponte (*half-bridge*) consiste na topologia mais simples de conversor CA-CC bidirecional, sendo constituído por dois semicondutores de potência totalmente controlados com os respetivos diodos em antiparalelo e dois condensadores, como representado na Figura 3.1. Quando conectado à rede elétrica, de modo a poder funcionar com corrente controlada, bem como poder operar como conversor CC-CA, a tensão em cada um dos condensadores do barramento CC ( $v_{dc}/2$ ) deve ser, no mínimo, superior ao valor máximo instantâneo da tensão da rede elétrica. Se esta condição não se verificar, o conversor CA-CC operará simplesmente como um retificador a diodos,

uma vez que os díodos em antiparalelo permanecerão diretamente polarizados. Deste modo, os semicondutores empregues neste tipo de conversor deverão suportar, no mínimo, tensões iguais à tensão total do barramento CC ( $v_{dc}$ ).

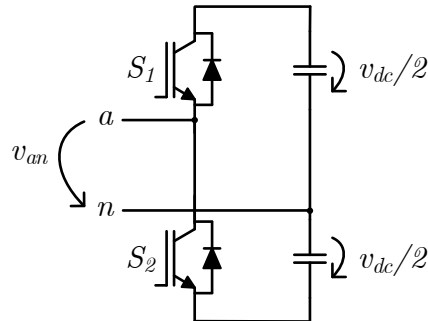


Figura 3.1 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico em meia ponte.

Relativamente aos estados de operação deste conversor, existem apenas dois estados possíveis, como apresentado na Tabela 3.1, sendo que a tensão CA produzida ( $v_{an}$ ) pode assumir os valores  $+v_{dc}/2$  ou  $-v_{dc}/2$ . De modo a controlar a tensão ou a corrente produzida, é variada a duração em que cada um dos estados permanece em vigor. De referir que os dois semicondutores não podem estar ativos em simultâneo, o que causaria um curto-circuito no barramento CC. Como tal, deve ser implementado um tempo morto (*dead time*) entre cada troca de estados de modo a evitar a possibilidade de ambos os semicondutores conduzirem em simultâneo, tempo este que é fortemente dependente dos semicondutores de potência utilizados. Deve ter-se em conta, no entanto, que, apesar de necessário ao devido funcionamento do conversor, o *dead time* introduz distorção na tensão produzida, pois é estabelecida uma tensão  $v_{an}$  indefinida, ou seja, a ação de controlo é inexistente durante este período. Por conseguinte, o *dead time* deve obedecer a uma relação de compromisso, não podendo ser demasiado curto para não provocar a condução simultânea dos dois semicondutores de potência nem demasiado longo relativamente à frequência de comutação utilizada de modo a não degradar excessivamente a tensão  $v_{an}$  produzida. De referir que este facto é válido para qualquer conversor CA-CC do tipo fonte de tensão, aplicando-se aos restantes conversores abordados nesta secção. Tendo em conta estas condicionantes, a Tabela 3.1 mostra a tensão  $v_{an}$  em função de apenas o estado do semicondutor  $S_1$ , podendo ser 0 (fechado) ou 1 (aberto), sendo que  $S_2$  terá o nível lógico complementar de  $S_1$ .

Tabela 3.1 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico em meia ponte.

$S_I$	$v_{an}$
0	$-v_{dc}/2$
1	$+v_{dc}/2$

Na Figura 3.2 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com filtro indutivo de indutância  $L$  e carga resistiva de valor  $R$  do lado CA, sendo utilizadas fontes de tensão ideais de valor  $V$  em cada um dos condensadores do barramento CC, i.e.,  $v_{dc} = 2V$ . Na figura pode ver-se a tensão ( $v_{an}$ ) e a corrente ( $i_a$ ) produzidas pelo conversor durante um ciclo da frequência fundamental ( $f$ ). Para além disso, estas grandezas, bem como o estado do semiconductor  $S_I$ , podem ser vistas em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de comutação  $T_{sw}$ ) para três ângulos de fase distintos, nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da tensão e corrente produzidas),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da tensão e corrente produzidas) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da tensão e corrente produzidas). De referir que a constante  $I$  representa a corrente máxima admissível, sendo que  $I = V/R$  e  $y = 0,05 I$ . Através da figura pode verificar-se que a tensão  $v_{an}$  varia apenas entre dois valores distintos ( $+V$  e  $-V$ , i.e.,  $+v_{dc}/2$  e  $-v_{dc}/2$ ), sendo que a corrente  $i_a$  possui um *ripple* mais elevado na passagem por zero e mais reduzido em ambos os picos positivo e negativo.

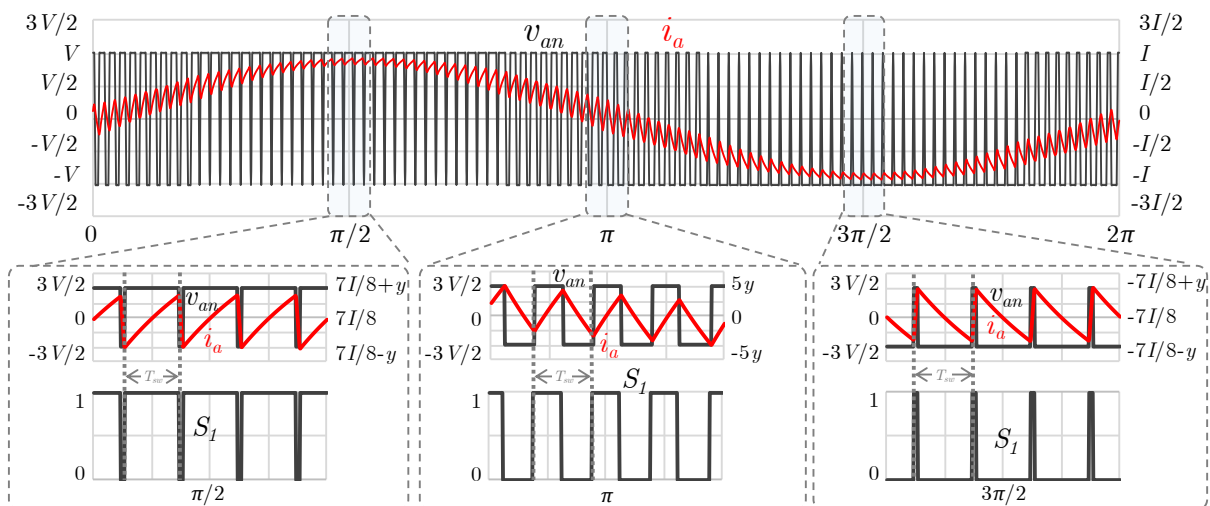


Figura 3.2 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico em meia ponte: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão  $v_{an}$ , corrente  $i_a$  e estado do semiconductor  $S_I$ .

Na literatura podem ser encontrados alguns exemplos de aplicação do conversor CA-CC bidirecional monofásico em meia ponte, tais como conversores PFC [677], conversores monofásico-trifásico [678], VEVs [679], inversores fotovoltaicos [680] e sistemas para melhoria da QEE, tais como filtros ativos de potência do tipo paralelo e UPSs [681].



### 3.2.2 Conversor CA-CC Monofásico em Ponte Completa

O conversor CA-CC em ponte completa (*full-bridge*), também denominado ponte-H, consiste na topologia monofásica mais comumente utilizada para conversores CA-CC, bem como CC-CA. Como se pode constatar na Figura 3.3, esta topologia possui quatro semicondutores de potência totalmente controlados com os respectivos díodos em antiparalelo e um condensador. Quando conectado à rede elétrica, de modo a poder funcionar com corrente controlada, bem como poder operar como conversor CC-CA, a tensão no condensador do barramento CC ( $v_{dc}$ ) deve ser, no mínimo, superior ao valor máximo instantâneo da tensão da rede elétrica. Como tal, os semicondutores empregues neste tipo de conversor deverão suportar, no mínimo, tensões iguais à tensão do barramento CC ( $v_{dc}$ ), o que é vantajoso em relação ao conversor CA-CC monofásico em meia ponte que, para a mesma tensão produzida, necessita que os semicondutores suportem o dobro da tensão.

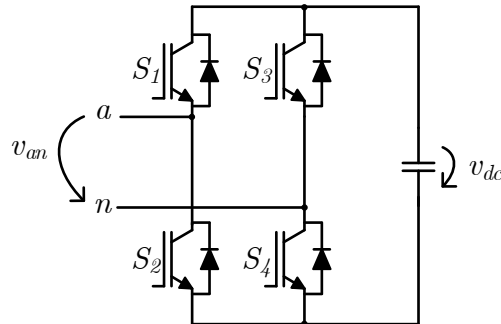


Figura 3.3 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa.

Relativamente aos estados de operação deste conversor, existem quatro estados possíveis ao invés de apenas dois ( $2^2 = 4$ ), como ilustrado na Tabela 3.2, sendo que a tensão produzida ( $v_{an}$ ) pode assumir os valores  $+v_{dc}$ , 0 ou  $-v_{dc}$ . De referir que na tabela apenas se encontram representados os estados dos semicondutores do topo de cada braço, sendo que o estado de um semicondutor  $S_{n+1}$  será sempre complementar do estado de  $S_n$  para  $n$  ímpar. O facto de produzir três níveis de tensão em vez de apenas dois faz com que este conversor apresente melhor desempenho em termos de distorção harmónica (*Total Harmonic Distortion* – THD) para as mesmas condições de operação quando comparado com a topologia em meia ponte. Alternativamente, para o mesmo desempenho em termos de THD, a topologia em ponte completa possui menores requisitos em termos de filtro passivo do lado CA.

Tabela 3.2 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa.

$S_1$	$S_3$	$v_{an}$
0	0	0
0	1	$-v_{dc}$
1	0	$+v_{dc}$
1	1	0

Na Figura 3.4 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com filtro indutivo e carga resistiva do lado CA, sendo utilizada uma fonte de tensão ideal de valor  $V$  no condensador do barramento CC, i.e.,  $v_{dc} = V$ . De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $R$ ,  $L$ ,  $y$ ,  $f$  e  $T_{sw}$  são os mesmos que os utilizados anteriormente. Na figura pode ver-se a tensão ( $v_{an}$ ) e a corrente ( $i_a$ ) produzidas pelo conversor durante um ciclo da frequência fundamental ( $f$ ). Para além disso, estas grandezas, bem como o estado dos semicondutores  $S_1$  e  $S_3$ , podem ser vistas em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de comutação  $T_{sw}$ ) para três ângulos de fase distintos, nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da tensão e corrente produzidas),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da tensão e corrente produzidas) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da tensão e corrente produzidas). Através da figura pode verificar-se que a tensão  $v_{an}$  apresenta duas regiões de funcionamento, variando entre três valores distintos ( $+V$  e  $0$  quando  $i_a > 0$  e  $0$  e  $-V$  quando  $i_a < 0$  i.e., tomando os valores  $+v_{dc}$ ,  $0$  e  $-v_{dc}$ ), sendo que a corrente  $i_a$  possui um *ripple* mais reduzido na passagem por zero, ao contrário do que se verifica na topologia em meia ponte. Para além disso, verifica-se também que a tensão e a corrente produzidas adquirem um período igual a  $T_{sw}/2$ , i.e., o dobro da frequência de operação do conversor. Tal sucede devido às duas possibilidades de produzir o nível zero, sendo possível fazer variar a tensão  $v_{an}$  em quatro estados em vez de apenas dois por cada período de comutação  $T_{sw}$ . Este facto, aliado à produção de três níveis de tensão, faz com que a topologia em ponte completa possua menores requisitos em termos de filtro passivo do lado CA do que a topologia em meia ponte.

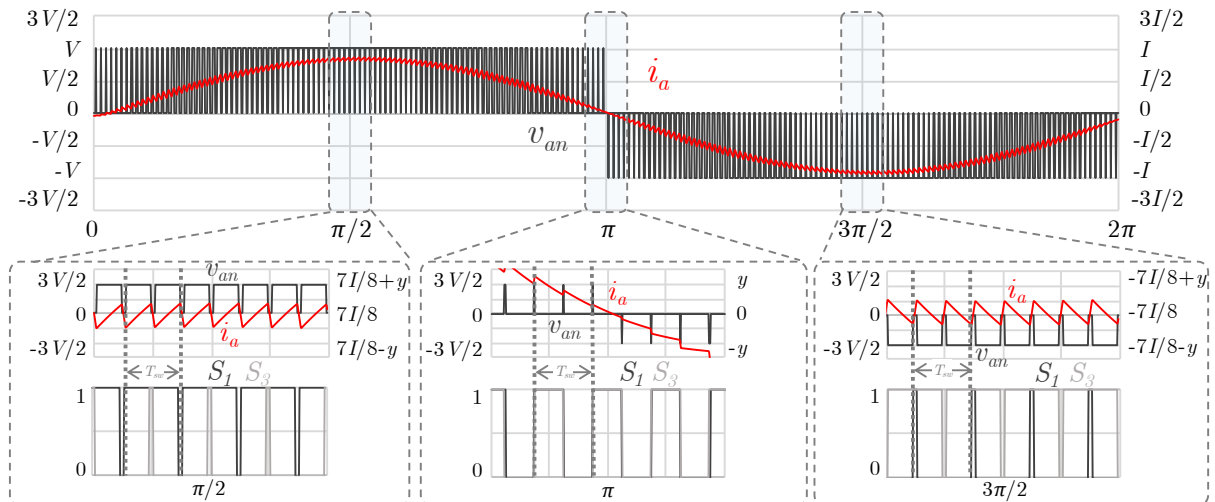


Figura 3.4 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão  $v_{an}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$  e  $S_3$ .

Dadas as referidas vantagens, o conversor CA-CC em ponte completa é bastante utilizado em aplicações monofásicas. Na literatura podem ser encontrados vários exemplos de aplicação do conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa, tais como conversores PFC [682], conversores monofásico-trifásico [678], sistemas de armazenamento de energia [683], inversores fotovoltaicos [684], transformadores de estado sólido [685] e sistemas para melhoria da QEE, tais como filtros ativos de potência do tipo paralelo [686] e série [687], bem como UPSs [688].

### 3.2.3 Conversor CA-CC Monofásico *Neutral Point Clamped*

As duas topologias de conversores CA-CC previamente referidas neste capítulo são capazes de produzir dois (no caso da topologia em meia ponte) ou três (no caso da topologia em ponte completa) níveis de tensão do lado CA. No entanto, existem topologias capazes de produzir um número superior de níveis de tensão, denominadas topologias multinível. Este termo foi inicialmente utilizado para designar conversores CA-CC capazes de produzir três ou mais níveis de tensão do lado CA [689], [690], no entanto, é mais comum associar esta designação a conversores dotados de números de níveis de tensão superiores a três, uma vez que a topologia em ponte completa permite produzir três níveis de tensão e não é considerada uma topologia multinível. Em [691] pode ser vista uma análise comparativa entre conversores CA-CC bidirecionais de dois e três níveis. Na literatura podem ser encontradas várias publicações de revisão de conversores CA-CC bidirecionais multinível [690], [692]–[698].

Uma das principais topologias de conversor CA-CC multinível que pode ser encontrada na literatura designa-se por *neutral point clamped* (NPC), tendo sido inicialmente proposta numa versão trifásica [699]

mas sendo posteriormente adaptada para versões monofásicas [700], [701]. Na Figura 3.5 pode ser visto o conversor CA-CC monofásico NPC em meia ponte de três níveis [700], constituído por quatro semicondutores de potência totalmente controlados com os respetivos díodos em antiparalelo, bem como dois díodos e dois condensadores. Quando conectado à rede elétrica, de modo a poder funcionar com corrente controlada, bem como poder operar como conversor CC-CA, a tensão em cada um dos condensadores do barramento CC ( $v_{dc}/2$ ) deve ser, no mínimo, superior ao valor máximo instantâneo da tensão da rede elétrica, tal como se sucede no conversor CA-CC monofásico em meia ponte. No entanto, os semicondutores empregues neste tipo de conversor deverão suportar, no mínimo, tensões iguais a apenas metade da tensão do barramento CC ( $v_{dc}/2$ ), i.e., a mesma tensão que os semicondutores constituintes de um conversor CA-CC monofásico em ponte completa suportariam para a mesma tensão produzida.

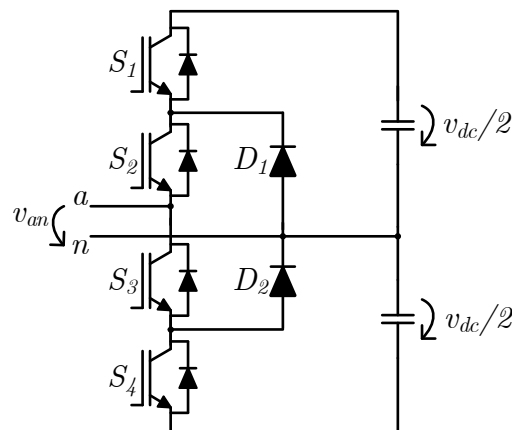


Figura 3.5 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC em meia ponte de três níveis.

Na Tabela 3.3 encontram-se apresentados os estados de operação deste conversor, onde se pode constatar que existem apenas três estados possíveis. Tal acontece porque cada um dos estados de operação pressupõe a ativação simultânea de dois semicondutores que se encontram ligados em série, invalidando uma eventual ativação dos semicondutores  $S_1$  e  $S_4$ . Cada um dos estados resulta num valor diferente de tensão produzida ( $v_{an}$ ), sendo que esta pode assumir os valores  $+v_{dc}/2$ , 0 ou  $-v_{dc}/2$ . À semelhança da topologia em ponte completa, a topologia NPC produz três níveis de tensão, no entanto, utiliza apenas metade da tensão total do barramento CC, tal como se sucede na topologia em meia ponte. De referir que na tabela apenas se encontram representados os estados dos dois semicondutores superiores ( $S_1$  e  $S_2$ ), sendo que o estado de um semicondutor  $S_{n+2}$  será sempre complementar do estado de  $S_n$ .

Tabela 3.3 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC em meia ponte de três níveis.

$S_1$	$S_2$	$v_{an}$
0	0	$-v_{dc}/2$
0	1	0
1	1	$+v_{dc}/2$

Na Figura 3.6 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com filtro indutivo e carga resistiva do lado CA, sendo utilizadas fontes de tensão ideais de valor  $V$  em cada um dos condensadores do barramento CC, i.e.,  $v_{dc} = 2V$ . De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $R$ ,  $L$ ,  $\gamma$ ,  $f$  e  $T_{sw}$  são os mesmos que os utilizados anteriormente. Na figura pode ver-se a tensão ( $v_{an}$ ) e a corrente ( $i_a$ ) produzidas pelo conversor durante um ciclo da frequência fundamental ( $f$ ). Para além disso, estas grandezas, bem como o estado dos semicondutores  $S_1$  e  $S_2$ , podem ser vistas em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de comutação  $T_{sw}$ ) para três ângulos de fase distintos, nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da tensão e corrente produzidas),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da tensão e corrente produzidas) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da tensão e corrente produzidas). Através da figura pode verificar-se que a tensão  $v_{an}$  apresenta duas regiões de funcionamento, variando entre três valores distintos ( $+V$  e  $0$  quando  $i_a > 0$  e  $0$  e  $-V$  quando  $i_a < 0$  i.e., tomando os valores  $+v_{dc}/2$ ,  $0$  e  $-v_{dc}/2$ ), sendo que a corrente  $i_a$  possui um *ripple* mais reduzido na passagem por zero, tal como se verifica na topologia em ponte completa. No entanto, não existe o efeito multiplicativo na frequência da tensão e da corrente produzidas, pelo que o *ripple* na corrente  $i_a$  é superior neste caso. Como se pode verificar nas imagens pormenorizadas, apenas um par de semicondutores se encontra em comutação em cada zona de funcionamento da tensão e corrente produzidas, estando  $S_1$  a comutar e  $S_2$  permanente ativo quando  $v_{an}$  varia entre  $+v_{dc}/2$  e  $0$  e estando  $S_2$  a comutar e  $S_1$  permanente inativo quando  $v_{an}$  varia entre  $0$  e  $-v_{dc}/2$ . Deste modo, em relação à topologia em ponte completa, apesar de apresentar um *ripple* superior na corrente de saída, a topologia NPC proporciona menores perdas de comutação para as mesmas condições de operação.

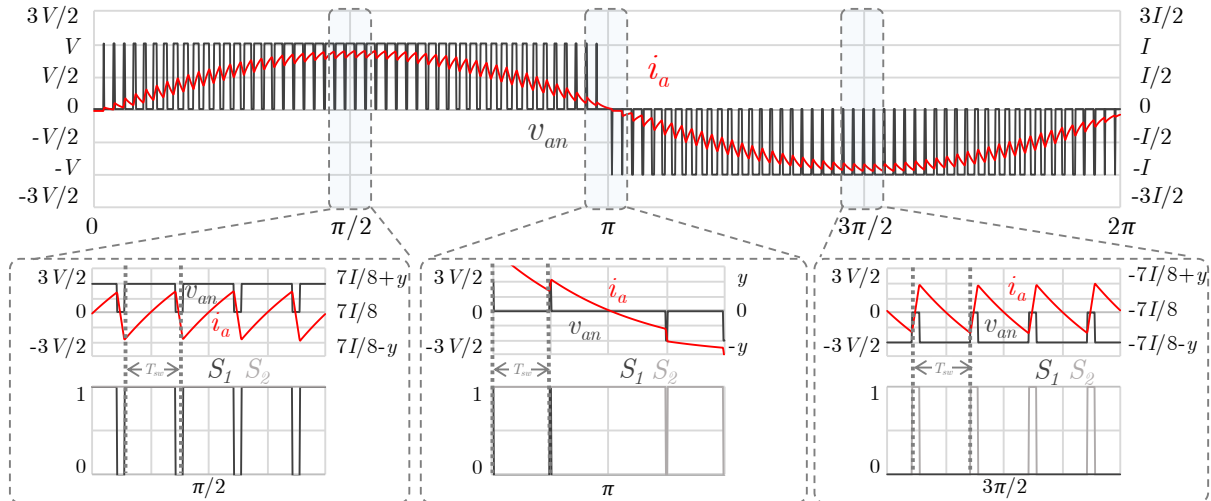


Figura 3.6 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC em meia ponte de três níveis: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão  $v_{an}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$  e  $S_2$ .

Na literatura podem ser encontrados exemplos de aplicação do conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC em meia ponte de três níveis, tais como conversores PFC [702], sistemas de interface de painéis solares fotovoltaicos com a rede elétrica [703] e UPSs com filtragem ativa [704].

Para além da versão de três níveis, a topologia NPC pode ser estendida a um número mais elevado de níveis de tensão, adquirindo vulgarmente a designação de *diode clamped* em vez de NPC para um número de níveis superior a três [690], [705]. Na Figura 3.8 pode visualizar-se o conversor CA-CC bidirecional monofásico *diode clamped* em meia ponte de cinco níveis, composto por oito semicondutores de potência com os respetivos díodos em antiparalelo, seis díodos e quatro condensadores. Quando conectado à rede elétrica, de modo a poder funcionar com corrente controlada, bem como poder operar como conversor CC-CA, a tensão em cada um dos condensadores do barramento CC ( $v_{dc}/4$ ) deve ser, no mínimo, superior a metade do valor máximo instantâneo da tensão da rede elétrica, ou seja, metade da tensão em relação à topologia NPC de três níveis para a mesma tensão CA produzida. Da mesma forma, os semicondutores totalmente controlados empregues neste tipo de conversor deverão suportar, no mínimo, tensões iguais a apenas um quarto da tensão total do barramento CC, i.e.,  $v_{dc}/4$ . No entanto, a tensão mínima que os díodos necessitam de suportar não é igual em todos os casos, sendo que  $D_1$  e  $D_6$  apenas necessitam de suportar  $v_{dc}/4$ ,  $D_3$  e  $D_4$  necessitam de suportar  $v_{dc}/2$  e  $D_2$  e  $D_5$  necessitam de suportar  $3v_{dc}/4$ . Devido a esta assimetria, na literatura é comum encontrar esta topologia esquematizada com doze díodos em vez de seis, sendo utilizado um diodo por cada tensão de bloqueio  $v_{dc}/4$ . Em termos gerais, um conversor CA-CC bidirecional monofásico *diode clamped* em meia ponte de  $n$  níveis necessita de  $2(n-1)$  semicondutores de potência totalmente controlados,  $2(n-2)$  díodos com tensões de bloqueio diferentes (ou  $(n-1)(n-2)$  díodos com tensões de bloqueio iguais) e  $n-1$

condensadores no barramento CC, sendo que cada um destes deve possuir um valor médio de tensão de  $v_{dc}/(n-1)$ . Similarmente, a tensão que cada semicondutor de potência totalmente controlado e cada diodo (considerando tensões de bloqueio iguais entre si) necessitam de suportar é de  $v_{dc}/(n-1)$ .

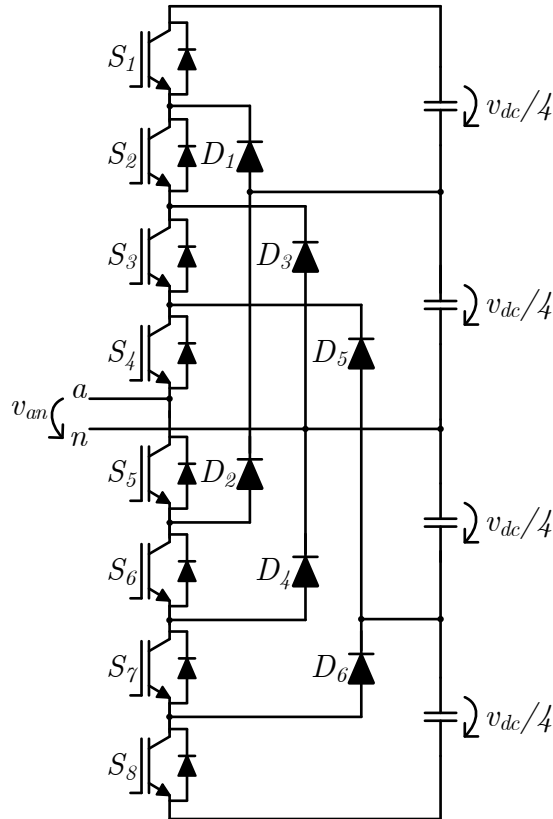


Figura 3.7 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico *diode clamped* em meia ponte de cinco níveis.

Na Tabela 3.4 encontram-se apresentados os estados de operação deste conversor, onde se pode constatar que existem cinco ( $n$ ) estados possíveis. Neste caso, cada um dos estados de operação pressupõe a ativação simultânea de quatro ( $n-1$ ) semicondutores que se encontram ligados em série. Cada um dos estados resulta num valor diferente de tensão produzida ( $v_{an}$ ), sendo que esta pode assumir os valores  $+v_{dc}/2$ ,  $+v_{dc}/4$ ,  $0$ ,  $-v_{dc}/4$  ou  $-v_{dc}/2$ . À semelhança da topologia NPC de três níveis, esta topologia utiliza apenas metade da tensão total do barramento CC. De referir que na tabela apenas se encontram representados os estados dos semicondutores superiores ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ ), sendo que o estado de um semicondutor  $S_{n+4}$  será sempre complementar do estado de  $S_n$ .

Tabela 3.4 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico *diode clamped* em meia ponte de cinco níveis.

$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$v_{an}$
0	0	0	0	$-v_{dc}/2$
0	0	0	1	$-v_{dc}/4$
0	0	1	1	0
0	1	1	1	$+v_{dc}/4$
1	1	1	1	$+v_{dc}/2$

Na Figura 3.8 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com filtro indutivo e carga resistiva do lado CA, sendo utilizadas fontes de tensão ideais de valor  $V/2$  em cada um dos condensadores do barramento CC, i.e.,  $v_{dc} = 2V$ . De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $R$ ,  $L$ ,  $y$ ,  $f$  e  $T_{sw}$  são os mesmos que os utilizados anteriormente. Na figura pode ver-se a tensão ( $v_{an}$ ) e a corrente ( $i_a$ ) produzidas pelo conversor durante um ciclo da frequência fundamental ( $f$ ). Para além disso, estas grandezas, bem como o estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ , podem ser vistas em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de comutação  $T_{sw}$ ) para três ângulos de fase distintos, nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da tensão e corrente produzidas),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da tensão e corrente produzidas) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da tensão e corrente produzidas). Através da figura pode verificar-se que a tensão  $v_{an}$  apresenta quatro regiões de funcionamento, variando entre cinco valores distintos ( $+V$  e  $+V/2$  quando  $i_a > I/2$ ,  $+V/2$  e  $0$  quando  $I/2 > i_a > 0$ ,  $0$  e  $-V/2$  quando  $-I/2 < i_a < 0$  e  $-V/2$  e  $-V$  quando  $i_a < -I/2$ , i.e., tomando os valores  $+v_{dc}/2$ ,  $+v_{dc}/4$ ,  $0$ ,  $-v_{dc}/4$  e  $-v_{dc}/2$ ), sendo que a corrente  $i_a$  possui um *ripple* mais reduzido nas passagens por zero e por  $\pm I/2$ , ou seja, nas trocas da região de funcionamento. Devido a este facto, o valor máximo do *ripple* ao longo de toda a gama de funcionamento do conversor é inferior ao valor análogo para a topologia NPC de três níveis. Como se pode verificar nas imagens pormenorizadas, tal como se sucede na topologia NPC de três níveis, apenas um par de semicondutores se encontra em comutação em cada zona de funcionamento da tensão e corrente produzidas ( $S_1$  entre  $+V$  e  $+V/2$ ,  $S_2$  entre  $+V/2$  e  $0$ ,  $S_3$  entre  $0$  e  $-V/2$  e  $S_4$  entre  $-V/2$  e  $-V$ ).



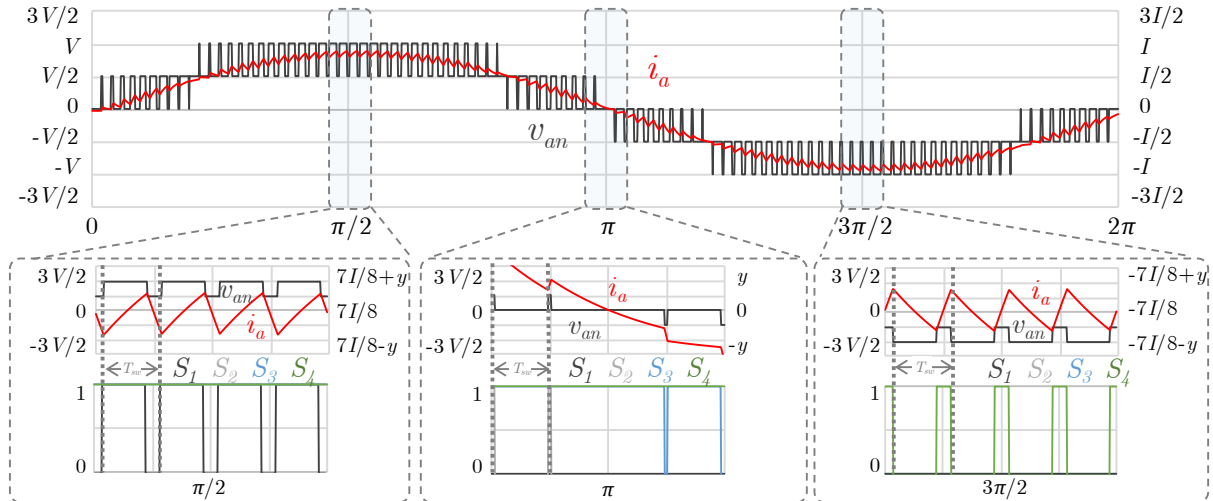


Figura 3.8 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico *diode clamped* em meia ponte de cinco níveis: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão  $v_{an}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ .

Uma abordagem que permite utilizar a tensão total do barramento CC em conversores CA-CC monofásicos NPC consiste em adicionar um outro braço ao conversor, à semelhança do que se sucede entre os conversores CA-CC bidirecionais monofásicos em ponte completa e em meia ponte. A esta topologia é atribuída a designação de conversor CA-CC monofásico NPC em ponte completa, sendo capaz de produzir um maior número de níveis de tensão que a topologia análoga em meia ponte devido à utilização total da tensão do barramento CC. Na Figura 3.9 pode ver-se o conversor CA-CC monofásico NPC em ponte completa de cinco níveis [701], constituído por dois braços da topologia de três níveis, ou seja, contendo oito semicondutores de potência totalmente controlados com os respetivos díodos em antiparalelo, bem como quatro díodos e dois condensadores. Considerando um conversor CA-CC monofásico NPC em meia ponte de  $n$  níveis, a adição de um segundo braço para formar um conversor CA-CC monofásico NPC em ponte completa dota o conversor de  $2n-1$  níveis de tensão. Quando conectado à rede elétrica, de modo a poder funcionar com corrente controlada, bem como poder operar como conversor CC-CA, a tensão total nos condensadores do barramento CC ( $v_{dc}$ ) deve ser, no mínimo, superior ao valor máximo instantâneo da tensão da rede elétrica, similarmemente ao que se sucede no conversor CA-CC monofásico em ponte completa, com a diferença de o barramento CC se encontrar dividido. No entanto, os semicondutores empregues neste tipo de conversor deverão suportar, no mínimo, tensões iguais a apenas metade da tensão do barramento CC ( $v_{dc}/2$ ), i.e., metade da tensão que os semicondutores constituintes de um conversor CA-CC monofásico em ponte completa suportariam para a mesma tensão produzida.

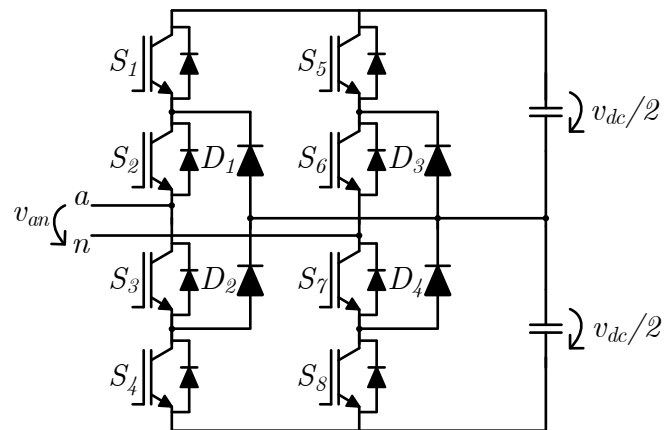


Figura 3.9 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC em ponte completa de cinco níveis.

Na Tabela 3.5 encontram-se apresentados os estados de operação deste conversor, onde se pode constatar que existem nove estados possíveis. Tal acontece porque, à semelhança da topologia NPC em meia ponte, cada um dos estados de operação pressupõe a ativação simultânea de dois semicondutores que se encontram ligados em série, invalidando uma eventual ativação dos semicondutores  $S_1$  e  $S_4$  ou  $S_5$  e  $S_8$ , por exemplo. Assim sendo, cada um dos braços do conversor apresenta os mesmos estados de operação da topologia NPC em meia ponte, sendo que os nove estados válidos são resultantes das combinações entre os três estados de cada braço. Verifica-se que a tensão produzida ( $v_{an}$ ) apresenta cinco níveis, sendo que esta pode assumir os valores  $+v_{dc}$ ,  $+v_{dc}/2$ ,  $0$ ,  $-v_{dc}/2$  ou  $-v_{dc}$ , e que existe apenas uma combinação para produzir os níveis extremos de tensão ( $\pm v_{dc}$ ), duas para cada um dos níveis intermédios ( $\pm v_{dc}/2$ ) e três para o nível zero. Pode constatar-se também que, ao contrário das topologias NPC em meia ponte, esta topologia utiliza a tensão total do barramento CC. De referir que na tabela apenas se encontram representados os estados dos semicondutores da metade superior de cada braço ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_5$  e  $S_6$ ), sendo que o estado de um semicondutor  $S_{n+2}$  será sempre complementar do estado de  $S_n$  para  $n = \{1, 2, 5, 6\}$ .

Tabela 3.5 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC em ponte completa de cinco níveis.

$S_1$	$S_2$	$S_5$	$S_6$	$v_{an}$
0	0	1	1	$-v_{dc}$
0	0	0	1	$-v_{dc}/2$
0	1	1	1	$-v_{dc}/2$
0	0	0	0	0
0	1	0	1	0
1	1	1	1	0
0	1	0	0	$+v_{dc}/2$
1	1	0	1	$+v_{dc}/2$
1	1	0	0	$+v_{dc}$

Na Figura 3.10 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com filtro indutivo e carga resistiva do lado CA, sendo utilizadas fontes de tensão ideais de valor  $V/2$  em cada um dos condensadores do barramento CC, i.e.,  $v_{dc} = V$ . De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $R$ ,  $L$ ,  $\gamma$ ,  $f$  e  $T_{sw}$  são os mesmos que os utilizados anteriormente. Na figura pode ver-se a tensão ( $v_{an}$ ) e a corrente ( $i_a$ ) produzidas pelo conversor durante um ciclo da frequência fundamental ( $f$ ). Para além disso, estas grandezas, bem como o estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_5$  e  $S_6$ , podem ser vistas em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de comutação  $T_{sw}$ ) para três ângulos de fase distintos, nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da tensão e corrente produzidas),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da tensão e corrente produzidas) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da tensão e corrente produzidas). Através da figura pode verificar-se que a tensão  $v_{an}$  apresenta quatro regiões de funcionamento, variando entre cinco valores distintos ( $+V$  e  $+V/2$  quando  $i_a > I/2$ ,  $+V/2$  e  $0$  quando  $I/2 > i_a > 0$ ,  $0$  e  $-V/2$  quando  $-I/2 < i_a < 0$  e  $-V/2$  e  $-V$  quando  $i_a < -I/2$ , i.e., tomando os valores  $+v_{dc}$ ,  $+v_{dc}/2$ ,  $0$ ,  $-v_{dc}/2$  e  $-v_{dc}$ ), sendo que a corrente  $i_a$  possui um *ripple* mais reduzido nas passagens por zero e por  $\pm I/2$ , ou seja, nas trocas da região de funcionamento. Para além disso, em relação às topologias NPC em meia ponte, verifica-se que a tensão e a corrente produzidas possuem um período de  $T_{sw}/2$ , i.e., o dobro da frequência de operação do conversor. Tal sucede devido à utilização de um esquema de comutação semelhante ao do conversor CA-CC em ponte completa, sendo utilizados os estados redundantes de  $+v_{dc}/2$ ,  $0$  e  $-v_{dc}/2$  para fazer variar a tensão  $v_{an}$  em quatro estados em vez de apenas dois por cada período de comutação  $T_{sw}$ . Devido a este facto, o valor máximo do *ripple* ao longo de toda a gama de funcionamento do conversor é inferior ao valor análogo para as topologias NPC em meia ponte com o mesmo número de níveis. Como se pode verificar nas imagens pormenorizadas, existem dois pares de semicondutores inativos e dois pares em operação (quando  $v_{an} > 0$  comutam os pares  $S_1$  e  $S_6$  e quando

$v_{an} < 0$  comutam os pares  $S_2$  e  $S_5$ ), ao contrário do que se sucede nas topologias NPC em meia ponte, onde apenas um par de semicondutores se encontra em comutação em cada zona de funcionamento da tensão e corrente produzidas. Tal como se sucede no conversor CA-CC em ponte completa, a operação de dois pares de semicondutores é responsável pela duplicação da frequência de operação do conversor na sua tensão produzida.

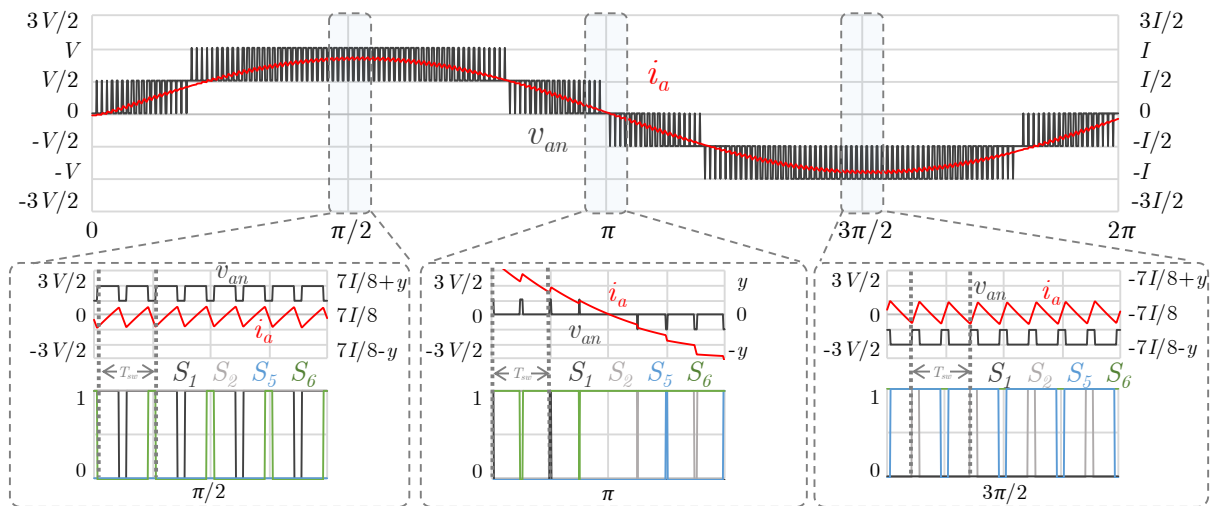


Figura 3.10 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC em ponte completa de cinco níveis: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão  $v_{an}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_5$  e  $S_6$ .

Na literatura podem ser encontrados exemplos de aplicação do conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC em ponte completa de cinco níveis, tais como sistemas de geração distribuída de energia [706], sistemas de tração para ferrovias [707] e filtros ativos de potência do tipo paralelo [708]. Em [709], [710] podem ser encontradas derivações da topologia monofásica NPC em ponte completa.

Uma abordagem semelhante à topologia NPC em ponte completa consiste em não utilizar dois braços baseados na topologia NPC em meia ponte mas apenas um, sendo o segundo braço baseado na topologia tradicional em meia ponte (de dois níveis) [711]. Deste modo, é utilizado um menor número de semicondutores de potência para o mesmo número de níveis de tensão CA produzida, sendo utilizados apenas dois semicondutores totalmente controlados adicionais em vez de quatro semicondutores totalmente controlados e dois díodos. Esta abordagem, representada na Figura 3.11, tem a denominação de conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC assimétrico [712]. Tal como a topologia NPC em ponte completa, esta é capaz de produzir cinco níveis de tensão, sendo constituída por um braço baseado na topologia NPC em meia ponte de três níveis e um braço baseado numa topologia tradicional em meia ponte de dois níveis. A sua principal desvantagem em relação à topologia NPC em ponte completa reside no facto de os semicondutores  $S_5$  e  $S_6$  (i.e., pertencentes ao braço baseado na topologia em meia ponte)

necessitam de suportar duas vezes a tensão de cada condensador do barramento CC, ou seja, necessitam de suportar a totalidade da tensão do barramento CC ( $v_{dc}$ ), ao passo que os restantes semicondutores (i.e., pertencentes ao braço baseado na topologia NPC) apenas necessitam de suportar  $v_{dc}/2$ .

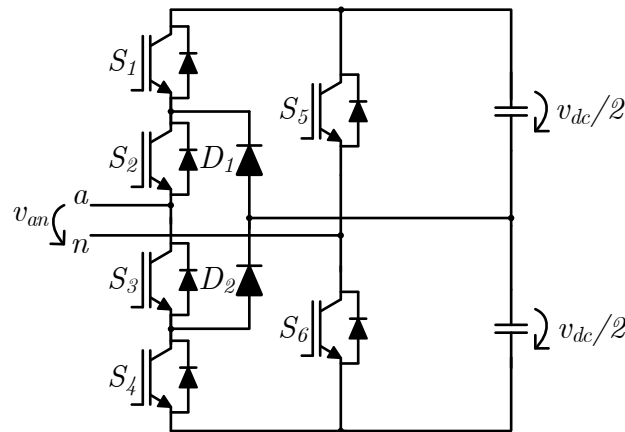


Figura 3.11 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC assimétrico de cinco níveis.

Na Tabela 3.6 encontram-se apresentados os estados de operação deste conversor, onde se pode constatar que existem apenas seis estados possíveis. Tal acontece porque cada um dos estados de operação do braço baseado na topologia NPC pressupõe a ativação simultânea de dois semicondutores que se encontram ligados em série, permitindo três estados de operação, ao passo que o braço baseado na topologia em meia ponte permite apenas dois estados. Consequentemente, os seis estados válidos são resultantes das combinações entre os três estados de um braço e os dois estados do outro braço. Verifica-se que a tensão produzida ( $v_{an}$ ) apresenta cinco níveis, sendo que esta pode assumir os valores  $+v_{dc}$ ,  $+v_{dc}/2$ ,  $0$ ,  $-v_{dc}/2$  ou  $-v_{dc}$ , e que, tal como na topologia NPC em ponte completa, é utilizada a totalidade da tensão do barramento CC. Para além disso, uma vez que existem apenas seis estados de operação, apenas um dos estados é redundante (para o nível zero). De referir que na tabela apenas se encontram representados os estados dos semicondutores da metade superior de cada braço ( $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_5$ ), sendo que, para um determinado estado de um semicondutor  $S_n$ , o seu estado será complementar num semicondutor  $S_{n+2}$  para  $n = \{1,2\}$  e  $S_{n+1}$  para  $n = 5$ .

Tabela 3.6 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC assimétrico de cinco níveis.

$S_1$	$S_2$	$S_5$	$v_{an}$
0	0	1	$-v_{dc}$
0	1	1	$-v_{dc}/2$
1	1	1	0
0	0	0	0
0	1	0	$+v_{dc}/2$
1	1	0	$+v_{dc}$

Na Figura 3.12 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com filtro indutivo e carga resistiva do lado CA nas mesmas condições que as utilizadas anteriormente. Em relação à topologia NPC em ponte completa, verifica-se que não ocorre a multiplicação da frequência na tensão produzida ( $v_{an}$ ), uma vez que não existem estados redundantes para além do nível zero, pelo que a corrente produzida ( $i_a$ ) apresenta maior *ripple* para o mesmo número de níveis de tensão produzida. No entanto, uma vantagem deste conversor é a operação do braço baseado na topologia em meia ponte à frequência fundamental da tensão e corrente produzidas em vez de operar à mesma frequência de comutação que o braço baseado na topologia NPC. Como se pode constatar na tabela anterior, os níveis de tensão negativa têm em comum o facto de o semiconductor  $S_5$  se encontrar ativo, bem como os níveis de tensão positiva têm em comum o facto de o semiconductor  $S_5$  se encontrar inativo. Para além disso, como se pode ver nas figuras pormenorizadas, apenas um par de semicondutores se encontra em operação em cada uma das zonas de funcionamento, similarmente ao que se sucede nas topologias NPC em meia ponte ( $S_1$  entre os níveis  $+v_{dc}$  e  $+v_{dc}/2$  e entre 0 e  $-v_{dc}/2$ , e  $S_2$  entre os níveis  $+v_{dc}/2$  e 0 e entre  $-v_{dc}/2$  e  $-v_{dc}$ ).

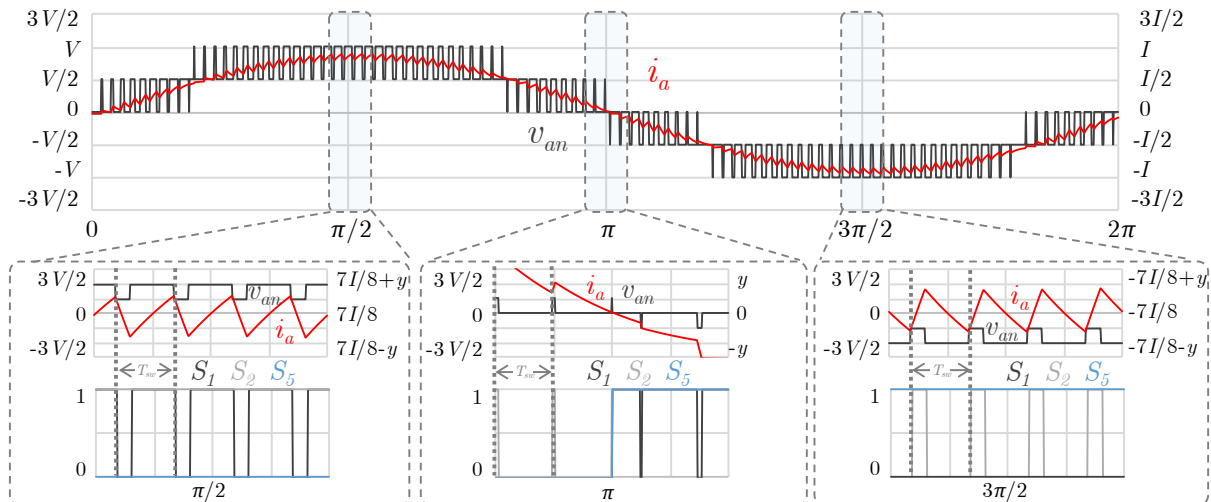
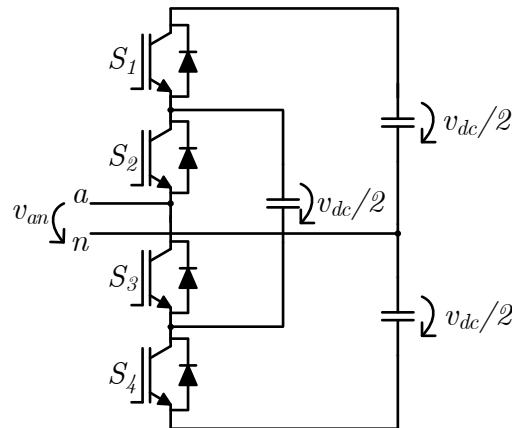


Figura 3.12 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC assimétrico de cinco níveis: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão  $v_{an}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_5$ .

Alguns exemplos de aplicação do conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC assimétrico de cinco níveis que podem ser encontrados na literatura incluem conversores PFC [711], inversores fotovoltaicos [712], filtros ativos de potência do tipo paralelo [713] e condicionadores ativos para redes elétricas ferroviárias [714].

### 3.2.4 Conversor CA-CC Monofásico *Flying Capacitor*

A topologia multinível *flying capacitor*, também denominada *capacitor clamped* ou condensador flutuante, constitui também uma das topologias clássicas de conversores CA-CC bidirecionais multinível. Esta topologia foi proposta em [715] com abordagens monofásica (em meia ponte e em ponte completa), trifásica e também para conversores CC-CC, sendo o termo *flying capacitor* cunhado posteriormente em [716]. Na Figura 3.13 pode ver-se o conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em meia ponte de três níveis, constituído por quatro semicondutores de potência totalmente controlados com os respetivos díodos em antiparalelo, bem como três condensadores, dos quais dois fazem parte do barramento CC e um constitui o denominado condensador flutuante. Pode constatar-se que a sua estrutura é semelhante à da topologia NPC em meia ponte de três níveis, sendo os díodos trocados por um condensador. Quando conectado à rede elétrica, de modo a poder funcionar com corrente controlada, bem como poder operar como conversor CC-CA, a tensão em cada um dos condensadores do barramento CC ( $v_{dc}/2$ ) deve ser, no mínimo, superior ao valor máximo instantâneo da tensão da rede elétrica, tal como se sucede na topologia NPC em meia ponte. Similarmente, os semicondutores empregues neste tipo de conversor deverão suportar, no mínimo, tensões iguais a apenas metade da tensão do barramento CC ( $v_{dc}/2$ ).


 Figura 3.13 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em meia ponte de três níveis.

Na Tabela 3.7 encontram-se apresentados os estados de operação deste conversor, onde se pode constatar que existem quatro estados possíveis ( $2^2 = 4$ ). À semelhança da topologia NPC em meia ponte, a tensão produzida ( $v_{an}$ ) pode assumir três níveis ( $+v_{dc}/2$ ,  $0$  ou  $-v_{dc}/2$ ), sendo também apenas utilizada metade da tensão total do barramento CC. No entanto, ao contrário da topologia NPC em meia ponte, existe um estado redundante para produzir o nível zero. De referir que na tabela apenas se encontram representados os estados dos dois semicondutores superiores ( $S_1$  e  $S_2$ ), sendo que o estado de um semicondutor  $S_{5-n}$  será sempre complementar do estado de  $S_n$ . Comparativamente à topologia NPC, na topologia *flying capacitor* os pares complementares encontram-se espelhados em relação ao ponto central do braço formado pelos semicondutores de potência (ponto  $a$ ).

 Tabela 3.7 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em meia ponte de três níveis.

$S_1$	$S_2$	$v_{an}$
0	0	$-v_{dc}/2$
0	1	0
1	0	0
1	1	$+v_{dc}/2$

Na Figura 3.14 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com filtro indutivo e carga resistiva do lado CA, sendo utilizadas fontes de tensão ideais de valor  $V$  em cada um dos condensadores do barramento CC, i.e.,  $v_{dc} = 2V$ . De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $R$ ,  $L$ ,  $\gamma$ ,  $f$  e  $T_{sw}$  são os mesmos que os utilizados anteriormente. Na figura pode ver-se a tensão ( $v_{an}$ ) e a corrente ( $i_a$ ) produzidas pelo conversor durante um ciclo da frequência fundamental ( $f$ ). Para além disso, estas grandezas, bem como o estado dos semicondutores  $S_1$  e  $S_2$ , podem ser vistas em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de comutação  $T_{sw}$ ) para três ângulos de fase distintos, nomeadamente em  $\pi/2$



( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da tensão e corrente produzidas),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da tensão e corrente produzidas) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da tensão e corrente produzidas). Através da figura pode verificar-se que a tensão  $v_{an}$  apresenta duas regiões de funcionamento, variando entre três valores distintos ( $+V$  e  $0$  quando  $i_a > 0$  e  $0$  e  $-V$  quando  $i_a < 0$  i.e., tomando os valores  $+v_{dc}/2$ ,  $0$  e  $-v_{dc}/2$ ), sendo que a corrente  $i_a$  possui um *ripple* mais reduzido na passagem por zero, tal como se verifica na topologia NPC em meia ponte. No entanto, constata-se que a tensão e a corrente produzidas adquirem um período de  $T_{sw}/2$ , i.e., a frequência resultante é o dobro da frequência de operação do conversor. Tal deve-se à possibilidade de aplicar um esquema de comutação semelhante ao do conversor CA-CC em ponte completa, sendo utilizados os estados redundantes para produzir o nível zero para fazer variar a tensão  $v_{an}$  em quatro estados em vez de apenas dois por cada período de comutação  $T_{sw}$ . Devido a este facto, o valor máximo do *ripple* ao longo de toda a gama de funcionamento do conversor é inferior ao valor análogo para as topologias NPC em meia ponte com o mesmo número de níveis. Como se pode verificar nas imagens pormenorizadas, ambos os pares de semicondutores se encontram em comutação em cada zona de funcionamento da tensão e corrente produzidas. Deste modo, em relação à topologia NPC em meia ponte, a topologia *flying capacitor* apresenta um *ripple* inferior na corrente de saída, ao passo que a topologia NPC proporciona menores perdas de comutação para as mesmas condições de operação. De referir que o esquema de comutação utilizado na topologia NPC em meia ponte pode ser também aplicado à topologia *flying capacitor* em meia ponte.

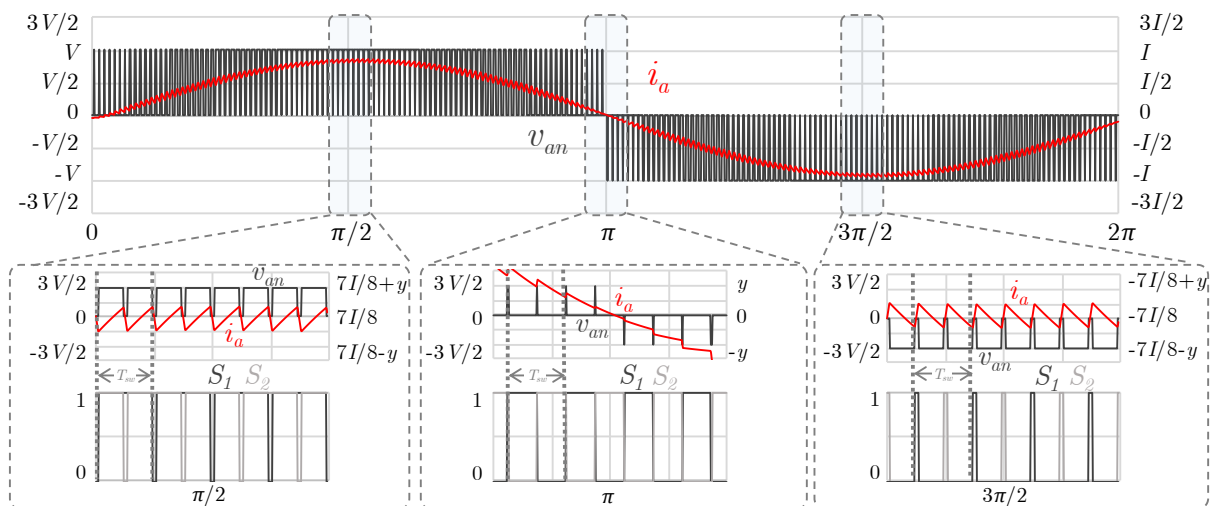


Figura 3.14 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em meia ponte de três níveis: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão  $v_{an}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$  e  $S_2$ .

Tal como se sucede na topologia NPC, a topologia *flying capacitor* pode ser estendida a um número mais elevado de níveis de tensão. Na Figura 3.15 pode visualizar-se o conversor CA-CC bidirecional monofásico

*flying capacitor* de cinco níveis, composto por oito semicondutores de potência com os respetivos díodos em antiparalelo e cinco condensadores, dos quais dois fazem parte do barramento CC e três representam os denominados condensadores flutuantes. Quando conectado à rede elétrica, de modo a poder funcionar com corrente controlada, bem como poder operar como conversor CC-CA, a tensão em cada um dos condensadores do barramento CC ( $v_{dc}/2$ ) deve ser, no mínimo, superior ao valor máximo instantâneo da tensão da rede elétrica, tal como na topologia de três níveis. Neste caso, os semicondutores totalmente controlados empregues neste tipo de conversor deverão suportar, no mínimo, tensões iguais a apenas um quarto da tensão total do barramento CC, i.e.,  $v_{dc}/4$ . Para além disso, a tensão nos condensadores flutuantes não é igual em todos os casos, sendo que o condensador conectado entre os semicondutores  $S_3$  e  $S_6$  apenas necessita de ser carregado com  $v_{dc}/4$ , o condensador conectado entre os semicondutores  $S_2$  e  $S_7$  necessita de ser carregado com  $v_{dc}/2$  e o condensador conectado entre os semicondutores  $S_1$  e  $S_8$  necessita de ser carregado com  $3v_{dc}/4$ . Devido a esta assimetria, na literatura é comum encontrar esta topologia esquematizada com dez condensadores em vez de cinco, sendo utilizado um condensador para cada nível de tensão  $v_{dc}/4$ . Em termos gerais, um conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em meia ponte de  $n$  níveis necessita de  $2(n-1)$  semicondutores de potência totalmente controlados, tal como na topologia NPC em meia ponte,  $(n-2)$  condensadores flutuantes com tensões diferentes (ou  $(n-1)(n-2)/2$  condensadores com tensões iguais) e 2 condensadores no barramento CC (ou  $n-1$  se se considerar que a tensão em cada um deles é igual à tensão de cada condensador flutuante). Considerando que os condensadores possuem tensões iguais entre si, cada um deles deverá ter um valor de tensão de  $v_{dc}/(n-1)$ . Similarmente, a tensão que cada semicondutor de potência totalmente controlado e cada condensador necessitam de suportar é de  $v_{dc}/(n-1)$ . Comparativamente com a topologia NPC em meia ponte, verifica-se que o número de condensadores flutuantes a utilizar é metade do número de díodos, sendo possível ter apenas dois condensadores no barramento CC, o que não é possível nas topologias *diode clamped* (i.e., com número de níveis superior a três).

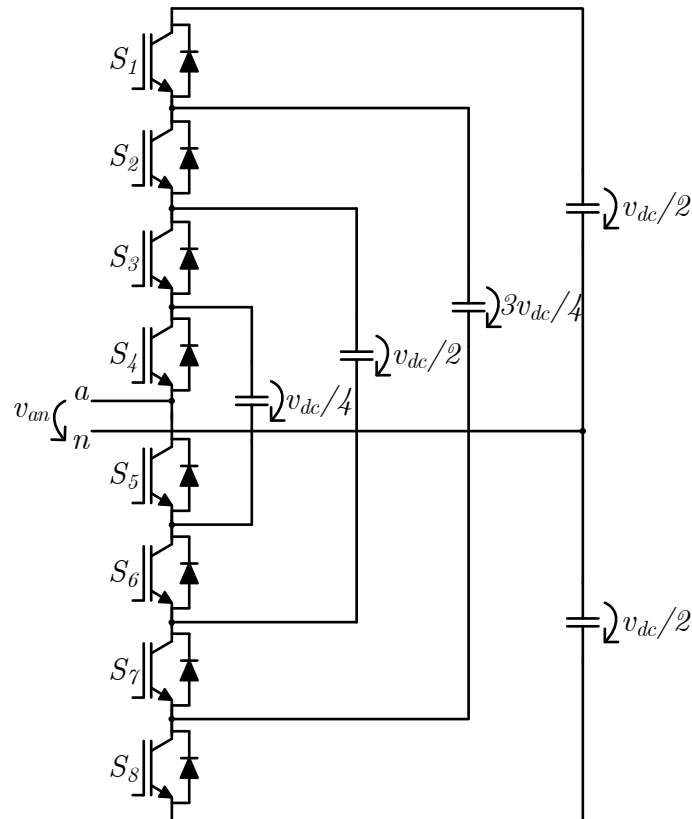


Figura 3.15 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em meia ponte de cinco níveis.

Na Tabela 3.8 encontram-se apresentados os estados de operação deste conversor, onde se pode constatar que existem catorze estados possíveis. A tensão produzida ( $v_{an}$ ) pode assumir os valores  $+v_{dc}/2$ ,  $+v_{dc}/4$ ,  $0$ ,  $-v_{dc}/4$  ou  $-v_{dc}/2$ , sendo que existe apenas uma combinação para produzir os níveis extremos de tensão ( $\pm v_{dc}/2$ ), três para cada um dos níveis intermédios ( $\pm v_{dc}/4$ ) e seis para o nível zero. À semelhança da topologia *flying capacitor* de três níveis, esta topologia utiliza apenas metade da tensão total do barramento CC. De referir que na tabela apenas se encontram representados os estados dos semicondutores superiores ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ ), sendo que o estado de um semicondutor  $S_{9-n}$  será sempre complementar do estado de  $S_n$ .

Tabela 3.8 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em meia ponte de cinco níveis.

$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$v_{an}$
0	0	0	0	$-v_{dc}/2$
0	0	0	1	$-v_{dc}/4$
0	0	1	0	$-v_{dc}/4$
1	0	0	0	$-v_{dc}/4$
0	0	1	1	0
1	1	0	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	0
1	0	1	0	0
1	0	0	1	0
1	1	1	0	$+v_{dc}/4$
1	0	1	1	$+v_{dc}/4$
0	1	1	1	$+v_{dc}/4$
1	1	1	1	$+v_{dc}/2$

Na Figura 3.16 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com filtro indutivo e carga resistiva do lado CA, sendo utilizadas fontes de tensão ideais de valor  $V/2$  em cada um dos condensadores do barramento CC, i.e.,  $v_{dc} = 2V$ . De referir que os valores de  $V, I, R, L, \gamma, f$  e  $T_{sw}$  são os mesmos que os utilizados anteriormente. Na figura pode ver-se a tensão ( $v_{an}$ ) e a corrente ( $i_a$ ) produzidas pelo conversor durante um ciclo da frequência fundamental ( $f$ ). Para além disso, estas grandezas, bem como o estado dos semicondutores  $S_1, S_2, S_3$  e  $S_4$ , podem ser vistas em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de comutação  $T_{sw}$ ) para três ângulos de fase distintos, nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da tensão e corrente produzidas),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da tensão e corrente produzidas) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da tensão e corrente produzidas). Através da figura pode verificar-se que a tensão  $v_{an}$  apresenta quatro regiões de funcionamento, variando entre cinco valores distintos ( $+V$  e  $+V/2$  quando  $i_a > I/2$ ,  $+V/2$  e  $0$  quando  $I/2 > i_a > 0$ ,  $0$  e  $-V/2$  quando  $-I/2 < i_a < 0$  e  $-V/2$  e  $-V$  quando  $i_a < -I/2$ , i.e., tomando os valores  $+v_{dc}/2, +v_{dc}/4, 0, -v_{dc}/4$  e  $-v_{dc}/2$ ). Para além disso, constata-se que a tensão  $v_{an}$  adquire um período de  $T_{sw}/4$ , i.e., a sua frequência é quatro vezes superior à frequência de operação do conversor, uma vez que a topologia *flying capacitor* permite que os estados redundantes sejam utilizados neste sentido, fazendo com que a corrente  $i_a$  possua um *ripple* reduzido. Tal como se sucede com a topologia de três níveis, todos os pares de semicondutores se encontram constantemente em comutação, permitindo o

estabelecimento de oito estados de operação num dado período de comutação  $T_{sw}$  e resultando na multiplicação da frequência da tensão produzida por um fator de quatro. De referir que, de forma semelhante à topologia de três níveis, o esquema de comutação utilizado na topologia NPC em meia ponte pode ser também aplicado à topologia *flying capacitor* em meia ponte.

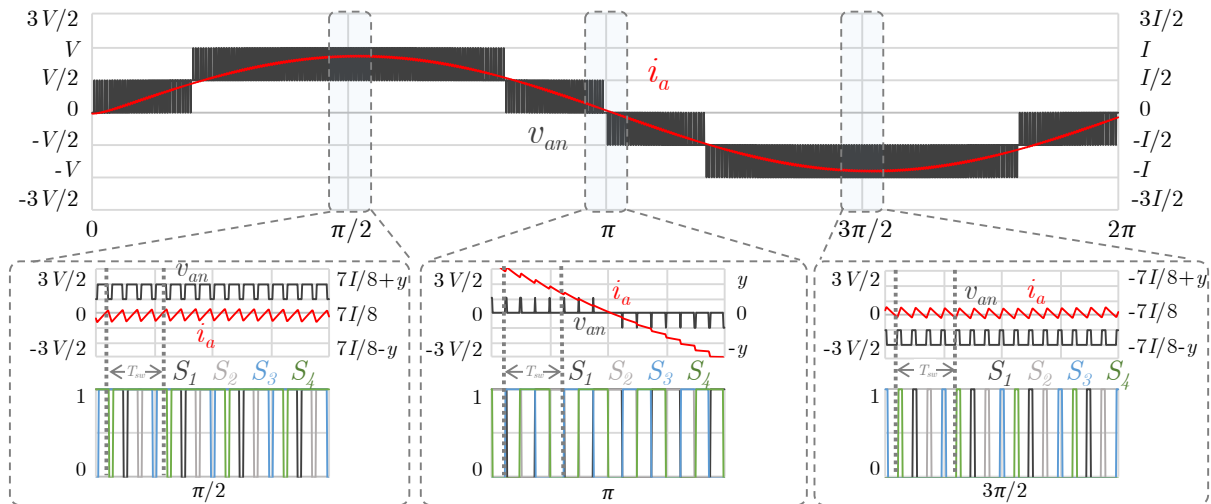


Figura 3.16 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em meia ponte de cinco níveis: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão  $v_{an}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ .

Na literatura podem ser encontrados exemplos de aplicação do conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em meia ponte de três níveis, tais como inversores fotovoltaicos [717] e filtros ativos de potência do tipo paralelo [718], e de cinco níveis, tais como amplificadores de potência para sistemas mecatrónicos [719]. Pode também encontrar-se implementações deste conversor baseadas em MOSFETs em nitreto de gálio para topologias de três níveis [720], seis níveis [721], sete níveis [722] e nove níveis [723].

De forma similar à topologia NPC, uma abordagem que permite utilizar a tensão total do barramento CC em conversores CA-CC monofásicos *flying capacitor* consiste em adicionar um outro braço ao conversor. A esta topologia é atribuída a designação de conversor CA-CC monofásico *flying capacitor* em ponte completa, sendo capaz de produzir um maior número de níveis de tensão que a topologia análoga em meia ponte devido à utilização total da tensão do barramento CC. Na Figura 3.17 pode ver-se o conversor CA-CC monofásico *flying capacitor* em ponte completa de cinco níveis, constituído por dois braços da topologia de três níveis, ou seja, contendo oito semicondutores de potência totalmente controlados com os respetivos diodos em antiparalelo, bem como dois condensadores flutuantes. Contrariamente à topologia *flying capacitor* em meia ponte e às topologias NPC no geral, constata-se que o barramento CC não é dividido. Tal como se verifica no conversor CA-CC monofásico NPC, considerando um conversor

CA-CC monofásico *flying capacitor* em meia ponte de  $n$  níveis, a adição de um segundo braço para formar um conversor CA-CC monofásico *flying capacitor* em ponte completa dota o conversor de  $2n-1$  níveis de tensão. Quando conectado à rede elétrica, de modo a poder funcionar com corrente controlada, bem como poder operar como conversor CC-CA, a tensão no condensador do barramento CC ( $v_{dc}$ ) deve ser, no mínimo, superior ao valor máximo instantâneo da tensão da rede elétrica, semelhante ao que se sucede no conversor CA-CC monofásico em ponte completa. Tal como na topologia *flying capacitor* em meia ponte, os semicondutores empregues neste tipo de conversor deverão suportar, no mínimo, tensões iguais a apenas metade da tensão do barramento CC ( $v_{dc}/2$ ).

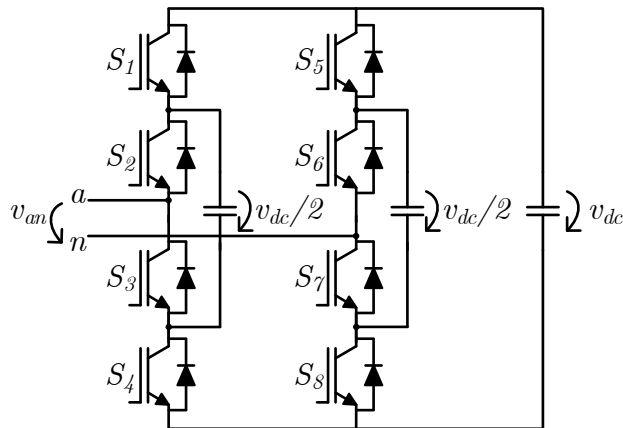


Figura 3.17 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em ponte completa de cinco níveis.

Na Tabela 3.9 encontram-se apresentados os estados de operação deste conversor, onde se pode constatar que existem dezasseis estados possíveis. Ao contrário das topologias NPC, é possível efetuar qualquer combinação de estados ( $2^4 = 16$ ), desde que se verifique a correta complementaridade entre cada par de semicondutores. Verifica-se que a tensão produzida ( $v_{an}$ ) apresenta cinco níveis, sendo que esta pode assumir os valores  $+v_{dc}$ ,  $+v_{dc}/2$ ,  $0$ ,  $-v_{dc}/2$  ou  $-v_{dc}$ , e que existe apenas uma combinação para produzir os níveis extremos de tensão ( $\pm v_{dc}$ ), quatro para cada um dos níveis intermédios ( $\pm v_{dc}/2$ ) e seis para o nível zero. Pode constatar-se também que, ao contrário das topologias NPC e *flying capacitor* em meia ponte, esta topologia utiliza a tensão total do barramento CC, tal como a topologia NPC em ponte completa. De referir que na tabela apenas se encontram representados os estados dos semicondutores da metade superior de cada braço ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_5$  e  $S_6$ ), sendo que o estado de um semicondutor  $S_n$  será sempre complementar do estado de  $S_{5-n}$  para  $n = \{1,2,3,4\}$  e de  $S_{13-n}$  para  $n = \{5,6,7,8\}$ .

Tabela 3.9 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em ponte completa de cinco níveis.

$S_1$	$S_2$	$S_5$	$S_6$	$v_{an}$
0	0	1	1	$-v_{dc}$
0	0	0	1	$-v_{dc}/2$
0	0	1	0	$-v_{dc}/2$
0	1	1	1	$-v_{dc}/2$
1	0	1	1	$-v_{dc}/2$
0	0	0	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	
1	0	0	1	0
1	0	1	0	0
1	1	1	1	0
0	1	0	0	$+v_{dc}/2$
1	0	0	0	$+v_{dc}/2$
1	1	0	1	$+v_{dc}/2$
1	1	1	0	$+v_{dc}/2$
1	1	0	0	$+v_{dc}$

Na Figura 3.18 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com filtro indutivo e carga resistiva do lado CA, sendo utilizada uma fonte de tensão ideal de valor  $V$  no condensador do barramento CC, i.e.,  $v_{dc} = V$ . De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $R$ ,  $L$ ,  $y$ ,  $f$  e  $T_{sw}$  são os mesmos que os utilizados anteriormente. Na figura pode ver-se a tensão ( $v_{an}$ ) e a corrente ( $i_a$ ) produzidas pelo conversor durante um ciclo da frequência fundamental ( $f$ ). Para além disso, estas grandezas, bem como o estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_5$  e  $S_6$ , podem ser vistas em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de comutação  $T_{sw}$ ) para três ângulos de fase distintos, nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da tensão e corrente produzidas),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da tensão e corrente produzidas) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da tensão e corrente produzidas). Através da figura pode verificar-se que a tensão  $v_{an}$  apresenta quatro regiões de funcionamento, variando entre cinco valores distintos ( $+V$  e  $+V/2$  quando  $i_a > I/2$ ,  $+V/2$  e  $0$  quando  $I/2 > i_a > 0$ ,  $0$  e  $-V/2$  quando  $-I/2 < i_a < 0$  e  $-V/2$  e  $-V$  quando  $i_a < -I/2$ , i.e., tomando os valores  $+v_{dc}$ ,  $+v_{dc}/2$ ,  $0$ ,  $-v_{dc}/2$  e  $-v_{dc}$ ). Para além disso, tal como nas topologias *flying capacitor* em meia ponte, verifica-se que a tensão e a corrente produzidas possuem um período inferior a  $T_{sw}$ , neste caso  $T_{sw}/4$ , i.e., possuem uma frequência quatro vezes superior à frequência de operação do conversor. Similarmente à topologia *flying capacitor* em meia ponte de cinco níveis, são utilizados os estados redundantes de  $+v_{dc}/2$ ,  $0$  e  $-v_{dc}/2$  para fazer variar a tensão

$v_{an}$  em quatro estados em vez de apenas dois por cada período de comutação  $T_{sw}$ . Devido a este facto, o valor máximo do *ripple* ao longo de toda a gama de funcionamento do conversor é inferior ao valor análogo para as topologias NPC em ponte completa com o mesmo número de níveis, uma vez que nestas o efeito multiplicativo na frequência da tensão produzida é metade relativamente ao verificado nas topologias *flying capacitor* em ponte completa. Como se pode verificar nas imagens pormenorizadas, todos os pares de semicondutores se encontram constantemente em comutação, estando tal facto associado à multiplicação da frequência de operação do conversor na sua tensão produzida.

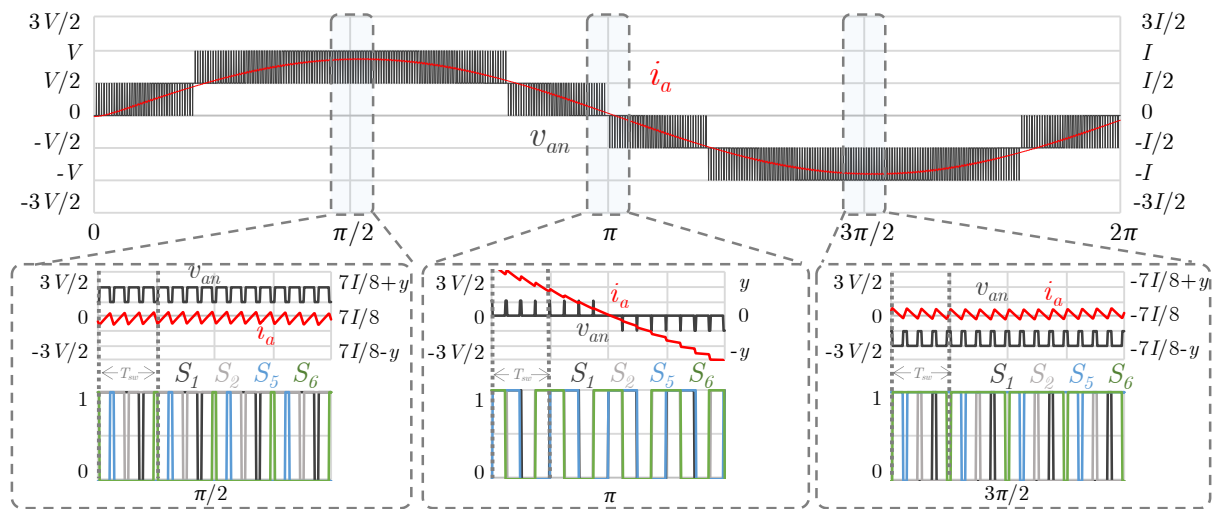


Figura 3.18 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em ponte completa de cinco níveis: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão  $v_{an}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_5$  e  $S_6$ .

Na literatura podem ser encontrados exemplos de aplicação do conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em ponte completa de cinco níveis, tais como retificadores ativos [724], filtros ativos de potência do tipo paralelo [725], transformadores de estado sólido [726] e sistemas de tração para ferrovias [727].

Similarmente à migração da topologia NPC em ponte completa para a topologia NPC assimétrica, também a topologia *flying capacitor* é passível de sofrer a mesma alteração. Este conversor, denominado conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em ponte completa assimétrico, foi proposto em [728] numa versão de cinco níveis, como ilustrado na Figura 3.19. Este conversor de cinco níveis possui um braço baseado na topologia *flying capacitor* de três níveis e outro baseado na topologia tradicional em meia ponte, i.e., de dois níveis, contendo seis semicondutores totalmente controlados com os respetivos díodos em antiparalelo, um condensador flutuante e um condensador no barramento CC. Tal como se verifica na topologia *flying capacitor* em ponte completa, o barramento CC não necessita de ser dividido.



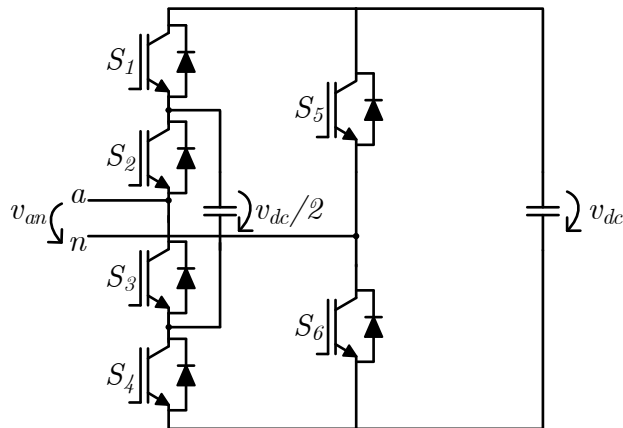


Figura 3.19 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em ponte completa assimétrico de cinco níveis.

Na Tabela 3.10 encontram-se apresentados os estados de operação deste conversor, onde se pode constatar que existem oito estados possíveis. Ao contrário da topologia NPC assimétrica, e à semelhança das restantes topologias *flying capacitor*, verifica-se que todas as combinações existentes são possíveis ( $2^3 = 8$ ), desde que se verifique a correta complementaridade entre cada par de semicondutores. Verifica-se que a tensão produzida ( $v_{an}$ ) apresenta cinco níveis, sendo que esta pode assumir os valores  $+v_{dc}$ ,  $+v_{dc}/2$ ,  $0$ ,  $-v_{dc}/2$  ou  $-v_{dc}$ , e que existe apenas uma combinação para produzir os níveis extremos de tensão ( $\pm v_{dc}$ ), duas para cada um dos níveis intermédios ( $\pm v_{dc}/2$ ) e duas para o nível zero. À semelhança das restantes topologias em ponte completa, é utilizada a totalidade da tensão do barramento CC. De referir que na tabela apenas se encontram representados os estados dos semicondutores da metade superior de cada braço ( $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_5$ ), sendo que, para um determinado estado de um semicondutor  $S_n$ , o seu estado será complementar num semicondutor  $S_{5-n}$  para  $n = \{1,2\}$  e  $S_{n+1}$  para  $n = 5$ .

Tabela 3.10 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em ponte completa assimétrico de cinco níveis.

$S_1$	$S_2$	$S_5$	$v_{an}$
0	0	1	$-v_{dc}$
0	1	1	$-v_{dc}/2$
1	0	1	$-v_{dc}/2$
1	1	1	0
0	0	0	0
0	1	0	$+v_{dc}/2$
1	0	0	$+v_{dc}/2$
1	1	0	$+v_{dc}$

Na Figura 3.20 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com filtro indutivo e carga resistiva do lado CA nas mesmas condições que as utilizadas anteriormente. Em relação à topologia *flying capacitor* em ponte completa, verifica-se que, para o mesmo número de níveis, a frequência da tensão produzida ( $v_{an}$ ) aumenta apenas metade, i.e., aumenta para o dobro em vez de quatro vezes, pelo que a corrente produzida ( $i_a$ ) apresenta maior *ripple* para o mesmo número de níveis de tensão produzida. No entanto, à semelhança do conversor NPC assimétrico, uma vantagem deste conversor é a operação do braço baseado na topologia em meia ponte à frequência fundamental da tensão e corrente produzidas em vez de operar à mesma frequência de comutação que o braço baseado na topologia *flying capacitor*. Como se pode constatar na tabela anterior, os níveis de tensão negativa têm em comum o facto de o semicondutor  $S_5$  se encontrar ativo, bem como os níveis de tensão positiva têm em comum o facto de o semicondutor  $S_5$  se encontrar inativo. Ao contrário da topologia NPC assimétrica de cinco níveis, onde apenas existe um par de semicondutores em comutação em cada uma das zonas de funcionamento, nesta topologia existem dois, tal como se sucede na topologia *flying capacitor* em meia ponte de três níveis. Como referido previamente, este facto está relacionado com o efeito multiplicativo na frequência da tensão  $v_{an}$ , que existe na topologia *flying capacitor* em ponte completa assimétrica mas não existe na topologia NPC assimétrica de cinco níveis.

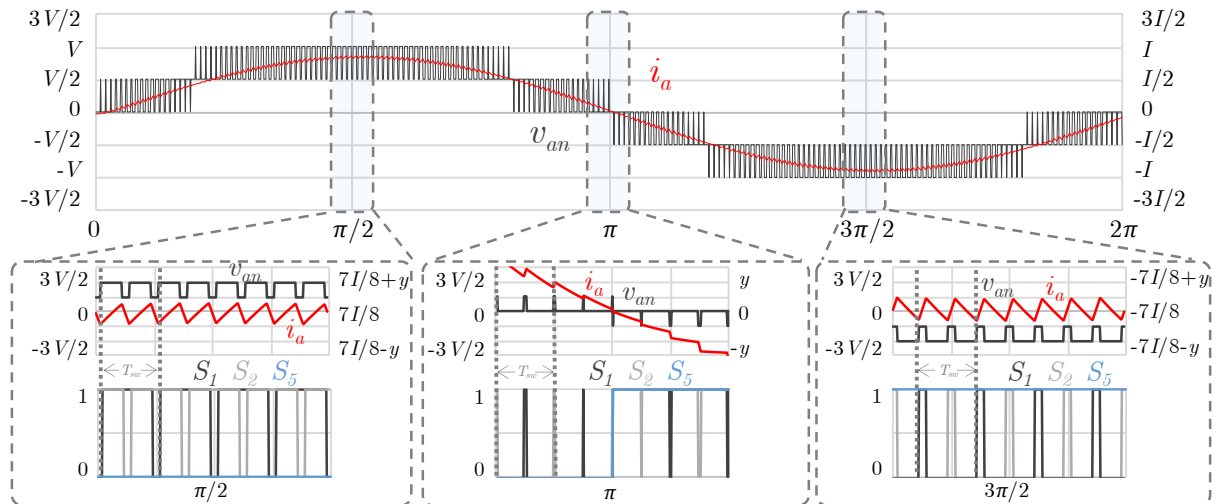


Figura 3.20 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em ponte completa assimétrico de cinco níveis: tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão  $v_{an}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_5$ .

Na literatura podem ser encontrados exemplos de aplicação do conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em ponte completa assimétrico de cinco níveis, tais como UPSs [728] e conversores CA-CC-CA [729].

### 3.2.5 Conversor CA-CC Monofásico em Ponte Completa em Cascata

O conversor CA-CC em ponte completa em cascata (*cascaded H-bridge*) é um tipo de conversor CA-CC multinível formado por  $n$  células, nomeadamente conversores CA-CC em ponte completa. Estas células encontram-se ligadas em série entre si, daí a designação de ponte completa em cascata para esta topologia de conversor CA-CC multinível. Na Figura 3.21 encontra-se ilustrada a referida topologia para um número de células igual a  $n$ , composta por  $4n$  semicondutores de potência totalmente controlados com os respetivos díodos em antiparalelo e  $n$  condensadores, nomeadamente um no barramento CC de cada célula. Quando conectado à rede elétrica, de modo a poder funcionar com corrente controlada, bem como poder operar como conversor CC-CA, a tensão total nos condensadores do barramento CC ( $\sum v_{dc\{1,\dots,n\}}$ ) deve ser, no mínimo, superior ao valor máximo instantâneo da tensão da rede elétrica. Porém, os semicondutores empregues neste tipo de conversor deverão suportar, no mínimo, tensões iguais à tensão do barramento CC da respetiva célula onde se encontram conectados. De referir que, ao contrário do que se sucede nas topologias multinível NPC, as diversas tensões do lado CC do conversor ( $v_{dc\{1,\dots,n\}}$ ) encontram-se isoladas entre si.

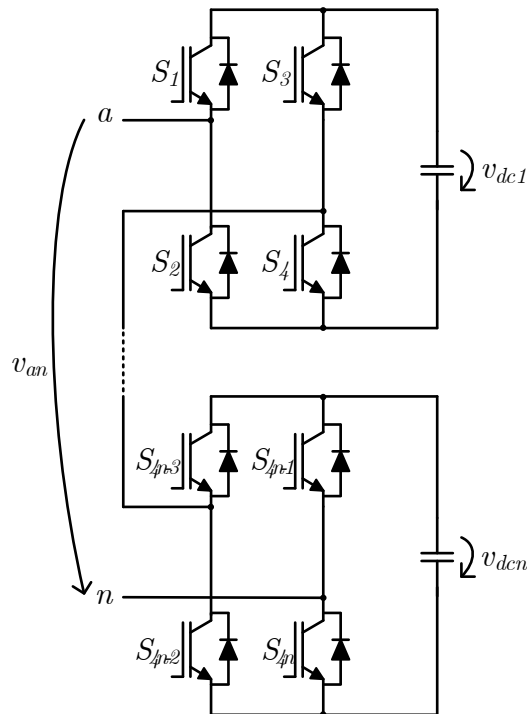


Figura 3.21 – Conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa em cascata de  $n$  células.

O conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa em cascata pode ser configurado com uma de duas abordagens, nomeadamente a simétrica e a assimétrica. A sua abordagem mais simples é denominada simétrica, o que significa que as tensões do lado CC de cada célula têm todas o mesmo valor. Com a abordagem simétrica, um conversor CA-CC em ponte completa em cascata constituído por  $n$  células é capaz de produzir  $2n+1$  níveis de tensão no seu lado CA. Por exemplo, na sua versão mais básica, ou seja, com  $n = 1$  (i.e., ponte completa tradicional), esta topologia é capaz de produzir três níveis de tensão do lado CA, como visto anteriormente. Para  $n = 2$ , o número de níveis de tensão passa a cinco, para  $n = 3$  passa a sete e assim sucessivamente. Na Tabela 3.11 encontram-se representados os dezasseis estados de operação ( $2^4 = 16$ ) deste tipo de conversor para um número de células igual a dois e com abordagem simétrica, sendo a tensão em cada barramento CC igual a  $v_{dc}$ . Como tal, esta topologia é capaz de produzir cinco níveis de tensão, sendo que a tensão produzida ( $v_{an}$ ) pode assumir os valores  $+2v_{dc}$ ,  $+v_{dc}$ ,  $0$ ,  $-v_{dc}$  ou  $-2v_{dc}$ . Neste caso, existe mais do que um estado capaz de produzir o mesmo valor de tensão, à exceção dos valores extremos ( $+2v_{dc}$  e  $-2v_{dc}$ ). Contrariamente ao que se sucede nas topologias NPC em meia ponte, esta topologia utiliza a tensão total do barramento CC das diversas células. De referir que na tabela apenas se encontram representados os estados dos semicondutores superiores de cada braço ( $S_1$ ,  $S_3$ ,  $S_5$  e  $S_7$ ), sendo que o estado de um semicondutor  $S_{n+1}$  será sempre complementar do estado de  $S_n$  para  $n$  ímpar.

Tabela 3.11 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa em cascata de duas células com configuração simétrica (cinco níveis).

$S_1$	$S_3$	$S_5$	$S_7$	$v_{an}$
0	1	0	1	$-2v_{dc}$
0	1	0	0	$-v_{dc}$
0	1	1	1	$-v_{dc}$
0	0	0	1	$-v_{dc}$
1	1	0	1	$-v_{dc}$
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
1	1	0	0	0
1	1	1	1	0
1	0	0	1	0
0	1	1	0	0
1	0	0	0	$+v_{dc}$
1	0	1	1	$+v_{dc}$
0	0	1	0	$+v_{dc}$
1	1	1	0	$+v_{dc}$
1	0	1	0	$+2v_{dc}$

Para além da abordagem simétrica, existe também a abordagem assimétrica, que consiste em utilizar valores de tensão diferentes entre si no barramento CC de cada célula. Desta forma, grande parte dos estados redundantes para a produção de um mesmo nível de tensão do lado CA, existentes nas abordagens simétricas, deixam de existir nas abordagens assimétricas. Esta abordagem foi proposta em [730], sendo o conversor cunhado com o termo conversor CA-CC em ponte completa em cascata híbrido. De modo a permitir uma correta definição de níveis de tensão, i.e., mantendo constante a diferença de tensão entre dois níveis consecutivos, as tensões no barramento CC de cada célula devem obedecer a uma progressão geométrica que, na proposta inicial, era do tipo  $2^k$ ,  $k$  variando entre 0 e  $n$  e  $n$  sendo o número de células do conversor. Posteriormente foi proposta a utilização de uma progressão geométrica do tipo  $3^k$  [731], resultando num maior número de níveis de tensão. Assim sendo, para uma progressão geométrica do tipo  $3^k$ , se a tensão do barramento CC da primeira célula for  $v_{dc}$  (para  $k = 0$ ), a da segunda célula será  $3v_{dc}$  (para  $k = 1$ ), a da terceira célula será  $9v_{dc}$  (para  $k = 2$ ) e assim sucessivamente. Com a abordagem assimétrica, utilizando uma progressão geométrica do tipo  $3^k$ , um conversor CA-CC em ponte completa em cascata constituído por  $n$  células é capaz de produzir  $3^n$  níveis de tensão no seu lado CA. Por exemplo, na sua versão mais básica, ou seja, com  $n = 1$ , esta topologia é capaz de produzir três níveis de tensão do lado CA, como visto anteriormente. Para  $n = 2$ , o número de níveis de tensão passa

a nove, para  $n = 3$  passa a vinte e sete e assim sucessivamente. Na Tabela 3.12 podem ser vistos os estados de operação deste tipo de conversor para um número de células igual a dois e com abordagem assimétrica, sendo que  $v_{dc1} = v_{dc}$  e  $v_{dc2} = 3v_{dc}$ . Como tal, apesar de possuir o mesmo número de estados de operação que a abordagem simétrica, esta abordagem é capaz de produzir nove níveis de tensão, sendo que a tensão produzida ( $v_{an}$ ) pode assumir os valores  $+4v_{dc}$ ,  $+3v_{dc}$ ,  $+2v_{dc}$ ,  $+v_{dc}$ ,  $0$ ,  $-v_{dc}$ ,  $-2v_{dc}$ ,  $-3v_{dc}$  e  $-4v_{dc}$ . Como referido, a abordagem assimétrica tira partido das redundâncias existentes nos estados de operação da abordagem simétrica, pelo que, neste caso, existem quatro estados possíveis para produzir o nível 0, dois estados para produzir os níveis  $\pm 3v_{dc}$  e  $\pm v_{dc}$  e apenas um estado para produzir os níveis  $\pm 4v_{dc}$  e  $\pm 2v_{dc}$ .

Tabela 3.12 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa em cascata de duas células com configuração assimétrica (nove níveis).

$S_1$	$S_3$	$S_5$	$S_7$	$v_{an}$
0	1	0	1	$-4v_{dc}$
0	0	0	1	$-3v_{dc}$
1	1	0	1	$-3v_{dc}$
1	0	0	1	$-2v_{dc}$
0	1	0	0	$-v_{dc}$
0	1	1	1	$-v_{dc}$
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
1	1	0	0	0
1	1	1	1	0
1	0	0	0	$+v_{dc}$
1	0	1	1	$+v_{dc}$
0	1	1	0	$+2v_{dc}$
0	0	1	0	$+3v_{dc}$
1	1	1	0	$+3v_{dc}$
1	0	1	0	$+4v_{dc}$

Em comparação com as abordagens simétricas, cujo número possível de níveis de tensão aumenta linearmente com o número de células, nas abordagens assimétricas o número de níveis de tensão produzidos no lado CA aumenta exponencialmente com o número de células do conversor, como se pode visualizar na Figura 3.22. Apesar desta clara vantagem, as abordagens assimétricas acarretam uma maior complexidade no controlo das tensões dos vários barramentos CC, bem como ao nível da

modulação a aplicar aos semicondutores de potência. Em [732] é efetuado um estudo acerca do design de conversores CA-CC em ponte completa em cascata com configuração assimétrica.

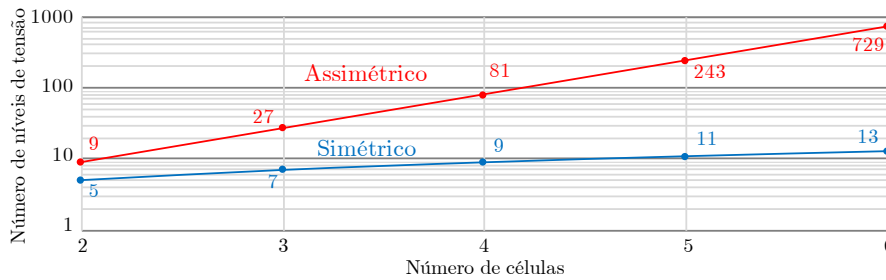


Figura 3.22 – Número de níveis de tensão produzidos do lado CA em função do número de células para um conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa em cascata do tipo simétrico e assimétrico.

Na Figura 3.23 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com abordagem simétrica, i.e., de cinco níveis, sendo utilizado um filtro indutivo e carga resistiva do lado CA e fontes de tensão ideais de valor  $V/2$  em cada um dos condensadores do barramento CC, i.e.,  $v_{dc\{1,2\}} = v_{dc} = V/2$ , perfazendo uma tensão total  $v_{dc1} + v_{dc2} = V$ . De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $R$ ,  $L$ ,  $y$ ,  $f$  e  $T_{sw}$  são os mesmos que os utilizados anteriormente. Na figura pode ver-se a tensão ( $v_{an}$ ) e a corrente ( $i_a$ ) produzidas pelo conversor durante um ciclo da frequência fundamental ( $f$ ). Para além disso, estas grandezas, bem como o estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_3$ ,  $S_5$  e  $S_7$ , podem ser vistas em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de comutação  $T_{sw}$ ) para três ângulos de fase distintos, nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da tensão e corrente produzidas),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da tensão e corrente produzidas) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da tensão e corrente produzidas). Através da figura pode verificar-se que a tensão  $v_{an}$  apresenta quatro regiões de funcionamento, variando entre cinco valores distintos ( $+V$  e  $+V/2$  quando  $i_a > I/2$ ,  $+V/2$  e  $0$  quando  $I/2 > i_a > 0$ ,  $0$  e  $-V/2$  quando  $-I/2 < i_a < 0$  e  $-V/2$  e  $-V$  quando  $i_a < -I/2$ , i.e., tomando os valores  $+2v_{dc}$ ,  $+v_{dc}$ ,  $0$ ,  $-v_{dc}$  e  $-2v_{dc}$ ). Para além disso, constata-se que a tensão  $v_{an}$  adquire um período de  $T_{sw}/4$ , i.e., a sua frequência é quatro vezes superior à frequência de operação do conversor, uma vez que a topologia em cascata com abordagem simétrica permite que os estados redundantes sejam utilizados neste sentido, fazendo com que a corrente  $i_a$  possua um *ripple* reduzido. Como se pode verificar nas imagens pormenorizadas, ao contrário do que se sucede nas topologias NPC previamente abordadas, todos os pares de semicondutores se encontram constantemente em comutação, sendo que os braços dentro de uma mesma célula obedecem ao mesmo esquema que o utilizado num conversor CA-CC monofásico em ponte completa, mas existindo um desfasamento de um quarto de período ( $\pi/2$ ) entre os sinais aplicados

às duas células, permitindo o estabelecimento de oito estados de operação num dado período de comutação  $T_{sw}$  e resultando na multiplicação da frequência da tensão produzida por um fator de quatro.

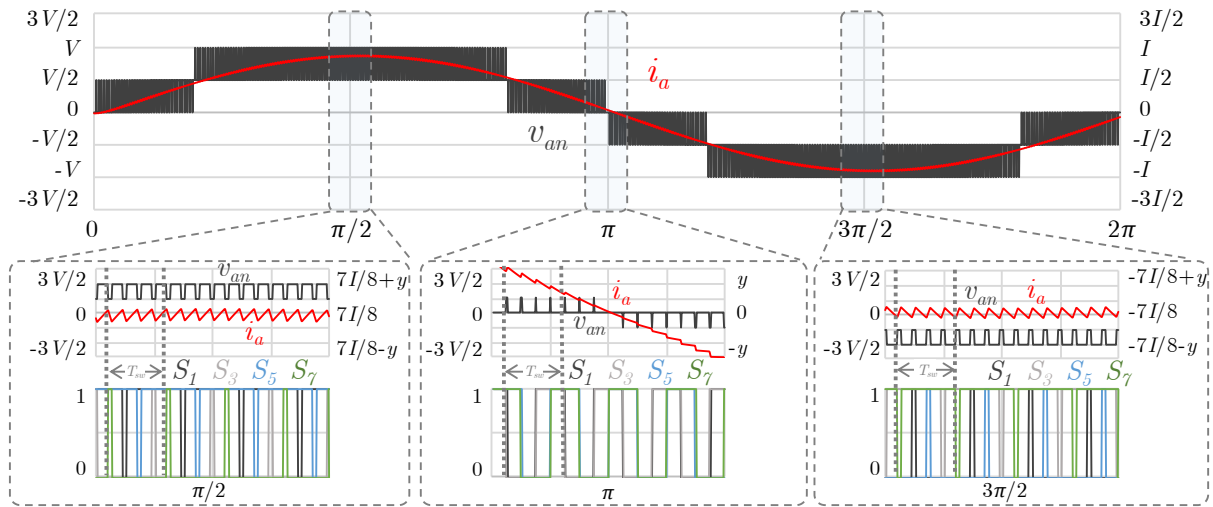


Figura 3.23 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa em cascata de duas células com configuração simétrica (cinco níveis): tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão  $v_{an}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ .

Na Figura 3.24 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com abordagem assimétrica, i.e., de nove níveis, sendo utilizadas fontes de tensão ideais de valores diferentes em cada um dos condensadores do barramento CC, nomeadamente  $v_{dc1} = v_{dc} = V/4$  e  $v_{dc2} = 3V/4$ , perfazendo uma tensão total  $v_{dc1} + v_{dc2} = V$ , i.e., a mesma tensão total utilizada na abordagem anterior. As restantes condições de operação são as mesmas que as anteriormente mencionadas. Através da figura pode verificar-se que a tensão  $v_{an}$  apresenta oito regiões de funcionamento (o dobro da abordagem simétrica), variando entre nove valores distintos ( $+V$  e  $+3V/4$  quando  $i_a > 3I/4$ ,  $+3V/4$  e  $+V/2$  quando  $3I/4 > i_a > I/2$ ,  $+V/2$  e  $+V/4$  quando  $I/2 > i_a > I/4$ ,  $+V/4$  e  $0$  quando  $I/4 > i_a > 0$ ,  $0$  e  $-V/4$  quando  $-I/4 < i_a < 0$ ,  $-V/4$  e  $-V/2$  quando  $-I/2 < i_a < -I/4$ ,  $-V/2$  e  $-3V/4$  quando  $-3I/4 < i_a < -I/2$  e  $-3V/4$  e  $-V$  quando  $i_a < -3I/4$ ,  $-3V/4$ , i.e., tomando os valores  $+4v_{dc}$ ,  $+3v_{dc}$ ,  $+2v_{dc}$ ,  $+v_{dc}$ ,  $0$ ,  $-v_{dc}$ ,  $-2v_{dc}$ ,  $-3v_{dc}$  e  $-4v_{dc}$ ), sendo que a corrente  $i_a$  possui um *ripple* mais reduzido nas passagens por zero,  $\pm I/4$ ,  $\pm I/2$  e  $\pm 3I/4$ , ou seja, nas trocas da região de funcionamento. Ao contrário do que acontece na abordagem simétrica, a frequência da tensão  $v_{an}$  não sofre o efeito multiplicativo. Não obstante, o valor máximo do *ripple* da corrente  $i_a$  ao longo de toda a gama de funcionamento do conversor é inferior aos valores análogos para as topologias com inferior número de níveis de tensão produzida (para a mesma frequência da tensão produzida). Como se pode verificar nas imagens pormenorizadas, ao contrário do que se sucede na abordagem simétrica, nem todos os pares de semicondutores se encontram em comutação em cada zona de funcionamento da tensão e corrente produzidas, um pouco



à semelhança do que se sucede nas topologias NPC. Tal está inversamente relacionado com a multiplicação da frequência da tensão produzida, pelo que também é possível utilizar esta técnica na abordagem simétrica sacrificando a multiplicação da frequência.

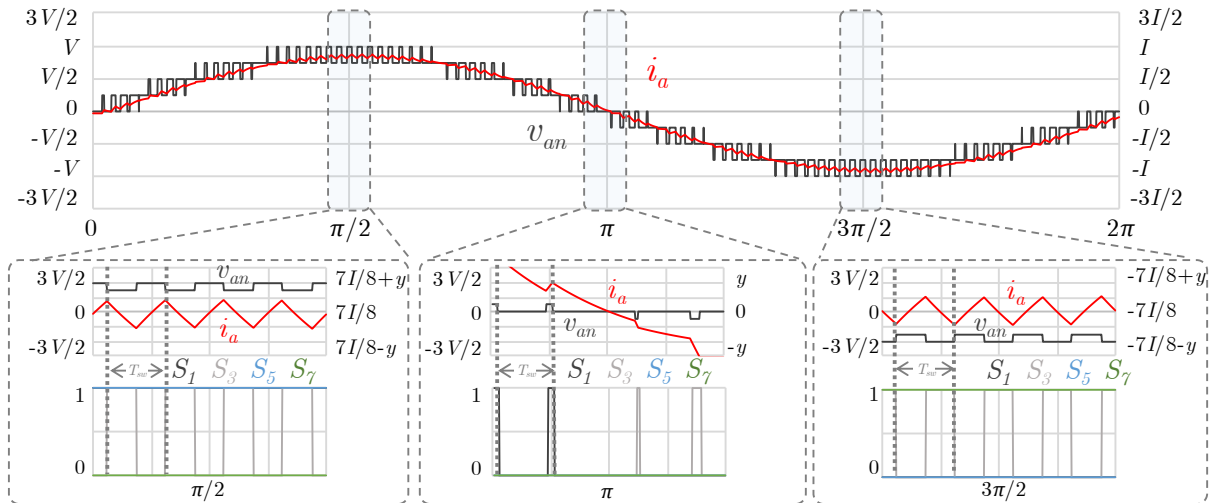


Figura 3.24 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa em cascata de duas células com configuração assimétrica (nove níveis): tensão ( $v_{an}$ ) e corrente ( $i_a$ ) produzidas com pormenor da tensão  $v_{an}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_3$ ,  $S_5$  e  $S_7$ .

A topologia CA-CC em ponte completa em cascata foi inicialmente proposta numa configuração simétrica de cinco níveis para aplicações de estabilização de plasma [733], podendo ser encontrados na literatura vários outros exemplos de aplicação deste conversor de cinco níveis, tais como sistemas de tração [734] e inversores fotovoltaicos [735], de sete níveis, tais como conversores PFC [736] e sistemas de bombagem [737], de nove níveis, tais como filtros ativos de potência do tipo paralelo [738], e de onze níveis [739], de treze níveis [740] e de quinze níveis [741] para inversores fotovoltaicos. Podem também ser encontrados exemplos utilizando configurações assimétricas, tais como de nove níveis [742], de dezoito níveis [743] e de vinte e sete níveis [744]. Em [745] é apresentada uma configuração simétrica que elimina a utilização de múltiplas fontes de tensão CC isoladas, utilizando apenas uma fonte por célula, estando as células conectadas em paralelo e tendo o seu lado CA ligado ao primário de transformadores cujos secundários se encontram ligados em série. A mesma abordagem é utilizada numa configuração assimétrica em [746], onde os transformadores possuem diferentes razões de transformação de forma a maximizar o número de níveis de tensão CA produzida.

### 3.2.6 Conversor CA-CC Trifásico a Três Fios e Dois Braços

Entre os conversores CA-CC trifásicos bidirecionais, uma das topologias mais simples em termos de hardware consiste no conversor CA-CC trifásico a três fios e dois braços, também denominado *B4*

*converter*, *four switch three-phase converter* e *two leg three-phase converter*. Esta topologia era inicialmente utilizada para sistemas de tração [747], [748], mas posteriormente foram também apresentadas outras aplicações, tais como a interface de *microgrids* com a rede elétrica [749], [750], condicionadores unificados de QEE [751], a interface com geradores síncronos de ímanes permanentes para aplicações de energia ondomotriz [752] e a interface de geradores de indução duplamente alimentados com a rede elétrica [753]. Como se pode visualizar na Figura 3.25, esta topologia trifásica possui apenas quatro semicondutores de potência totalmente controlados com os respectivos díodos em antiparalelo, estando duas das fases do sistema (*a*, *b*) ligadas ao ponto médio de cada braço de semicondutores e a terceira fase (*c*) ligada ao ponto médio dos condensadores do barramento CC. Quando conectado à rede elétrica, de modo a poder funcionar com corrente controlada, bem como poder operar como conversor CC-CA, a tensão em cada um dos condensadores do barramento CC ( $v_{dc}/2$ ) deve ser, no mínimo, superior ao valor máximo instantâneo da tensão composta da rede elétrica. Deste modo, os semicondutores empregues neste tipo de conversor deverão suportar, no mínimo, tensões iguais à tensão total do barramento CC ( $v_{dc}$ ), o que traduz uma das principais desvantagens da topologia trifásica a três fios e dois braços.

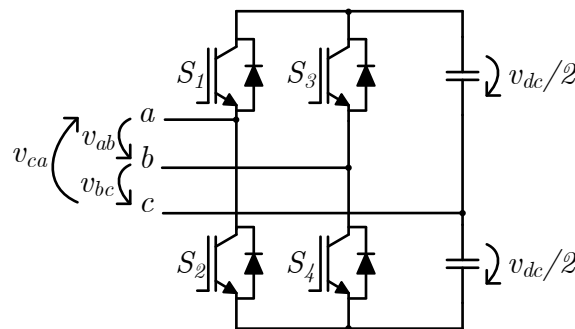


Figura 3.25 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e dois braços.

Na Tabela 3.13 podem ser vistos os estados de operação deste conversor, onde se pode constatar que existem quatro estados válidos ( $2^2 = 4$ ) e que as únicas tensões CA possíveis de controlar são as tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ). De referir que na tabela apenas se encontram representados os estados dos semicondutores do topo de cada braço, sendo que o estado de um semicondutor  $S_{n+1}$  será sempre complementar do estado de  $S_n$  para  $n$  ímpar.

Tabela 3.13 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e dois braços.

$S_1$	$S_3$	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$
0	0	0	$-v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$
0	1	$-v_{dc}$	$+v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$
1	0	$+v_{dc}$	$-v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$
1	1	0	$+v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$

Na Figura 3.26 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com filtro indutivo de indutância  $L$  e carga resistiva equilibrada de valor  $R$  por fase ligada em estrela do lado CA, sendo utilizadas fontes de tensão ideais de valor  $V$  em cada um dos condensadores do barramento CC, i.e.,  $v_{dc} = 2V$ . Na figura pode ver-se as tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e as correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ) produzidas pelo conversor durante um ciclo da frequência fundamental ( $f$ ). Para além disso, a tensão  $v_{ab}$  e a corrente  $i_a$ , bem como o estado dos semicondutores  $S_1$  e  $S_3$ , podem ser vistos em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de comutação  $T_{sw}$ ) para três ângulos de fase distintos em relação à fase  $a$ , nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da corrente  $i_a$ ),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da corrente  $i_a$ ) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da corrente  $i_a$ ). A constante  $I$  representa a corrente máxima admissível, sendo que  $I = V/(2R)$  e  $y = 0,05 I$ . De referir que o valor de  $V$  presentemente utilizado não corresponde ao mesmo valor de  $V$  utilizado nas topologias monofásicas, mas sim ao dobro deste, ao passo que os valores de  $I$  e  $R$  são os mesmos. Através da figura pode verificar-se que as tensões  $v_{bc}$  e  $v_{ca}$  variam apenas entre dois valores distintos ( $+V$  e  $-V$ , i.e.,  $+v_{dc}/2$  e  $-v_{dc}/2$ ), enquanto a tensão  $v_{ab}$  varia entre três valores ( $+2V$ ,  $0$  e  $-2V$ , i.e.,  $+v_{dc}$ ,  $0$  e  $-v_{dc}$ ). Verifica-se também que a corrente  $i_c$  apresenta diferenças na forma de onda com as correntes  $i_a$  e  $i_b$ , sendo que a primeira possui um *ripple* com amplitude constante ao longo do ciclo, enquanto as últimas apresentam um *ripple* mais elevado na passagem por zero e mais reduzido em ambos os picos positivo e negativo.

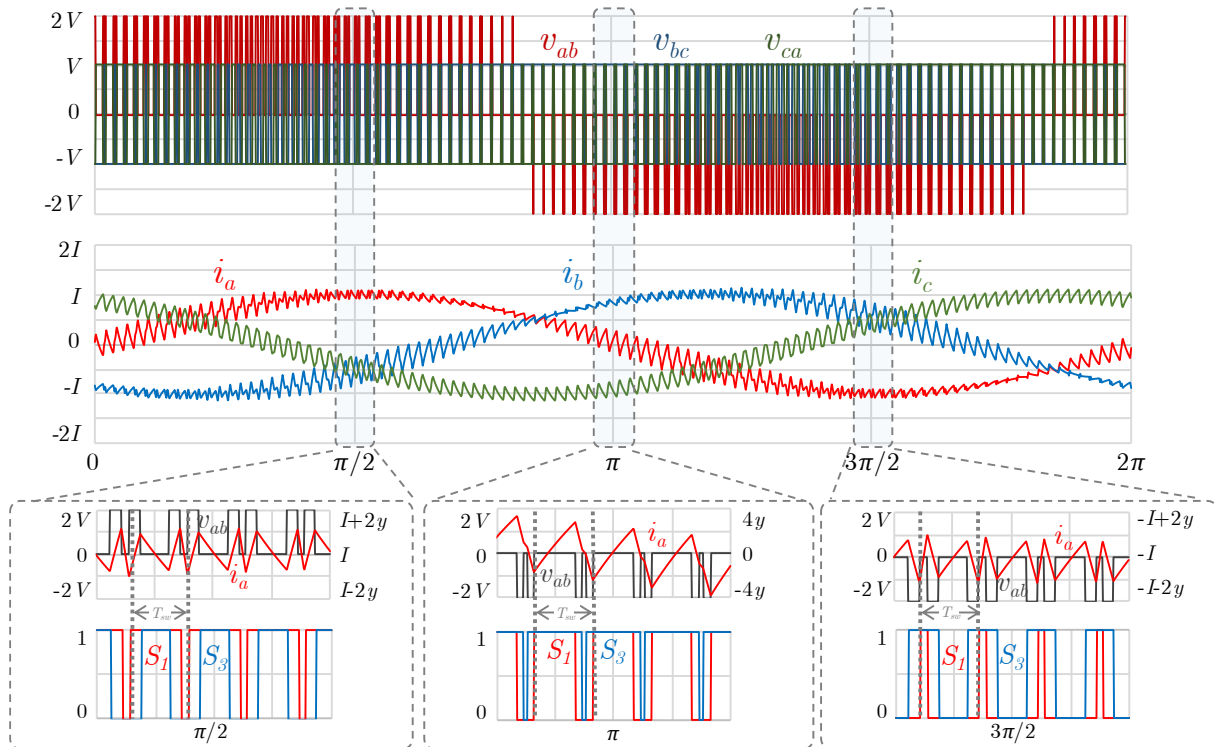


Figura 3.26 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e dois braços: tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ) produzidas; pormenor da tensão  $v_{ab}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$  e  $S_3$ .

Uma vez que possui apenas dois braços e, conseqüentemente, dois sinais de referência para produzir três tensões, este conversor pode ser controlado emulando duas tensões de referência desfasadas  $60^\circ$ , resultando em tensões do lado CA equilibradas e desfasadas  $120^\circ$ , como se sucede num sistema trifásico. O desfasamento de  $60^\circ$  é justificado pela eliminação de uma das fases, como se pode visualizar no diagrama fasorial da Figura 3.27. Considerando as tensões simples do sistema ( $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$ , representadas a preto), subtraindo a tensão simples da fase eliminada ( $v_c$ , representada a vermelho tracejado) a cada uma das fases, obtém-se duas tensões compostas desfasadas  $60^\circ$  entre si ( $v_{ac}$ ,  $v_{bc}$ , representadas a azul, com ângulos de fase de  $-90^\circ$  e  $-30^\circ$  em relação à tensão da fase  $a$ , respetivamente). Estas tensões consistem nas tensões de referência a aplicar ao conversor para se obter as três tensões CA do sistema trifásico ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) equilibradas e desfasadas  $120^\circ$ . No entanto, o facto de a corrente de uma das fases (neste caso, a fase  $c$ ) circular pelos condensadores do barramento CC faz com que o *ripple* de tensão nos mesmos seja notório, tal como a ocorrência de desequilíbrios devido à sua conexão série. Na literatura podem ser encontradas técnicas para mitigar os referidos problemas [754]–[763].

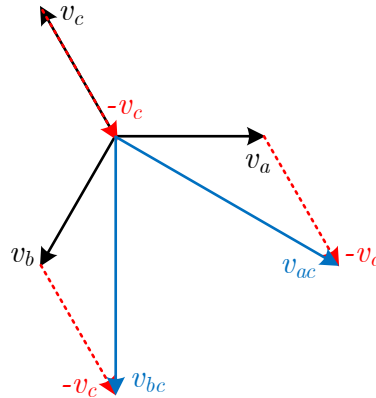


Figura 3.27 – Diagrama fasorial ilustrativo da obtenção das tensões produzidas pelo conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e dois braços.

### 3.2.7 Conversor CA-CC Trifásico a Três Fios e Três Braços

A topologia a três fios e três braços, também denominada *B6 converter*, consiste na topologia mais comum de conversor CA-CC trifásico. Nesta topologia, ilustrada na Figura 3.28, o número de fios é igual ao número de braços, o que significa que existe um braço de semicondutores de potência por cada fase do sistema, totalizando seis semicondutores de potência totalmente controlados com os respectivos díodos em antiparalelo. Quando conectado à rede elétrica, de modo a poder funcionar com corrente controlada, bem como poder operar como conversor CC-CA, a tensão no condensador do barramento CC ( $v_{dc}$ ) deve ser, no mínimo, superior ao valor máximo instantâneo da tensão composta da rede elétrica. Deste modo, os semicondutores empregues neste tipo de conversor deverão suportar, no mínimo, tensões iguais à tensão do barramento CC ( $v_{dc}$ ), o que, comparativamente à topologia de dois braços, se traduz em metade da tensão (para a mesma tensão CA produzida).

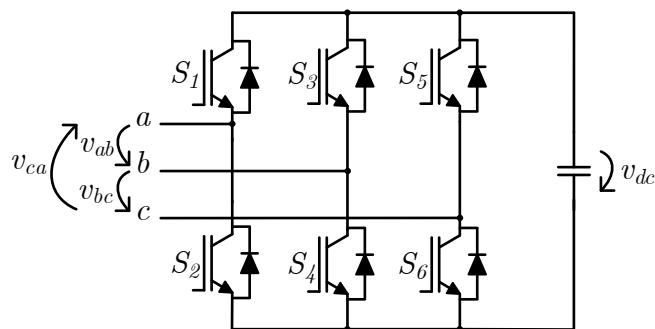


Figura 3.28 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.

Na Tabela 3.14 podem ser vistos os estados de operação deste conversor, onde se pode constatar que permite oito estados válidos ( $2^3 = 8$ ) e que, tal como o conversor CA-CC trifásico a três fios e dois braços, apenas é capaz de produzir tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ). De referir que, novamente, a tabela apenas

contém os estados dos semicondutores do topo de cada braço, sendo que o estado de um semicondutor  $S_{n+1}$  será sempre complementar do estado de  $S_n$  para  $n$  ímpar.

Tabela 3.14 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.

$S_1$	$S_3$	$S_5$	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$
0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	$-v_{dc}$	$+v_{dc}$
0	1	0	$-v_{dc}$	$+v_{dc}$	0
0	1	1	$-v_{dc}$	0	$+v_{dc}$
1	0	0	$+v_{dc}$	0	$-v_{dc}$
1	0	1	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$	0
1	1	0	0	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$
1	1	1	0	0	0

Na Figura 3.29 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com filtro indutivo e carga resistiva equilibrada de valor  $R$  por fase ligada em estrela do lado CA, sendo utilizada uma fonte de tensão ideal de valor  $V$  no condensador do barramento CC, i.e.,  $v_{dc} = V$ . De referir que os valores de  $V, I, R, L, \gamma, f$  e  $T_{sw}$  são os mesmos que os utilizados anteriormente. Na figura pode ver-se as tensões compostas ( $v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}$ ) e as correntes ( $i_a, i_b, i_c$ ) produzidas pelo conversor durante um ciclo da frequência fundamental ( $f$ ). Para além disso, a tensão  $v_{ab}$  e a corrente  $i_a$ , bem como o estado dos semicondutores  $S_1, S_3$  e  $S_5$ , podem ser vistos em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de comutação  $T_{sw}$ ) para três ângulos de fase distintos em relação à fase  $a$ , nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da corrente  $i_a$ ),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da corrente  $i_a$ ) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da corrente  $i_a$ ). Através da figura pode verificar-se que as tensões compostas produzidas apresentam duas regiões de funcionamento, variando entre três valores distintos (e.g., tomando como referencial a fase  $a$ , a tensão  $v_{ab}$  varia entre  $+V$  e  $0$  entre  $-30^\circ$  e  $150^\circ$  e entre  $0$  e  $-V$  entre  $150^\circ$  e  $330^\circ$ , i.e., tomando os valores  $+v_{dc}, 0$  e  $-v_{dc}$ ), sendo que cada corrente  $i_x$  possui um *ripple* mais reduzido nas trocas de região de funcionamento de cada tensão  $v_{xy}$  e mais notório nos picos positivo e negativo e nas passagens por zero da corrente.

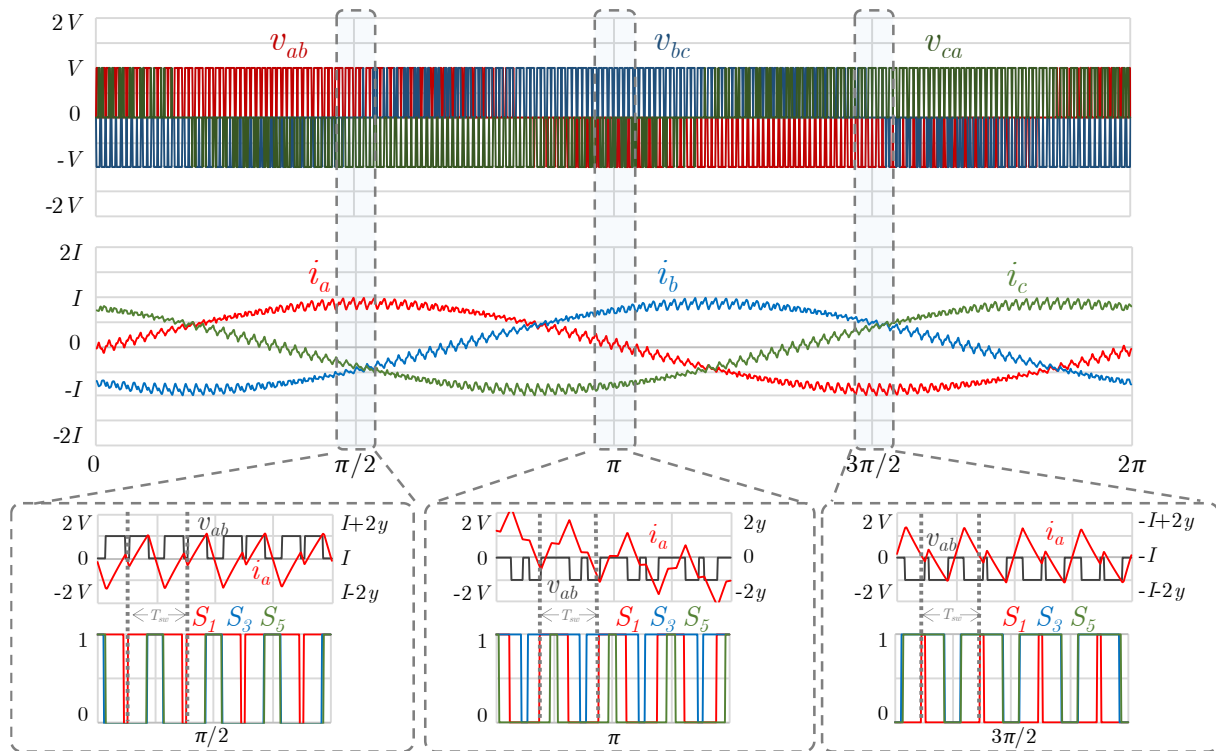


Figura 3.29 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços: tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ) produzidas; pormenor da tensão  $v_{ab}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_5$ .

Esta topologia de conversor CA-CC trifásico encontra-se bastante disseminada em conversores PFC [648], conversores monofásico-trifásico [678], VEVs [764], UPSs [765], sistemas de interface de elementos armazenadores de energia com a rede elétrica [766], sistemas de interface de geradores eólicos com a rede elétrica [767], sistemas de interface de painéis solares fotovoltaicos com a rede elétrica [768], sistemas de tração para VEs [769], filtros ativos de potência do tipo série e paralelo [770] e condicionadores unificados de QEE [771].

### 3.2.8 Conversor CA-CC Trifásico a Quatro Fios e Três Braços

Para além dos conversores CA-CC trifásicos a três fios, que são conectados às três fases do sistema, existem também conversores CA-CC trifásicos a quatro fios, que possuem uma ligação extra ao neutro do sistema. O conversor CA-CC trifásico a quatro fios e três braços, visível na Figura 3.30, possui como principal diferença construtiva em relação à topologia a três fios e três braços a existência de um ponto médio nos condensadores do barramento CC, ponto este que é conectado ao neutro do sistema trifásico. Deste modo, ao contrário das topologias trifásicas a três fios, é possível produzir tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ) e compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ). Quando conectado à rede elétrica, de modo a poder funcionar com corrente controlada, bem como poder operar como conversor CC-CA, a tensão em cada um dos

condensadores do barramento CC ( $v_{dc}/2$ ) deve ser, no mínimo, superior ao valor máximo instantâneo da tensão simples da rede elétrica. Deste modo, os semicondutores empregues neste tipo de conversor deverão suportar, no mínimo, tensões iguais à tensão total do barramento CC ( $v_{dc}$ ), o que se traduz num valor 1,1547 (i.e.,  $2/\sqrt{3}$ ) vezes superior ao valor mínimo de tensão suportável pelos semicondutores presentes numa topologia a três fios e três braços para as mesmas tensões CA produzidas.

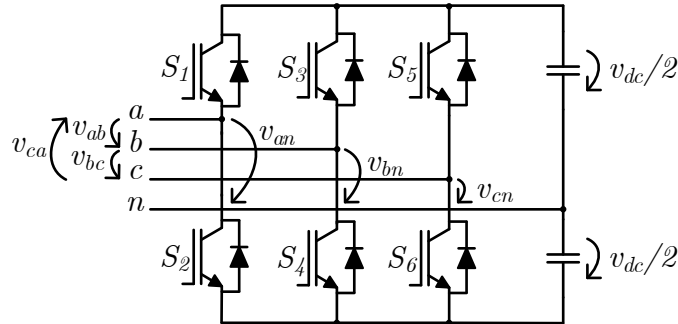


Figura 3.30 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico a quatro fios e três braços.

Na Tabela 3.15 podem ser vistos os oito estados válidos de operação deste conversor ( $2^3 = 8$ ) e as respetivas tensões produzidas, onde se pode constatar que cada estado corresponde à produção de um conjunto de tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ) e compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ). Mais uma vez, a tabela apenas contém os estados dos semicondutores do topo de cada braço, sendo que o estado de um semicondutor  $S_{n+1}$  será sempre complementar do estado de  $S_n$  para  $n$  ímpar.

Tabela 3.15 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico a quatro fios e três braços.

$S_1$	$S_3$	$S_5$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$
0	0	0	$-v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	0	0	0
0	0	1	$-v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$	0	$-v_{dc}$	$+v_{dc}$
0	1	0	$-v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	$-v_{dc}$	$+v_{dc}$	0
0	1	1	$-v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$	$-v_{dc}$	0	$+v_{dc}$
1	0	0	$+v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	$+v_{dc}$	0	$-v_{dc}$
1	0	1	$+v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$	0
1	1	0	$+v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	0	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$
1	1	1	$+v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$	0	0	0

Na Figura 3.31 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com filtro indutivo e carga resistiva equilibrada de valor  $R$  por fase ligada em estrela do lado CA, sendo utilizadas fontes de tensão ideais de valor  $V/2$  em cada um dos condensadores do barramento CC, i.e.,  $v_{dc} = V$ . De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $R$ ,  $L$ ,  $y$ ,  $f$  e  $T_{sw}$  são os mesmos que os utilizados anteriormente. Na figura pode ver-se as tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ), as tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e as correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_n$ )



produzidas pelo conversor durante um ciclo da frequência fundamental ( $f$ ). Para além disso, as tensões  $v_{an}$  e  $v_{ab}$  e a corrente  $i_a$ , bem como o estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_5$ , podem ser vistos em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de comutação  $T_{sw}$ ) para três ângulos de fase distintos em relação à fase  $a$ , nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da corrente  $i_a$ ),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da corrente  $i_a$ ) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da corrente  $i_a$ ). Através da figura pode verificar-se que as tensões compostas produzidas apresentam as mesmas regiões de funcionamento comparativamente à topologia a três fios e três braços, variando entre três valores distintos. Para além disso, constata-se que as tensões simples produzidas variam de forma semelhante à tensão produzida no conversor CA-CC monofásico em meia ponte, variando entre  $+V/2$  e  $-V/2$ , i.e.,  $+v_{dc}/2$  e  $-v_{dc}/2$ . De forma similar a este conversor monofásico, as correntes possuem um *ripple* mais elevado na passagem por zero e mais reduzido em ambos os picos positivo e negativo. Ao contrário do que se sucede nas topologias trifásicas a três fios, na figura pode também ver-se a corrente de neutro ( $i_n$ ), que não é nula, apesar de a carga utilizada ser equilibrada. Tal deve-se ao cariz comutado da operação do conversor, sendo que a corrente  $i_n$  é constituída pela componente de alta frequência (i.e., de comutação) visível nas correntes das fases, possuindo um período de  $T_{sw}$ .

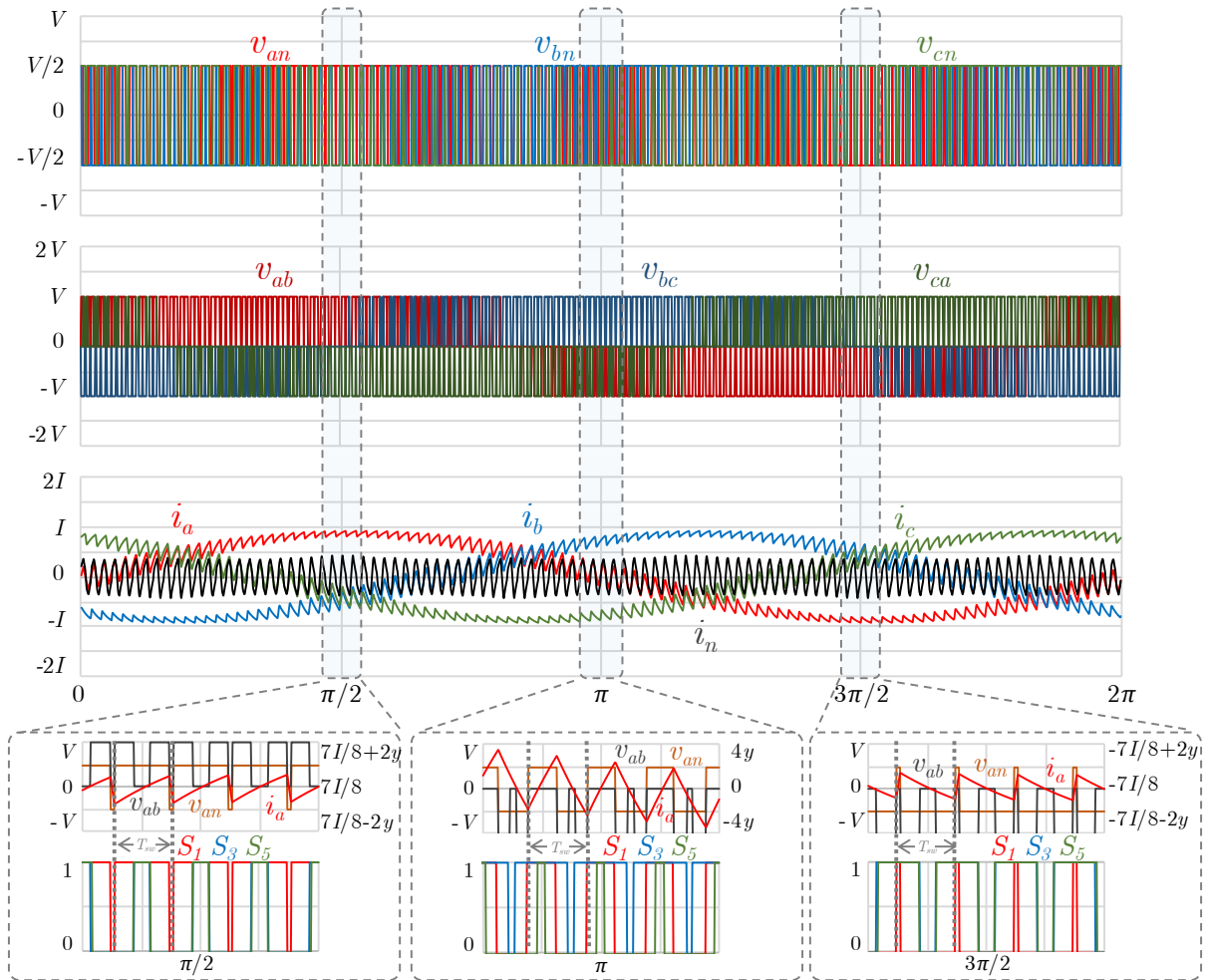


Figura 3.31 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional trifásico a quatro fios e três braços: tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ), tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_n$ ) produzidas; pormenor das tensões  $v_{an}$  e  $v_{ab}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_5$ .

Esta topologia de conversor CA-CC trifásico pode ser encontrada em sistemas de conversão de três fios para quatro fios [772], UPSs [773], *microgrids* [774], filtros ativos de potência do tipo série e paralelo [770] e condicionadores unificados de QEE [771].

### 3.2.9 Conversor CA-CC Trifásico a Quatro Fios e Quatro Braços

O conversor CA-CC trifásico a quatro fios e quatro braços pode ser visto na Figura 3.32, não possuindo apenas seis semicondutores totalmente controlados com os respectivos díodos em antiparalelo, como as topologias trifásicas anteriores, mas sim oito, existindo um braço extra de semicondutores cujo ponto médio é conectado ao neutro do sistema. Tal como a topologia anteriormente abordada, esta permite produzir tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ) e compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) devido à utilização de quatro fios. Quando conectado à rede elétrica, de modo a poder funcionar com corrente controlada, bem como poder operar como conversor CC-CA, a tensão no condensador do barramento CC ( $v_{dc}$ ) deve ser, no mínimo,

superior ao valor máximo instantâneo da tensão composta da rede elétrica. Deste modo, os semicondutores empregues neste tipo de conversor deverão suportar, no mínimo, tensões iguais à tensão do barramento CC ( $v_{dc}$ ), o que, comparativamente à topologia a quatro fios e três braços, se traduz num valor de tensão 1,1547 (i.e.,  $2/\sqrt{3}$ ) vezes menor para a mesma tensão CA produzida, ou seja, o mesmo valor de tensão suportável pelos semicondutores presentes numa topologia a três fios e três braços.

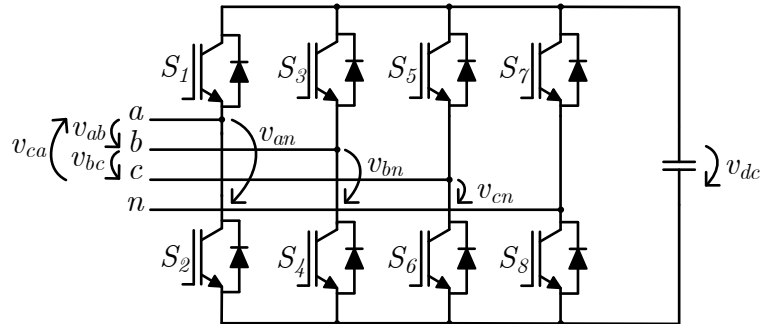


Figura 3.32 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico a quatro fios e quatro braços.

Na Tabela 3.16 podem ser vistos os estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico a quatro fios e quatro braços, onde se pode ver que a adição de um quarto braço faz ascender o número de estados válidos para o dobro das topologias anteriormente expostas ( $2^4 = 16$ ), existindo duas possibilidades de produção de tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ) para cada combinação de tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ). Mais uma vez, a tabela apenas contém os estados dos semicondutores do topo de cada braço, sendo que o estado de um semicondutor  $S_{n+1}$  será sempre complementar do estado de  $S_n$  para  $n$  ímpar. Para além disso, pode constatar-se que as tensões simples produzidas podem apresentar três níveis de tensão ( $+v_{dc}$ , 0 e  $-v_{dc}$ ), ao passo que na topologia a quatro fios e três braços apresentam apenas dois ( $+v_{dc}/2$  e  $-v_{dc}/2$ ).

Tabela 3.16 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico a quatro fios e quatro braços.

$S_1$	$S_3$	$S_5$	$S_7$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	$-v_{dc}$	$-v_{dc}$	$-v_{dc}$	0	0	0
0	0	1	0	0	0	$+v_{dc}$	0	$-v_{dc}$	$+v_{dc}$
0	0	1	1	$-v_{dc}$	$-v_{dc}$	0	0	$-v_{dc}$	$+v_{dc}$
0	1	0	0	0	$+v_{dc}$	0	$-v_{dc}$	$+v_{dc}$	0
0	1	0	1	$-v_{dc}$	0	$-v_{dc}$	$-v_{dc}$	$+v_{dc}$	0
0	1	1	0	0	$+v_{dc}$	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$	0	$+v_{dc}$
0	1	1	1	$-v_{dc}$	0	0	$-v_{dc}$	0	$+v_{dc}$
1	0	0	0	$+v_{dc}$	0	0	$+v_{dc}$	0	$-v_{dc}$
1	0	0	1	0	$-v_{dc}$	$-v_{dc}$	$+v_{dc}$	0	$-v_{dc}$
1	0	1	0	$+v_{dc}$	0	$+v_{dc}$	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$	0
1	0	1	1	0	$-v_{dc}$	0	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$	0
1	1	0	0	$+v_{dc}$	$+v_{dc}$	0	0	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$
1	1	0	1	0	0	$-v_{dc}$	0	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$
1	1	1	0	$+v_{dc}$	$+v_{dc}$	$+v_{dc}$	0	0	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Na Figura 3.33 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com filtro indutivo e carga resistiva equilibrada de valor  $R$  por fase ligada em estrela do lado CA, sendo utilizada uma fonte de tensão ideal de valor  $V$  no condensador do barramento CC, i.e.,  $v_{dc} = V$ . De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $R$ ,  $L$ ,  $y$ ,  $f$  e  $T_{sw}$  são os mesmos que os utilizados anteriormente. Na figura pode ver-se as tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ), as tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e as correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_n$ ) produzidas pelo conversor durante um ciclo da frequência fundamental ( $f$ ). Para além disso, as tensões  $v_{an}$  e  $v_{ab}$  e a corrente  $i_a$ , bem como o estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_3$ ,  $S_5$  e  $S_7$ , podem ser vistos em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de comutação  $T_{sw}$ ) para três ângulos de fase distintos em relação à fase  $a$ , nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da corrente  $i_a$ ),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da corrente  $i_a$ ) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da corrente  $i_a$ ). Através da figura pode verificar-se que as tensões compostas produzidas apresentam as mesmas regiões de funcionamento comparativamente às restantes topologias de três braços, variando entre três valores distintos. Para além disso, constata-se que as tensões simples produzidas variam de forma semelhante à tensão produzida por um conversor CA-CC monofásico em completa, variando entre três valores distintos (e.g., cada tensão  $v_{xn}$  varia entre  $+V$  e 0 quando  $i_x > 0$  e 0 e  $-V$  quando  $i_x < 0$ , i.e., tomando os valores  $+v_{dc}$ , 0 e  $-v_{dc}$ ). Em relação às correntes das fases, verifica-se um comportamento semelhante ao verificado na topologia a

três fios e três braços, ou seja, cada corrente  $i_x$  possui um *ripple* mais reduzido nas trocas de região de funcionamento de cada tensão  $v_{xy}$  e mais notório nos picos positivo e negativo e nas passagens por zero da corrente. Uma vez que estas correntes apresentam um *ripple* inferior às correntes análogas na topologia a quatro fios e três braços, a corrente de neutro ( $i_n$ ) apresenta, conseqüentemente, um *ripple* inferior.

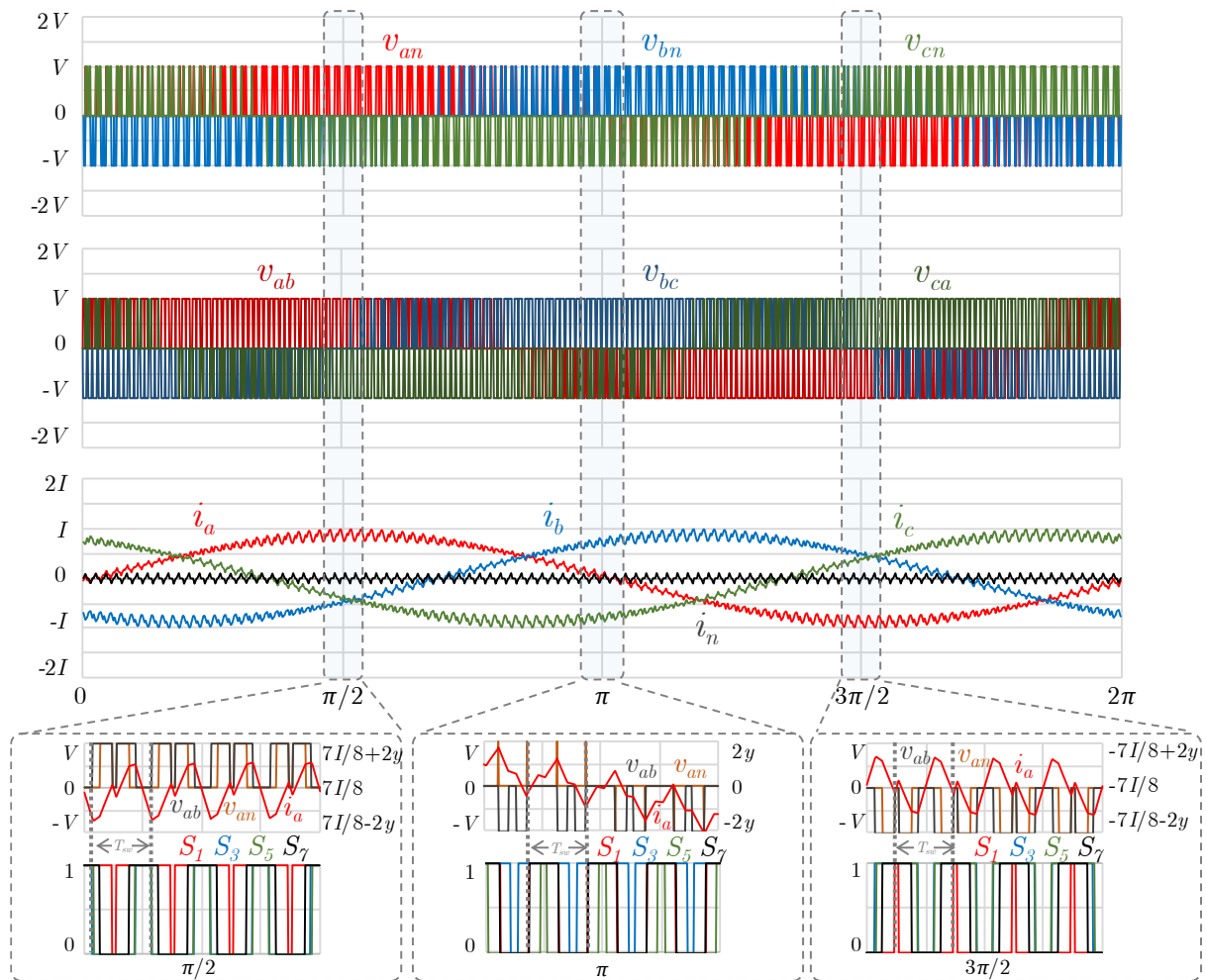


Figura 3.33 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional trifásico a quatro fios e quatro braços: tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ), tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_n$ ) produzidas; pormenor das tensões  $v_{an}$  e  $v_{ab}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_3$ ,  $S_5$  e  $S_7$ .

Esta topologia de conversor CA-CC trifásico pode ser encontrada em sistemas de conversão de três fios para quatro fios [772], UPSs [775], sistemas de interface de painéis solares fotovoltaicos e elementos armazenadores de energia com a rede elétrica [776], *microgrids* [774], filtros ativos de potência do tipo série e paralelo [770] e condicionadores unificados de QEE [771].

### 3.2.10 Conversor CA-CC Trifásico *Neutral Point Clamped*

Como referido previamente, a topologia NPC foi inicialmente apresentada numa versão trifásica de três níveis [699]. Esta topologia encontra-se ilustrada na Figura 3.62, onde se pode constatar que, para além dos condensadores do barramento CC, cada uma das fases contém o mesmo hardware que a topologia NPC monofásica em meia ponte. Uma vez que possui uma ligação ao neutro, o conversor CA-CC trifásico NPC é inerentemente um conversor CA-CC trifásico a quatro fios, permitindo produzir tensões CA simples e compostas. Quando conectado à rede elétrica, de modo a poder funcionar com corrente controlada, bem como poder operar como conversor CC-CA, a tensão em cada um dos condensadores do barramento CC ( $v_{dc}/2$ ) deve ser, no mínimo, superior ao valor máximo instantâneo da tensão simples da rede elétrica, tal como se verifica na topologia a quatro fios e três braços. Porém, neste caso, os semicondutores empregues neste tipo de conversor deverão suportar, no mínimo, tensões iguais a apenas metade da tensão total do barramento CC ( $v_{dc}/2$ ), o que se traduz em metade do valor análogo para a topologia a quatro fios e três braços e num valor  $\sqrt{3}$  vezes inferior ao valor análogo para a topologia a quatro fios e quatro braços, em ambos os casos considerando as mesmas tensões CA produzidas.

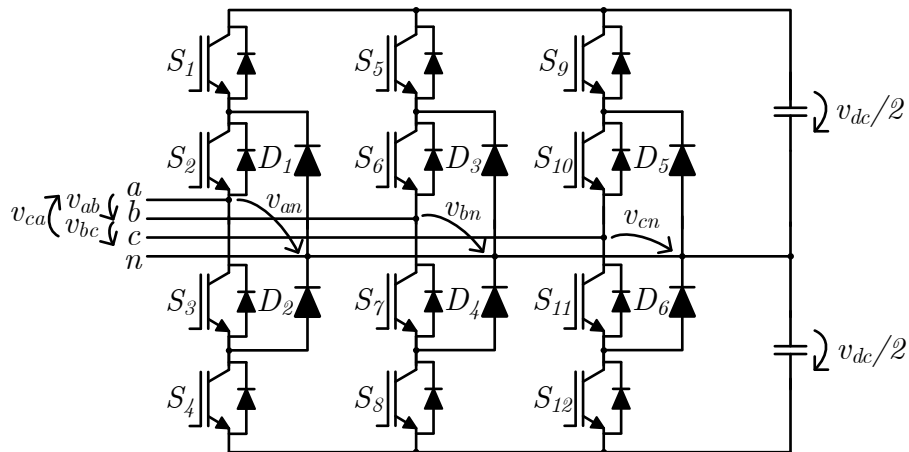


Figura 3.34 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico NPC de três níveis.

Uma vez que este conversor possui três braços e cada um deles pode apresentar três estados de operação, tal como visto previamente no conversor CA-CC bidirecional monofásico NPC em meia ponte de três níveis (Tabela 3.3), o número total de estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico NPC de três níveis é dado por  $3^3 = 27$ . Como tal, na Tabela 3.17 apenas se encontram representados os estados de operação deste conversor para um ângulo de fase compreendido entre  $0^\circ$  e  $60^\circ$  relativamente à fase  $a$ . Neste intervalo, cada braço tem apenas dois estados válidos, pelo que o número de combinações possíveis para esta e qualquer região de funcionamento compreendida entre intervalos inteiros de  $60^\circ$ , i.e., um sexto de período, é dado por  $2^3 = 8$ . Na região de funcionamento em

questão, os semicondutores  $S_2$  e  $S_{10}$  encontram-se sempre ativos, ao passo que o semiconductor  $S_5$  se encontra sempre inativo. Como se pode visualizar na tabela, as tensões simples produzidas apresentam três níveis ( $+v_{dc}/2$ , 0 e  $-v_{dc}/2$ ), porém, ao contrário do que se verifica nas topologias trifásicas previamente abordadas, as tensões compostas apresentam cinco níveis ( $+v_{dc}$ ,  $+v_{dc}/2$ , 0,  $-v_{dc}/2$  e  $-v_{dc}$ ), sendo utilizadas tanto as tensões em cada um dos condensadores do barramento CC ( $v_{dc}/2$ ) como a sua totalidade ( $v_{dc}$ ). Similarmente ao que se verifica nas topologias NPC monofásicas em meia ponte e em ponte completa relativamente ao número de níveis de tensão produzida, uma topologia NPC trifásica capaz de produzir  $n$  níveis de tensão simples é capaz de produzir  $2n-1$  níveis de tensão composta. De referir que, apesar de vigorar na tabela, a combinação resultante no nível zero em todas as tensões simples e compostas não se verifica na operação do conversor num sistema trifásico equilibrado, sendo que o mesmo se pode aplicar a determinados estados. Tal como apresentado nas topologias anteriores, na tabela apenas se encontram representados os estados dos dois semicondutores superiores de cada braço ( $S_1, S_2, S_5, S_6, S_9$  e  $S_{10}$ ), sendo que o estado de um semiconductor  $S_{n+2}$  será sempre complementar do estado de  $S_n$  para  $n = \{1,2,5,6,9,10\}$ .

Tabela 3.17 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico NPC de três níveis para um ângulo de fase compreendido entre  $0^\circ$  e  $60^\circ$  relativamente à fase  $a$ .

$S_1$	$S_2$	$S_5$	$S_6$	$S_9$	$S_{10}$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$
0	1	0	0	0	1	0	$-v_{dc}/2$	0	$+v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	0
0	1	0	0	1	1	0	$-v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$	$-v_{dc}$	$+v_{dc}/2$
0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	1	1	0	0	$+v_{dc}/2$	0	$-v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$
1	1	0	0	0	1	$+v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	0	$+v_{dc}$	$-v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$
1	1	0	0	1	1	$+v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$	0
1	1	0	1	0	1	$+v_{dc}/2$	0	0	$+v_{dc}/2$	0	$-v_{dc}/2$
1	1	0	1	1	1	$+v_{dc}/2$	0	$+v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	0

Na Figura 3.35 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com filtro indutivo e carga resistiva equilibrada de valor  $R$  por fase ligada em estrela do lado CA, sendo utilizadas fontes de tensão ideais de valor  $V/2$  em cada um dos condensadores do barramento CC, i.e.,  $v_{dc} = V$ . De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $R$ ,  $L$ ,  $y$ ,  $f$  e  $T_{sw}$  são os mesmos que os utilizados anteriormente. Na figura pode ver-se as tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ), as tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e as correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_n$ ) produzidas pelo conversor durante um ciclo da frequência fundamental ( $f$ ). Para além disso, as tensões  $v_{an}$  e  $v_{ab}$  e a corrente  $i_a$ , bem como o estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_5$ ,  $S_6$ ,  $S_9$  e  $S_{10}$ , podem ser

vistos em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de comutação  $T_{sw}$ ) para três ângulos de fase distintos em relação à fase  $a$ , nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da corrente  $i_a$ ),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da corrente  $i_a$ ) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da corrente  $i_a$ ). Através da figura pode verificar-se que as tensões simples produzidas apresentam as mesmas regiões de funcionamento comparativamente à topologia a quatro fios e quatro braços, variando entre três valores distintos, ao passo que as tensões compostas produzidas apresentam cinco níveis. Em relação às correntes das fases, verifica-se o comportamento oposto do verificado na topologia a quatro fios e quatro braços, ou seja, cada corrente possui um *ripple* mais reduzido nos picos positivo e negativo e nas passagens por zero. Uma vez que estas correntes apresentam um *ripple* inferior às correntes análogas na topologia a quatro fios e três braços, pois estas possuem um *ripple* proeminente na passagem por zero, a corrente de neutro ( $i_n$ ) apresenta, conseqüentemente, um *ripple* inferior. No entanto, em relação à topologia a quatro fios e quatro braços, a corrente  $i_n$  é superior.

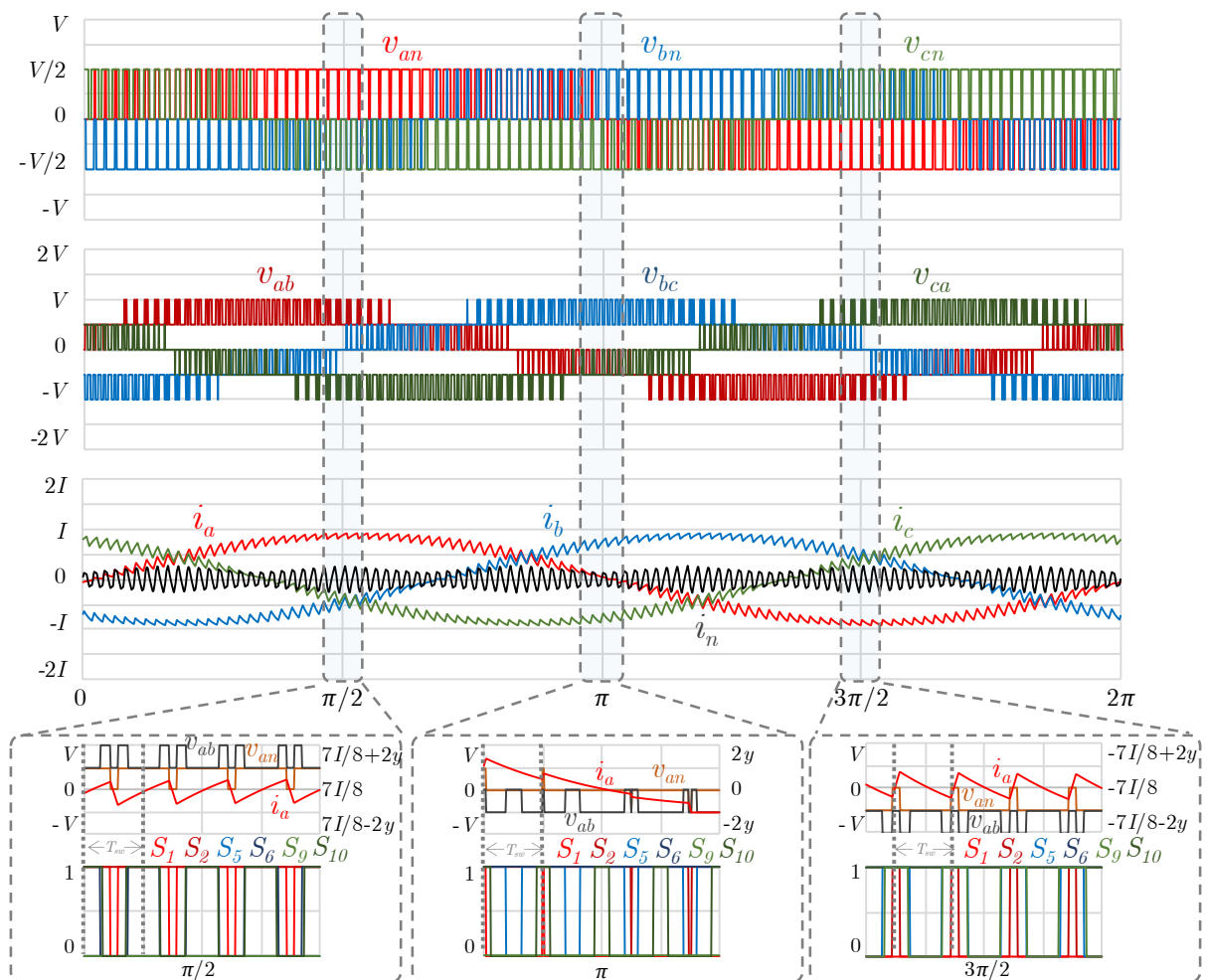


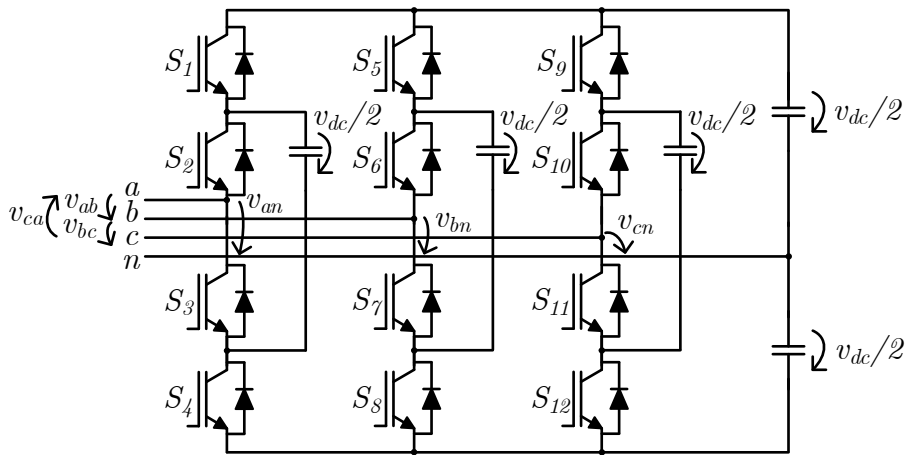
Figura 3.35 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional trifásico NPC de três níveis: tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ), tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_n$ ) produzidas; pormenor das tensões  $v_{an}$  e  $v_{ab}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_5$ ,  $S_6$ ,  $S_9$  e  $S_{10}$ .



Na literatura podem ser encontrados exemplos de aplicação do conversor CA-CC bidirecional trifásico NPC, tais como conversores PFC [777], sistemas de tração industriais [778], sistemas de tração para aviação [779], VEVs com funcionalidades PFC [780], compensadores estáticos síncronos [781] e condicionadores unificados de QEE [782]. Em [783] é proposto um conversor denominado NPC ativo, em que os díodos são substituídos por semicondutores totalmente controlados, possibilitando um maior número de estados e uma melhor distribuição das perdas de comutação em relação à topologia NPC. Em [784] pode ser vista uma abordagem da topologia NPC de três níveis a quatro braços, e em [785] pode ser vista uma adaptação da topologia NPC de três níveis para aplicação em sistemas de tração baseados em máquinas SRM. Uma revisão acerca de conversores NPC pode ser vista em [786], e em [787] é efetuada uma comparação entre conversores CA-CC bidirecionais trifásicos de dois e três níveis.

### 3.2.11 Conversor CA-CC Trifásico *Flying Capacitor*

Tal como a topologia NPC, a topologia *flying capacitor* possui a sua versão trifásica [715]. Esta topologia pode ver-se na Figura 3.36 para uma versão de três níveis, onde se pode constatar que, tal como se sucede na topologia NPC, cada uma das fases da topologia *flying capacitor* contém o mesmo hardware que a topologia análoga monofásica em meia ponte. De referir que na figura é visível uma ligação ao neutro por intermédio de um barramento CC dividido, ou seja, o conversor apresentado é um conversor a quatro fios, mas é também possível obter um conversor CA-CC trifásico *flying capacitor* de três fios, eliminando o ponto médio do barramento CC. Quando conectado à rede elétrica, de modo a poder funcionar com corrente controlada, bem como poder operar como conversor CC-CA, a tensão em cada um dos condensadores do barramento CC ( $v_{dc}/2$ ) deve ser, no mínimo, superior ao valor máximo instantâneo da tensão simples da rede elétrica, tal como se verifica na topologia NPC. Similarmente, os semicondutores empregues neste tipo de conversor deverão suportar, no mínimo, tensões iguais a apenas metade da tensão total do barramento CC ( $v_{dc}/2$ ).


 Figura 3.36 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico *flying capacitor* de três níveis.

Uma vez que este conversor possui três braços e cada um deles pode apresentar quatro estados de operação, tal como visto previamente no conversor CA-CC bidirecional monofásico *flying capacitor* em meia ponte de três níveis (Tabela 3.7), o número total de estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico *flying capacitor* de três níveis é dado por  $4^3 = 64$ . Como tal, na Tabela 3.18 apenas se encontram representados os estados de operação deste conversor para um ângulo de fase compreendido entre  $0^\circ$  e  $60^\circ$  relativamente à fase  $a$ . Neste intervalo, cada braço tem apenas três estados válidos, pelo que o número de combinações possíveis para esta e qualquer região de funcionamento compreendida entre intervalos inteiros de  $60^\circ$ , i.e., um sexto de período, é dado por  $3^3 = 27$ . No entanto, à semelhança do que se sucede nas topologias *flying capacitor* monofásicas, todos os pares de semicondutores se encontram em comutação constantemente, pelo que existem dois estados redundantes, i.e., ambos produzem o mesmo nível de tensão (zero). Assim sendo, não é efetuada distinção entre estes dois estados, estando o estado alternativo assinalado entre parêntesis na tabela, pelo que o número de estados não redundantes é dado por  $2^3 = 8$ . Na região de funcionamento em questão, os semicondutores  $S_1$  e  $S_2$  nunca se encontram inativos em simultâneo,  $S_5$  e  $S_6$  nunca se encontram ativos em simultâneo e  $S_9$  e  $S_{10}$  nunca se encontram inativos em simultâneo. Como se pode visualizar na tabela, as tensões simples produzidas apresentam três níveis ( $+v_{dc}/2$ ,  $0$  e  $-v_{dc}/2$ ) e as tensões compostas apresentam cinco níveis ( $+v_{dc}$ ,  $+v_{dc}/2$ ,  $0$ ,  $-v_{dc}/2$  e  $-v_{dc}$ ), tal como se verifica no conversor CA-CC trifásico NPC. De facto, similarmente ao que se verifica nas topologias NPC e *flying capacitor* monofásicas em meia ponte e em ponte completa relativamente ao número de níveis de tensão produzida, uma topologia *flying capacitor* trifásica capaz de produzir  $n$  níveis de tensão simples é capaz de produzir  $2n-1$  níveis de tensão composta. De referir que, apesar de vigorar na tabela, a produção do nível zero em todas as tensões simples e compostas (que pode ser obtida com oito combinações) não se verifica na operação do conversor num sistema trifásico equilibrado, sendo que o mesmo se pode

aplicar a determinados estados. Tal como apresentado nas topologias anteriores, na tabela apenas se encontram representados os estados dos dois semicondutores superiores de cada braço ( $S_1, S_2, S_5, S_6, S_9$  e  $S_{10}$ ), sendo que o estado de um semicondutor  $S_n$  será sempre complementar do estado de  $S_{5-n}$  para  $n = \{1,2,3,4\}$ , de  $S_{13-n}$  para  $n = \{5,6,7,8\}$  e de  $S_{21-n}$  para  $n = \{9,10,11,12\}$ .

Tabela 3.18 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico *flying capacitor* de três níveis para um ângulo de fase compreendido entre  $0^\circ$  e  $60^\circ$  relativamente à fase  $a$ .

$S_1$	$S_2$	$S_5$	$S_6$	$S_9$	$S_{10}$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$
0(1)	1(0)	0	0	0(1)	1(0)	0	$-v_{dc}/2$	0	$+v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	0
0(1)	1(0)	0	0	1	1	0	$-v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$	$-v_{dc}$	$+v_{dc}/2$
0(1)	1(0)	0(1)	1(0)	0(1)	1(0)	0	0	0	0	0	0
0(1)	1(0)	0(1)	1(0)	1	1	0	0	$+v_{dc}/2$	0	$-v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$
1	1	0	0	0(1)	1(0)	$+v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	0	$+v_{dc}$	$-v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$
1	1	0	0	1	1	$+v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$	0
1	1	0(1)	1(0)	0(1)	1(0)	$+v_{dc}/2$	0	0	$+v_{dc}/2$	0	$-v_{dc}/2$
1	1	0(1)	1(0)	1	1	$+v_{dc}/2$	0	$+v_{dc}/2$	$+v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	0

Na Figura 3.37 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com filtro indutivo e carga resistiva equilibrada de valor  $R$  por fase ligada em estrela do lado CA, sendo utilizadas fontes de tensão ideais de valor  $V/2$  em cada um dos condensadores do barramento CC, i.e.,  $v_{dc} = V$ . De referir que os valores de  $V, I, R, L, y, f$  e  $T_{sw}$  são os mesmos que os utilizados anteriormente. Na figura pode ver-se as tensões simples ( $v_{an}, v_{bn}, v_{cn}$ ), as tensões compostas ( $v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}$ ) e as correntes ( $i_a, i_b, i_c, i_n$ ) produzidas pelo conversor durante um ciclo da frequência fundamental ( $f$ ). Para além disso, as tensões  $v_{an}$  e  $v_{ab}$  e a corrente  $i_a$ , bem como o estado dos semicondutores  $S_1, S_2, S_5, S_6, S_9$  e  $S_{10}$ , podem ser vistos em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de comutação  $T_{sw}$ ) para três ângulos de fase distintos em relação à fase  $a$ , nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da corrente  $i_a$ ),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da corrente  $i_a$ ) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da corrente  $i_a$ ). Através da figura pode verificar-se que as tensões simples produzidas apresentam as mesmas regiões de funcionamento comparativamente à topologia NPC, variando entre três valores distintos, ao passo que as tensões compostas produzidas apresentam cinco níveis, também como se verifica na topologia NPC, mas distribuídos de forma diferente. Para além disso, tal como se sucede nas topologias *flying capacitor* monofásicas, existe o efeito multiplicativo na frequência das tensões produzidas, tanto nas tensões simples como nas tensões compostas, sendo o período destas igual a  $T_{sw}/2$ , ou seja, possuindo uma frequência duas vezes superior à frequência de operação do conversor. Em relação às correntes

das fases, uma vez que também sofrem o efeito multiplicativo na sua frequência, verifica-se que possuem um *ripple* consideravelmente menor do que o verificado nas restantes topologias trifásicas, sendo especialmente reduzido nos picos positivo e negativo e nas passagens por zero. Consequentemente, a corrente de neutro ( $i_n$ ) apresenta um *ripple* inferior, sendo praticamente nulo quando ocorre uma passagem por zero em qualquer uma das correntes das fases.

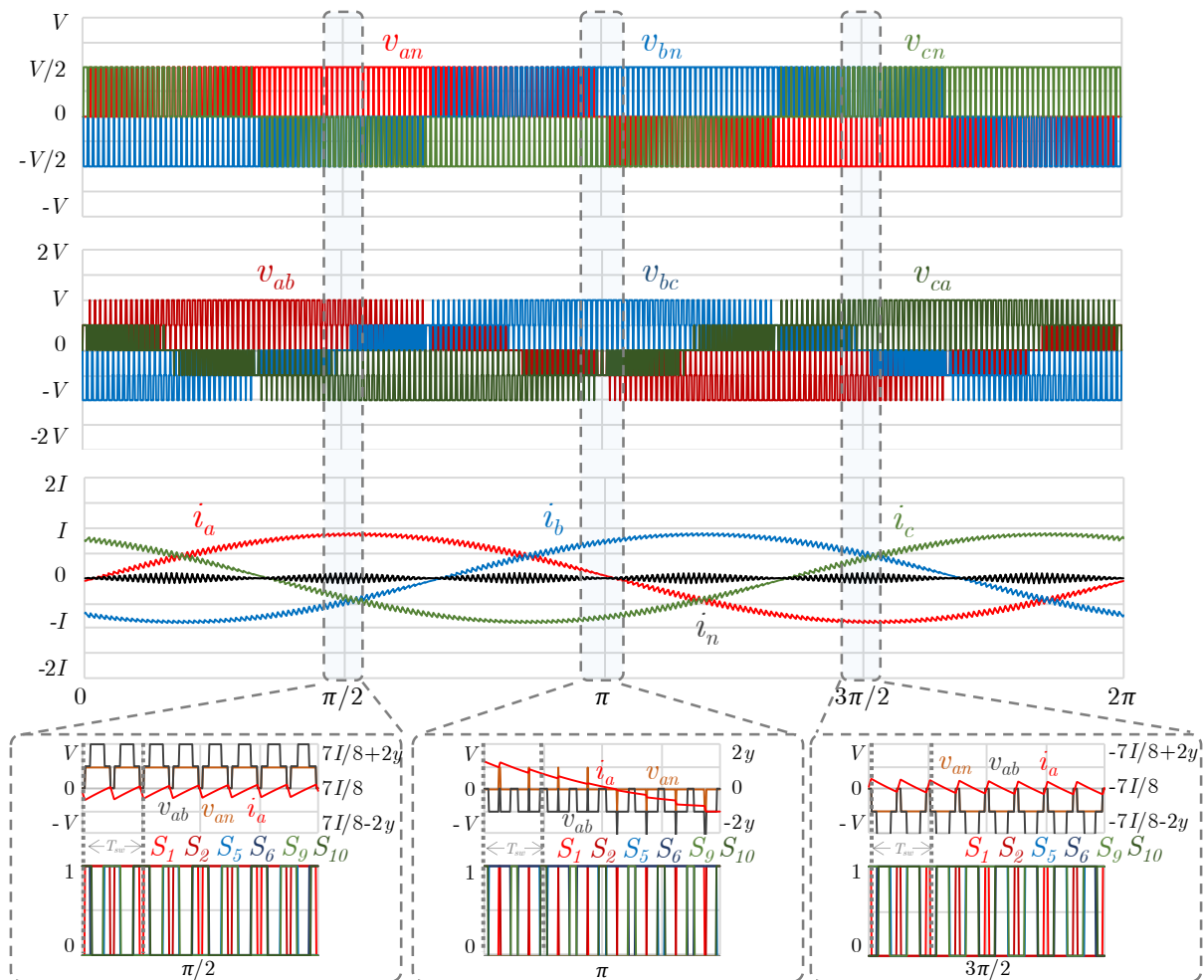


Figura 3.37 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional trifásico *flying capacitor* de três níveis: tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ), tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_n$ ) produzidas; pormenor das tensões  $v_{an}$  e  $v_{ab}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_5$ ,  $S_6$ ,  $S_9$  e  $S_{10}$ .

Na literatura podem ser encontrados exemplos de aplicação do conversor CA-CC bidirecional trifásico *flying capacitor*, tais como sistemas de tração [788], retificadores ativos [789], filtros ativos de potência do tipo paralelo [790], sistemas de transmissão flexível em CA [791] e sistemas de transmissão em HVDC [792]. Em [793] pode ser vista uma abordagem da topologia *flying capacitor* de três níveis a quatro braços. Uma topologia denominada *nested NPC* é proposta em [794], utilizando, por fase, dois diodos característicos das topologias NPC e dois condensadores característicos das topologias *flying capacitor*.

### 3.2.12 Conversor CA-CC Trifásico em Ponte Completa em Cascata

Tal como as topologias NPC e *flying capacitor*, também a topologia em ponte completa em cascata tem a sua versão trifásica [795]. Esta topologia encontra-se representada na Figura 3.38, sendo cada uma das fases constituída por um conversor CA-CC bidirecional monofásico em meia ponte em cascata de  $n$  células, com  $n$  condensadores de barramento CC isolados entre si e  $4n$  semicondutores de potência totalmente controlados com os respetivos díodos em antiparalelo. De referir que o conversor se encontra ligado em estrela, i.e., os terminais negativos provenientes do conversor de cada fase encontram-se ligados entre si, formando o neutro (ponto  $n$ ), o que permite produzir tensões simples e compostas. Contudo, este conversor é passível de ser ligado em estrela ou em triângulo, sendo que, no último caso, o terminal negativo de cada fase ligaria ao terminal positivo da fase seguinte, eliminando o ponto  $n$  e sendo capaz de produzir apenas tensões compostas. Quando conectado à rede elétrica, de modo a poder funcionar com corrente controlada, bem como poder operar como conversor CC-CA, a tensão total nos condensadores do barramento CC de cada fase ( $\sum v_{dc\{1,\dots,n\}}$ ) deve ser, no mínimo, superior ao valor máximo instantâneo da tensão simples da rede elétrica. Porém, os semicondutores empregues neste tipo de conversor apenas deverão suportar, no mínimo, tensões iguais à tensão do barramento CC da respetiva célula onde se encontram conectados. Tal é válido quando o conversor se encontra conectado em estrela, pelo que, caso seja conectado em triângulo, a tensão total nos condensadores do barramento CC de cada fase ( $\sum v_{dc\{1,\dots,n\}}$ ) deve ser, no mínimo, superior ao valor máximo instantâneo da tensão composta da rede elétrica, i.e.,  $\sqrt{3}$  vezes superior. Comparativamente às topologias NPC e *flying capacitor*, a tensão que os semicondutores necessitam de suportar é  $n$  vezes inferior no caso da ligação em estrela e  $n/\sqrt{3}$  vezes inferior no caso da ligação em triângulo para as mesmas tensões CA produzidas. Considerando o caso mais simples, i.e., duas células por fase, a tensão que os semicondutores necessitam de suportar é de metade para a ligação em estrela e 1,1547 (i.e.,  $2/\sqrt{3}$ ) vezes inferior para a ligação em triângulo em relação às topologias NPC e *flying capacitor*.

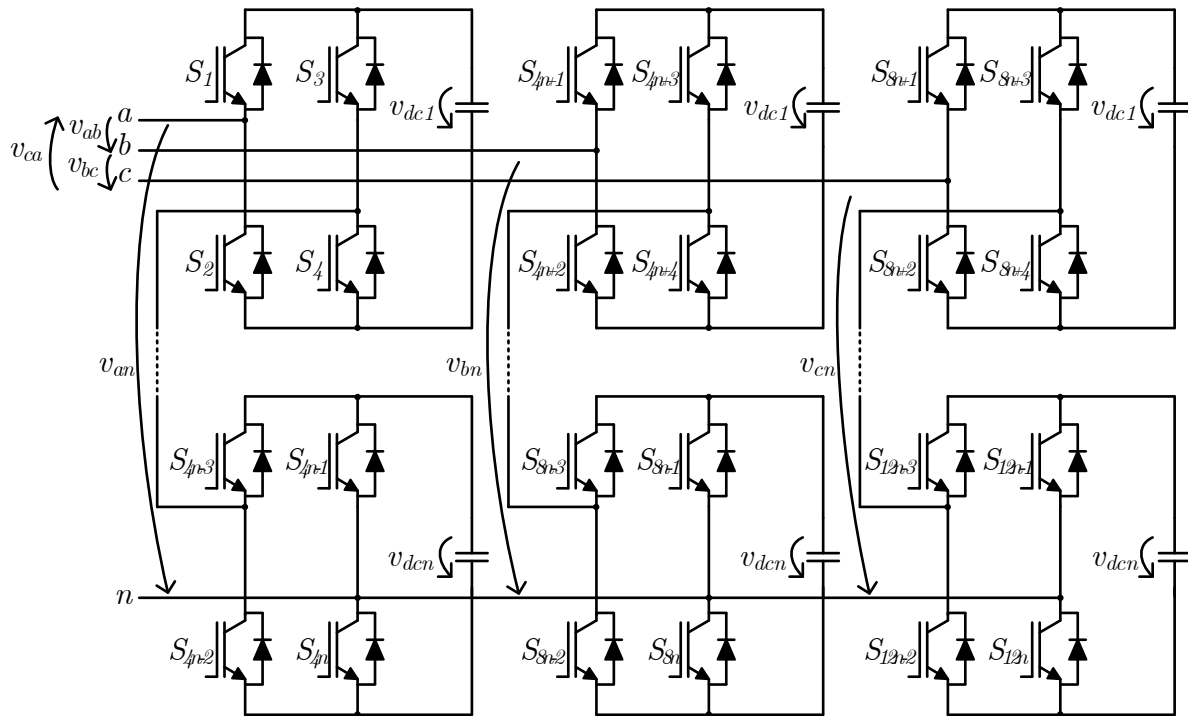


Figura 3.38 – Conversor CA-CC bidirecional trifásico em ponte completa em cascata de  $n$  células conectado em estrela.

Similarmente ao previamente referido acerca da versão monofásica deste conversor, é possível aplicar uma abordagem simétrica (as tensões no barramento CC de cada célula são iguais entre si) ou assimétrica (as tensões no barramento CC de cada célula são diferentes entre si). Com a abordagem simétrica, um conversor trifásico deste tipo constituído por  $n$  células por fase ligado em estrela é capaz de produzir  $2n+1$  níveis de tensão simples e  $4n+1$  níveis de tensão composta. Para uma configuração de duas células, uma vez que por cada fase existem dezasseis estados de operação ( $2^4 = 16$ ), como referido acerca da versão monofásica desta topologia (Tabela 3.11), o número total de estados de operação para a topologia trifásica ascende a  $16^3 = 4096$ . Como tal, na Tabela 3.19 apenas se encontram apresentadas as tensões simples e compostas produzidas em função da tensão produzida por cada fase para um ângulo de fase compreendido entre  $0^\circ$  e  $60^\circ$  relativamente à fase  $a$ , sendo que o conversor é capaz de produzir cinco níveis de tensão simples ( $+2v_{dc}$ ,  $+v_{dc}$ ,  $0$ ,  $-v_{dc}$  e  $-2v_{dc}$ ) e nove de tensão composta ( $+4v_{dc}$ ,  $+3v_{dc}$ ,  $+2v_{dc}$ ,  $+v_{dc}$ ,  $0$ ,  $-v_{dc}$ ,  $-2v_{dc}$ ,  $-3v_{dc}$  e  $-4v_{dc}$ ), sendo a tensão em cada barramento CC igual a  $v_{dc}$ . De referir que, apesar de vigorarem na tabela, determinados estados podem não ser aplicados na operação equilibrada do conversor. Em relação ao estado dos semicondutores, na tabela apenas se encontram representadas as operações que se traduzem no nível de tensão produzida, podendo variar entre  $-2$  e  $2$  (e.g., para a fase  $a$  encontra-se representada a operação  $S_1 - S_3 + S_5 - S_7$ , cujo resultado multiplicado por  $v_{dc}$  resulta na tensão simples  $v_{an}$  produzida). Para além disso, apenas se

encontram representados os semicondutores superiores dos braços de cada célula, sendo que o estado de um semicondutor  $S_{n+1}$  será sempre complementar do estado de  $S_n$  para  $n$  ímpar.

Tabela 3.19 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico em ponte completa em cascata de duas células com configuração simétrica (cinco níveis) para um ângulo de fase compreendido entre  $0^\circ$  e  $60^\circ$  relativamente à fase  $a$ .

$S_1 - S_3 + S_5 - S_7$	$S_9 - S_{11} + S_{13} - S_{15}$	$S_{17} - S_{19} + S_{21} - S_{23}$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$
0	-2	0	0	$-2v_{dc}$	0	$+2v_{dc}$	$-2v_{dc}$	0
0	-2	1	0	$-2v_{dc}$	$+v_{dc}$	$+2v_{dc}$	$-3v_{dc}$	$+v_{dc}$
0	-2	2	0	$-2v_{dc}$	$+2v_{dc}$	$+2v_{dc}$	$-4v_{dc}$	$+2v_{dc}$
0	-1	0	0	$-v_{dc}$	0	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$	0
0	-1	1	0	$-v_{dc}$	$+v_{dc}$	$+v_{dc}$	$-2v_{dc}$	$+v_{dc}$
0	-1	2	0	$-v_{dc}$	$+2v_{dc}$	$+v_{dc}$	$-3v_{dc}$	$+2v_{dc}$
1	-2	0	$+v_{dc}$	$-2v_{dc}$	0	$+3v_{dc}$	$-2v_{dc}$	$-v_{dc}$
1	-2	1	$+v_{dc}$	$-2v_{dc}$	$+v_{dc}$	$+3v_{dc}$	$-3v_{dc}$	0
1	-2	2	$+v_{dc}$	$-2v_{dc}$	$+2v_{dc}$	$+3v_{dc}$	$-4v_{dc}$	$+v_{dc}$
1	-1	0	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$	0	$+2v_{dc}$	$-v_{dc}$	$-v_{dc}$
1	-1	1	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$	$+v_{dc}$	$+2v_{dc}$	$-2v_{dc}$	0
1	-1	2	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$	$+2v_{dc}$	$+2v_{dc}$	$-3v_{dc}$	$+v_{dc}$
2	-2	0	$+2v_{dc}$	$-2v_{dc}$	0	$+4v_{dc}$	$-2v_{dc}$	$-2v_{dc}$
2	-2	1	$+2v_{dc}$	$-2v_{dc}$	$+v_{dc}$	$+4v_{dc}$	$-3v_{dc}$	$-v_{dc}$
2	-2	2	$+2v_{dc}$	$-2v_{dc}$	$+2v_{dc}$	$+4v_{dc}$	$-4v_{dc}$	0
2	-1	0	$+2v_{dc}$	$-v_{dc}$	0	$+3v_{dc}$	$-v_{dc}$	$-2v_{dc}$
2	-1	1	$+2v_{dc}$	$-v_{dc}$	$+v_{dc}$	$+3v_{dc}$	$-2v_{dc}$	$-v_{dc}$
2	-1	2	$+2v_{dc}$	$-v_{dc}$	$+2v_{dc}$	$+3v_{dc}$	$-3v_{dc}$	0

Relativamente à abordagem assimétrica, tal como verificado na topologia monofásica, o número de níveis de tensão que o conversor é capaz de produzir depende da progressão geométrica utilizada para a relação entre as tensões do barramento CC de cada célula. Considerando uma progressão geométrica do tipo  $3^k$ , um conversor trifásico deste tipo constituído por  $n$  células por fase ligado em estrela é capaz de produzir  $3^n$  níveis de tensão simples e  $2(3^n)-1$  níveis de tensão composta. Na Tabela 3.20 encontra-se representada a informação análoga da tabela anterior relativamente a uma abordagem assimétrica, estando apresentadas as tensões simples e compostas produzidas em função da tensão produzida por cada fase para um ângulo de fase compreendido entre  $0^\circ$  e  $30^\circ$  relativamente à fase  $a$ . A progressão geométrica utilizada para a distribuição das tensões dos barramentos CC das células é do tipo  $3^k$ , ou seja,  $v_{dc1} = v_{dc}$  e  $v_{dc2} = 3v_{dc}$ , resultando em nove níveis de tensão simples e, teoricamente, dezassete níveis de tensão composta. No entanto, na tabela pode constatar-se que as tensões compostas

apresentam apenas quinze níveis de tensão distintos (i.e., a tensão  $v_{bc}$  atinge o seu pico negativo em  $0^\circ$  e o nível mínimo de tensão obtido é  $-7v_{dc}$  e não  $-8v_{dc}$ ). Este fenómeno ocorre quando o número de níveis de tensão é de tal forma elevado que não existe sobreposição dos níveis extremos (positivo e negativo) de tensão simples entre duas fases distintas, admitindo que o conversor opera de forma trifásica equilibrada, pelo que os níveis extremos das tensões compostas ( $\pm 8v_{dc}$ ) não são estabelecidos. Por exemplo, caso se pretendesse obter uma tensão composta  $v_{xy} = +8v_{dc}$ , seria necessário produzir as tensões simples  $v_{xn} = +4v_{dc}$  e  $v_{yn} = -4v_{dc}$  em simultâneo, o que não acontece quando a componente fundamental das fases  $x$  e  $y$  possui um desfasamento de  $120^\circ$ . Uma alternativa para possibilitar o estabelecimento dos níveis extremos de tensão composta nesta situação, mantendo o sistema equilibrado, seria recorrer a sobremodulação. De referir que, apesar de vigorarem na tabela, determinados estados podem não ser aplicados na operação equilibrada do conversor. Em relação ao estado dos semicondutores, na tabela apenas se encontram representadas as operações que se traduzem no nível de tensão produzida, podendo variar entre  $-4$  e  $4$  (e.g., para a fase  $a$  encontra-se representada a operação  $S_1 - S_3 + 3(S_5 - S_7)$ , cujo resultado multiplicado por  $v_{dc}$  resulta na tensão simples  $v_{an}$  produzida). Para além disso, apenas se encontram representados os semicondutores superiores dos braços de cada célula, sendo que o estado de um semicondutor  $S_{n+1}$  será sempre complementar do estado de  $S_n$  para  $n$  ímpar.



Tabela 3.20 – Estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico em ponte completa em cascata de duas células com configuração assimétrica (nove níveis) para um ângulo de fase compreendido entre  $0^\circ$  e  $30^\circ$  relativamente à fase  $a$ .

$S_1 - S_3 + 3(S_5 - S_7)$	$S_9 - S_{11} + 3(S_{13} - S_{15})$	$S_{17} - S_{19} + 3(S_{21} - S_{23})$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$
0	-4	1	0	$-4v_{dc}$	$+v_{dc}$	$+4v_{dc}$	$-5v_{dc}$	$+v_{dc}$
0	-4	2	0	$-4v_{dc}$	$+2v_{dc}$	$+4v_{dc}$	$-6v_{dc}$	$+2v_{dc}$
0	-4	3	0	$-4v_{dc}$	$+3v_{dc}$	$+4v_{dc}$	$-7v_{dc}$	$+3v_{dc}$
0	-3	1	0	$-3v_{dc}$	$+v_{dc}$	$+3v_{dc}$	$-4v_{dc}$	$+v_{dc}$
0	-3	2	0	$-3v_{dc}$	$+2v_{dc}$	$+3v_{dc}$	$-5v_{dc}$	$+2v_{dc}$
0	-3	3	0	$-3v_{dc}$	$+3v_{dc}$	$+3v_{dc}$	$-6v_{dc}$	$+3v_{dc}$
1	-4	1	$+v_{dc}$	$-4v_{dc}$	$+v_{dc}$	$+5v_{dc}$	$-5v_{dc}$	0
1	-4	2	$+v_{dc}$	$-4v_{dc}$	$+2v_{dc}$	$+5v_{dc}$	$-6v_{dc}$	$+v_{dc}$
1	-4	3	$+v_{dc}$	$-4v_{dc}$	$+3v_{dc}$	$+5v_{dc}$	$-7v_{dc}$	$+2v_{dc}$
1	-3	1	$+v_{dc}$	$-3v_{dc}$	$+v_{dc}$	$+4v_{dc}$	$-4v_{dc}$	$+3v_{dc}$
1	-3	2	$+v_{dc}$	$-3v_{dc}$	$+2v_{dc}$	$+4v_{dc}$	$-5v_{dc}$	$+v_{dc}$
1	-3	3	$+v_{dc}$	$-3v_{dc}$	$+3v_{dc}$	$+4v_{dc}$	$-6v_{dc}$	$+2v_{dc}$
2	-4	1	$+2v_{dc}$	$-4v_{dc}$	$+v_{dc}$	$+6v_{dc}$	$-5v_{dc}$	$-v_{dc}$
2	-4	2	$+2v_{dc}$	$-4v_{dc}$	$+2v_{dc}$	$+6v_{dc}$	$-6v_{dc}$	0
2	-4	3	$+2v_{dc}$	$-4v_{dc}$	$+3v_{dc}$	$+6v_{dc}$	$-7v_{dc}$	$+v_{dc}$
2	-3	1	$+2v_{dc}$	$-3v_{dc}$	$+v_{dc}$	$+5v_{dc}$	$-4v_{dc}$	$+2v_{dc}$
2	-3	2	$+2v_{dc}$	$-3v_{dc}$	$+2v_{dc}$	$+5v_{dc}$	$-5v_{dc}$	$+3v_{dc}$
2	-3	3	$+2v_{dc}$	$-3v_{dc}$	$+3v_{dc}$	$+5v_{dc}$	$-6v_{dc}$	$+v_{dc}$

Na Figura 3.39 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com abordagem simétrica, i.e., de cinco níveis, com filtro indutivo e carga resistiva equilibrada de valor  $R$  por fase ligada em estrela do lado CA, sendo utilizadas fontes de tensão ideais de valor  $V/4$  em cada um dos condensadores do barramento CC, i.e.,  $v_{dc\{1,2\}} = v_{dc} = V/4$ , perfazendo uma tensão total  $v_{dc1} + v_{dc2} = V/2$ . De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $R$ ,  $L$ ,  $y$ ,  $f$  e  $T_{sw}$  são os mesmos que os utilizados anteriormente. Na figura pode ver-se as tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ), as tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e as correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_n$ ) produzidas pelo conversor durante um ciclo da frequência fundamental ( $f$ ). Para além disso, as tensões  $v_{an}$  e  $v_{ab}$  e a corrente  $i_a$ , bem como o estado dos semicondutores da fase  $a$  ( $S_1$ ,  $S_3$ ,  $S_5$ , e  $S_7$ ), podem ser vistos em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de comutação  $T_{sw}$ ) para três ângulos de fase distintos em relação à fase  $a$ , nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da corrente  $i_a$ ),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da corrente  $i_a$ ) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da corrente  $i_a$ ). Através da figura pode verificar-se que as tensões simples produzidas apresentam cinco níveis, ao passo que as tensões compostas produzidas apresentam nove

níveis. Para além disso, tal como se sucede na topologia em ponte completa em cascata monofásica, existe o efeito multiplicativo na frequência das tensões produzidas, uma vez que todos os semicondutores se encontram constantemente em comutação. Apesar de não estar representado na figura por questões de visualização, o estado dos restantes semicondutores obedece a um padrão semelhante ao dos semicondutores da fase  $a$ , diferindo essencialmente na largura de pulso. O efeito multiplicativo na frequência verifica-se tanto nas tensões simples como nas tensões compostas, sendo o período destas igual a  $T_{sw}/4$ , ou seja, possuindo uma frequência quatro vezes superior à frequência de operação do conversor. Em relação às correntes das fases, uma vez que também sofrem o efeito multiplicativo na sua frequência, verifica-se que possuem um *ripple* consideravelmente menor do que o verificado nas restantes topologias trifásicas, sendo especialmente reduzido nas trocas das regiões de funcionamento das respetivas tensões simples. Consequentemente, a corrente de neutro ( $i_n$ ) apresenta um *ripple* inferior, sendo praticamente nulo quando ocorre uma passagem por zero em qualquer uma das correntes das fases, à semelhança do que se verifica na topologia *flying capacitor*.

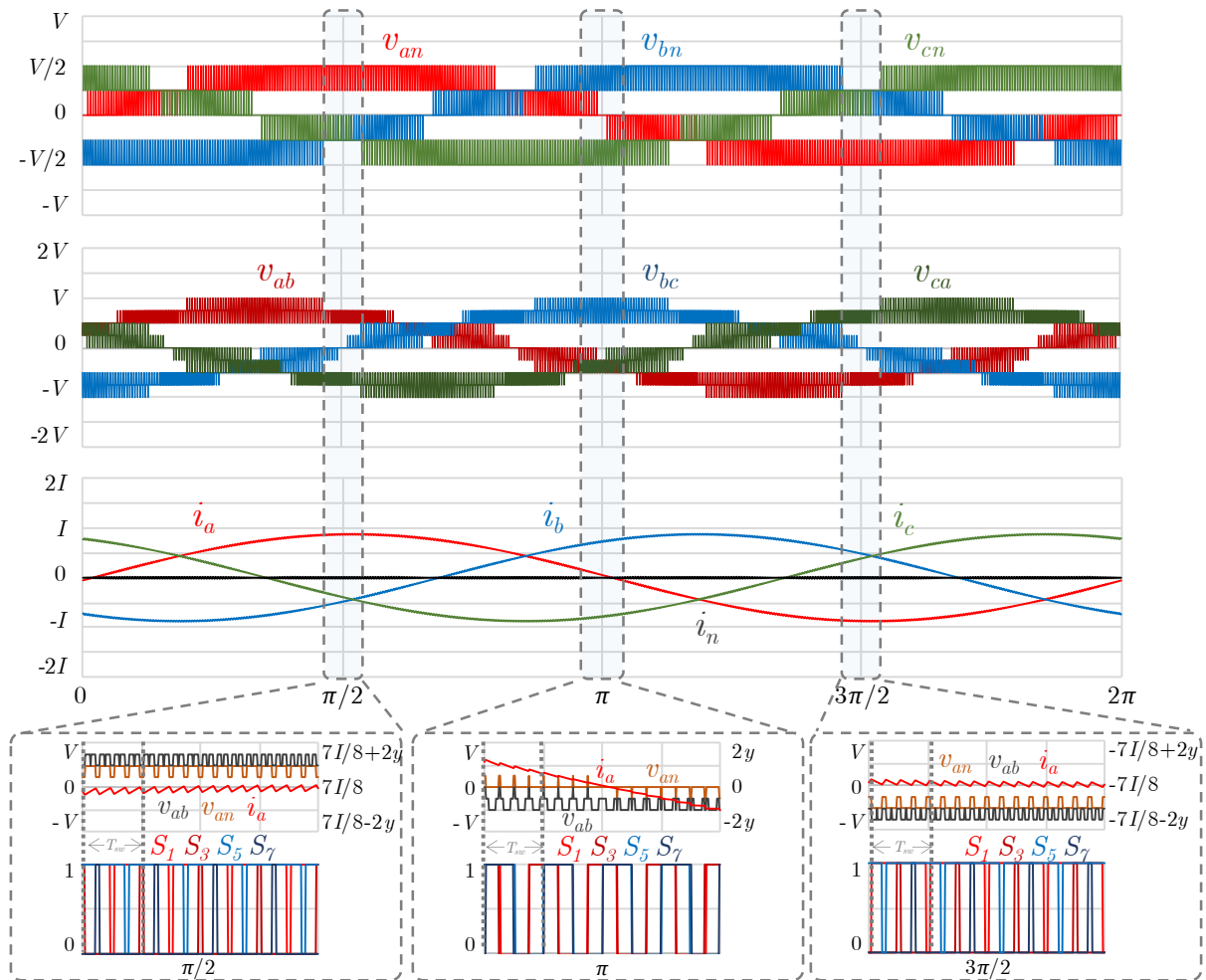


Figura 3.39 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional trifásico em ponte completa em cascata de duas células com configuração simétrica (cinco níveis): tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ), tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_n$ ) produzidas; pormenor das tensões  $v_{an}$  e  $v_{ab}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores da fase  $a$  ( $S_1$ ,  $S_3$ ,  $S_5$  e  $S_7$ ).

Na Figura 3.40 pode ser visto um exemplo de operação deste tipo de conversor com abordagem assimétrica, i.e., de nove níveis, sendo utilizadas fontes de tensão ideais de valores diferentes em cada um dos condensadores do barramento CC, nomeadamente  $v_{dc1} = v_{dc} = V/8$  e  $v_{dc2} = 3V/8$ , perfazendo uma tensão total  $v_{dc1} + v_{dc2} = V/2$ , i.e., a mesma tensão total utilizada na abordagem anterior. As restantes condições de operação são as mesmas que as anteriormente mencionadas. Neste caso, constata-se que as tensões simples produzidas apresentam nove níveis, enquanto as tensões compostas apresentam quinze níveis (e não dezassete). Para além disso, analogamente ao verificado na topologia monofásica assimétrica, a multiplicação da frequência das tensões e correntes produzidas deixa de existir, uma vez que grande parte dos estados redundantes é cancelada, pelo que a totalidade dos semicondutores não se encontra constantemente em comutação. À exceção do caso anterior, onde as tensões e correntes produzidas possuem uma frequência quatro vezes superior à frequência de operação do conversor, as correntes das fases neste caso possuem um *ripple* mais reduzido do que nas topologias

previamente abordadas, sendo especialmente reduzido nas trocas das regiões de funcionamento das respectivas tensões simples. Consequentemente, também a corrente de neutro ( $i_n$ ) apresenta um *ripple* inferior.

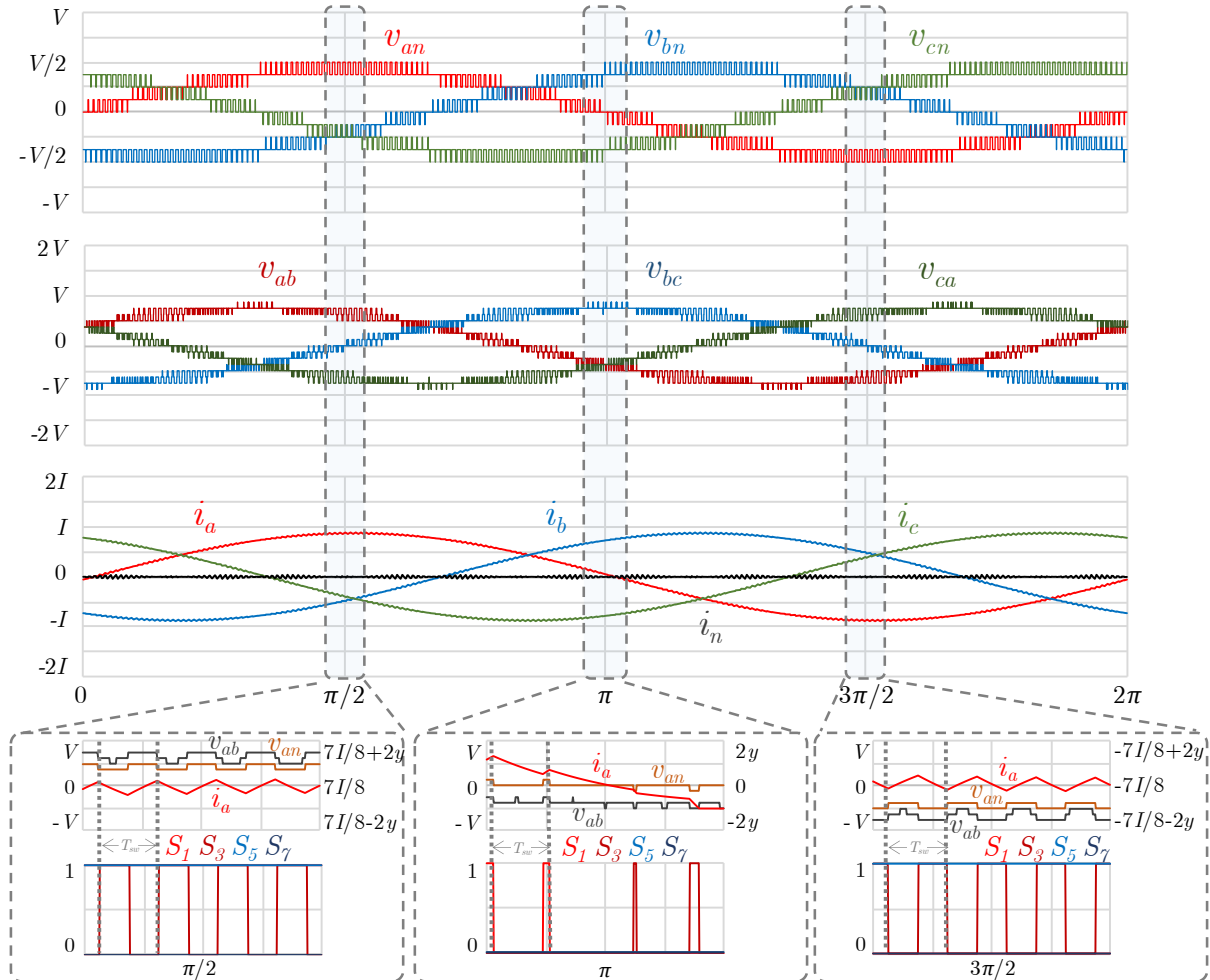


Figura 3.40 – Operação de um conversor CA-CC bidirecional trifásico em ponte completa em cascata de duas células com configuração assimétrica (nove níveis): tensões simples ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ), tensões compostas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) e correntes ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_n$ ) produzidas; pormenor das tensões  $v_{an}$  e  $v_{ab}$ , corrente  $i_a$  e estado dos semicondutores da fase  $a$  ( $S_1$ ,  $S_3$ ,  $S_5$  e  $S_7$ ).

Na literatura podem ser encontrados vários exemplos de aplicação do conversor CA-CC bidirecional trifásico em ponte completa de cinco níveis, tais como filtros ativos de potência do tipo paralelo [796] e sistemas de geração distribuída de energia [797], de sete níveis, tais como VEVs [798] e compensadores estáticos síncronos [799], de nove níveis, tais como compensadores estáticos de reativos [795] e sistemas de tração [800], e de onze níveis, tais como sistemas de tração de VEs [801], sistemas de tração de veículos híbridos *plug-in* [802] e filtros ativos de potência do tipo paralelo [803]. Em relação à configuração assimétrica, na literatura podem ser encontradas topologias de vinte e sete níveis [804], de oitenta e um níveis [805] e de oitenta e cinco níveis [806]. Uma comparação entre configurações simétricas e assimétricas do conversor CA-CC em ponte completa em cascata e a sua influência na

performance de sistemas de tração pode ser vista em [807]. Em [808] é apresentada uma topologia baseada na ligação em cascata de dois conversores CA-CC NPC em ponte completa, resultando num conversor de nove níveis. Em [809] é proposta uma topologia baseada na ligação em cascata de dois conversores CA-CC *flying capacitor* em ponte completa de cinco níveis, também de nove níveis. Uma topologia semelhante com abordagem assimétrica é proposta em [810], totalizando treze níveis de tensão produzida. Na literatura podem ser encontradas publicações de revisão de conversores CA-CC bidirecionais em ponte completa em cascata [811], [812], e em [813] é efetuada uma revisão de topologias híbridas combinando conversores CA-CC em ponte completa em cascata com conversores CA-CC de comutação natural, i.e., utilizando SCRs.

### 3.3 Conversores CC-CC Bidirecionais

Um conversor CC-CC tem como função gerar uma tensão ou corrente CC regulada a partir de uma outra tensão ou corrente CC, tipicamente de um valor diferente, podendo ser regulada ou não. Este tipo de conversor pode ser encontrado em aplicações como sistemas de carregamento de baterias dos mais diversos tipos (desde computadores e telemóveis a VEs), fontes de alimentação usadas em aparelhos domésticos e sistemas de extração de máxima potência em painéis solares fotovoltaicos. Um conversor CC-CC pode classificar-se quanto ao modo de funcionamento dos seus semicondutores de potência, quanto aos seus possíveis sentidos de fluxo de energia e quanto à existência de isolamento galvânico. Em relação à primeira dicotomia, um conversor CC-CC pode classificar-se como linear, caso os seus semicondutores operem na zona linear de condução (zona ativa no caso de IGBTs e zona de saturação no caso de MOSFETs), ou comutado, caso os seus semicondutores operem como interruptores (zonas de corte e saturação no caso de IGBTs e zonas de corte e triodo no caso de MOSFETs). Em relação aos possíveis sentidos de fluxo de energia, um conversor CC-CC pode classificar-se como unidirecional, caso permita um fluxo de energia apenas num sentido, ou bidirecional, caso permita um fluxo de energia em ambos os sentidos existentes. Em relação ao isolamento galvânico, um conversor CC-CC pode classificar-se como não-isolado, caso a entrada e a saída estejam referenciadas ao mesmo potencial, ou isolado, caso a entrada e a saída estejam referenciadas a potenciais diferentes por intermédio de um transformador, garantindo isolamento galvânico entre a entrada e a saída do conversor.

Em aplicações de eletrônica de potência, os conversores CC-CC comutados são favorecidos sobre os conversores CC-CC lineares, não funcionando com base em corrente constante mas sim em potência constante entre a entrada e a saída, o que lhes proporciona eficiências bastante superiores [814]. Para

além disso, tendo em conta a aplicação em questão na presente tese, é imprescindível que os conversores utilizados sejam bidirecionais, quer o conversor CA-CC quer o conversor CC-CC, pelo que neste capítulo são apenas analisadas topologias bidirecionais de conversores CC-CC comutados. De referir que, na presente secção, os terminais considerados para os conversores CC-CC possuem as designações  $v_{dc}$  e  $v_{bat}$  tendo em vista a sua interface entre um conversor CA-CC bidirecional e um conjunto de baterias, respetivamente, como se sucede nos sistemas de tração e nos sistemas de carregamento de baterias para VEs. Deve ser tido em atenção que tal não invalida, contudo, a conexão de baterias no terminal dos conversores CC-CC presentemente designado por  $v_{dc}$ , por exemplo. Alguns exemplos de revisão da literatura acerca de conversores CC-CC bidirecionais podem ser encontrados em [815]–[819].

### 3.3.1 Conversor CC-CC *Buck-Boost*

O conversor CC-CC bidirecional *buck-boost*, também denominado conversor CC-CC *buck-boost* de dois quadrantes, é a topologia mais simples de conversor CC-CC bidirecional. Como se pode ver na Figura 3.41, este conversor possui apenas, como elementos ativos, dois semicondutores totalmente controlados com os respetivos díodos em antiparalelo ( $S_1$  e  $S_2$ ), possuindo também apenas dois elementos passivos (uma bobina  $L$  e um condensador  $C$ ). A sua designação de dois quadrantes deve-se ao facto de operar como conversor *buck* num dos sentidos de fluxo de energia (segundo a figura, de  $v_{dc}$  para  $v_{bat}$ ), sendo comutado o semicondutor  $S_1$  e mantido  $S_2$  inativo, e como conversor *boost* quando a energia é transferida no sentido oposto (segundo a figura, de  $v_{bat}$  para  $v_{dc}$ ), sendo comutado o semicondutor  $S_2$  e mantido  $S_1$  inativo. Deste modo, é necessário que a tensão  $v_{dc}$  seja superior à tensão  $v_{bat}$  para o correto funcionamento deste conversor, sendo assegurada a operação em dois quadrantes de conversão de energia.

Para uma melhor compreensão do funcionamento do conversor, a sua análise pode ser dividida nos seus dois modos possíveis (modo *buck* e modo *boost*) e, para cada um deles, nos dois estados possíveis de operação relativamente ao semicondutor em funcionamento ( $S_1$  em modo *buck* e  $S_2$  em modo *boost*), sendo analisada a tensão aos terminais da bobina  $L$  ( $v_L$ ). Como se sucede num elemento indutivo, a taxa de variação da corrente estabelecida ( $di_L$ ) é dependente do seu valor de indutância ( $L$ ), da tensão aplicada aos seus terminais e do intervalo de tempo no qual esta tensão é aplicada ( $dt$ ), como se pode observar na equação (3.1).

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.1)$$

Para a análise efetuada nesta secção, convencionou-se como positivos a polaridade da tensão e o sentido da corrente na bobina  $L$  como sendo de  $v_{dc}$  para  $v_{bat}$ , como ilustrado na Figura 3.41, ou seja, a corrente  $i_L$  é positiva quando o conversor opera em modo *buck* e negativa quando opera em modo *boost*. A corrente no lado de maior tensão ( $i_{dc}$ ) obedece à mesma convenção.

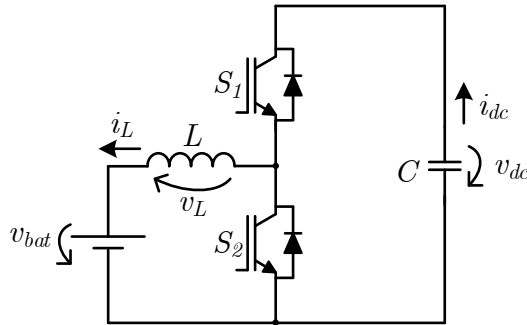


Figura 3.41 – Conversor CC-CC bidirecional *buck-boost*.

A operação do conversor em modo *buck*, também denominada *step-down* ou abaixadora, consiste em gerar uma tensão de saída ( $v_{bat}$ ) inferior ou, no limite, igual à tensão de entrada ( $v_{dc}$ ). Tratando-se de um conversor que opera com base no princípio de potência constante da entrada para a saída, uma vez que a tensão de saída é inferior à de entrada, então a corrente de saída será superior à de entrada. Quando  $S_1$  se encontra ativo, é estabelecido um caminho para circulação da corrente  $i_L$  de  $v_{dc}$  para  $v_{bat}$ , passando pelo semicondutor  $S_1$  e pela bobina  $L$ . Assim sendo, quando  $S_1$  se encontra ativo, a tensão  $v_L$  é dada pela diferença entre as tensões  $v_{dc}$  e  $v_{bat}$ , sendo  $i_{dc}$  igual a  $i_L$ . Uma vez que  $v_{dc}$  é superior a  $v_{bat}$ , a tensão  $v_L$  é positiva, o que faz com que  $i_L$  aumente. Por outro lado, quando  $S_1$  se encontra inativo, não é estabelecido qualquer caminho para circulação da corrente entre  $v_{dc}$  e  $v_{bat}$ , pelo que  $i_{dc}$  é nula. No entanto, uma vez que existe uma corrente  $i_L$  no sentido de  $v_{dc}$  para  $v_{bat}$  decorrente do anterior estado de funcionamento, esta continuará a fluir, desta feita pelo diódo em antiparalelo do semicondutor  $S_2$  e energizando  $v_{bat}$ . Neste caso, a tensão  $v_L$  é igual à tensão  $v_{bat}$  com sinal invertido, ou seja,  $v_L$  é negativa, o que faz com que  $i_L$  diminua.

A operação do conversor em modo *boost*, também denominada *step-up* ou elevadora, consiste em gerar uma tensão de saída ( $v_{dc}$ ) superior ou, no mínimo, igual à tensão de entrada ( $v_{bat}$ ). Tratando-se de um conversor que opera com base no princípio de potência constante da entrada para a saída, uma vez que a tensão de saída é superior à de entrada, então a corrente de saída será inferior à de entrada. Quando  $S_2$  se encontra ativo, é estabelecido um caminho para circulação da corrente  $i_L$ , fluindo por  $v_{bat}$ , pelo

semicondutor  $S_2$  e pela bobina  $L$ , não sendo estabelecido qualquer caminho para circulação da corrente entre  $v_{bat}$  e  $v_{dc}$  e, como tal,  $i_{dc}$  é nula. Assim sendo, quando  $S_2$  se encontra ativo, a tensão  $v_L$  é igual à tensão  $v_{bat}$ , no entanto com sinal negativo devido à convenção arbitrada. Isto faz com que  $i_L$  diminua; no entanto, uma vez que se trata do instante inicial de funcionamento do conversor em modo *boost*, em que a corrente  $i_L$  é nula, esta irá apenas tomar valores negativos e, conseqüentemente, aumentar em valor absoluto. Por outro lado, quando  $S_2$  se encontra inativo, uma vez que existe uma corrente  $i_L$  no sentido negativo decorrente do anterior estado de funcionamento, é estabelecido um caminho para circulação da corrente entre  $v_{bat}$  e  $v_{dc}$  devido ao diodo em antiparalelo do semicondutor  $S_1$ , energizando  $v_{dc}$ . Neste caso, a tensão  $v_L$  é dada pela diferença entre as tensões  $v_{dc}$  e  $v_{bat}$ , sendo  $i_{dc}$  igual a  $i_L$ . Uma vez que  $v_{dc}$  é superior a  $v_{bat}$ , a tensão  $v_L$  é positiva. Porém, como a corrente  $i_L$  é negativa, a oposição dos sinais de ambas as grandezas faz com que  $i_L$  diminua em valor absoluto.

Em ambos os modos de operação, a comutação entre cada um dos seus dois estados de funcionamento é repetida constantemente, tipicamente a uma frequência fixa, de modo a estabelecer uma tensão ou uma corrente num dos terminais ( $v_{bat}$  ou  $v_{dc}$ ) com valor médio controlado, sendo inevitável a existência de *ripple*. Este valor médio é controlado para o valor desejado através de uma modulação por largura de pulso (*pulse-width modulation* – PWM), isto é, mantendo fixa a frequência de comutação do semicondutor em operação, mas variando a relação entre o tempo em que o mesmo se encontra ativo (tempo a *on*) e o período total de um ciclo de comutação ( $T_{sw}$ ). A esta relação dá-se o nome de *duty cycle* ( $D$ ), grandeza que pode tomar qualquer valor compreendido num intervalo entre 0 (semicondutor permanentemente inativo) e 1 (semicondutor permanentemente ativo). Em qualquer dos modos de operação *buck* e *boost*, a tensão de saída será tanto maior quanto maior for o *duty cycle*, mantendo inalteradas as restantes condições de operação. No caso da operação como *buck*, a tensão de saída pode variar teoricamente entre 0 (para  $D = 0$  ou  $D = 0\%$ ) e a tensão de entrada (para  $D = 1$  ou  $D = 100\%$ ). No caso da operação como *boost*, a tensão de saída pode variar teoricamente entre a tensão de entrada (para  $D = 0\%$ ) e infinito (para  $D = 100\%$ ). Devido às componentes parasitas dos elementos constituintes do conversor, bem como aos limites finitos de operação dos mesmos, na prática não é possível atingir uma tensão infinita. Contudo, é necessário ter em atenção o valor máximo utilizado para  $D$  aquando da operação em modo *boost* de modo a evitar a danificação do conversor. Para além disso, a eficiência de um conversor *boost* tende a diminuir para valores elevados de  $D$  [814]. Na Tabela 3.21 podem ser vistos os estados de operação do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost*.



Tabela 3.21 – Estados de operação do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost*.

Modo	$S_1$	$S_2$	$v_L$	$i_{dc}$	$V_{DC}/V_{BAT}$
<i>Buck</i>	0	0	$-v_{bat}$	0	$\frac{1}{D}$
	1	0	$v_{dc} - v_{bat}$	$i_L$	
<i>Boost</i>	0	0	$v_{dc} - v_{bat}$	$i_L$	$\frac{1}{1-D}$
	0	1	$-v_{bat}$	0	

Na Figura 3.42 encontram-se representadas as formas de onda das principais grandezas decorrentes da operação de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* a operar em modo *buck* para três valores diferentes de  $D$ , nomeadamente 25%, 50% e 75%. Na figura encontram-se representados dois ciclos de funcionamento do conversor (de  $k$  a  $k+2$ ) para um período de comutação igual a  $T_{sw}$ , onde podem ser visualizadas a tensão de entrada ( $v_{dc}$ ), a tensão de saída ( $v_{bat}$ ), a tensão na bobina  $L$  ( $v_L$ ), a corrente de entrada ( $i_{dc}$ ) e a corrente na bobina ( $i_L$ ), esta sendo igual à corrente de saída. A tensão de entrada, ou seja, do lado superior, é dada por uma fonte de tensão ideal de valor  $V_{dc}$ . De referir que a constante  $I$  utilizada na escala de corrente representa a corrente máxima de funcionamento do conversor, sendo igual a  $V_{dc}/R$  caso seja utilizada uma carga com resistência  $R$  nos terminais da saída ( $v_{bat}$ ).

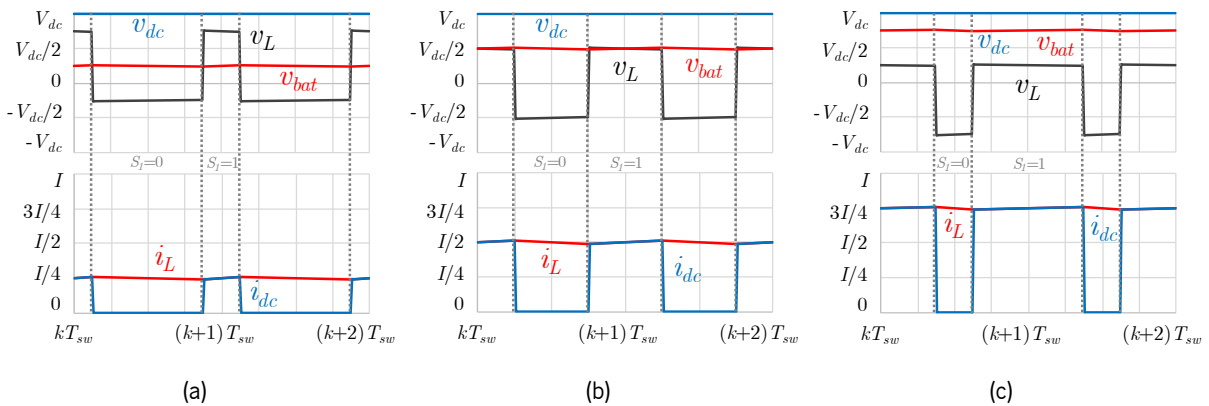


Figura 3.42 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em modo *buck* para um valor de *duty cycle* igual a: (a) 25%; (b) 50%; (c) 75%.

De forma análoga, na Figura 3.43 pode visualizar-se as formas de onda das principais grandezas decorrentes da operação de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* a operar em modo *boost*, mantendo as mesmas condições da figura anterior relativamente ao modo *buck* em termos de *duty cycle*, período de comutação e valor de indutância. Neste caso, a tensão do lado inferior passa a ser a tensão de entrada ( $v_{bat}$ ), que é dada por uma fonte de tensão ideal de valor  $V_{bat} = V_{dc}/2$ , ou seja, metade da tensão de entrada utilizada no exemplo anterior relativamente ao modo *buck*.

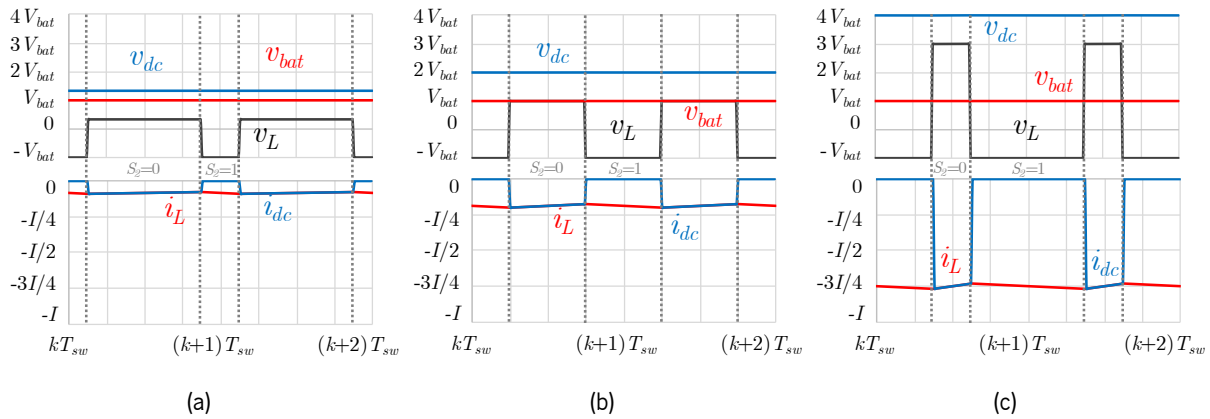


Figura 3.43 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em modo *boost* para um valor de *duty cycle* igual a: (a) 25%; (b) 50%; (c) 75%.

Relativamente ao *ripple* das correntes num conversor CC-CC bidirecional *buck-boost*, é necessário ter em conta que, no caso da operação em modo *buck*, a corrente de entrada (proveniente de  $v_{dc}$ ) é constantemente estabelecida e interrompida, conferindo-lhe uma característica pulsada, ao passo que a corrente de saída (energizando  $v_{bat}$ ) é contínua, apresentando um *ripple* que depende das grandezas previamente indicadas na equação (3.1). Por outro lado, no caso da operação em modo *boost*, a corrente de entrada (proveniente de  $v_{bat}$ ) é contínua com *ripple*, sendo a corrente de saída (energizando  $v_{dc}$ ) pulsada, contrariamente ao que se sucede na operação em modo *buck*. Assim sendo, no projeto de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* deve ter-se em consideração uma correspondência adequada entre as fontes de energia e os terminais a utilizar no conversor. Uma típica aplicação de um conversor deste tipo consiste na interface de fontes de energia CC, tais como baterias ou células de combustível, com o barramento CC de um conversor CA-CC bidirecional. Uma vez que é conveniente que a corrente fornecida ou extraída destes sistemas armazenadores de energia seja contínua com o menor *ripple* possível, é comum estes serem conectados do lado de menor tensão, onde a corrente apresenta baixo *ripple*, daí a escolha da designação  $v_{bat}$  para a tensão deste lado do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost*. Em contrapartida, o barramento CC de um conversor CA-CC bidirecional é construído de forma a lidar com corrente pulsada, caso contrário o conversor não funcionaria corretamente. Como tal, este terminal é comumente conectado ao lado de maior tensão, daí a escolha da designação  $v_{dc}$  para a tensão deste lado do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost*.

Tendo em conta as características referidas, este conversor é tipicamente utilizado em sistemas bidirecionais de armazenamento de energia, como é o caso de sistemas de carregamento *on-board* de baterias de VEs [2], tendo sido também proposta a sua utilização em sistemas *off-board* com funções de carregamento de baterias de VEs e filtragem ativa [820], sistemas de interface entre baterias e ultracondensadores [821] e sistemas de *load-shift* [822].

### 3.3.2 Conversor CC-CC *Buck-Boost Interleaved*

Tal como o nome indica, o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* consiste em intercalar dois ou mais elementos constituintes de um conversor CC-CC bidireccional *buck-boost*, nomeadamente os semicondutores de potência e a respetiva bobina conectada ao ponto médio destes. A cada conjunto formado por um braço de semicondutores e uma bobina é comumente atribuída a designação de fase. Na Figura 3.44 encontra-se a representação genérica de um conversor deste tipo para  $n$  fases, estando representadas as duas primeiras fases (1 e 2) e a última ( $n$ ). Como tal, numa configuração *interleaved* de  $n$  fases, são utilizadas  $n$  bobinas e  $2n$  semicondutores de potência totalmente controlados com os respetivos díodos em antiparalelo. À semelhança do conversor CC-CC bidireccional *buck-boost*, existem apenas duas tensões terminais ( $v_{bat}$  e  $v_{dc}$ ), bem como apenas um condensador no lado da tensão superior do conversor ( $C$ ).

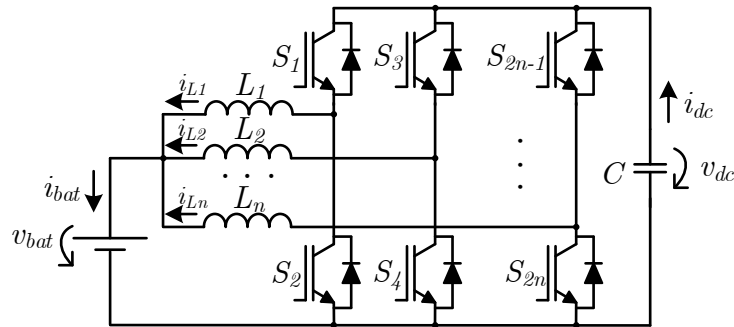


Figura 3.44 – Conversor CC-CC bidireccional *buck-boost interleaved* de  $n$  fases.

Analisando este conversor, pode constatar-se que todas as fases se encontram curto-circuitadas no lado de menor tensão, sendo todos os terminais do lado de tensão inferior das bobinas conectados ao mesmo ponto ( $v_{bat}$ ). No lado de tensão superior, verifica-se também que os braços de semicondutores das diversas fases partilham os mesmos terminais, todos eles estando sujeitos à tensão  $v_{dc}$ . Como tal, conclui-se que a configuração *interleaved* consiste numa espécie de associação em paralelo de configurações mais básicas, como é o caso da topologia *buck-boost* [823]. Daqui se depreende que uma vantagem notória desta topologia de conversor CC-CC passa pela divisão das correntes que atravessam tanto os semicondutores de potência como as bobinas, permitindo reduzir o stress nestes componentes ou, por outro lado, permitindo utilizar componentes com capacidades de corrente inferiores e, à partida, menos dispendiosos. Tal seria também possível com a utilização de semicondutores de potência em paralelo, no entanto, existe uma outra vantagem associada à configuração *interleaved* para além da divisão de correntes. De modo a reduzir o *ripple* da corrente total do lado de menor tensão ( $i_{bat}$ ), os sinais de comando a aplicar aos semicondutores de potência devem obedecer a um desfasamento de  $360^\circ/n$ .

entre si. Tal abordagem faz com que a componente contínua das correntes individuais ( $i_{L(1,2,\dots,n)}$ ) seja somada e, simultaneamente, cancelando as suas componentes de alta frequência (i.e., a frequência de comutação dos semicondutores) na corrente  $i_{bat}$ . No caso de o *duty cycle* ser múltiplo de  $1/n$ , a corrente  $i_{bat}$  apresenta um *ripple* virtualmente nulo. Para além disso, o *ripple* de  $i_{bat}$  passa a ter uma frequência  $n$  vezes superior à frequência de comutação dos semicondutores de potência. Este fenómeno possibilita a utilização de bobinas de reduzido valor de indutância em comparação com a topologia *buck-boost* tradicional para as mesmas condições de operação [824]. Uma outra vantagem desta configuração em relação à topologia *buck-boost* tradicional reside na sua fiabilidade, uma vez que a abordagem *interleaved* apresenta um cariz modular, permitindo o funcionamento parcial do conversor na eventualidade de falha num dos componentes, algo que não é possível numa topologia *buck-boost* tradicional [825], [826].

Na Figura 3.45 podem ser vistas as formas de onda das correntes envolvidas na operação de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de duas fases a operar em modo *buck* para três valores diferentes de  $D$ , nomeadamente 25%, 50% e 75%. Na figura encontram-se representados dois ciclos de funcionamento do conversor (de  $k$  a  $k+2$ ) para um período de comutação igual a  $T_{sw}$ , onde podem ser visualizadas as correntes individuais nas bobinas ( $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$ ), a corrente no lado de menor tensão ( $i_{bat}$ ), ou seja, a corrente de saída, que consiste na soma de  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ , a corrente nos semicondutores em operação ( $i_{S1}$ ,  $i_{S3}$ ) e a corrente no lado de maior tensão ( $i_{dc}$ ), ou seja, a corrente de entrada, que consiste na soma de  $i_{S1}$  e  $i_{S3}$ . A tensão de entrada, ou seja, do lado superior, é dada por uma fonte de tensão ideal. As constantes  $I$  e  $x$  utilizadas na escala representam, respetivamente, o valor médio e o *ripple* de corrente nominais, sendo  $x = 0,05 I$ . Para os três casos, verifica-se que o *ripple* pico-a-pico das correntes  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  é mantido em  $x$ , mas o *ripple* na corrente total ( $i_{bat}$ ) apresenta sempre um valor inferior. De facto, como previamente referido, quando  $D = 1/n$ , ou seja, quando  $D = 50\%$ , o *ripple* em  $i_{bat}$  é nulo. De forma semelhante, a corrente de entrada ( $i_{dc}$ ) apresenta o menor valor de *ripple* nesta situação, visto que as correntes  $i_{S1}$  e  $i_{S3}$  são complementares neste caso. Para  $D < 50\%$ , verifica-se que  $i_{dc}$  é pulsada e anula-se, uma vez que os dois semicondutores nunca conduzem em simultâneo. Por outro lado, para  $D > 50\%$ , verifica-se que  $i_{dc}$  é pulsada mas nunca se anula, uma vez que os dois semicondutores conduzem em simultâneo durante um determinado intervalo de tempo. Tanto para a corrente  $i_{bat}$  como para  $i_{dc}$ , constata-se que a frequência é duplicada em relação à frequência das correntes  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$ ,  $i_{S1}$  e  $i_{S3}$ , ou seja, para um período de comutação  $T_{sw}$ , as correntes de entrada e saída de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de duas fases adquirem um período de  $T_{sw}/2$ .

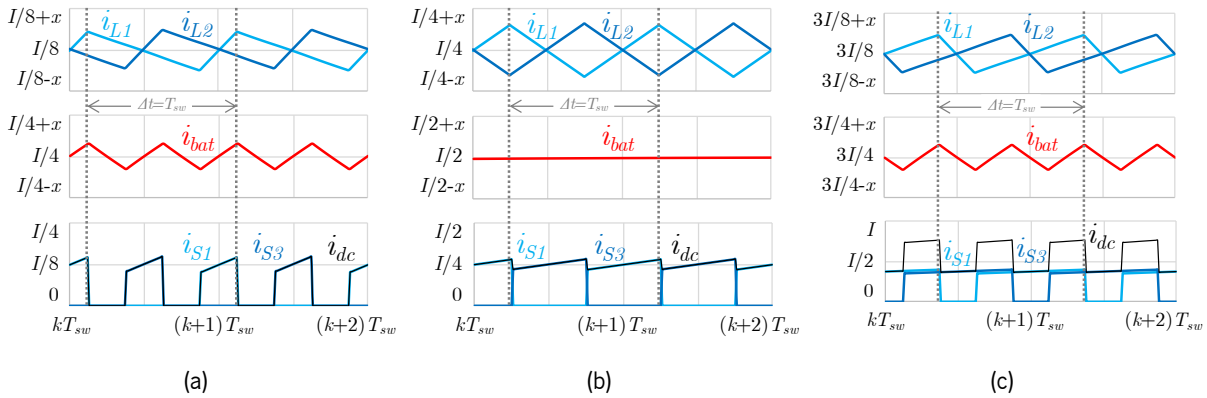


Figura 3.45 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de duas fases em modo *buck* para um valor de *duty cycle* igual a: (a) 25%; (b) 50%; (c) 75%.

Na Figura 3.46 podem ser vistas as mesmas formas de onda para conversores CC-CC bidirecionais *buck-boost interleaved* de três e quatro fases a operar em modo *buck* com uma corrente de saída ( $i_{bat}$ ) de valor médio igual a  $I$ , sendo que  $x = 0,05 I$ . Em ambos os casos, o *duty cycle* é de  $1/n$ , ou seja, 33,3% para o conversor de três fases e 25% para o conversor de quatro fases. Como tal, verifica-se que a corrente  $i_{bat}$  tem um *ripple* virtualmente nulo nas duas situações. Para além disso, pode constatar-se que a corrente de entrada ( $i_{dc}$ ) adquire um *ripple* de período  $n$  vezes menor que o período de comutação ( $T_{sw}$ ), ou seja, a frequência resultante consiste na frequência de operação do conversor multiplicada pelo número de fases do mesmo.

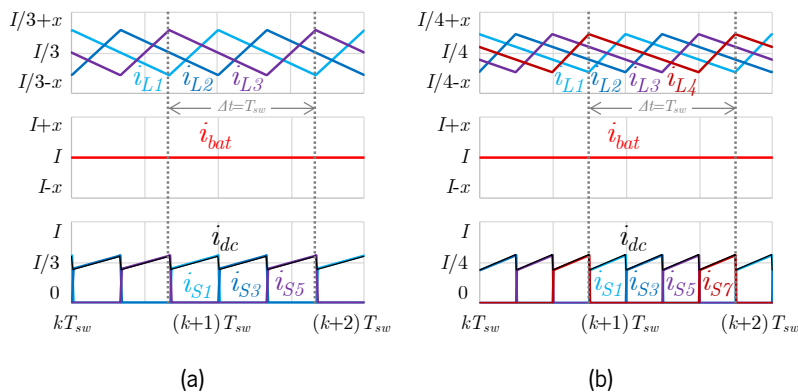


Figura 3.46 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de  $n$  fases em modo *buck* para  $D = 1/n$  com: (a)  $n = 3$  ( $D = 33,3\%$ ); (b)  $n = 4$  ( $D = 25\%$ ).

Na Figura 3.47 pode ser visto um exemplo de operação deste conversor em modo *buck* para toda a sua gama de funcionamento, i.e., com um valor inicial de  $D = 0\%$  a aumentar em rampa até  $D = 100\%$ , sendo a Figura 3.47(a) referente a uma configuração de três fases e a Figura 3.47(b) referente a uma configuração de quatro fases. Estas formas de onda têm o intuito de verificar os valores de  $D$  para os quais o *ripple* em  $i_{bat}$  se anula, o que se verifica em valores de  $D$  múltiplos de  $1/n$ , ou seja, 33,3% e 66,7% para o conversor de três fases e 25%, 50% e 75% para o conversor de quatro fases, como se pode

visualizar na figura. Para além disso, o *ripple* será máximo nos valores de  $D$  intermédios destes múltiplos, ou seja, 16,7%, 50% e 83,3% para o conversor de três fases e 12,5%, 37,5%, 62,5% e 87,5% para o conversor de quatro fases. Apesar disso, o *ripple* máximo em ambos os casos é inferior aos valores análogos em configurações de apenas duas fases ou, de forma mais acentuada, em relação à topologia *buck-boost* convencional, sendo mais reduzido na configuração de quatro fases. Naturalmente, mantendo os mesmos parâmetros de operação (tensão, corrente, indutância das bobinas e frequência de comutação), o *ripple* em  $i_{bat}$  pode ser progressivamente reduzido à medida que se aumenta o número de fases do conversor.

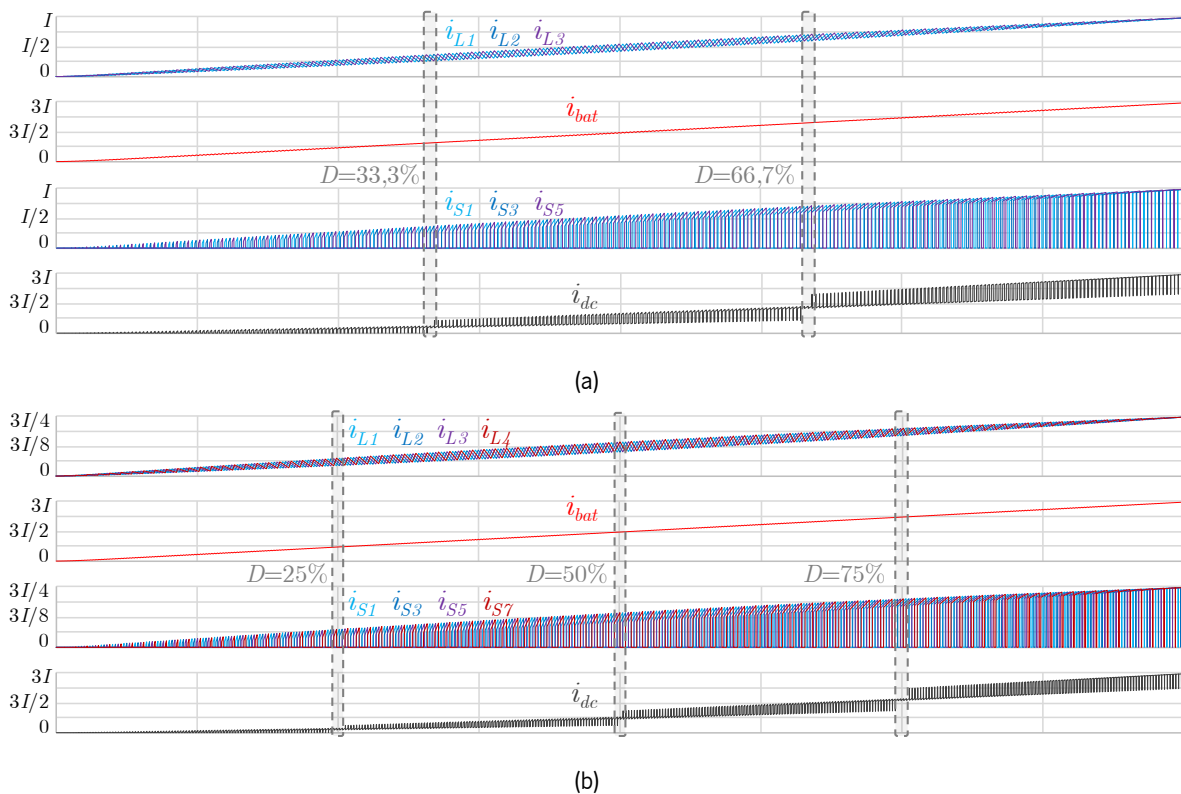


Figura 3.47 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de  $n$  fases em modo *buck* para a sua gama total de *duty cycle* com: (a)  $n = 3$ ; (b)  $n = 4$ .

Dadas as vantagens expostas, este conversor é tipicamente utilizado em sistemas de armazenamento e geração distribuída de energia [827], mas o seu foco principal reside no setor automóvel, sendo possível encontrar na literatura exemplos de aplicação como sistemas *mild hybrid* [828], veículos híbridos *plug-in* [829], veículos movidos a células de combustível [830] e VEs [831], [832], incluindo a interface entre baterias e ultracondensadores [833], [834].

### 3.3.3 Conversor CC-CC *Buck-Boost* em Cascata

O conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em cascata foi patenteado em 1998 [835], também denominado conversor Esser, o nome do seu autor, e consiste basicamente em dois conversores CC-CC bidirecionais *buck-boost* conectados por intermédio das bobinas, ou seja, ambos partilhando o lado de menor tensão, como se pode ver na Figura 3.48. Como referido previamente, o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* apenas permite a operação em dois quadrantes de conversão de energia, funcionando em modo *buck* num determinado sentido da corrente e em modo *boost* no sentido oposto. Contudo, o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em cascata tem a vantagem de permitir quatro quadrantes de operação, ou seja, pode funcionar em modo *buck* ou em modo *boost* independentemente do sentido da corrente. Desta forma, não é necessário ter em consideração os terminais onde devem ser conectadas as fontes de alimentação, dada a estrutura simétrica deste conversor.

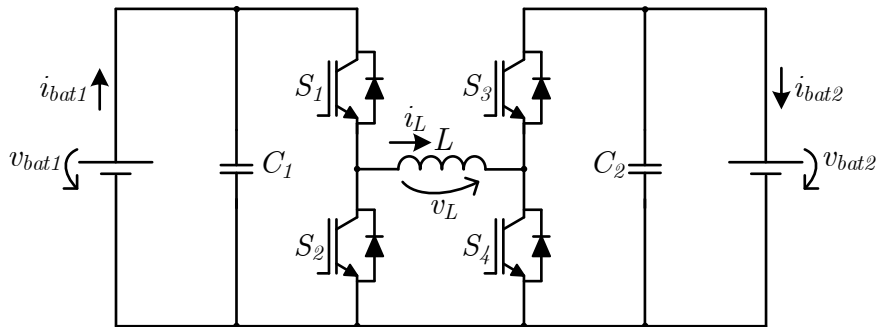


Figura 3.48 – Conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em cascata.

Uma vez que este conversor permite a operação em quatro quadrantes, podem ser estabelecidos quatro modos de operação, nomeadamente um por cada quadrante, como representado na Tabela 3.22. Cada um destes modos de operação está associado à comutação de um semicondutor de potência (sinalizados com PWM), sendo que os restantes podem estar permanentemente ativos (1) ou inativos (0) conforme indicado na tabela.

Tabela 3.22 – Modos de operação do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em cascata.

Modo		$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$
$i_L > 0$	<i>Buck</i>	PWM	0	0	0
	<i>Boost</i>	1	0	0	PWM
$i_L < 0$	<i>Buck</i>	0	0	PWM	0
	<i>Boost</i>	0	PWM	1	0

Na Figura 3.49 podem ser vistos os quatro modos de operação indicados na tabela, sendo utilizada uma fonte de tensão ideal de valor  $V/2$  nos terminais de entrada ( $v_{bat1}$  quando  $i_L > 0$  e  $v_{bat2}$  quando  $i_L < 0$ ),

estando nos terminais de saída ( $v_{bat2}$  quando  $i_L > 0$  e  $v_{bat1}$  quando  $i_L < 0$ ) conectada uma carga resistiva de valor  $R$ . De referir que os valores de  $V, I, R, L, C_{\{1,2\}}$  e  $T_{sw}$  são os mesmos que os utilizados anteriormente, estando representados dois ciclos de funcionamento do conversor (de  $k$  a  $k+2$ ) e sendo que  $x = 0,125 V$  e  $y = 0,1 I$ . Em todos os casos é utilizado um *duty cycle* de 50%, sendo a tensão de saída controlada para  $V/4$  e  $V$  para os modos *buck* e *boost*, respetivamente. Pode constatar-se que, nos casos em modo *buck*, a corrente de entrada é pulsada, mas todas as correntes apresentam um *ripple* pico-a-pico igual ou inferior a  $y$  nos restantes casos. De facto, dependendo do modo de operação, a corrente de saída pode apresentar um *ripple* dezenas de vezes menor (em modo *boost*) ou até mesmo milhares de vezes menor (em modo *buck*) que  $y$  devido à ação conjunta da bobina  $L$  e dos condensadores  $C_1$  e  $C_2$ , representando uma vantagem adicional desta topologia em relação à *buck-boost* tradicional.

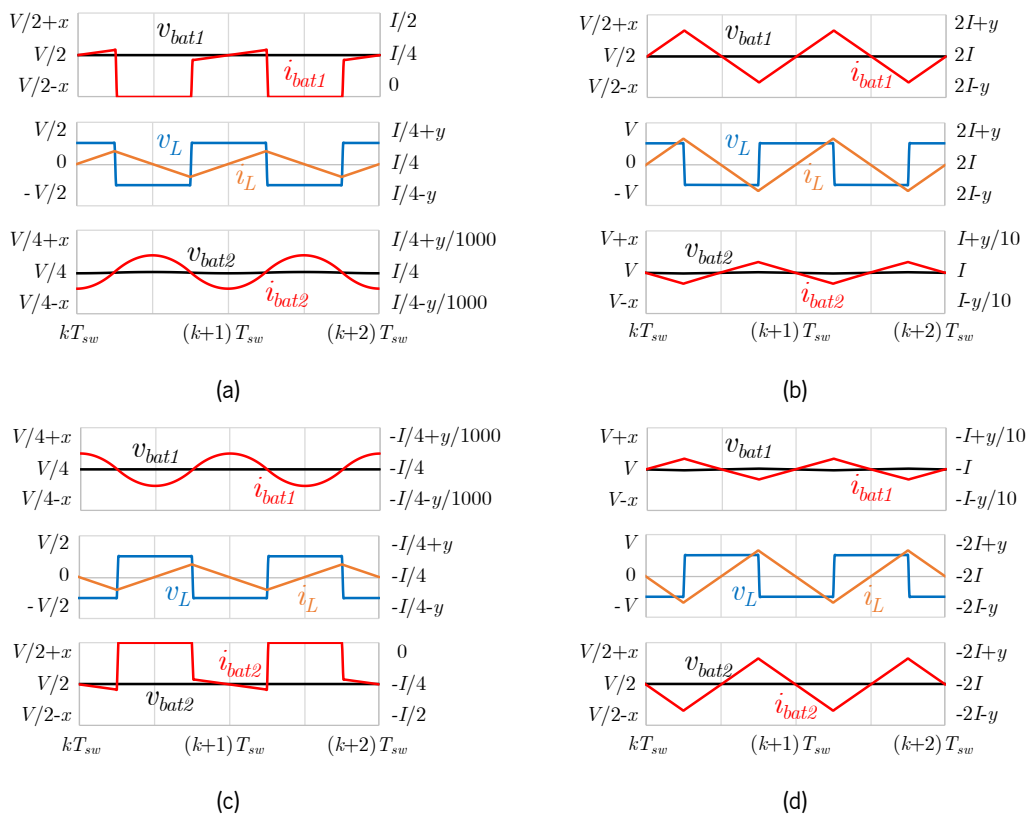


Figura 3.49 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em cascata para um valor de *duty cycle* igual a 50% em modo: (a) *Buck*, com  $i_L > 0$ ; (b) *Boost*, com  $i_L > 0$ ; (c) *Buck*, com  $i_L < 0$ ; (d) *Boost*, com  $i_L < 0$ .

Tendo em conta as suas vantagens, alguns exemplos de aplicação deste conversor são em sistemas de tração de VEs [836], [837], dispositivos portáteis alimentados por bateria e células solares fotovoltaicas [838] e em sistemas de telecomunicações [839]. Em [840] é apresentada a aplicação deste conversor com uma tensão de saída bipolar, ou seja, estendendo a abordagem *buck-boost* em cascata a um



conversor CC-CA. Em [841] são apresentadas variantes do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em cascata com uma bobina adicional com o intuito de aumentar o ganho em tensão. Em [842] é apresentada a presente topologia com um condensador adicional que, juntamente com uma modulação apropriada, visa aumentar a eficiência da abordagem em cascata. Em [843] é também apresentada uma técnica de modulação visando aumentar a eficiência do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em cascata.

### 3.3.4 Conversor CC-CC *Buck-Boost Split-Pi*

O conversor CC-CC bidirecional *buck-boost split-pi* foi inicialmente patenteado em 2004 [844] e apresenta uma estrutura semelhante ao conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em cascata exposto na secção anterior. Tal como este, é constituído basicamente por dois conversores CC-CC bidirecionais *buck-boost*, desta feita conectados costas com costas, ou seja, ambos partilhando o lado de tensão mais alta, como se pode ver na Figura 3.50. Similarmente, o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost split-pi* tem a vantagem de permitir quatro quadrantes de operação, ou seja, pode funcionar em modo *buck* ou em modo *boost* independentemente do sentido da corrente, apresentando também uma estrutura simétrica. Uma vez que tanto a entrada como a saída do conversor ( $v_{bat1}$ ,  $v_{bat2}$ ) são do tipo *boost*, cuja interface é efetuada por uma bobina ( $L_1$ ,  $L_2$ ), as correntes de entrada e saída ( $i_{bat1}$ ,  $i_{bat2}$ ) são sempre contínuas independentemente do modo de operação, apresentando baixo *ripple*, o que representa uma vantagem em relação ao conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em cascata. A sua principal desvantagem em relação a este conversor é o facto de utilizar duas bobinas em vez de apenas uma, resultando tipicamente num maior peso e volume para a mesma aplicação.

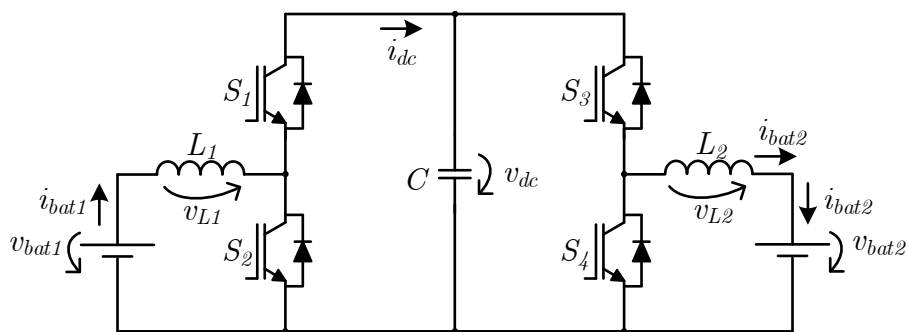


Figura 3.50 – Conversor CC-CC bidirecional *buck-boost split-pi*.

Uma vez que este conversor permite a operação em quatro quadrantes, podem ser estabelecidos quatro modos de operação, nomeadamente um por cada quadrante, como representado na Tabela 3.23. Cada um destes modos de operação está associado à comutação de um semiconductor de potência (sinalizados

com PWM), sendo que os restantes podem estar permanentemente ativos (1) ou inativos (0) conforme indicado na tabela. Em relação ao conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em cascata, as combinações de semicondutores são as mesmas para cada modo de operação, mudando apenas o sinal da corrente  $i_{dc}$  (corrente  $i_L$  no caso da abordagem em cascata).

Tabela 3.23 – Modos de operação do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost split-pi*.

Modo		$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$
$i_{dc} > 0$	<i>Buck</i>	0	0	PWM	0
	<i>Boost</i>	0	PWM	1	0
$i_{dc} < 0$	<i>Buck</i>	PWM	0	0	0
	<i>Boost</i>	1	0	0	PWM

Na Figura 3.51 podem ser vistos os quatro modos de operação indicados na tabela, sendo utilizada uma fonte de tensão ideal de valor  $V/2$  nos terminais de entrada ( $v_{bat1}$  quando  $i_{dc} > 0$  e  $v_{bat2}$  quando  $i_{dc} < 0$ ), estando nos terminais de saída ( $v_{bat2}$  quando  $i_{dc} > 0$  e  $v_{bat1}$  quando  $i_{dc} < 0$ ) conectada uma carga resistiva de valor  $R$ . De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $R$ ,  $L_{\{1,2\}}$ ,  $C$ ,  $T_{sw}$ ,  $x$  e  $y$  são os mesmos que os utilizados anteriormente para o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em cascata, estando representados dois ciclos de funcionamento do conversor (de  $k$  a  $k+2$ ). Em todos os casos é utilizado um *duty cycle* de 50%, sendo a tensão de saída controlada para  $V/4$  e  $V$  para os modos *buck* e *boost*, respetivamente. Em todos os casos pode constatar-se que as correntes de entrada e saída ( $i_{bat1}$  e  $i_{bat2}$ ) apresentam um *ripple* pico-a-pico de valor máximo igual a  $y$ , quer em modo *buck* quer em modo *boost*. De facto, as correntes que seriam pulsadas num conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* tradicional, i.e., a corrente de entrada em modo *buck* ou a corrente de saída em modo *boost*, podem apresentar um *ripple*, respetivamente, milhares ou centenas de vezes menor que  $y$  devido à ação conjunta das bobinas  $L_1$  e  $L_2$  e do condensador  $C$ , representando uma vantagem adicional desta topologia em relação à *buck-boost* tradicional. Comparativamente ao conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em cascata, verifica-se que a capacidade de filtragem adicional (em relação ao conversor *buck-boost* tradicional) é diferente em ambos os conversores, quer nas grandezas quer na atenuação, sendo que na abordagem em cascata ocorre sempre na corrente de saída e na abordagem *split-pi* pode ocorrer na corrente de entrada, caso o conversor opere em modo *buck*, ou na corrente de saída, caso o conversor opere em modo *boost*. Apesar disso, a abordagem *split-pi* tem a vantagem de nunca operar com corrente pulsada quer na entrada quer na saída, o que não se verifica na corrente de entrada na abordagem em cascata quando esta opera em modo *buck*.

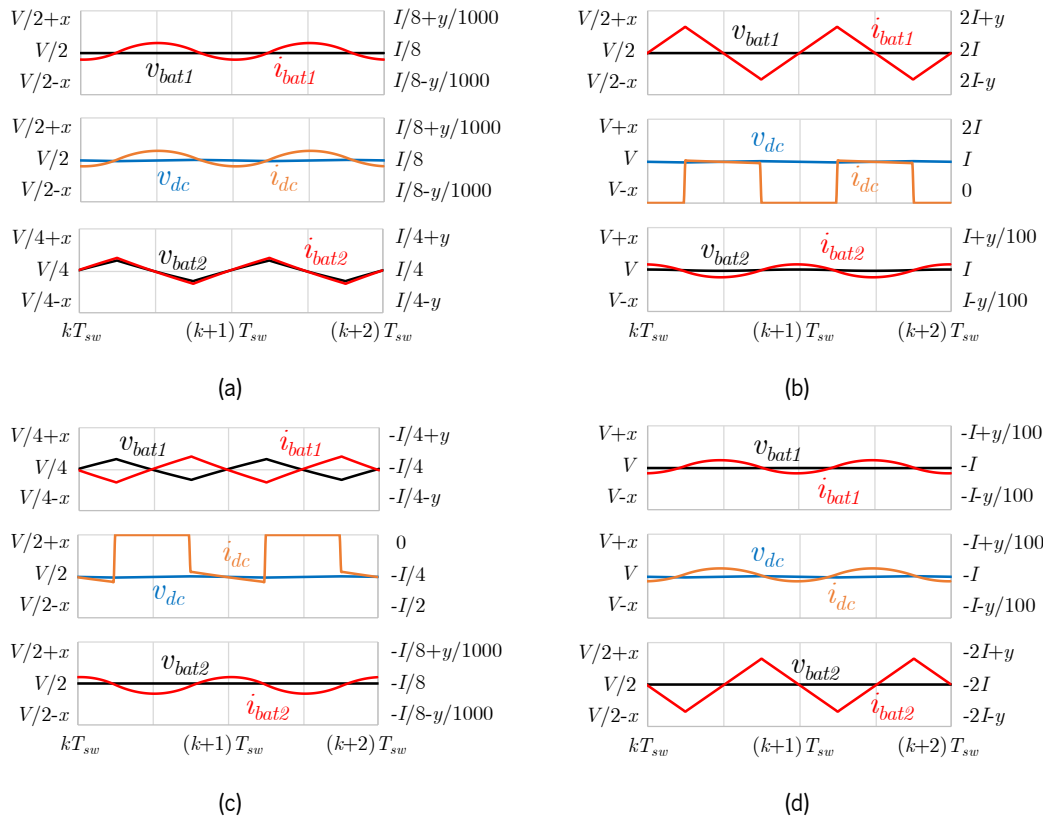


Figura 3.51 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost split-pi* para um valor de *duty cycle* igual a 50% em modo: (a) *Buck*, com  $i_{dc} > 0$ ; (b) *Boost*, com  $i_{dc} > 0$ ; (c) *Buck*, com  $i_{dc} < 0$ ; (d) *Boost*, com  $i_{dc} < 0$ .

Apesar de, à partida, parecer possuir apenas uma entrada e uma saída ( $v_{bat1}$  e  $v_{bat2}$ ), este conversor pode ser utilizado como um conversor *three-port*, ou seja, possuindo uma entrada e duas saídas ou duas entradas e uma saída, sendo a terceira tensão dada por  $v_{dc}$ . Deste modo, é possível operar com três tensões independentes referenciadas ao mesmo potencial ( $v_{bat1}$ ,  $v_{bat2}$ ,  $v_{dc}$ ), continuando a verificar-se a operação em quatro quadrantes no que diz respeito às tensões  $v_{bat1}$  e  $v_{bat2}$ . Para tal, os modos de operação indicados na Tabela 3.23 deixam de ser válidos, sendo que cada lado do conversor passa a funcionar como um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* independente. A única restrição para o correto funcionamento do conversor é que nenhuma das tensões  $v_{bat1}$  e  $v_{bat2}$  pode ser superior à tensão  $v_{dc}$ .

De forma a ilustrar a operação do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost split-pi* em modo *three-port*, na Figura 3.52 podem ser vistos três exemplos de operação quando o conversor se encontra a transferir energia de  $v_{bat1}$  para  $v_{bat2}$ , sendo utilizada uma fonte de tensão ideal de valor  $V/2$  para  $v_{bat1}$  e uma carga resistiva de valor  $R$  no terminal de  $v_{bat2}$ . Nos três casos, a tensão intermediária ( $v_{dc}$ ) é controlada para o valor  $V$ , ou seja, o braço do conversor formado pelos semicondutores  $S_1$  e  $S_2$  opera em modo *boost* ( $S_1$  inativo e  $S_2$  em comutação) com um *duty cycle* de 50% em regime permanente. Por outro lado,

o braço do conversor formado pelos semicondutores  $S_3$  e  $S_4$  opera em modo *buck* ( $S_3$  em comutação e  $S_4$  inativo) com três valores diferentes de *duty cycle*, nomeadamente 25%, 50% e 75%, resultando numa tensão  $v_{bat2}$  com valor  $V/4$ ,  $V/2$  e  $3V/4$ , respetivamente. Daqui se depreende que o conversor é capaz de fornecer energia de uma fonte para uma carga independentemente da relação entre as tensões, sendo que se tem  $V_{bat1} > V_{bat2}$  no primeiro caso,  $V_{bat1} = V_{bat2}$  no segundo e  $V_{bat1} < V_{bat2}$  no terceiro. Constata-se também que as correntes  $i_{bat1}$  e  $i_{bat2}$  são sempre contínuas com *ripple* aproximadamente igual a  $y$ , apenas a corrente intermediária ( $i_{dc}$ ) sendo pulsada.

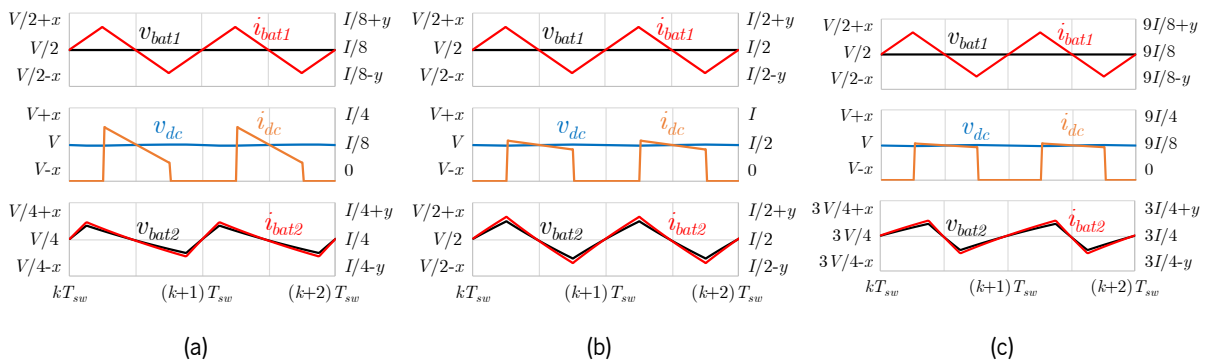


Figura 3.52 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost split-pi* em modo *three-port* para um valor de *duty cycle* em  $S_2$  igual a 50% e em  $S_3$  igual a: (a) 25%; (b) 50%; (c) 75%.

No caso em questão, uma vez que o fluxo de energia se dá de  $v_{bat1}$  para  $v_{bat2}$ , são acionados os semicondutores  $S_2$  e  $S_3$ . Caso se pretendesse transferir energia de  $v_{bat2}$  para  $v_{bat1}$ , seriam acionados os semicondutores  $S_1$  e  $S_4$ . Assim sendo, na operação em modo *three-port*, quando a fonte de energia se encontra num dos extremos ( $v_{bat1}$  ou  $v_{bat2}$ ), o lado fornecedor de energia opera em modo *boost*, ao passo que o lado absorvedor de energia opera em modo *buck*. Caso a fonte de energia seja conectada na tensão intermediária ( $v_{dc}$ ), ambos os lados do conversor operam em modo *buck*, uma vez que a tensão  $v_{dc}$  é a tensão mais elevada do circuito.

Tendo em conta as suas características, na literatura podem ser encontrados exemplos de aplicação deste tipo de conversor como sistemas de tração para VEs e veículos híbridos *plug-in* [845], sistemas bidirecionais de carregamento de baterias de VEs [846], sistemas de interface entre baterias e ultracapacitores [847] e sistemas de armazenamento de energia baseados em volantes de inércia para aplicações rurais [848]. Uma comparação entre os conversores CC-CC bidirecionais *buck-boost* com abordagem em cascata e *split-pi* pode ser vista em [849], tendo como foco de análise a sua aplicação em VEs e veículos híbridos *plug-in*, onde se pode concluir que cada abordagem apresenta as suas vantagens e inconvenientes.

### 3.3.5 Conversor CC-CC *Buck-Boost* em Cascata *Interleaved*

Da mesma forma que o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* pode ser configurado numa topologia *interleaved*, também o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em cascata é passível de sofrer a mesma alteração. O resultado denomina-se CC-CC bidirecional *buck-boost* em cascata *interleaved* e encontra-se representado na Figura 3.53, sendo utilizadas  $n$  fases em cada metade do conversor. Como tal, este é constituído por um total de  $n$  bobinas e  $4n$  semicondutores de potência com os respetivos díodos em antiparalelo, bem como dois condensadores ( $C_1$  e  $C_2$ ) aos terminais das tensões de entrada e saída ( $v_{bat1}$  e  $v_{bat2}$ ).

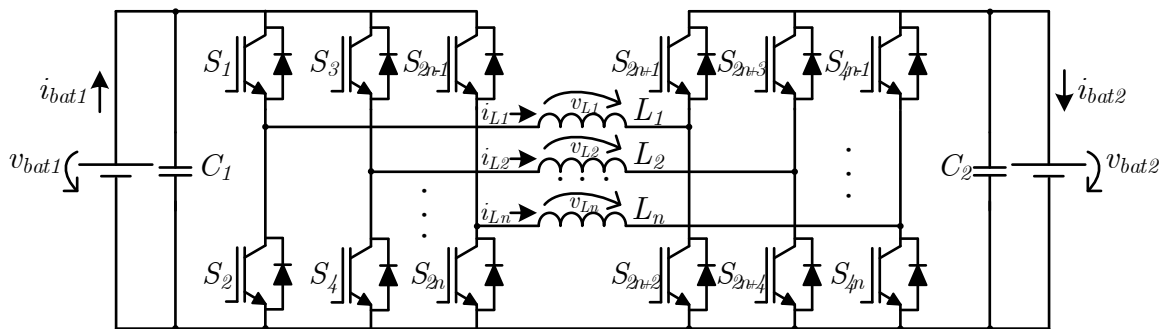


Figura 3.53 – Conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em cascata *interleaved*.

Na Figura 3.54 podem ser vistos os quatro modos de operação deste conversor, sendo utilizada uma fonte de tensão ideal de valor  $V/2$  nos terminais de entrada ( $v_{bat1}$  quando  $i_{L\{1,2,3\}} > 0$  e  $v_{bat2}$  quando  $i_{L\{1,2,3\}} < 0$ ), estando nos terminais de saída ( $v_{bat2}$  quando  $i_{L\{1,2,3\}} > 0$  e  $v_{bat1}$  quando  $i_{L\{1,2,3\}} < 0$ ) conectada uma carga resistiva de valor  $R$ . De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $R$ ,  $L_{\{1,2,3\}}$ ,  $C_{\{1,2\}}$  e  $T_{sw}$  são os mesmos que os utilizados anteriormente, estando representados dois ciclos de funcionamento do conversor (de  $k$  a  $k+2$ ). Em todos os casos é utilizado um *duty cycle* de 50%, sendo a tensão de saída controlada para  $V/4$  e  $V$  para os modos *buck* e *boost*, respetivamente. Pode constatar-se que, nos casos em modo *buck*, a corrente de entrada é pulsada mas não se anula, ao contrário do que acontece na abordagem em cascata sem configuração *interleaved*. Tal acontece devido ao facto de o *duty cycle* ser superior a  $1/n$ , como referido previamente em relação à configuração *interleaved*. Para além disso, as correntes de entrada e saída ( $i_{bat1}$  e  $i_{bat2}$ ) apresentam um *ripple* pico-a-pico inferior às mesmas na topologia análoga sem configuração *interleaved*, e a sua frequência é multiplicada em relação à frequência de operação por um fator de  $n$ .

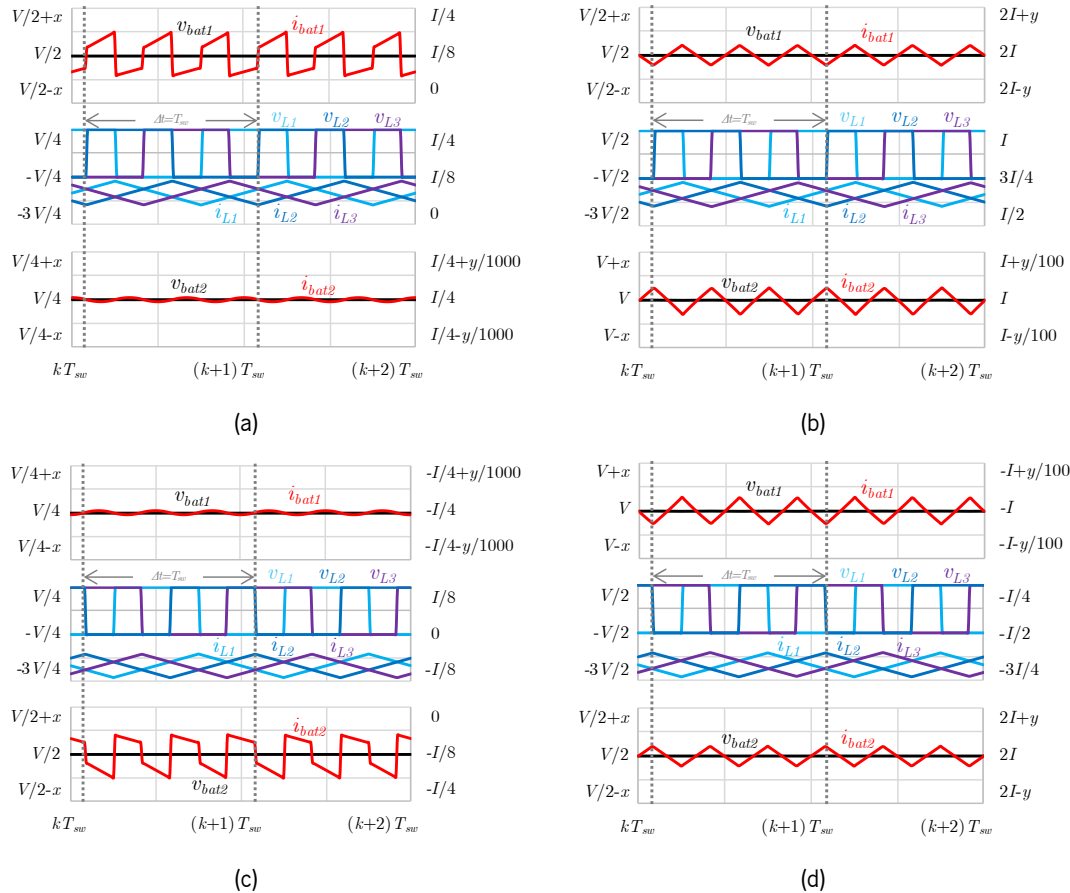


Figura 3.54 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em cascata *interleaved* de três fases para um valor de *duty cycle* igual a 50% em modo: (a) *Buck*, com  $i_{L\{1,2,3\}} > 0$ ; (b) *Boost*, com  $i_{L\{1,2,3\}} > 0$ ; (c) *Buck*, com  $i_{L\{1,2,3\}} < 0$ ; (d) *Boost*, com  $i_{L\{1,2,3\}} < 0$ .

A maior parte dos exemplos de aplicação do conversor CC-CC *buck-boost* em cascata *interleaved* que podem ser encontrados na literatura são referentes à sua versão unidirecional, tais como sistemas de interface de painéis solares com a rede elétrica [850] e sistemas de tração para EVs baseados em células de combustível e baterias [851], sendo que em relação à sua versão bidirecional pode ser encontrada uma aplicação para inversores fotovoltaicos com funcionalidades de filtragem ativa [852].

### 3.3.6 Conversor CC-CC *Buck-Boost Split-Pi Interleaved*

À semelhança do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* em cascata, também o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost split-pi* pode ser configurado numa abordagem *interleaved*. O resultado, denominado conversor CC-CC bidirecional *buck-boost split-pi interleaved*, pode ser visto na Figura 3.55, sendo utilizadas  $n$  fases em cada metade do conversor. Como tal, este é constituído por um total de  $2n$  bobinas e  $4n$  semicondutores de potência com os respetivos díodos em antiparalelo, bem como um

condensador ( $C$ ) nos terminais da tensão intermediária ( $v_{dc}$ ). Tal como o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost split-pi*, a versão *interleaved* pode operar como conversor *three-port*.

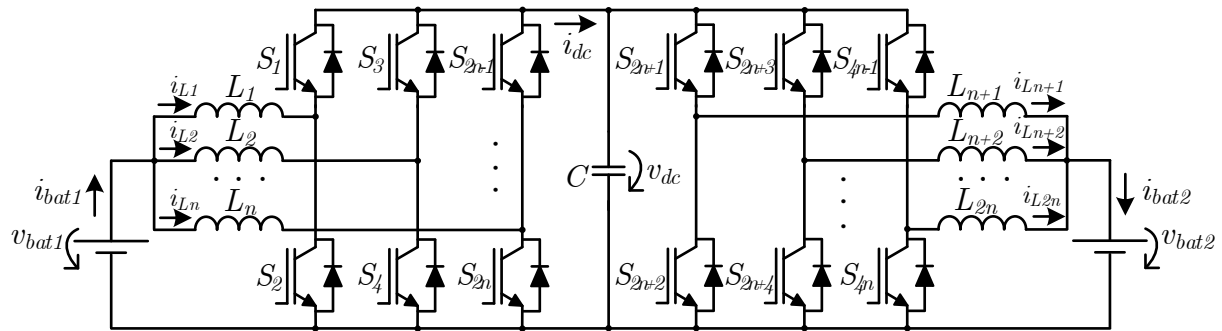


Figura 3.55 – Conversor CC-CC bidirecional *buck-boost split-pi interleaved*.

Na Figura 3.56 podem ser vistos os quatro modos de operação deste conversor, sendo utilizada uma fonte de tensão ideal de valor  $V/2$  nos terminais de entrada ( $v_{bat1}$  quando  $i_{dc} > 0$  e  $v_{bat2}$  quando  $i_{dc} < 0$ ), estando nos terminais de saída ( $v_{bat2}$  quando  $i_{dc} > 0$  e  $v_{bat1}$  quando  $i_{dc} < 0$ ) conectada uma carga resistiva de valor  $R$ . De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $R$ ,  $L_{\{1,2,3,4,5,6\}}$ ,  $C$ ,  $T_{sw}$ ,  $x$  e  $y$  são os mesmos que os utilizados anteriormente, estando representados dois ciclos de funcionamento do conversor (de  $k$  a  $k+2$ ). Em todos os casos é utilizado um *duty cycle* de 50%, sendo a tensão de saída controlada para  $V/4$  e  $V$  para os modos *buck* e *boost*, respectivamente. Como se pode constatar, a performance da abordagem *split-pi* em termos de *ripple* de corrente é ainda melhorada com a utilização de uma configuração *interleaved*. Pode verificar-se que, nos casos em que a corrente  $i_{dc}$  é pulsada, esta não se anula, ao contrário do que acontece na abordagem *split-pi* sem configuração *interleaved*. Tal acontece devido ao facto de o *duty cycle* ser superior a  $1/n$ , como referido previamente em relação à configuração *interleaved*. Para além disso, as correntes de entrada e saída ( $i_{bat1}$  e  $i_{bat2}$ ) apresentam um *ripple* pico-a-pico inferior às mesmas na topologia análoga sem configuração *interleaved*, e a sua frequência é multiplicada em relação à frequência de operação por um fator de  $n$ , tal como pressuposto.

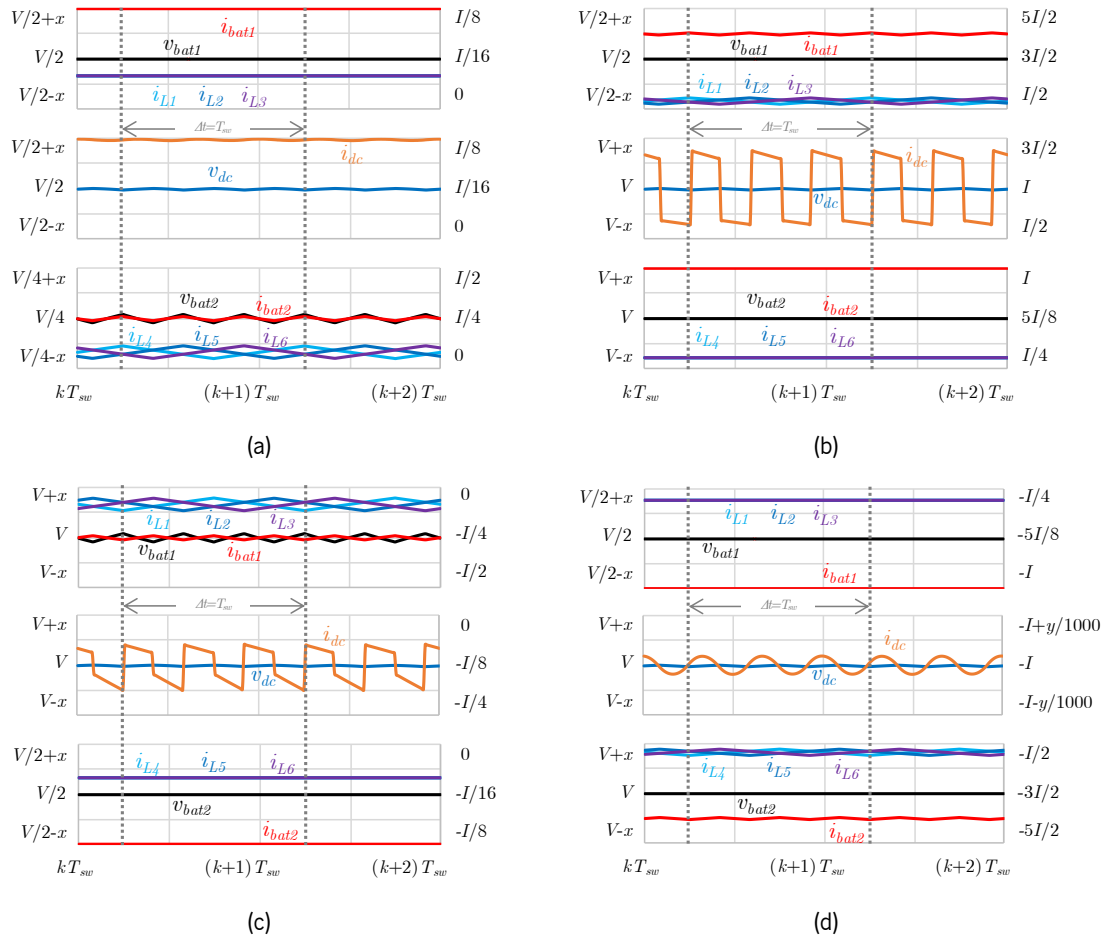


Figura 3.56 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost split-pi interleaved* de três fases para um valor de *duty cycle* igual a 50% em modo: (a) *Buck*, com  $i_{dc} > 0$ ; (b) *Boost*, com  $i_{dc} > 0$ ; (c) *Buck*, com  $i_{dc} < 0$ ; (d) *Boost*, com  $i_{dc} < 0$ .

Na Figura 3.57 pode ser visto um exemplo de operação *three-port* de um conversor deste tipo para um número de fases igual a três, ou seja, contendo seis bobinas e doze semicondutores de potência, quando se encontra a transferir energia de  $v_{bat1}$  para  $v_{dc}$  e  $v_{bat2}$ , sendo utilizada uma fonte de tensão ideal de valor  $V/2$  para  $v_{bat1}$  e uma carga resistiva de valor  $R$  no terminal de  $v_{bat2}$ . O período de comutação utilizado é de  $T_{sw}$ , estando representados dois ciclos de funcionamento do conversor (de  $k$  a  $k+2$ ), e todas as bobinas possuem o mesmo valor de indutância, sendo que  $I = V/R$  e  $x = 0,125 V$ . De referir que os valores dos componentes passivos ( $R, L, C$ ) e o período de comutação ( $T_{sw}$ ) são os mesmos que os utilizados anteriormente. A tensão intermediária ( $v_{dc}$ ) é controlada para o valor  $V$ , ou seja, os braços do conversor formados pelos semicondutores  $S_1$  a  $S_6$  operam em modo *boost* ( $S_1, S_3$  e  $S_5$  inativos e  $S_2, S_4$  e  $S_6$  em comutação) com um *duty cycle* de 50% em regime permanente. Por outro lado, a tensão de saída ( $v_{bat2}$ ) é controlada para o valor  $V/3$ , ou seja, os braços do conversor formados pelos semicondutores  $S_7$  a  $S_{12}$  operam em modo *buck* ( $S_7, S_9$  e  $S_{11}$  em comutação e  $S_8, S_{10}$  e  $S_{12}$  inativos) com um *duty cycle* de 33% em regime permanente. Na figura são também visíveis as correntes de



entrada ( $i_{bat1}$ ) e saída ( $i_{bat2}$ ), bem como a corrente em cada uma das bobinas ( $i_{L1}$  a  $i_{L6}$ ) e a corrente intermediária ( $i_{dc}$ ).

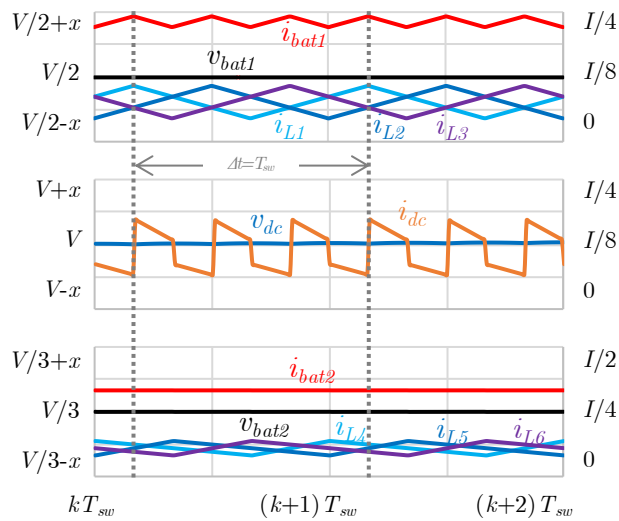


Figura 3.57 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost split-pi interleaved* de três fases para um valor de *duty cycle* em  $S_2$ ,  $S_4$  e  $S_6$  igual a 50% e em  $S_7$ ,  $S_9$  e  $S_{11}$  igual a 33%.

Pode constatar-se que a corrente de entrada ( $i_{bat1}$ ) adquire um *ripple* com frequência três vezes superior à frequência das correntes nas bobinas, tal como referido anteriormente acerca da configuração *interleaved*. A corrente  $i_{dc}$  adquire também uma frequência três vezes superior, nunca se anulando devido ao facto de haver pelo menos um dos lados do conversor a operar com *duty cycle* superior a  $1/n$ . Uma vez que se trata de uma topologia *interleaved* de três fases e o *duty cycle* utilizado nos semicondutores de  $S_7$  a  $S_{12}$  é de 33%, verifica-se a condição  $D = 1/n$  neste lado do conversor, pelo que o *ripple* da corrente de saída ( $i_{bat2}$ ) é nulo.

Em [853] pode ser vista uma análise do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost split-pi* com e sem configuração *interleaved*, bem como a implementação de uma configuração *interleaved* baseada em MOSFETs fabricados em nitreto de gálio. Um exemplo de aplicação do conversor CC-CC *buck-boost split-pi interleaved* para sistemas de armazenamento de energia baseados em células de combustível pode ser visto em [854] para aplicações unidirecionais e em [855] para aplicações bidirecionais.

### 3.3.7 Conversor CC-CC *Buck-Boost* Multinível

Tal como se sucede com os conversores CA-CC previamente abordados neste capítulo, também os conversores CC-CC são passíveis de ser configurados numa abordagem multinível [715], [856]–[860]. Em [861] é estudada a derivação de conversores CC-CC tradicionais i.e., de dois níveis, para as suas

topologias análogas de três níveis. Na Figura 3.58 pode ser visto um exemplo de conversor CC-CC bidirecional multinível, nomeadamente o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* de três níveis, composto por quatro semicondutores de potência com os respetivos díodos em antiparalelo, uma bobina e dois condensadores.

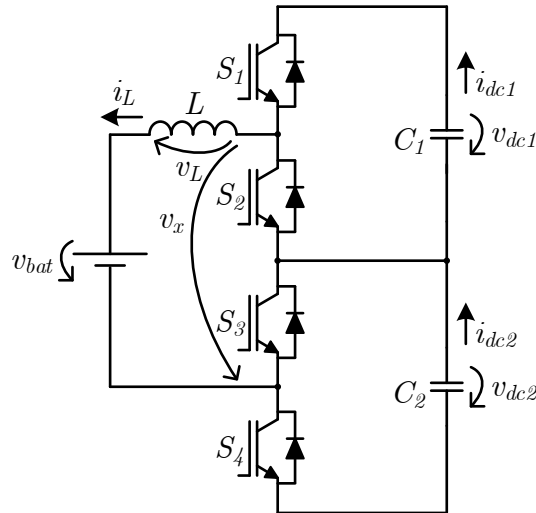


Figura 3.58 – Conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* de três níveis.

Em relação ao conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* tradicional (de dois níveis), pode verificar-se que são utilizados mais dois semicondutores de potência com os respetivos díodos em antiparalelo, bem como mais um condensador do lado de tensão mais elevada. De facto, esta tensão encontra-se dividida, sendo que o seu valor total ( $v_{dc1} + v_{dc2}$ ) corresponderia à tensão do lado mais elevado para um conversor de dois níveis. Daqui se depreende uma das vantagens das configurações multinível, nomeadamente a redução do stress de tensão nos semicondutores de potência. No caso em questão, a tensão máxima suportável para cada semicondutor é de  $v_{dc1}$  (para os semicondutores  $S_1$  e  $S_2$ ) e  $v_{dc2}$  (para os semicondutores  $S_3$  e  $S_4$ ), ou seja, metade da tensão máxima que cada semicondutor suportaria numa topologia de dois níveis considerando as mesmas tensões nominais de entrada e saída ( $v_{bat}$  e  $v_{dc1} + v_{dc2}$ ).

Para a correta operação do conversor em modo bidirecional, são utilizados os semicondutores  $S_1$  e  $S_4$  em modo *buck* e os semicondutores  $S_2$  e  $S_3$  em modo *boost*, sendo utilizada uma modulação semelhante àquela utilizada nas configurações *interleaved*, i.e., desfasando os sinais de comando aplicados aos semicondutores de potência em  $360^\circ/n$ , em que  $n$  representa o número de semicondutores em operação. No caso do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* de três níveis, existem dois semicondutores de potência em operação, pelo que os seus sinais de comando devem ser  $180^\circ$  desfasados entre si. Ao contrário da configuração *interleaved*, não existe qualquer divisão de correntes,

uma vez que não existem conexões em paralelo entre os semicondutores de potência. No entanto, existe o efeito multiplicativo na frequência das tensões e correntes devido ao desfasamento dos sinais de comando dos semicondutores de potência, bem como a anulação do *ripple* de tensão e corrente para valores de  $D$  múltiplos de  $1/n$ . Deste modo, verificam-se vantagens semelhantes àquelas da abordagem *interleaved*, sendo que se reduz o stress em termos de tensão e não de corrente. Na Tabela 3.24 podem ser vistos os estados de operação do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* de três níveis, onde podem ser vistos os valores da tensão na bobina ( $v_L$ ), a tensão produzida pelo conversor ( $v_x$ ) para uma tensão  $v_{dc1} + v_{dc2} = V$  e as correntes em cada condensador ( $i_{dc\{1,2\}}$ ). Uma vez que são utilizados dois semicondutores em cada modo de operação, existem quatro estados possíveis em modo *buck* e quatro estados possíveis em modo *boost*.

 Tabela 3.24 – Estados de operação do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* de três níveis.

Modo	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$v_L$	$v_x$	$i_{dc1}$	$i_{dc2}$
<i>Buck</i>	0	0	0	0	$-v_{bat}$	0	0	0
	1	0	0	0	$v_{dc1} - v_{bat}$	$V/2$	$i_L$	0
	0	0	0	1	$v_{dc2} - v_{bat}$	$V/2$	0	$i_L$
	1	0	0	1	$v_{dc1} + v_{dc2} - v_{bat}$	$V$	$i_L$	$i_L$
<i>Boost</i>	0	0	0	0	$v_{dc1} + v_{dc2} - v_{bat}$	$V$	$i_L$	$i_L$
	0	1	0	0	$v_{dc2} - v_{bat}$	$V/2$	0	$i_L$
	0	0	1	0	$v_{dc1} - v_{bat}$	$V/2$	$i_L$	0
	0	1	1	0	$-v_{bat}$	0	0	0

Na Figura 3.59 pode ser visto um exemplo de operação deste conversor em modo *buck* para três valores diferentes de  $D$ , nomeadamente 25%, 50% e 75%, sendo utilizadas fontes de tensão ideal de valor total  $V$  nos terminais de entrada ( $V/2$  em  $v_{dc1}$  e  $V/2$  em  $v_{dc2}$ ) e estando nos terminais de saída ( $v_{bat}$ ) conectada uma carga resistiva de valor  $R$ . De referir que os valores de  $V, I, R, L, C_{\{1,2\}}, T_{sw}, x$  e  $y$  são os mesmos que os utilizados anteriormente, estando representados dois ciclos de funcionamento do conversor (de  $k$  a  $k+2$ ). Para os casos  $D = 25\%$  e  $D = 75\%$  verifica-se o efeito multiplicativo na frequência da tensão ( $v_{bat}$ ) e da corrente ( $i_L$ ) de saída, bem como na tensão na bobina ( $v_L$ ), uma vez que o período destas grandezas é de  $T_{sw}/2$ . Para o caso  $D = 50\%$  verifica-se a condição  $D = 1/n$ , pelo que o *ripple* em  $v_{bat}$  e  $i_L$  se anula, uma vez que a tensão  $v_L$  é nula. Em todos os casos verifica-se que o *ripple* pico-a-pico em  $i_L$  é inferior a  $y$ , comprovando-se a redução do *ripple* de corrente para esta topologia de três níveis. Em relação às correntes de entrada ( $i_{dc1}$  e  $i_{dc2}$ ), verifica-se que são pulsadas, tomando o valor de  $i_L$  ou zero, como representado na tabela acima. Verifica-se também que, para  $D < 50\%$ , as correntes

$i_{dc1}$  e  $i_{dc2}$  permanecem nulas em simultâneo, uma vez que existe um intervalo de tempo em que nenhum dos semicondutores de potência se encontra em condução. Nesta situação, as tensões aplicadas na bobina no seu lado de maior tensão são 0 e  $V/2$ . Por outro lado, para  $D > 50\%$ , as correntes  $i_{dc1}$  e  $i_{dc2}$  nunca se anulam em simultâneo, uma vez que existe sempre pelo menos um semiconductor em condução, sendo as tensões aplicadas no lado de maior tensão da bobina  $V/2$  e  $V$ . Na situação  $D = 50\%$ ,  $i_{dc1}$  e  $i_{dc2}$  são complementares, ou seja, nunca se encontram ambas nulas nem não-nulas em simultâneo, pelo que apenas é produzido o nível de tensão  $V/2$ . Uma vez que a tensão  $v_{bat}$  é também igual a  $V/2$  devido ao valor de  $D$  utilizado, a tensão  $v_L$  é nula, o que, conseqüentemente, faz com que o *ripple* de  $i_L$  seja nulo.

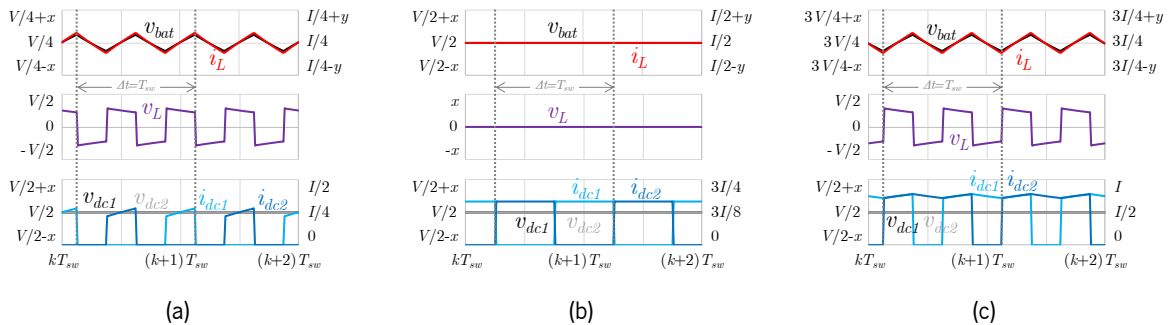


Figura 3.59 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* de três níveis em modo *buck* para um valor de *duty cycle* igual a: (a) 25%; (b) 50%; (c) 75%.

Na Figura 3.60 pode ser visto um exemplo análogo para a operação em modo *boost*, sendo utilizada uma fonte de tensão ideal de valor  $V/2$  nos terminais de entrada ( $v_{bat}$ ) e estando nos terminais de saída ( $v_{dc1}$  e  $v_{dc2}$ ) conectada uma carga resistiva de valor total  $R$  ( $R/2$  em  $v_{dc1}$  e  $R/2$  em  $v_{dc2}$ ). Verifica-se novamente o efeito multiplicativo na frequência de  $v_{bat}$ ,  $i_L$  e  $v_L$ , passando a apresentar um período de  $T_{sw}/2$ . Para além disso, uma vez que neste caso existem duas tensões de saída ( $v_{dc1}$  e  $v_{dc2}$ ), pode constatar-se que ambas possuem o mesmo valor médio e encontram-se  $180^\circ$  desfasadas entre si, ambas possuindo um período de  $T_{sw}$ . Deste modo, a tensão total de saída ( $v_{dc1} + v_{dc2}$ ) apresentará um *ripple* inferior ao das tensões individuais, bem como um período de  $T_{sw}/2$ . Verifica-se novamente que, para  $D = 50\%$ , o *ripple* em  $v_{bat}$  e  $i_L$  se anula devido às mesmas razões anteriormente expostas para o modo *buck*. Porém, pode constatar-se que a tensão  $v_L$  apresenta um valor residual. Tal não se verifica em modo *buck* devido à utilização de fontes de tensão ideais em  $v_{dc1}$  e  $v_{dc2}$ , pelo que estas não apresentam qualquer *ripple* no caso anterior. Por outro lado, uma vez que em modo *boost* estas tensões contêm *ripple*, a tensão  $v_L$  passa a conter a componente de alta frequência das tensões  $v_{dc1}$  e  $v_{dc2}$ . Contudo, uma vez que se trata de um valor de tensão residual, o *ripple* da corrente  $i_L$  é praticamente nulo. Relativamente às correntes  $i_{dc1}$  e  $i_{dc2}$ , verifica-se a situação contrária daquela verificada em modo *buck*,

ou seja, para  $D < 50\%$ , as correntes  $i_{dc1}$  e  $i_{dc2}$  nunca se anulam em simultâneo, uma vez que existe um intervalo de tempo em que nenhum dos semicondutores de potência se encontra em condução, situação em que  $i_{dc\{1,2\}} = i_L$ . Por outro lado, para  $D > 50\%$ , as correntes  $i_{dc1}$  e  $i_{dc2}$  permanecem nulas em simultâneo, uma vez que existe sempre pelo menos um semiconductor em condução, situação em que  $i_{dc\{1,2\}} = 0$ .

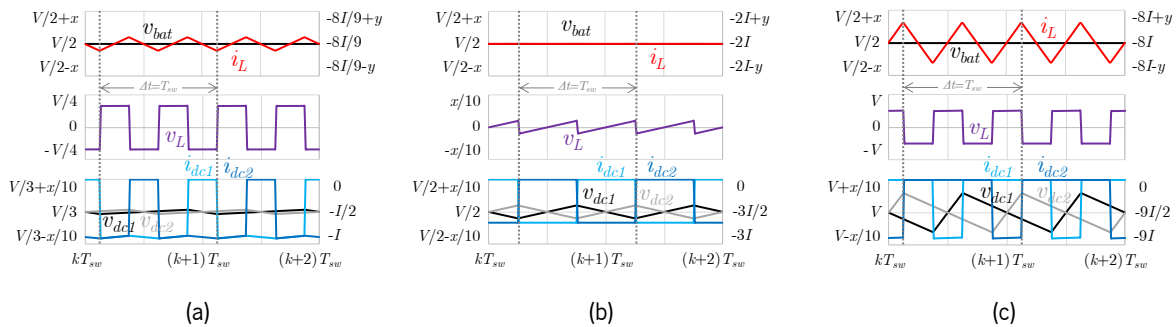


Figura 3.60 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* de três níveis em modo *boost* para um valor de *duty cycle* igual a: (a) 25%; (b) 50%; (c) 75%.

Na Figura 3.61 pode ser visto um exemplo de operação deste conversor em modo *buck* para toda a sua gama de funcionamento, i.e., com um valor inicial de  $D = 0\%$  a aumentar em rampa até  $D = 100\%$ . Estas formas de onda podem ser vistas em pormenor para  $D = \{25\%, 50\%, 75\%\}$  com o intuito de verificar os valores de  $D$  para os quais o *ripple* em  $v_{bat}$  e  $i_L$  se anula. Tratando-se de um conversor CC-CC de três níveis, contendo dois semicondutores de potência em operação e, como tal, utilizando dois sinais de comando desfasados  $180^\circ$ , o *ripple* anular-se-á em valores de  $D$  múltiplos de  $1/n$ , ou seja,  $0\%$ ,  $50\%$  e  $100\%$ , como se pode visualizar na figura. Para além disso, o *ripple* será máximo nos valores de  $D$  intermédios destes múltiplos, ou seja,  $25\%$  e  $75\%$ . Apesar disso, o *ripple* máximo é inferior aos valores análogos em topologias de apenas dois níveis. De referir que, para efeitos ilustrativos, de modo a visualizar-se o *ripple* na corrente  $i_L$  ao longo da sua gama de funcionamento, o valor de  $L$  foi diminuído cinco vezes. Para além do cancelamento do *ripple*, a figura tem também o intuito de ilustrar os níveis de tensão produzidos pelo conversor ( $v_x$ ). Verifica-se que  $v_x$  varia entre  $0$  e  $V/2$  para  $D < 50\%$  e entre  $V/2$  e  $V$  para  $D > 50\%$ , ou seja, apresentando três níveis de tensão ao longo da sua gama de funcionamento.

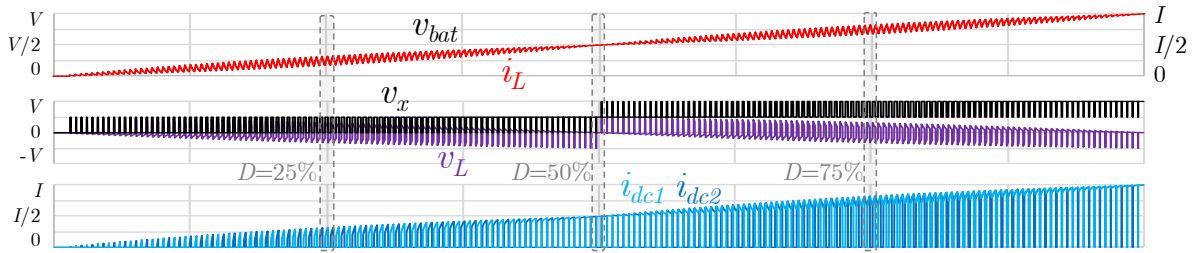


Figura 3.61 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* de três níveis em modo *buck* para a sua gama total de *duty cycle* com pormenor em  $D = \{25\%, 50\%, 75\%\}$ .

Alguns exemplos de aplicação do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* de três níveis que podem ser encontrados na literatura estão relacionados com VEs e veículos híbridos *plug-in*, quer ao nível dos sistemas de tração [862] quer das estações de carregamento de baterias [863]. Podem ser também encontrados exemplos de aplicação em sistemas de armazenamento de energia baseados em baterias [864], ultracondensadores [865] e células de combustível [866].

Para além da versão de três níveis, a topologia apresentada pode, teoricamente, ser expandida a qualquer número de níveis de tensão. Na Figura 3.62 pode ser visto um outro exemplo de conversor CC-CC bidirecional multinível, nomeadamente o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* de cinco níveis, composto por oito semicondutores de potência com os respetivos díodos em antiparalelo, uma bobina e dois condensadores. Esta topologia foi inicialmente proposta em [867] e direcionada para aplicações de média e alta tensão.

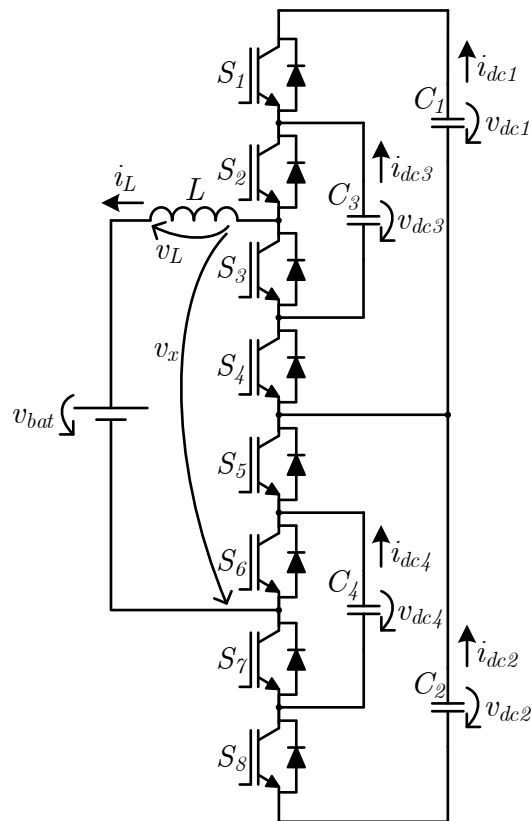


Figura 3.62 – Conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* de cinco níveis.

Em relação ao conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* de três níveis, pode verificar-se que são utilizados mais quatro semicondutores de potência com os respectivos díodos em antiparalelo, bem como mais dois condensadores do lado de tensão mais elevada. Tal como se sucede na topologia de três níveis, esta tensão encontra-se dividida, sendo que o seu valor total ( $v_{dc1} + v_{dc2}$ ) corresponderia à tensão do lado mais elevado para um conversor de dois níveis. Para além disso, existem duas tensões adicionais ( $v_{dc3}$  e  $v_{dc4}$ ). Para o correto funcionamento do conversor, o valor médio das tensões  $v_{dc1}$  e  $v_{dc2}$  deve ser igual, bem como o valor médio das tensões  $v_{dc3}$  e  $v_{dc4}$  e, para além disso, o valor médio das tensões  $v_{dc3}$  e  $v_{dc4}$  deve ser metade do valor médio das tensões  $v_{dc1}$  e  $v_{dc2}$ . Deste modo, as tensões máximas suportadas pelos semicondutores vão ser diferentes e, em alguns casos, inferior àquelas na topologia de três níveis. Na topologia de cinco níveis, a tensão máxima suportável para cada semicondutor é de  $v_{dc1}$  para os semicondutores  $S_1$  e  $S_4$ ,  $v_{dc2}$  para os semicondutores  $S_5$  e  $S_8$ ,  $v_{dc3}$  para os semicondutores  $S_2$  e  $S_3$  e  $v_{dc4}$  para os semicondutores  $S_6$  e  $S_7$ , ou seja, no pior caso, metade da tensão máxima que cada semicondutor suportaria numa topologia de dois níveis considerando as mesmas tensões nominais de entrada e saída ( $v_{bat}$  e  $v_{dc1} + v_{dc2}$ ). Porém, apenas quatro semicondutores ( $S_1$ ,  $S_4$ ,  $S_5$  e  $S_8$ ) necessitam de suportar esta tensão, sendo que os restantes ( $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_6$  e  $S_7$ ) apenas necessitam de suportar metade desta tensão, i.e., um quarto da tensão máxima que cada semicondutor suportaria numa topologia de dois níveis considerando as mesmas tensões nominais de entrada e saída.

Para a correta operação do conversor em modo bidirecional, são utilizados os semicondutores  $S_1, S_2, S_7$  e  $S_8$  em modo *buck* e os semicondutores  $S_3, S_4, S_5$  e  $S_6$  em modo *boost*, desfasando os sinais de comando aplicados aos semicondutores de potência em  $360^\circ/n$ , em que  $n$  representa o número de semicondutores em operação. No caso do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* de cinco níveis, existem quatro semicondutores de potência em operação, pelo que os seus sinais de comando devem ser  $90^\circ$  desfasados entre si. Neste caso, o efeito multiplicativo na frequência das tensões e correntes terá um fator de quatro, ao passo que a topologia de três níveis apresenta um fator de dois. Na Tabela 3.25 podem ser vistos os estados de operação do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* de cinco níveis quando opera em modo *buck*, estando na Tabela 3.26 apresentada a mesma informação para quando o conversor opera em modo *boost*. Em ambas as tabelas podem ser vistos os valores da tensão na bobina ( $v_L$ ), a tensão produzida pelo conversor ( $v_x$ ) para uma tensão  $v_{dc1}+v_{dc2} = V$  e as correntes em cada condensador ( $i_{dc\{1,2,3,4\}}$ ). Uma vez que são utilizados quatro semicondutores em cada modo de operação, existem dezasseis estados possíveis em cada um dos modos *buck* e *boost*. Pode ver-se que, à exceção dos níveis de tensão extremos (0 e  $V$ ), existe mais de uma possibilidade para produzir o mesmo nível de tensão. Para além disso, ao contrário do que se sucede na topologia de três níveis, existem valores negativos nas correntes dos condensadores em alguns estados dos semicondutores de potência. Tal apenas acontece nas correntes dos condensadores de tensão inferior ( $i_{dc\{3,4\}}$ ), pelo que este facto é utilizado para balancear as tensões  $v_{dc3}$  e  $v_{dc4}$ , o que constitui um dos principais desafios desta e de várias outras topologias capazes de operar com um elevado número de níveis de tensão.



Tabela 3.25 – Estados de operação do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* de cinco níveis para operação em modo *buck*.

Modo	$S_1$	$S_2$	$S_7$	$S_8$	$v_L$	$v_x$	$\dot{i}_{dc1}$	$\dot{i}_{dc2}$	$\dot{i}_{dc3}$	$\dot{i}_{dc4}$
<i>Buck</i>	0	0	0	0	$-v_{bat}$	0	0	0	0	0
	1	0	0	0	$v_{dc1} - v_{dc3} - v_{bat}$	V/4	$\dot{i}_L$	0	$-\dot{i}_L$	0
	0	0	0	1	$v_{dc2} - v_{dc4} - v_{bat}$		0	$\dot{i}_L$	0	$-\dot{i}_L$
	0	1	0	0	$v_{dc3} - v_{bat}$		0	0	$\dot{i}_L$	0
	0	0	1	0	$v_{dc4} - v_{bat}$		0	0	0	$\dot{i}_L$
	1	1	0	0	$v_{dc1} - v_{bat}$	V/2	$\dot{i}_L$	0	0	0
	0	0	1	1	$v_{dc2} - v_{bat}$		0	$\dot{i}_L$	0	0
	0	1	1	0	$v_{dc3} + v_{dc4} - v_{bat}$		0	$\dot{i}_L$	$\dot{i}_L$	0
	1	0	1	0	$v_{dc1} - v_{dc3} + v_{dc4} - v_{bat}$		$\dot{i}_L$	0	$-\dot{i}_L$	$\dot{i}_L$
	0	1	0	1	$v_{dc2} + v_{dc3} - v_{dc4} - v_{bat}$		0	$\dot{i}_L$	$\dot{i}_L$	$-\dot{i}_L$
	1	0	0	1	$v_{dc1} + v_{dc2} - v_{dc3} - v_{dc4} - v_{bat}$	$\dot{i}_L$	$\dot{i}_L$	$-\dot{i}_L$	$-\dot{i}_L$	
	1	1	1	0	$v_{dc1} + v_{dc4} - v_{bat}$	3V/4	$\dot{i}_L$	0	0	$\dot{i}_L$
	0	1	1	1	$v_{dc2} + v_{dc3} - v_{bat}$		0	$\dot{i}_L$	$\dot{i}_L$	0
	1	1	0	1	$v_{dc1} + v_{dc2} - v_{dc4} - v_{bat}$		$\dot{i}_L$	$\dot{i}_L$	0	$-\dot{i}_L$
	1	0	1	1	$v_{dc1} + v_{dc2} - v_{dc3} - v_{bat}$		$\dot{i}_L$	$\dot{i}_L$	$-\dot{i}_L$	0
	1	1	1	1	$v_{dc1} + v_{dc2}$	V	$\dot{i}_L$	$\dot{i}_L$	0	0

 Tabela 3.26 – Estados de operação do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* de cinco níveis para operação em modo *boost*.

Modo	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$v_L$	$v_x$	$\dot{i}_{dc1}$	$\dot{i}_{dc2}$	$\dot{i}_{dc3}$	$\dot{i}_{dc4}$
<i>Boost</i>	1	1	1	1	$-v_{bat}$	0	0	0	0	0
	1	0	1	1	$v_{dc1} - v_{dc3} - v_{bat}$	V/4	$\dot{i}_L$	0	$-\dot{i}_L$	0
	1	1	0	1	$v_{dc2} - v_{dc4} - v_{bat}$		0	$\dot{i}_L$	0	$-\dot{i}_L$
	0	1	1	1	$v_{dc3} - v_{bat}$		0	0	$\dot{i}_L$	0
	1	1	1	0	$v_{dc4} - v_{bat}$		0	0	0	$\dot{i}_L$
	0	0	1	1	$v_{dc1} - v_{bat}$	V/2	$\dot{i}_L$	0	0	0
	1	1	0	0	$v_{dc2} - v_{bat}$		0	$\dot{i}_L$	0	0
	0	1	1	0	$v_{dc3} + v_{dc4} - v_{bat}$		0	$\dot{i}_L$	$\dot{i}_L$	0
	1	0	1	0	$v_{dc1} - v_{dc3} + v_{dc4} - v_{bat}$		$\dot{i}_L$	0	$-\dot{i}_L$	$\dot{i}_L$
	0	1	0	1	$v_{dc2} + v_{dc3} - v_{dc4} - v_{bat}$		0	$\dot{i}_L$	$\dot{i}_L$	$-\dot{i}_L$
	1	0	0	1	$v_{dc1} + v_{dc2} - v_{dc3} - v_{dc4} - v_{bat}$	$\dot{i}_L$	$\dot{i}_L$	$-\dot{i}_L$	$-\dot{i}_L$	
	0	0	1	0	$v_{dc1} + v_{dc4} - v_{bat}$	3V/4	$\dot{i}_L$	0	0	$\dot{i}_L$
	0	1	0	0	$v_{dc2} + v_{dc3} - v_{bat}$		0	$\dot{i}_L$	$\dot{i}_L$	0
	0	0	0	1	$v_{dc1} + v_{dc2} - v_{dc4} - v_{bat}$		$\dot{i}_L$	$\dot{i}_L$	0	$-\dot{i}_L$
	1	0	0	0	$v_{dc1} + v_{dc2} - v_{dc3} - v_{bat}$		$\dot{i}_L$	$\dot{i}_L$	$-\dot{i}_L$	0
	0	0	0	0	$v_{dc1} + v_{dc2}$	V	$\dot{i}_L$	$\dot{i}_L$	0	0

Na Figura 3.63 pode ser visto um exemplo de operação deste conversor em modo *buck* para toda a sua gama de funcionamento, i.e., com um valor inicial de  $D = 0\%$  a aumentar em rampa até  $D = 100\%$ . São utilizadas fontes de tensão ideal de valor total  $V$  nos terminais de entrada ( $V/2$  em  $v_{dc1}$ ,  $V/2$  em  $v_{dc2}$ ,  $V/4$  em  $v_{dc3}$  e  $V/4$  em  $v_{dc4}$ ) e estando nos terminais de saída ( $v_{bat}$ ) conectada uma carga resistiva de valor  $R$ . De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $R$ ,  $L$ ,  $C_{\{1,2,3,4\}}$ ,  $T_{sw}$ ,  $x$  e  $y$  são os mesmos que os utilizados anteriormente. A figura ilustra as principais grandezas envolvidas neste conversor, nomeadamente a tensão de saída ( $v_{bat}$ ), a corrente de saída ( $i_L$ ), a tensão na bobina ( $v_L$ ), a tensão a montante da bobina, ou seja, a tensão produzida pelo conversor ( $v_x$ , que é igual à soma de  $v_{bat}$  e  $v_L$ ) e as correntes em cada um dos condensadores ( $i_{dc\{1,2,3,4\}}$ ). Estas formas de onda podem ser vistas em pormenor para  $D = \{12,5\%, 25\%, 50\%, 62,5\%, 75\%, 87,5\%\}$  com o intuito de verificar os valores de  $D$  para os quais o *ripple* em  $v_{bat}$  e  $i_L$  se anula. Tratando-se de um conversor CC-CC de cinco níveis, contendo quatro semicondutores de potência em operação e, como tal, utilizando quatro sinais de comando desfasados  $90^\circ$ , o *ripple* anular-se-á em valores de  $D$  múltiplos de  $1/n$ , ou seja,  $0\%$ ,  $25\%$ ,  $50\%$ ,  $75\%$  e  $100\%$ , como se pode visualizar na figura. Para além disso, o *ripple* será máximo nos valores de  $D$  intermédios destes múltiplos, ou seja,  $12,5\%$ ,  $37,5\%$ ,  $62,5\%$  e  $87,5\%$ . Apesar disso, o *ripple* máximo é inferior aos valores análogos em topologias de três níveis e, de forma ainda mais acentuada, inferior aos valores análogos em topologias de apenas dois níveis, sendo sempre inferior a  $y/10$ . De referir que, para efeitos ilustrativos, de modo a visualizar-se o *ripple* na corrente  $i_L$  ao longo da sua gama de funcionamento, o valor de  $L$  foi diminuído dez vezes. Para além do cancelamento do *ripple*, a figura tem também o intuito de ilustrar os níveis de tensão produzidos pelo conversor ( $v_x$ ). Verifica-se que  $v_x$  varia entre  $0$  e  $V/4$  para  $D < 25\%$ , entre  $V/4$  e  $V/2$  para  $25\% < D < 50\%$ , entre  $V/2$  e  $3V/4$  para  $50\% < D < 75\%$  e entre  $3V/4$  e  $V$  para  $D > 75\%$ , ou seja, apresentando cinco níveis de tensão ao longo da sua gama de funcionamento. Nas figuras pormenorizadas, onde apenas se encontra representado um período de operação do conversor (de  $k$  a  $k+1$ ), constata-se também que o período de  $v_{bat}$ ,  $i_L$ ,  $v_L$  e  $v_x$  passa a ser  $T_{sw}/4$ . Adicionalmente, verifica-se que as correntes  $i_{dc\{1,2,3,4\}}$  são pulsadas, sendo que as correntes  $i_{dc\{1,2\}}$  tomam os valores  $0$  e  $i_L$ , ao passo que as correntes  $i_{dc\{3,4\}}$  tomam os valores  $-i_L$ ,  $0$  e  $i_L$ , como indicado nas tabelas acima.

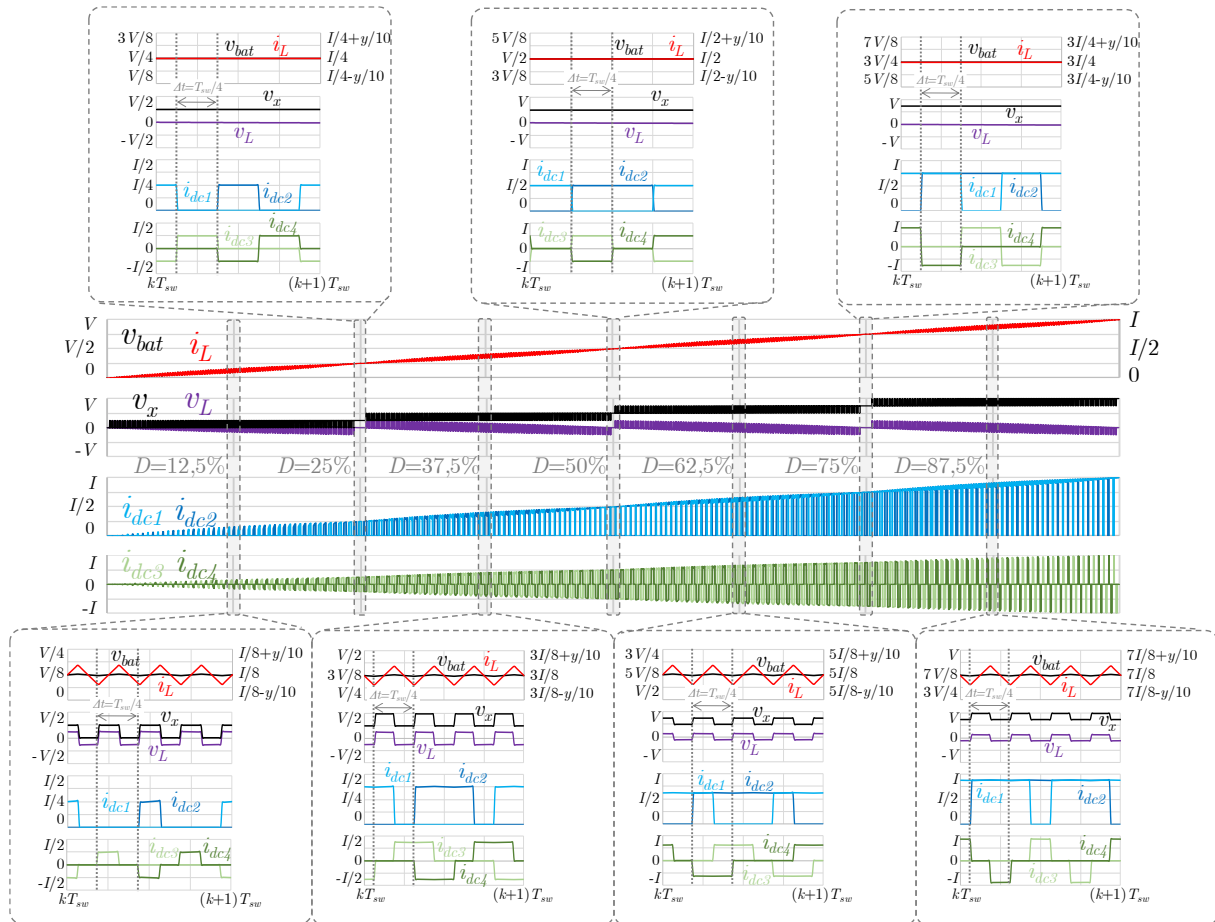


Figura 3.63 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* de cinco níveis em modo *buck* para a sua gama total de *duty cycle* com pormenor em  $D = \{12,5\%, 25\%, 50\%, 62,5\%, 75\%, 87,5\%\}$ .

### 3.3.8 Conversor CC-CC Isolado em Meia Ponte

As topologias de conversores CC-CC bidirecionais previamente analisadas neste capítulo classificam-se como não-isoladas, uma vez que não existe isolamento galvânico entre a sua entrada e saída, ou seja, ambas as tensões estão referenciadas a um ponto comum. Porém, o isolamento galvânico pode ser uma necessidade em determinadas aplicações, tipicamente quando a razão entre as tensões de entrada e saída é relativamente elevada (acima de quatro vezes [868]). Nestas situações, o isolamento galvânico serve tanto um propósito de segurança como de eficiência, uma vez que esta tende a ser baixa em conversores CC-CC não-isolados para valores de *duty cycle* extremos [814]. Esta necessidade é suprida com a utilização de um transformador, isolando a entrada e a saída do conversor, ou seja, passando a existir referências independentes para as tensões de entrada e saída. Para além disso, uma vez que frequências de operação mais elevadas se traduzem em componentes magnéticos com tamanhos físicos inferiores para uma mesma potência, neste tipo de conversores são tipicamente utilizados transformadores de alta frequência (dezenas ou centenas de kHz). De referir que, tal como se sucede

nos conversores CA-CC, também os conversores CC-CC isolados (unidirecionais ou bidirecionais) podem ser classificados como fonte de tensão ou fonte de corrente, sendo que nesta tese apenas são abordadas topologias bidirecionais isoladas do tipo fonte de tensão pelos motivos previamente referidos relativamente aos conversores CA-CC. Em relação às topologias fonte de corrente, uma revisão da literatura das mesmas pode ser vista em [869].

Um exemplo de conversor CC-CC bidirecional isolado é o conversor CC-CC bidirecional isolado em meia ponte, comumente classificado na literatura como *dual half-bridge*. Este conversor, visível na Figura 3.64, é formado por dois conversores CA-CC em meia ponte, sendo que os lados CA de ambos os conversores se encontram conectados aos terminais de um transformador. O nome dado a cada lado do conversor corresponde ao nome designado para o enrolamento do transformador, i.e., primário/secundário. O barramento CC de cada um dos conversores CA-CC representa a entrada/saída do conversor CC-CC, estando isolados galvanicamente um do outro. Para além disso, é conveniente que o transformador possua uma razão de transformação ( $N_1:N_2$ ) próxima da razão entre as tensões dos barramentos CC ( $v_{bat1}/v_{bat2}$ ). De referir que as bobinas  $L_1$  e  $L_2$ , que se encontram em série com cada um dos enrolamentos do transformador, podem representar bobinas propriamente ditas ou representar simplesmente a indutância de dispersão do transformador, podendo não ser necessário utilizar bobinas externas no caso de o valor de indutância ser suficiente para a correta operação do conversor. De salientar o facto de este conversor ter sido proposto com uma abordagem fonte de tensão do lado de maior tensão e fonte de corrente do lado de menor tensão [870].

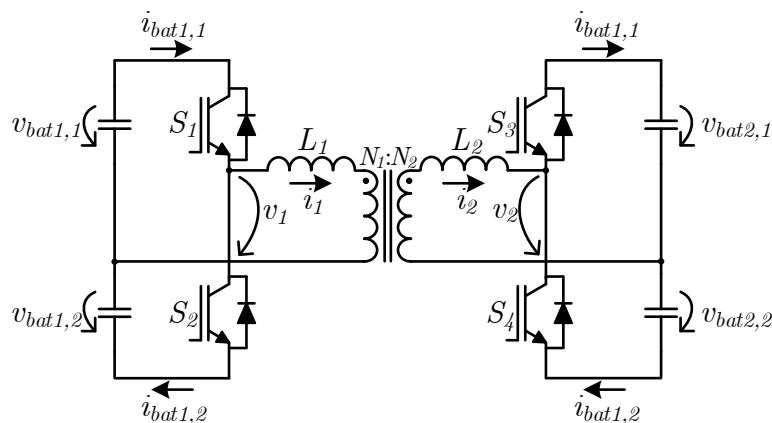


Figura 3.64 – Conversor CC-CC bidirecional isolado em meia ponte.

Na Tabela 3.27 encontram-se representados os estados de operação deste conversor, partindo do pressuposto que existe sempre um semiconductor ativo em cada braço. São também visíveis as tensões produzidas aplicadas ao transformador, quer do lado primário ( $v_1$ ) quer do lado secundário ( $v_2$ ), considerando que as bobinas  $L_1$  e  $L_2$  representam a indutância de dispersão do transformador. Tal como

o conversor CA-CC bidirecional monofásico em meia ponte, cada um dos lados do conversor CC-CC bidirecional isolado em meia ponte é capaz de produzir apenas dois níveis de tensão. Uma vez que cada um dos lados do conversor apresenta dois estados de operação ( $2^1 = 2$ ), o conversor no seu todo apresenta quatro estados ( $2^2 = 4$ ). De referir que apenas se encontram representados os estados do semicondutor superior de cada braço, sendo que o estado de um semicondutor  $S_{n+1}$  será sempre complementar do estado de  $S_n$  para  $n$  ímpar. No entanto, é possível operar este conversor mantendo um dos lados inativo, i.e., o lado receptor de energia, podendo operar como conversor CA-CC unidirecional duplicador de tensão graças aos díodos em antiparalelo dos semicondutores totalmente controlados.

Tabela 3.27 – Estados de operação do conversor CC-CC bidirecional isolado em meia ponte.

$S_1$	$S_3$	$v_1$	$v_2$
0	0	$-v_{bat1,2}/2$	$-v_{bat2,2}/2$
0	1	$-v_{bat1,2}/2$	$+v_{bat2,1}/2$
1	0	$+v_{bat1,1}/2$	$-v_{bat2,2}/2$
1	1	$+v_{bat1,1}/2$	$+v_{bat2,1}/2$

O método mais simples de estabelecer um fluxo de energia neste conversor consiste em ativar apenas os semicondutores de um dos seus lados, nomeadamente o lado fornecedor de energia, mantendo os semicondutores do outro lado inativos, i.e., operando como retificador passivo. Contudo, esta abordagem é limitativa em termos de flexibilidade e resposta dinâmica. Relativamente à flexibilidade, os díodos em antiparalelo dos semicondutores totalmente controlados apenas conduzirão se se encontrarem diretamente polarizados. Por exemplo, caso se queira transferir energia do primário para o secundário utilizando este método, os díodos em antiparalelo dos semicondutores  $S_3$  e  $S_4$  apenas conduzirão se o valor máximo instantâneo da tensão no enrolamento secundário do transformador ( $v_2$ ) for superior a  $v_{bat2}/2$ . Se a razão de transformação ( $N_1:N_2$ ) for igual à razão entre as tensões dos barramentos CC ( $v_{bat1}/v_{bat2}$ ), o valor máximo possível de se obter em  $v_2$  será  $v_{bat2}/2$  (i.e.,  $v_{bat1}/2 N_2/N_1$ ), o que, tendo em conta a queda de tensão em condução dos díodos, não permitirá o estabelecimento de um fluxo de corrente. Uma solução seria aumentar a razão de transformação de modo a estabelecer uma tensão máxima instantânea em  $v_2$  superior, mas verificar-se-ia o mesmo problema no caso de se transferir energia no sentido oposto (do secundário para o primário). Ou seja, utilizando este método para transferir energia, é possível obter apenas dois quadrantes de operação (apenas é possível transferir energia do primário para o secundário se  $v_{bat1} > v_{bat2} (N_1/N_2)$  e do secundário para o primário se

$v_{bat2} > v_{bat1} (N_2/N_1)$ ). Para além disso, este método também oferece uma resposta dinâmica pouco satisfatória, uma vez que a sua capacidade de transferência de energia é limitada. As correntes estabelecidas nos enrolamentos do transformador ( $i_1$  e  $i_2$ ) serão tanto maiores quanto maior for a diferença de tensões entre o barramento CC e o enrolamento do transformador do respetivo lado. Pelos motivos referidos anteriormente, esta diferença será sempre reduzida, limitando a operação do conversor a correntes reduzidas e, em caso de alteração de carga, impossibilitando uma resposta rápida por parte do conversor. Para além disso, uma vez que o transformador necessita de operar com valor médio nulo para evitar a sua saturação e os problemas associados, e uma vez que cada lado deste conversor apenas é capaz de produzir dois níveis de tensão, a sua operação limitar-se-á a um funcionamento biestável (conversor ativo com *duty cycle* de 50% ou conversor inativo).

Um dos métodos mais utilizados para transferir energia neste tipo de conversores é a modulação denominada *phase shift* [871]. Esta técnica de modulação pressupõe que ambos os lados do conversor se encontram em operação com um *duty cycle* de 50%, sendo o desfasamento entre as tensões produzidas a variável utilizada para controlar tanto o fluxo de energia quanto o seu sentido. Quanto maior for o desfasamento, maior será a potência disponibilizada, sendo o seu valor máximo alcançado para um desfasamento de  $90^\circ$ . Em relação ao sentido, a energia será transferida do lado que produz a tensão mais adiantada para o lado que produz a tensão mais atrasada. Contrariamente à operação de apenas um dos lados do conversor, a modulação *phase shift* permite a operação em quatro quadrantes, sendo possível transferir energia de um lado para o outro do conversor mesmo que  $v_{batx} < v_{baty} (N_x/N_y)$ , com  $\{x,y\} = \{1,2\}$ . Para além da flexibilidade, a resposta dinâmica do conversor é consideravelmente melhorada quando opera com esta técnica de modulação, uma vez que é possível obter correntes elevadas nos enrolamentos do transformador. Devido ao desfasamento criado entre as tensões aplicadas ao transformador ( $v_1$  e  $v_2$ ), haverá momentos em que uma das tensões é positiva e a outra negativa. Nestes instantes, a tensão aos terminais de cada indutância de dispersão  $L_x$  será dada por  $\pm(v_{batx}/2 + (N_x/N_y) v_{baty}/2)$ , com  $\{x,y\} = \{1,2\}$ . Se se considerar  $v_{batx}/v_{baty} = N_x/N_y$ , a tensão será igual a  $\pm v_{batx}$ , ou seja, o dobro da tensão que cada lado do conversor consegue aplicar ao respetivo enrolamento do transformador. Tendo em conta que esta tensão surge aos terminais da indutância de dispersão do transformador, a corrente no respetivo enrolamento crescerá rapidamente, atingindo um valor tanto maior quanto maior for o tempo em que as tensões  $v_1$  e  $v_2$  se encontrarem com sinal oposto, i.e., quanto maior for o desfasamento entre ambas. Por estes motivos, a modulação *phase shift* permite uma maior flexibilidade e potências de operação mais elevadas do que a operação de apenas um dos

lados do conversor. Para além disso, uma outra vantagem é operar apenas com ondas quadradas, excluindo problemas associados à limitação da largura dos pulsos.

Na Figura 3.65 pode visualizar-se um exemplo de operação de um conversor CC-CC bidirecional isolado em meia ponte com modulação *phase shift*, estando ilustrados seis casos de operação, sendo utilizada uma fonte de tensão ideal aos terminais de cada um dos condensadores do barramento CC do lado fornecedor de energia e uma carga resistiva aos terminais de cada um dos condensadores do barramento CC do lado receptor de energia. A razão de transformação utilizada no transformador ( $N_1/N_2$ ) é de  $1/2$ , sendo que cada fonte de tensão ideal possui um valor de  $V/4$  no primário e  $V/2$  no secundário. O valor de cada resistência  $R_x$  corresponde à obtenção de uma tensão no barramento CC do lado receptor de energia  $v_{batx} = v_{baty} (N_x/N_y)$  quando o desfasamento aplicado ( $\varphi$ ) é de  $45^\circ$ , pelo que  $R_x = R_y (N_x/N_y)^2$ , com  $\{x,y\} = \{1,2\}$ , ou seja,  $R_2 = 4R_1$ . O valor total utilizado para a indutância de dispersão refletida do lado secundário ( $L_2$ ) é cem vezes inferior ao valor de  $L$  anteriormente utilizado nos restantes conversores, sendo que  $L_x = L_y (N_x/N_y)^2$ , ou seja,  $L_2 = 0,01 L$  e  $L_1 = 0,0025 L$ . De referir que as restantes grandezas possuem os mesmos valores que os utilizados anteriormente ( $V$ ,  $I$ ,  $C_{\{x,y\} = \{1,2\}}$ ,  $T_{sw}$ ,  $x$  e  $y$ ), estando representados dois ciclos de funcionamento do conversor (de  $k$  a  $k+2$ ). Na figura encontram-se ilustradas as formas de onda das tensões nos enrolamentos primário ( $v_1$ ) e secundário ( $v_2$ ) do transformador, bem como as correntes nos enrolamentos primário ( $i_1$ ) e secundário ( $i_2$ ) e as tensões no barramento CC receptor de energia ( $v_{batx,1}$ ,  $v_{batx,2}$  com  $x = \{1,2\}$ ). Nos três primeiros casos, representados na Figura 3.65(a), (b) e (c), a energia é transferida do primário para o secundário, sendo utilizado um valor de  $\varphi$  de  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $60^\circ$ , respetivamente, e sendo as tensões de saída  $v_{bat2,1}$  e  $v_{bat2,2}$ . Nos três últimos casos, representados na Figura 3.65(d), (e) e (f), a energia é transferida do secundário para o primário, sendo utilizado um valor de  $\varphi$  de  $-30^\circ$ ,  $-45^\circ$  e  $-60^\circ$ , respetivamente, e sendo as tensões de saída  $v_{bat1,1}$  e  $v_{bat1,2}$ . De referir que se convencionou  $\varphi$  como sendo positivo quando  $v_1$  se encontra adiantada em relação a  $v_2$ , pelo que, nos casos em que a energia é transferida do secundário para o primário,  $\varphi$  toma valores negativos. Pode constatar-se que as tensões  $v_1$  e  $v_2$  possuem, em todos casos, uma forma de onda quadrada, ao passo que as correntes  $i_1$  e  $i_2$  possuem uma forma de onda que se aproxima da trapezoidal. Também se verifica que, para a mesma carga, quanto maior  $\varphi$ , maior a tensão no barramento CC do lado receptor de energia, bem como maiores as correntes no transformador. Verifica-se que, ao contrário das tensões  $v_1$  e  $v_2$ , as correntes  $i_1$  e  $i_2$  encontram-se em fase, verificando-se sempre  $i_x = i_y (N_y/N_x)$ , com  $\{x,y\} = \{1,2\}$ . Tal acontece porque este conversor é baseado numa topologia fonte de tensão, sendo a tensão a grandeza aplicada aos enrolamentos do

transformador e estando a corrente dependente desta. Para além disso, verifica-se que as correntes  $i_1$  e  $i_2$  aumentam ou diminuem rapidamente quando as tensões  $v_1$  e  $v_2$  possuem sinais contrários, e que, quando  $v_1$  e  $v_2$  possuem o mesmo sinal, três situações distintas podem ocorrer em  $i_1$  e  $i_2$ , nomeadamente aumentar, diminuir ou manter-se constante. Quando  $v_{bat1} > v_{bat2}$  ( $N_1/N_2$ ), as correntes  $i_1$  e  $i_2$  aumentam, uma vez que as tensões aos terminais de  $L_1$  e  $L_2$  são positivas; quando  $v_{bat1} < v_{bat2}$  ( $N_1/N_2$ ), as correntes  $i_1$  e  $i_2$  diminuem, uma vez que as tensões aos terminais de  $L_1$  e  $L_2$  são negativas; quando  $v_{bat1} = v_{bat2}$  ( $N_1/N_2$ ), as correntes  $i_1$  e  $i_2$  mantêm-se constantes, uma vez que as tensões aos terminais de  $L_1$  e  $L_2$  são nulas. Verifica-se também que, para valores simétricos de  $\varphi$ , as correntes  $i_1$  e  $i_2$  apresentam a mesma forma de onda e amplitude, apenas estando desfasadas  $180^\circ$  em relação às tensões  $v_1$  e  $v_2$  quando  $\varphi$  é negativo.

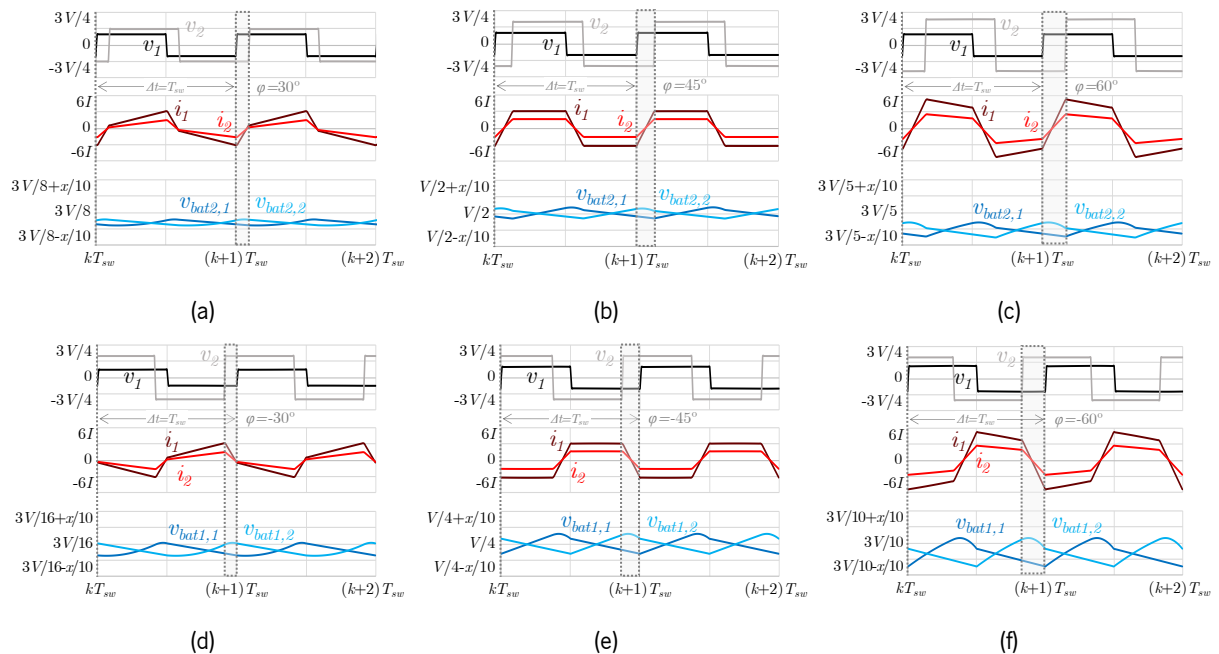


Figura 3.65 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional isolado em meia ponte com modulação *phase shift* para um valor de desfasamento igual a: (a)  $30^\circ$ ; (b)  $45^\circ$ ; (c)  $60^\circ$ ; (d)  $-30^\circ$ ; (e)  $-45^\circ$ ; (f)  $-60^\circ$ .

Na Figura 3.66 pode ver-se a potência transferida em função do desfasamento ( $P(\varphi)$ ) entre as tensões  $v_1$  e  $v_2$  para o conversor em questão a operar com modulação *phase shift*, sendo que  $\varphi > 0$  significa que  $v_1$  está adiantada em relação a  $v_2$ , ou seja, a energia é transferida do primário para o secundário (potência positiva, segundo a convenção adotada na Figura 3.64), e  $\varphi < 0$  significa que  $v_1$  está atrasada em relação a  $v_2$ , ou seja, a energia é transferida do secundário para o primário (potência negativa, segundo a convenção adotada na Figura 3.64). Pode constatar-se que o gráfico representa uma função ímpar, i.e., com simetria em relação à origem, significando que um dado valor de desfasamento traduzir-se-á numa dada potência transferida independentemente do sentido de transmissão de energia.



Verifica-se também que o valor de potência transferida não varia linearmente com o desfasamento aplicado, não obstante aumentando com o seu valor.

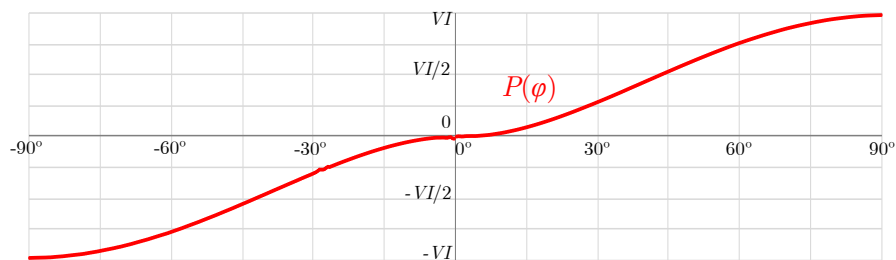


Figura 3.66 – Potência transferida em função do desfasamento entre as tensões aplicadas aos enrolamentos primário e secundário do transformador de um conversor CC-CC bidirecional isolado em meia ponte com modulação *phase shift*.

Na literatura podem ser encontrados exemplos de aplicação do conversor CC-CC bidirecional isolado em meia ponte, tais como sistemas de carregamento de baterias de VEs [872], sistemas de interface entre as baterias de tração e a bateria auxiliar de VEs [873], sistemas de transmissão de energia sem fios [874], transformadores de estado sólido [875], *microgrids* CC [876], sistemas de produção distribuída de energia [877] e sistemas de interface de painéis solares fotovoltaicos com a rede elétrica [878]. Para além da topologia *dual half-bridge* propriamente dita, é comum encontrar na literatura topologias que combinam uma meia ponte de um dos lados do transformador e outra topologia do outro lado [879]–[882]. Em [883] é apresentada uma topologia utilizando duas meias pontes e dois transformadores com o intuito de diminuir o *ripple* da corrente de saída, e em [884] é apresentada uma topologia baseada em três meias pontes e um transformador com três enrolamentos, i.e., uma configuração *three-port*, visando realizar a interface entre baterias, ultracondensadores e células de combustível para veículos deste tipo.

### 3.3.9 Conversor CC-CC Isolado em Ponte Completa

Um dos conversores CC-CC bidirecionais isolados mais frequentemente referenciados na literatura é o conversor CC-CC bidirecional isolado em ponte completa, comumente designado por *dual active bridge* [871]. De forma análoga à topologia em meia ponte analisada na secção anterior, este conversor é formado por dois conversores CA-CC em ponte completa, sendo que os lados CA de ambos os conversores se encontram conectados aos terminais de um transformador, como se pode visualizar na Figura 3.67. De igual modo, o barramento CC de cada um dos conversores CA-CC representa a entrada/saída do conversor CC-CC, estando isolados galvanicamente um do outro. Similarmente à topologia em meia ponte, é conveniente que o transformador possua uma razão de transformação ( $N_1:N_2$ ) próxima da razão entre as tensões dos barramentos CC ( $v_{bat1}/v_{bat2}$ ), podendo as bobinas  $L_1$  e

$L_2$ , que se encontram em série com cada um dos enrolamentos do transformador, representar bobinas propriamente ditas ou representar simplesmente a indutância de dispersão do transformador, não sendo necessário utilizar bobinas externas no caso de o valor de indutância ser suficiente para a correta operação do conversor.

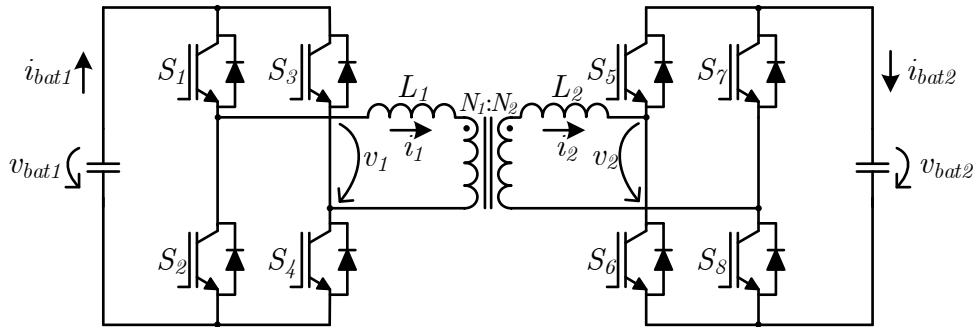


Figura 3.67 – Conversor CC-CC bidirecional isolado em ponte completa.

Na Tabela 3.28 encontram-se representados os estados de operação deste conversor, partindo do pressuposto que existe sempre um semicondutor ativo em cada braço. São também visíveis as tensões produzidas aplicadas ao transformador, quer do lado primário ( $v_1$ ) quer do lado secundário ( $v_2$ ), considerando que as bobinas  $L_1$  e  $L_2$  representam a indutância de dispersão do transformador. Tal como o conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa, cada um dos lados do conversor CC-CC bidirecional isolado em ponte completa é capaz de produzir três níveis de tensão. Uma vez que cada um dos lados do conversor apresenta quatro estados de operação ( $2^2 = 4$ ), o conversor no seu todo apresenta dezasseis estados ( $2^4 = 16$ ). De referir que apenas se encontram representados os estados do semicondutor superior de cada braço, sendo que o estado de um semicondutor  $S_{n+1}$  será sempre complementar do estado de  $S_n$  para  $n$  ímpar. No entanto, tal como se sucede no conversor CC-CC bidirecional isolado em meia ponte, é possível operar este conversor mantendo um dos lados inativo, i.e., o lado receptor de energia, podendo operar como conversor CA-CC unidirecional em ponte completa graças aos díodos em antiparalelo dos semicondutores totalmente controlados.

Tabela 3.28 – Estados de operação do conversor CC-CC bidirecional isolado em ponte completa.

$S_1$	$S_3$	$S_5$	$S_7$	$v_1$	$v_2$
0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	$-v_{bat2}$
0	0	1	0	0	$+v_{bat2}$
0	0	1	1	0	0
0	1	0	0	$-v_{bat1}$	0
0	1	0	1	$-v_{bat1}$	$-v_{bat2}$
0	1	1	0	$-v_{bat1}$	$+v_{bat2}$
0	1	1	1	$-v_{bat1}$	0
1	0	0	0	$+v_{bat1}$	0
1	0	0	1	$+v_{bat1}$	$-v_{bat2}$
1	0	1	0	$+v_{bat1}$	$+v_{bat2}$
1	0	1	1	$+v_{bat1}$	0
1	1	0	0	0	0
1	1	0	1	0	$-v_{bat2}$
1	1	1	0	0	$+v_{bat2}$
1	1	1	1	0	0

Tal como acontece na topologia em meia ponte previamente apresentada, o método mais simples de transferir energia na topologia em ponte completa consiste em ativar apenas os semicondutores de um dos seus lados, nomeadamente o lado fornecedor de energia, mantendo os semicondutores do outro lado inativos, i.e., operando como retificador passivo. Como referido, este método é limitativo em termos de flexibilidade e resposta dinâmica. Porém, nesta topologia é possível obter uma maior controlabilidade do fluxo de energia em relação à topologia em meia ponte, uma vez que cada lado da topologia em ponte completa é capaz de produzir três níveis de tensão. Como tal, é possível variar a largura de pulso da tensão aplicada ao respetivo enrolamento do transformador, simultaneamente mantendo o seu valor médio nulo. No entanto, esta abordagem carece das mesmas desvantagens em termos de flexibilidade e resposta dinâmica.

A modulação *phase shift* exposta anteriormente na topologia em meia ponte foi, de facto, proposta na mesma publicação que a presente topologia em ponte completa [871], pelo que é uma das técnicas de modulação mais comumente aplicadas a este conversor. No entanto, apesar das suas vantagens vistas anteriormente em termos de flexibilidade e resposta dinâmica, a modulação *phase shift* pode também apresentar inconvenientes, nomeadamente quando as tensões de cada barramento CC apresentam uma razão entre si díspar da razão de transformação. Como visto anteriormente, quando as tensões  $v_1$  e  $v_2$

possuem o mesmo sinal, as correntes  $i_1$  e  $i_2$  não se mantêm constantes no caso de  $v_{bat1} \neq v_{bat2} (N_1/N_2)$ , aumentando ou diminuindo tanto mais rapidamente quanto maior for a diferença entre  $v_{bat1}$  e  $v_{bat2} (N_1/N_2)$ , uma vez que tanto maiores serão as tensões aos terminais de  $L_1$  e  $L_2$ . Assim, mesmo que se pretenda estabelecer um fluxo de potência relativamente reduzido, aparecerão correntes relativamente elevadas nos enrolamentos do transformador e nos semicondutores de potência em condições de disparidade na razão entre as tensões  $v_{bat1}$  e  $v_{bat2}$ , correntes estas que podem atingir valores superiores aos valores nominais projetados para a normal operação do conversor. Nestas condições, diz-se que o conversor opera com valores elevados de potência reativa, uma vez que se trata de uma parcela de potência que se encontra em circulação no conversor mas que não contribui para a transferência de energia entre o barramento CC fornecedor e o barramento CC receptor [885].

De forma a atenuar a potência reativa envolvida no conversor CC-CC bidirecional isolado em ponte completa, alternativamente à modulação *phase shift* pode ser aplicada uma variante desta, denominada *dual phase shift* [886]. Este tipo de modulação também pressupõe a operação de cada braço do conversor com um *duty cycle* de 50%, no entanto com um desfasamento diferente de  $180^\circ$  entre os braços de um mesmo lado do conversor. Esta abordagem faz com que aos terminais do respetivo lado do transformador seja aplicada uma tensão com três níveis em vez de apenas dois, mantendo o seu valor médio nulo. Deste modo, esta técnica de modulação oferece dois graus de liberdade para controlar o fluxo de potência, permitindo variar independentemente o desfasamento entre as duas pontes do conversor e o desfasamento entre os braços de uma mesma ponte. Uma variante desta técnica denomina-se *triple phase shift* [887], onde são aplicados desfasamentos diferentes entre os braços de uma mesma ponte. Devido às variantes existentes, a modulação *phase shift* originalmente proposta passou a ser comumente denominada *single phase shift*. Outras variantes combinando modulações *phase shift* com PWM podem ser analisadas em [888].

Na Figura 3.68 pode visualizar-se um exemplo de operação de um conversor CC-CC bidirecional isolado em ponte completa com modulação *dual phase shift*, estando ilustrados seis casos de operação, sendo utilizada uma fonte de tensão ideal aos terminais do condensador do barramento CC do lado fornecedor de energia e uma carga resistiva aos terminais do condensador do barramento CC do lado receptor de energia. A razão de transformação utilizada no transformador ( $N_1/N_2$ ) é de  $1/2$ , sendo que cada fonte de tensão ideal possui um valor de  $V/4$  no primário e  $V/2$  no secundário. O valor de cada resistência  $R_x$  corresponde à obtenção de uma tensão no barramento CC do lado receptor de energia  $v_{batx} = v_{baty} (N_x/N_y)$  quando o desfasamento aplicado ( $\varphi$ ) é de  $45^\circ$ , pelo que  $R_x = R_y (N_x/N_y)^2$ , com

$\{x,y\} = \{1,2\}$ , ou seja,  $R_2 = 4R_1$ . O valor de  $R_{x,y}$  dimensionado neste caso resulta em metade do valor em relação à topologia em meia ponte para as mesmas condições de operação. De referir que as restantes grandezas utilizadas possuem os mesmos valores que os utilizados anteriormente na topologia em meia ponte ( $V, I, L_{\{1,2\}}, C_{\{1,2\}}, T_{sw}, x$  e  $y$ ), estando representados dois ciclos de funcionamento do conversor (de  $k$  a  $k+2$ ). Na figura encontram-se ilustradas as formas de onda das tensões nos enrolamentos primário ( $v_1$ ) e secundário ( $v_2$ ) do transformador, bem como as correntes nos enrolamentos primário ( $i_1$ ) e secundário ( $i_2$ ) e as tensões no barramento CC receptor de energia ( $v_{batx}$ , com  $x = \{1,2\}$ ). Em todos os casos é mantido o valor absoluto de  $45^\circ$  para o desfasamento entre as duas pontes do conversor ( $\varphi_1$ ), sendo variado o desfasamento entre os braços de uma mesma ponte ( $\varphi_2$ ). Nos três primeiros casos, representados na Figura 3.68(a), (b) e (c), a energia é transferida do primário para o secundário, sendo utilizado um valor de  $\varphi_2$  de  $60^\circ$ ,  $120^\circ$  e  $180^\circ$ , respetivamente, mantendo-se  $\varphi_1$  em  $45^\circ$  e sendo  $v_{bat2}$  a tensão de saída. Nos três últimos casos, representados na Figura 3.68(d), (e) e (f), a energia é transferida do secundário para o primário, sendo utilizado um valor de  $\varphi_2$  de  $60^\circ$ ,  $120^\circ$  e  $180^\circ$ , respetivamente, mantendo-se  $\varphi_1$  em  $-45^\circ$  e sendo  $v_{bat1}$  a tensão de saída. Pode constatar-se que, ao contrário do caso anterior relativo à modulação *single phase shift*, as tensões  $v_1$  e  $v_2$  possuem uma forma de onda com três níveis, sendo acrescentado um nível zero de tensão. Tal apenas não se verifica nos casos da Figura 3.68(c) e Figura 3.68(f), onde  $\varphi_2$  toma o valor de  $180^\circ$ , i.e., operação como *single phase shift*. As correntes  $i_1$  e  $i_2$  possuem uma forma de onda que se aproxima da trapezoidal, tal como anteriormente, mas o estabelecimento do nível zero de tensão faz com que estas assumam valores inferiores. Este facto é tão mais notório quanto menor for o desfasamento  $\varphi_2$ , como se pode constatar nos casos da Figura 3.68(a) e Figura 3.68(d). Também se verifica que, para a mesma carga e para o mesmo valor de  $\varphi_1$ , quanto maior  $\varphi_2$ , maior a tensão no barramento CC do lado receptor de energia, bem como maiores as correntes no transformador. Similarmente ao verificado para a modulação *single phase shift*, verifica-se que, para o mesmo valor de  $\varphi_2$  e valores simétricos de  $\varphi_1$ , as correntes  $i_1$  e  $i_2$  apresentam a mesma forma de onda e amplitude, apenas estando desfasadas  $180^\circ$  em relação às tensões  $v_1$  e  $v_2$  quando  $\varphi_1$  é negativo. De salientar que na Figura 3.68(a) é mostrado um caso particular em que  $v_{bat1} > v_{bat2}$ , algo contranatura quando  $N_1 < N_2$ , enfatizando a flexibilidade das técnicas de modulação *phase shift*. Para além disso, trata-se de uma situação que envolve tipicamente valores elevados de potência reativa, porém, constata-se que as correntes  $i_1$  e  $i_2$  não apresentam valores superiores aos restantes casos, realçando a conveniência da modulação *dual phase shift*.

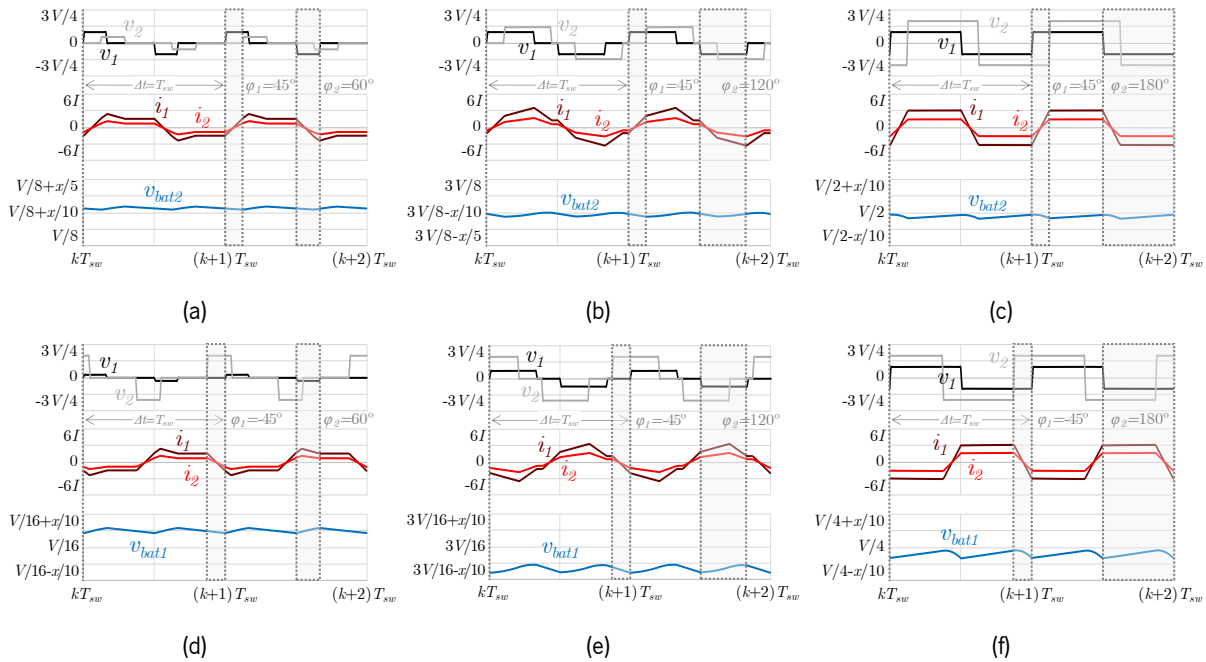


Figura 3.68 – Operação de um conversor CC-CC bidirecional isolado em ponte completa com modulação *dual phase shift* para um valor de desfasamento  $\varphi_1$  e  $\varphi_2$ , respetivamente, igual a: (a)  $45^\circ$  e  $60^\circ$ ; (b)  $45^\circ$  e  $120^\circ$ ; (c)  $45^\circ$  e  $180^\circ$ ; (d)  $-45^\circ$  e  $60^\circ$ ; (e)  $-45^\circ$  e  $120^\circ$ ; (f)  $-45^\circ$  e  $180^\circ$ .

Na Figura 3.69 pode visualizar-se a potência transferida em função do desfasamento entre os braços de uma mesma ponte ( $P(\varphi_2)$ ) para valores distintos de  $\varphi_1$  para o conversor em questão a operar com modulação *dual phase shift*, sendo que  $\varphi_1 > 0$  significa que  $v_1$  está adiantada em relação a  $v_2$ , ou seja, a energia é transferida do primário para o secundário (potência positiva, segundo a convenção adotada na Figura 3.67), e  $\varphi < 0$  significa que  $v_1$  está atrasada em relação a  $v_2$ , ou seja, a energia é transferida do secundário para o primário (potência negativa, segundo a convenção adotada na Figura 3.67). Ao contrário do gráfico da Figura 3.66, este apenas possui valores positivos para as abcissas ( $\varphi_2 > 0$ ), uma vez que o sinal do desfasamento  $\varphi_2$  é indiferente para a transferência de energia. Na figura encontram-se representadas oito curvas, nomeadamente para  $\varphi_1 = \{30^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 90^\circ\}$  e respetivos valores simétricos. Pode constatar-se que as curvas correspondentes a cada par de valores simétricos de  $\varphi_1$  apresentam simetria em relação ao eixo das abcissas, evidenciando novamente o facto de que um dado valor de  $\varphi_1$  traduzir-se-á numa dada potência transferida independentemente do sentido de transmissão de energia. Também se verifica que, para um dado valor de  $\varphi_1$ , a potência transferida aumenta com o aumento de  $\varphi_2$ , atingindo o seu máximo em  $180^\circ$  (i.e., operação como *single phase shift*), mas este aumento não se dá da mesma forma para todos os valores de  $\varphi_1$ . Para valores de  $\varphi_2$  elevados, a potência transferida é tanto maior quanto maior for  $\varphi_1$ , mas o mesmo não se verifica para valores reduzidos de  $\varphi_2$ . Tal deve-se à ausência de sobreposição entre valores não-nulos nas tensões  $v_1$  e  $v_2$  aplicadas ao transformador para valores elevados de  $\varphi_1$  e valores reduzidos de  $\varphi_2$ , sendo que, para haver transferência significativa de

energia, é necessário que  $\varphi_2$  seja superior a  $\varphi_1$ . Deste modo, as curvas para valores de  $\varphi_1$  mais reduzidos apresentam uma tendência mais próxima da linear (no entanto nunca o sendo), ao passo que as curvas para valores de  $\varphi_1$  mais elevados apresentam um crescimento mais tardio em  $\varphi_2$  mas acabando por atingir valores mais elevados.

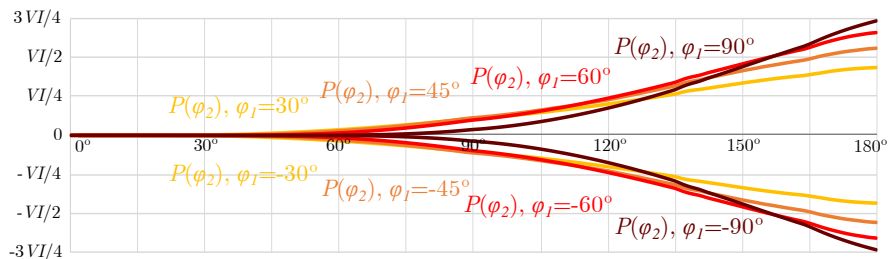


Figura 3.69 – Potência transferida em função do desfaseamento entre os braços de uma mesma ponte para vários valores de desfaseamento entre as tensões aplicadas aos enrolamentos primário e secundário do transformador de um conversor CC-CC bidirecional isolado em ponte completa com modulação *dual phase shift*.

Na literatura podem ser encontrados exemplos de aplicação do conversor CC-CC bidirecional isolado em ponte completa, tais como estações de carregamento de baterias de VEs [889], sistemas de interface com a bateria de serviço para veículos movidos a células de combustível [890], sistemas de tração de veículos híbridos *plug-in* [891], sistemas de armazenamento de energia [892], transformadores de estado sólido [893], sistemas de transmissão de energia em média tensão [894], *microgrids* [895] e sistemas de interface de painéis solares fotovoltaicos com a rede elétrica [896]. Em [897] é proposto um conversor CC-CC bidirecional isolado *dual active bridge* baseado nas topologias NPC e *flying capacitor* em ponte completa em vez de na topologia tradicional em ponte completa. Em [898] é apresentado um conversor CC-CC bidirecional isolado em ponte completa numa versão *three-port*, sendo que o transformador empregue possui três enrolamentos. Uma topologia semelhante denomina-se *quadruple active bridge*, constituída por quatro pontes completas, cada uma contendo uma fonte de energia no respetivo barramento CC, estando todas estas isoladas entre si [899]. Os mesmos autores desta proposta apresentam em [900] uma versão generalizada para conversores CC-CC bidirecionais isolados com múltiplas pontes completas, denominando-a *multiple active bridge*. Para além disso, na proposta original da topologia *dual active bridge* [871] é também proposta uma versão trifásica, em que cada lado do conversor é constituído por um conversor CA-CC trifásico a três fios e três braços em vez de um conversor CA-CC em ponte completa. Este conversor, também denominado *dual active bridge* trifásico, requer a utilização de um transformador trifásico ou três transformadores monofásicos, permitindo reduzir o stress de corrente em cada braço de semicondutores para a mesma potência em relação à topologia *dual active bridge* convencional e permitindo cancelar o *ripple* na corrente de saída para determinados valores de

desfasamento e *duty cycle*, similarmente ao que se verifica numa configuração *interleaved*. Em [901] é proposto um conversor CC-CC bidirecional isolado baseado em ambas as topologias em meia ponte e em ponte completa, sendo utilizada uma ponte completa com ponto médio no barramento CC e ponto médio no transformador. Na literatura podem ser encontradas publicações de revisão de conversores CC-CC bidirecionais isolados em ponte completa [902], [903].

### 3.4 Sistemas Integrados para Tração e Carregamento de Baterias de Veículos Eléctricos

Como previamente referido, um VE possui dois sistemas de eletrónica de potência imprescindíveis, nomeadamente o sistema de tração e o sistema de carregamento, ambos compostos por conversores semelhantes (CA-CC e CC-CC, ambos sendo bidirecionais). Uma vez que estes dois sistemas nunca operam em simultâneo, pois o VE ou se encontra em movimento (utilizando exclusivamente o sistema de tração) ou se encontra a carregar as suas baterias (parado, utilizando exclusivamente o sistema de carregamento), os mesmos podem ser unificados num sistema único, tal como o sistema proposto nesta tese. Na literatura têm vindo a ser propostas e patenteadas diversas abordagens baseadas neste pressuposto, pelo que esta secção tem o intuito de expor as principais propostas neste âmbito.

A primeira publicação acerca de sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs, tipicamente denominados carregadores integrados na literatura, data de 1983, época em que os VEs estavam longe de ter a mesma popularidade dos dias de hoje. Esta publicação trata-se de um relatório do Departamento de Energia dos Estados Unidos em parceria com a NASA [904], tendo sido seguida de uma publicação do mesmo autor, D. Thimmesch, dois anos depois [27]. A abordagem apresentada em ambas as publicações encontra-se representada na Figura 3.70 e consiste num conversor CC-CA trifásico ressonante baseado em SCRs, dimensionado para uma potência de pico de 34 kW (mecânica) para o modo de tração e uma potência contínua de 3,6 kW para o modo de carregamento, sendo também utilizado um transformador com quatro enrolamentos ( $T_{1a}$ ,  $T_{1b}$ ,  $T_{2a}$ ,  $T_{2b}$ ). No modo de tração, o sistema opera como um único conversor CC-CA trifásico ressonante (SCRs  $S_1 - S_6$ ), sendo que a máquina eléctrica é trifásica, ao passo que no modo de carregamento opera como dois conversores separados, um CA-CC e um CC-CC, sendo conectado a uma rede eléctrica CA monofásica. Os díodos conectados em antiparalelo com os SCRs do conversor CC-CA ( $D_1 - D_6$ ) são utilizados como conversor CA-CC em ponte completa a díodos, sendo a rede eléctrica conectada em série numa das fases do conversor (terminais  $a$  e  $n$ ) e os enrolamentos do estator da máquina eléctrica ( $L_a$ ,  $L_b$ ,  $L_c$ ) funcionando como bobinas de acoplamento à



rede elétrica. O conversor CC-CC, composto pelos SCRs  $S_7$  e  $S_8$  e pelos díodos  $D_7$  e  $D_8$ , opera como conversor ressonante, de modo similar ao conversor CC-CA trifásico utilizado no modo de tração. De referir que o carregamento das baterias é efetuado de forma isolada, sendo utilizados quatro contactores ( $K_1 - K_4$ ) que se encontram fechados no modo de tração e abertos no modo de carregamento, isolando as baterias da rede elétrica.

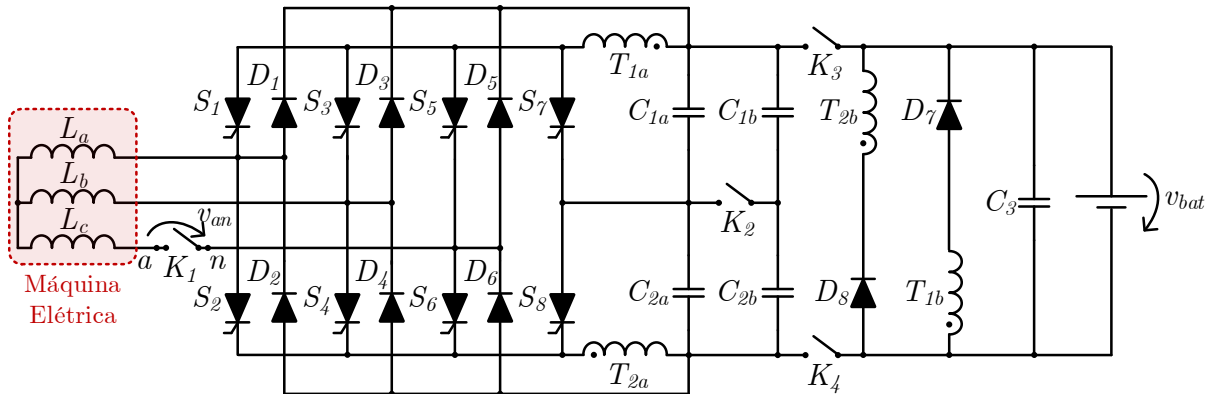


Figura 3.70 – Sistema integrado para tração e carregamento de baterias de VEs proposto por D. Thimmesch em 1983 [904].

Alguns anos depois, no início da década de 1990, foram patenteados três sistemas integrados por W. Rippel e A. Cocconi, nomeadamente em 1990 [905], 1992 [906] e 1994 [907]. Na Figura 3.71 é possível visualizar os três sistemas integrados referidos. O sistema integrado patentado em 1990 [905], visível na Figura 3.71(a), consiste num conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços baseado em transístores bipolares de junção (*bipolar junction transistor* – BJT) ( $S_1 - S_6$ ) e um conversor CA-CC monofásico em ponte completa a díodos ( $D_1 - D_4$ ). No modo de tração, apenas o conversor CA-CC bidirecional trifásico é usado, sendo que a máquina elétrica utilizada é trifásica. No modo de carregamento, o conversor CA-CC monofásico em ponte completa a díodos é utilizado para fazer a interface com uma rede elétrica CA monofásica (terminais  $a$  e  $n$ ), sendo que o conversor CA-CC bidirecional trifásico é operado apenas com um dos braços, funcionando como conversor CC-CC bidirecional *buck-boost*. No modo de carregamento é utilizada uma bobina adicional ( $L_1$ ) para reduzir o *ripple* de corrente nas baterias, apesar de os autores referirem ser possível utilizar os enrolamentos do motor à custa de um *ripple* mais elevado. O sistema integrado patentado em 1992 [906] visa a utilização de duas máquinas de indução ou, alternativamente, uma máquina elétrica com dois conjuntos de enrolamentos, sendo constituído por dois conversores CA-CC bidirecionais trifásicos a três fios e três braços, como se pode constatar na Figura 3.71(b). No modo de tração, cada um destes conversores controla uma máquina elétrica de forma independente. No modo de carregamento, ao ponto neutro de cada máquina elétrica são conectados os terminais de uma rede elétrica CA monofásica, pelo que os

conversores CA-CC bidirecionais trifásicos operam como uma configuração *interleaved* de três fases de um conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa. Ao contrário do sistema patenteado em 1990, este não utiliza bobinas externas. O sistema integrado patenteado em 1994 [907] consiste numa adaptação dos sistemas previamente patenteados para operar tanto em redes eléctricas CA monofásicas como trifásicas, para tal possuindo onze contactores ( $K_1 - K_{11}$ ). Os contactores  $K_1 - K_3$  são responsáveis por conectar o sistema a uma rede eléctrica CA trifásica (terminais  $a$ ,  $b$  e  $c$ ), ao passo que  $K_4$  e  $K_5$  têm o intuito de conectar em estrela os enrolamentos do estator da máquina eléctrica. Os contactores  $K_6 - K_{11}$  são utilizados para efetuar a interface do sistema a uma rede eléctrica CA monofásica (terminais  $a'$  e  $n$ ), neste caso devendo  $K_6$  e  $K_7$  permanecer abertos e  $K_8 - K_{11}$  fechados. Similarmente à topologia patenteada em 1990 [905], é utilizada uma bobina externa ( $L_1$ ). Ao contrário da topologia patenteada em 1992 [906], que apenas necessita de acesso ao ponto neutro da máquina eléctrica, esta topologia necessita de acesso aos seis terminais dos enrolamentos da máquina a fim de poder ser conectada a uma rede eléctrica CA trifásica, sendo que os enrolamentos da máquina eléctrica operam como bobinas de acoplamento. Os três sistemas integrados patenteados por estes autores possuem uma característica comum, nomeadamente o facto de a rede eléctrica necessitar de possuir uma tensão com valor máximo instantâneo inferior ao valor de tensão das baterias, tal como se verifica em qualquer conversor CA-CC bidirecional do tipo fonte de tensão com barramento CC simples, i.e., sem barramento CC dividido.

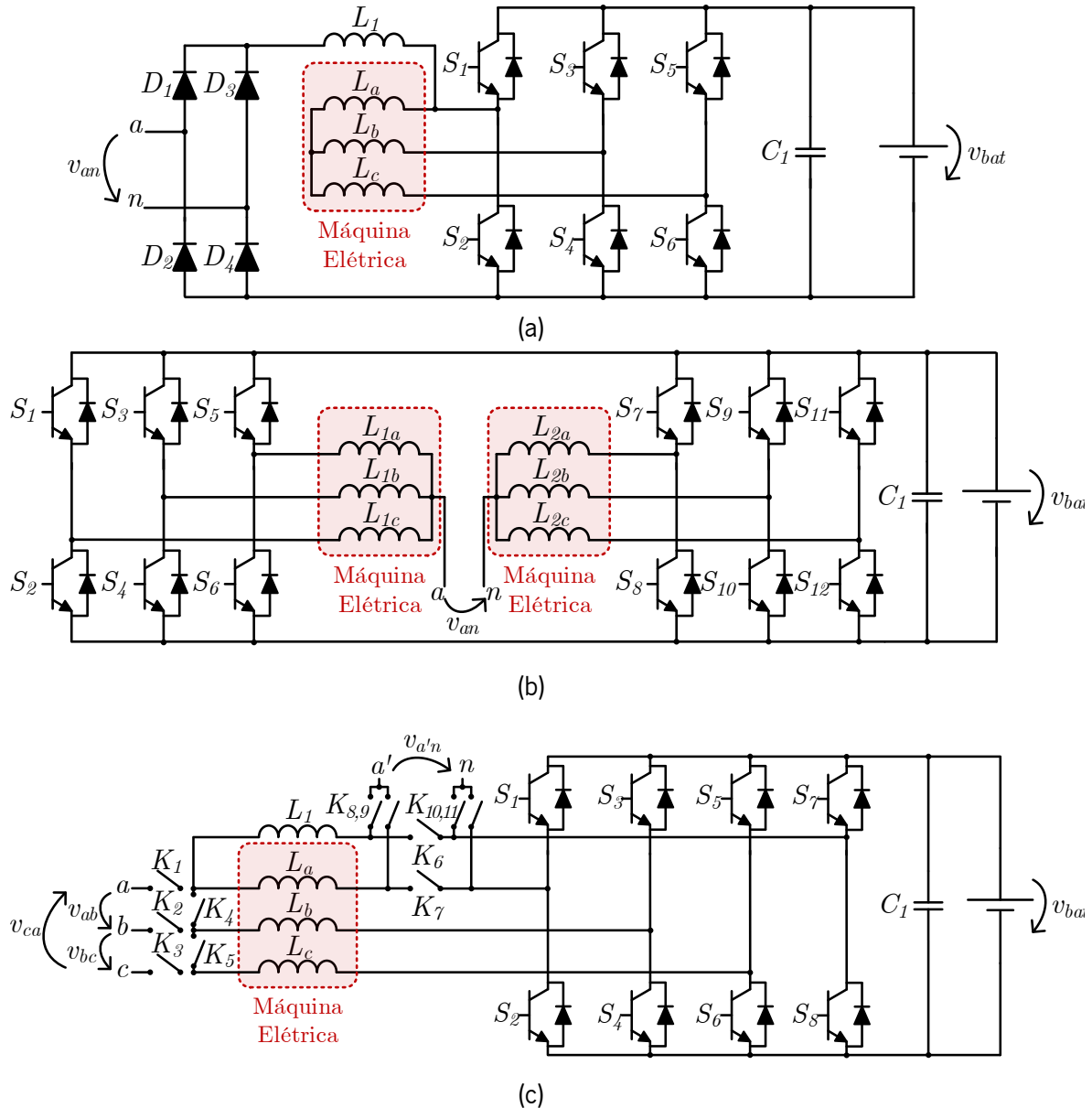


Figura 3.71 – Sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs propostos por: (a) W. Rippel em 1990 [905]; (b) W. Rippel e A. Cocconi em 1992 [906]; (c) A. Cocconi em 1994 [907].

Em 1995 foi proposto por S.-K. Sul e S.-J. Lee um sistema integrado para tração e carregamento de baterias para um VE de tração integral, contendo quatro máquinas elétricas e quatro conversores CA-CC bidirecionais trifásicos a três fios e três braços, bem como um interruptor com dois pares de terminais para alterar o ponto de conexão do terminal positivo das baterias [908]. A referida topologia encontra-se visível na Figura 3.72. No modo de tração, cada um dos conversores CA-CC controla uma máquina elétrica de forma independente, conferindo tração integral ao VE e estando o interruptor  $K_1$  conectado de forma que as baterias fiquem ligadas aos terminais do barramento CC de todos os conversores (terminais  $a_1$  e  $a_2$ ). No modo de carregamento, cada conjunto de dois conversores CA-CC e duas máquinas elétricas são utilizados para formar dois conversores com configuração *interleaved*,

nomeadamente um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* ( $S_1 - S_{12}$ ) e um conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa ( $S_{13} - S_{24}$ ) para interface com uma rede elétrica CA monofásica (terminais  $a$  e  $n$ ). Neste caso, os pontos neutros de duas das máquinas elétricas são utilizados para efetuar a ligação a uma rede elétrica CA monofásica, sendo os pontos neutros das outras duas máquinas conectados ao terminal positivo das baterias por intermédio do interruptor (terminais  $b_1$  e  $b_2$ ). A utilização de dois conversores no modo de carregamento permite que a tensão das baterias possa ser superior ou inferior ao valor máximo instantâneo da rede elétrica, desde que seja inferior ao valor da tensão do barramento CC devido à operação *boost* do conversor CC-CC no sentido das baterias para o barramento CC.

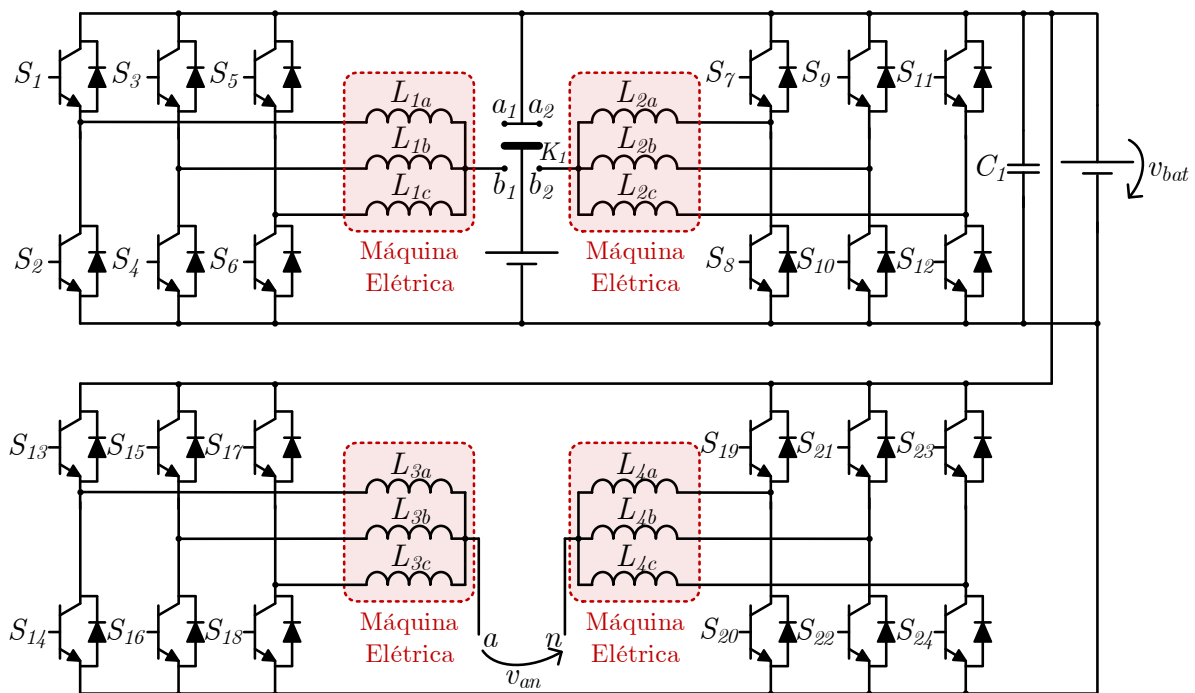


Figura 3.72 – Sistema integrado para tração e carregamento de baterias de VEs proposto por S.-K. Sul e S.-J. Lee em 1995 [908].

Em 2000, C. Pollock e W. K. Thong propuseram um sistema integrado para tração e carregamento de baterias baseado numa SRM de duas fases [909], como se pode constatar na Figura 3.73(a). Para além do conversor tipicamente utilizado para a tração deste tipo de máquinas (conversor CC-CA assimétrico), neste caso bifásico (composto pelos MOSFETs  $S_2$  e  $S_3$  e pelos díodos  $D_6$  e  $D_7$ ), é também utilizado um estágio de recuperação de energia para as baterias (bobina  $L_2$ , condensador  $C_4$ , MOSFET  $S_4$  e diodo  $D_8$ ), uma bobina adicional ( $L_1$ ) acoplada ao enrolamento de uma das fases da máquina elétrica (neste caso,  $L_a$ ) com o respetivo diodo e semicondutor de potência totalmente controlado ( $D_5$  e  $S_1$ , sendo que o último se trata de um IGBT) e um conversor CA-CC monofásico em ponte completa a díodos ( $D_1 - D_4$ )

para interface com uma rede eléctrica CA monofásica (terminais  $a$  e  $n$ ). A bobina adicional  $L_1$  apenas é utilizada no modo de carregamento, fazendo com que o sistema opere como um conversor CC-CC isolado do tipo *flyback*. Em 2009, H.-C. Chang e C.-M. Liaw propuseram um sistema semelhante para SRMs de quatro fases, visível na Figura 3.73(b), com o conversor CC-CA assimétrico utilizado para o acionamento da máquina, neste caso de quatro fases (composto pelos IGBTs  $S_1 - S_8$  e díodos  $D_1 - D_8$ ), a operar como conversor PFC no modo de carregamento [910]. Neste sistema, no modo de tração, o conversor CC-CC unidirecional *boost* formado pelo IGBT  $S_9$ , pelo diodo  $D_9$  e pela bobina  $L_1$  é utilizado para elevar a tensão das baterias para o barramento CC do conversor CC-CA assimétrico. Por outro lado, no modo de carregamento, o conversor CC-CC unidirecional *boost* não é utilizado, sendo que dois dos enrolamentos da máquina são utilizados como filtros passivos de entrada (neste caso,  $L_a$  e  $L_b$ ) de um conversor CA-CC monofásico em ponte completa a díodos ( $D_1 - D_4$ ) utilizado para efetuar a interface com uma rede eléctrica CA monofásica (terminais  $a$  e  $n$ ). Um dos restantes enrolamentos da máquina (neste caso,  $L_d$ ) é utilizado como bobina num conversor CC-CC unidirecional *buck-boost*, conversor este que é composto por dois semicondutores totalmente controlados (IGBTs  $S_7$  e  $S_8$ ) e um diodo ( $D_8$ ) pertencentes ao conversor de tração. No modo de carregamento é também utilizado um diodo extra ( $D_{10}$ ) para evitar que a bateria seja curto-circuitada quando  $S_8$  é acionado. Para além disso, são utilizados dois contactores, um deles apenas de duas posições ( $K_1$ ) e outro de três posições ( $K_2$ ). O contactor  $K_1$  permanece fechado no modo de tração e aberto no modo de carregamento, conectando o condensador  $C_2$  em paralelo com os braços do conversor no modo de tração. O contactor  $K_2$  permite ligar o ponto  $x$  a um de dois pontos consoante o modo de funcionamento, nomeadamente ao ponto  $y$  no modo de tração e ao ponto  $z$  no modo de carregamento. Em 2011, os mesmos autores propuseram modificações a este sistema, permitindo efetuar o carregamento das baterias por intermédio de uma configuração *buck-boost* ou *buck*, sendo que esta última é vantajosa na medida em que insere uma bobina em série com as baterias, reduzindo o *ripple* na corrente das mesmas [911]. A referida topologia encontra-se representada na Figura 3.73(c), onde se pode ver que o conversor CC-CA assimétrico possui uma estrutura modificada, utilizando cinco braços de semicondutores totalmente controlados ( $S_1 - S_{10}$ ) ao invés de quatro pares de semicondutores totalmente controlados e quatro pares de díodos, reduzindo o número total de semicondutores de dezasseis para dez. Ao contrário do sistema anteriormente proposto pelos autores, apenas é utilizado um contactor ( $K_1$ ), responsável por conectar o condensador  $C_2$  em paralelo com os braços do conversor no modo de tração. Similarmente ao diodo  $D_{10}$  apresentado na topologia anterior, o diodo  $D_1$  tem a função de evitar curto-circuitar a bateria durante o modo de carregamento aquando da condução do semicondutor totalmente controlado  $S_{10}$ .

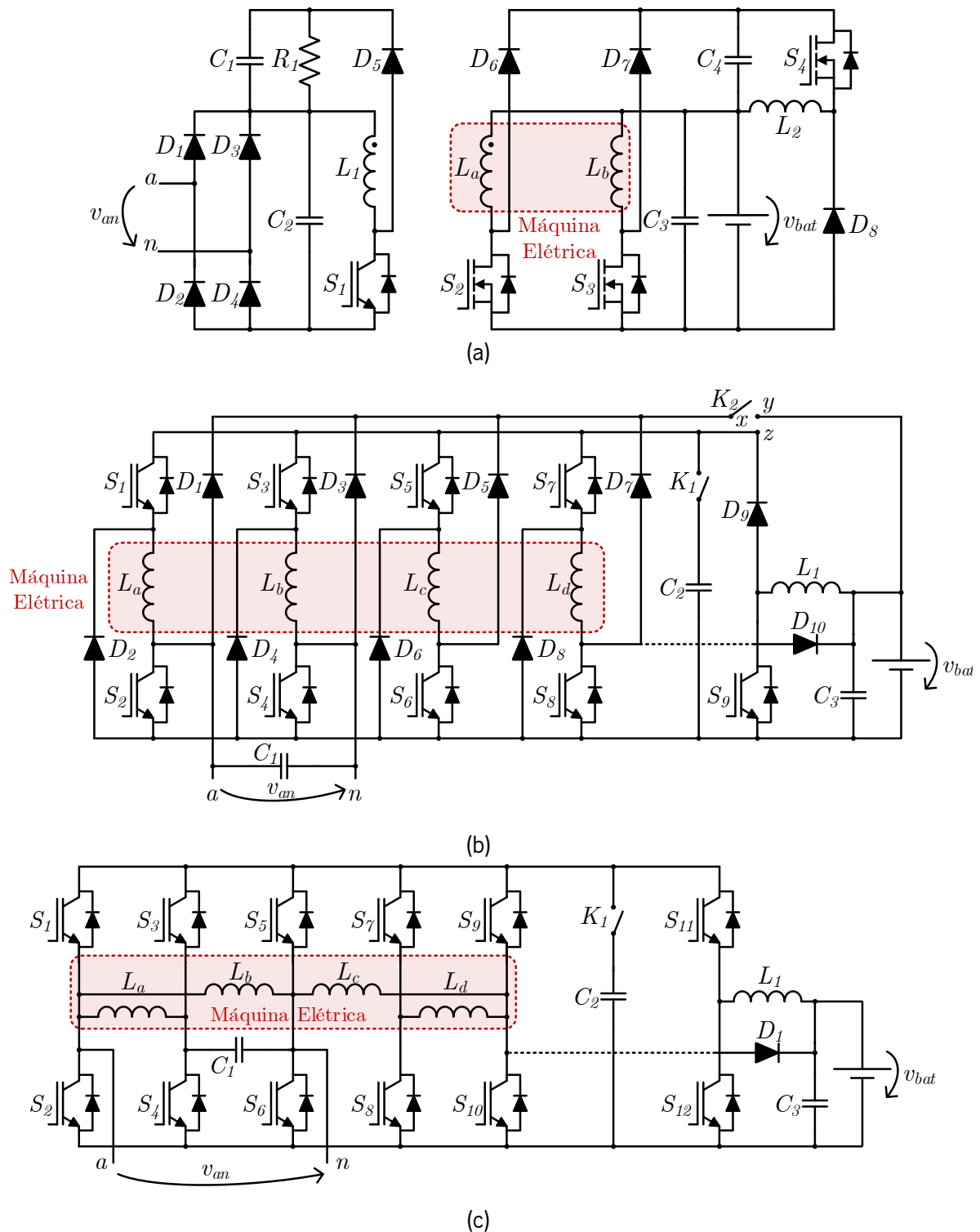


Figura 3.73 – Sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs baseados em SRMs propostos por: (a) C. Pollock e W. K. Thong em 2000 [909]; (b) H.-C. Chang e C.-M. Liaw em 2009 [910]; (c) H.-C. Chang e C.-M. Liaw em 2011 [911].

Em 2001 foi proposto por L. Solero um sistema integrado para tração e carregamento de baterias para uma *scooter* elétrica [912]. Este sistema encontra-se representado na Figura 3.74(a) é composto por um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços ( $S_1 - S_6$ ) e um conversor CA-CC monofásico em ponte completa a diodos ( $D_1 - D_4$ ). No modo de tração, apenas o conversor CA-CC bidirecional

trifásico é utilizado, controlando a máquina elétrica, também trifásica. No modo de carregamento, o conversor CA-CC monofásico em ponte completa a diodos é utilizado para efetuar a interface com uma rede elétrica CA monofásica (terminais  $a$  e  $n$ ), sendo que o conversor CA-CC bidirecional trifásico opera como conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de três fases. Neste sistema, os enrolamentos do estator da máquina elétrica operam como bobinas do conversor CC-CC, estando o ponto neutro da máquina conectado ao terminal positivo da saída do conversor CA-CC monofásico em ponte completa a diodos. Neste caso, a tensão máxima instantânea da rede elétrica não pode ser superior à tensão das baterias devido à operação *boost* do conversor CC-CC no sentido da rede elétrica para as baterias. Em 2010, G. Pellegrino *et al.* propuseram um sistema semelhante acrescido de um conversor CC-CC bidirecional entre as baterias e o barramento CC do conversor CA-CC bidirecional trifásico, dotado de características PFC e permitindo efetuar o carregamento a partir de redes elétricas com valores máximos instantâneos de tensão superiores ou inferiores à tensão das baterias [913]. O referido sistema pode ser visto na Figura 3.74(b), sendo que os autores não especificam a topologia do conversor CC-CC bidirecional.

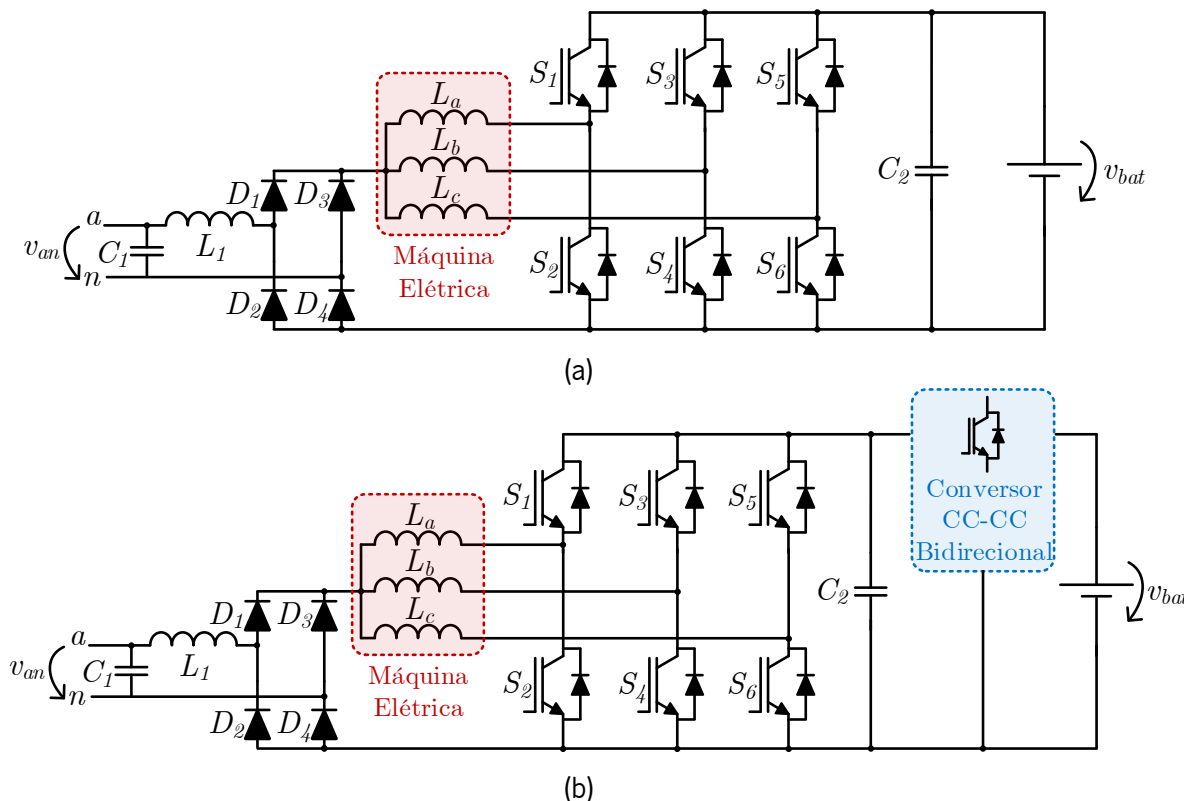


Figura 3.74 – Sistemas integrados para tração e carregamento de baterias para *scooters* elétricas propostos por: (a) L. Solero em 2001 [912]; (b) G. Pellegrino *et al.* em 2010 [913].

Em 2005, F. Lacressonniere e B. Cassoret propuseram dois sistemas integrados para tração e carregamento de baterias com isolamento galvânico, tendo em vista a sua aplicação em VEs industriais

[914]. Um destes sistemas tem em vista porta-paletes constituídos por máquinas CC com potência de 1,5 kW (Figura 3.75(a)), onde o isolamento galvânico é estabelecido por um conversor CC-CC bidirecional isolado do tipo *cuk* (bobinas  $L_1$  e  $L_2$ , condensadores  $C_1$  e  $C_2$ , IGBTs  $S_1$  e  $S_2$  e transformador com razão de transformação  $N_1:N_2$ ). Tratando-se de um sistema de tração baseado numa máquina CC, este conversor é responsável tanto pela interface às baterias como pela tração da máquina. Para além deste conversor, é também utilizado um conversor CA-CC monofásico em ponte completa a diodos ( $D_1 - D_4$ ) para efetuar a interface com uma rede elétrica CA monofásica no modo de carregamento (terminais  $a$  e  $n$ ), pelo que o conversor CC-CC opera como conversor PFC. De modo a alternar entre os modos de operação, existem dois interruptores de três posições ( $K_1$  e  $K_2$ ) para alterar as ligações do conversor CC-CC (pontos  $x_1$  e  $x_2$ ), ora o conectando à máquina elétrica (pontos  $y_1$  e  $y_2$ ) ora o conectando ao lado CC do conversor CA-CC (pontos  $z_1$  e  $z_2$ ). Por outro lado, o segundo sistema é direcionado para empilhadoras, onde a máquina elétrica consiste numa máquina de indução de rotor bobinado com potência de 6 kW (Figura 3.75(b)). Neste caso, o isolamento galvânico no modo de carregamento é assegurado pela própria máquina, sendo uma rede elétrica CA trifásica (terminais  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ) conectada aos enrolamentos do rotor ( $L_{ra}$ ,  $L_{rb}$ ,  $L_{rc}$ ), cuja tensão nominal é de 400 V, e um conversor de potência CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços ( $S_1 - S_6$ ) conectado aos enrolamentos do estator ( $L_{sa}$ ,  $L_{sb}$ ,  $L_{sc}$ ), cuja tensão nominal é de 48 V. De modo a alterar os modos de operação, são utilizados três contactores de três posições ( $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ) que curto-circuitam os enrolamentos do rotor no modo de tração (pontos  $y_1$ ,  $y_2$ ,  $y_3$ ), conectando-os em estrela, e deixando-os independentes entre si no modo de carregamento para serem conectados à rede elétrica (pontos  $z_1$ ,  $z_2$ ,  $z_3$ ). Deste modo, o conversor CA-CC bidirecional opera como conversor CC-CA no modo de tração e como conversor CA-CC no modo de carregamento, controlando as correntes absorvidas à rede elétrica e regulando o carregamento das baterias. De referir que não são utilizadas bobinas adicionais, sendo utilizados os próprios enrolamentos da máquina como filtros indutivos. É necessário ter em conta que, no modo de carregamento, o rotor deve ser travado mecanicamente, uma vez que, tratando-se de uma máquina assíncrona, é criado binário quando os seus enrolamentos são energizados.



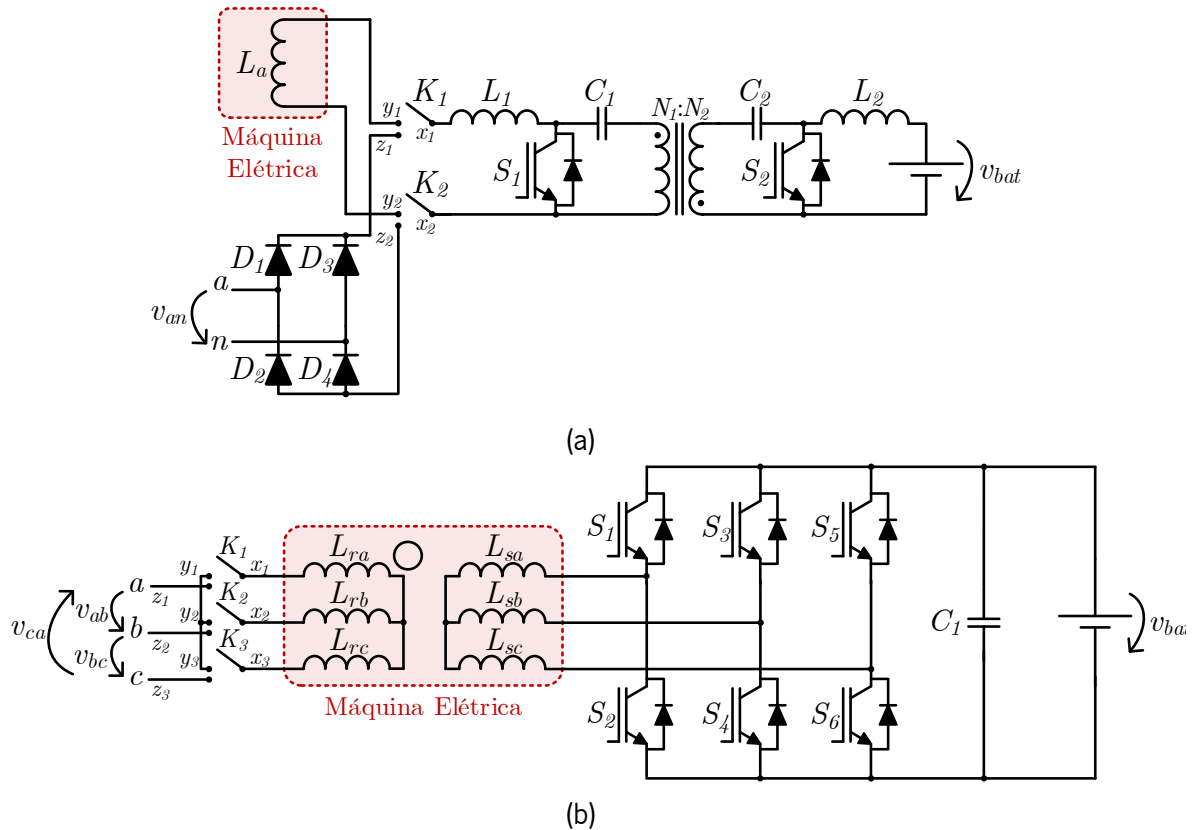


Figura 3.75 – Sistemas integrados para tração e carregamento de baterias com isolamento galvânico para VEs industriais propostos por F. Lacressonniere e B. Cassoret em 2005 [914] para aplicação em: (a) Porta-paletes; (b) Empilhadoras.

Em 2011, S. Haghbin *et al.* propuseram um sistema integrado para tração e carregamento de baterias com isolamento galvânico baseado na reconfiguração dos enrolamentos de uma máquina elétrica trifásica [915]. A máquina em questão é composta por quatro enrolamentos por fase no estator, sendo que cada um dos vinte e quatro terminais destes enrolamentos se encontra acessível externamente. Um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços ( $S_1 - S_6$ ) é responsável por realizar a interface entre as baterias e a máquina elétrica, tratando-se do único conversor de potência presente na topologia, como se pode constatar na Figura 3.76(a). No entanto, para além do conversor de potência são utilizados doze relés e um contactor trifásico de modo a permitir efetuar a reconfiguração dos enrolamentos da máquina elétrica. Na Figura 3.76(b) é possível ver em pormenor os enrolamentos do estator da máquina elétrica correspondentes à fase  $a$  ( $L_{a1}, L_{a2}, L_{a3}, L_{a4}$ ), bem como uma das fases do contactor trifásico ( $K_1$ ) e os quatro relés associados ( $K_2 - K_5$ ), sendo que cada relé é constituído por um contacto normalmente aberto e outro normalmente fechado. No modo de tração, os enrolamentos de uma mesma fase encontram-se conectados num arranjo série-paralelo (e.g., na fase  $a$ ,  $L_{a1}$  e  $L_{a2}$  encontram-se conectados em série, bem como  $L_{a3}$  e  $L_{a4}$ , estando os dois conjuntos conectados entre si em paralelo), sendo a máquina elétrica conectada em triângulo. Esta configuração corresponde ao estado normalmente fechado dos quatro relés, pelo que, no caso da fase  $a$ , os seus enrolamentos são ligados

aos terminais CA do conversor de potência relativos às fases  $a$  e  $b$  (terminais  $ca$  e  $cb$ , respetivamente). No modo de carregamento, os enrolamentos de cada fase são conectados e isolados aos pares, ficando dois dos enrolamentos ligados ao conversor de potência e os outros dois ligados à respetiva fase de uma rede elétrica CA trifásica (terminais  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ), sendo o ponto neutro destes ligado ao neutro da rede elétrica (terminal  $n$ ). Exemplificando, na fase  $a$ ,  $L_{a1}$  e  $L_{a3}$  encontram-se conectados em paralelo, sendo que um dos terminais resultantes é conectado à fase  $a$  do conversor de potência (terminal  $ca$ ) e o outro é conectado a um ponto comum às restantes fases (terminal  $cn$ ), i.e., o enrolamento  $L_{ca}$  é formado pelo paralelo de  $L_{a1}$  e  $L_{a3}$ . Por outro lado,  $L_{a2}$  e  $L_{a4}$  encontram-se conectados em série, sendo que um dos terminais resultantes é conectado à fase  $a$  da rede elétrica (terminal  $a$ ) por intermédio do contactor  $K_1$  e o outro é conectado a um ponto comum às restantes fases, que por sua vez é conectado ao neutro da rede elétrica (terminal  $n$ ), i.e., o enrolamento  $L_{ga}$  é formado pela série de  $L_{a2}$  e  $L_{a4}$ . Assim sendo, constata-se que a máquina elétrica opera como um transformador, uma vez que não existe conexão galvânica entre ambos os conjuntos de enrolamentos de uma mesma fase. Em 2013, os mesmos autores analisaram esta abordagem do ponto de vista da sua aplicação prática [916], dando também destaque ao design da máquina elétrica e ao desfasamento utilizado entre os dois conjuntos de enrolamentos no estator [917].

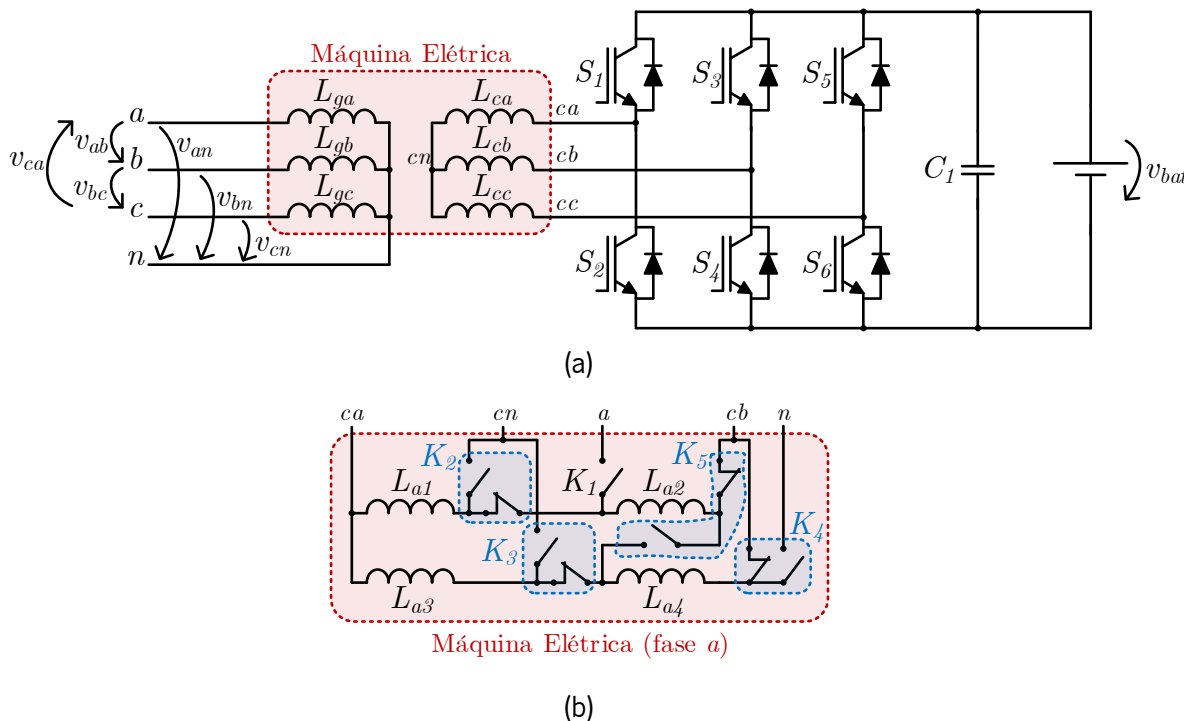


Figura 3.76 – Sistema integrado para tração e carregamento de baterias com isolamento galvânico para VEs proposto por S. Haghbin et al. em 2011 [915]: (a) Topologia; (b) Arranjo dos enrolamentos do estator da fase  $a$  da máquina elétrica.

Em 2013, O. Hegazy *et al.* propuseram o sistema integrado para tração e carregamento de baterias apresentado na Figura 3.77, sendo baseado num conversor CA-CC trifásico utilizando oito semicondutores de potência ( $S_1 - S_8$ ) e um conversor CC-CC *buck-boost interleaved* de duas fases ( $S_9 - S_{12}$ ), ambos sendo bidirecionais [831]. O conversor CA-CC é composto por três braços, sendo que um deles possui dois semicondutores de potência conectados em série ( $S_7$  e  $S_8$ ) e os outros dois braços possuem três ( $S_1 - S_6$ ). Esta abordagem permite estabelecer um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços ( $S_2, S_3, S_5, S_6, S_7, S_8$ ) e, simultaneamente, um conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa ( $S_1, S_2, S_4, S_5$ ), onde são conectadas uma máquina elétrica trifásica e uma rede elétrica CA monofásica (terminais  $a$  e  $n$ ), respetivamente. Uma vez que a máquina elétrica e a rede elétrica são conectadas em terminais diferentes do conversor CA-CC, não é necessário efetuar qualquer reconfiguração no sistema para alternar o seu modo de funcionamento entre tração e carregamento, pelo que não são necessários relés ou contactores adicionais, sendo apenas necessário utilizar uma bobina adicional ( $L_1$ ) para interface com a rede elétrica e sendo apenas utilizados oito semicondutores de potência totalmente controlados.

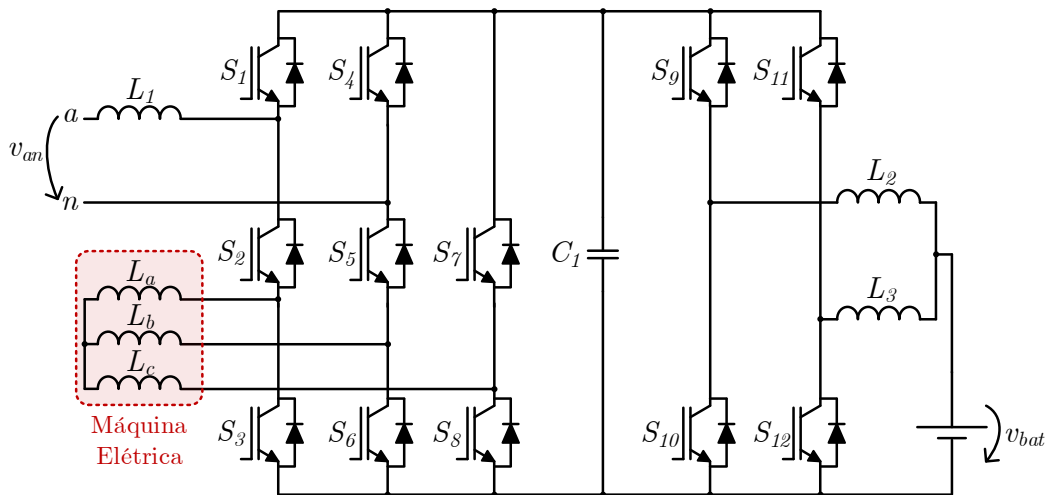


Figura 3.77 – Sistema integrado para tração e carregamento de baterias de VEs proposto por O. Hegazy em 2013 [831].

Em 2014, Y. Hu *et al.* propuseram um sistema integrado para tração e carregamento de baterias para veículos híbridos *plug-in* baseados em SRMs trifásicas [918]. Este sistema encontra-se apresentado na Figura 3.78(a) e é constituído por um conversor assimétrico de  $n+1$  semicondutores de potência totalmente controlados ( $S_1 - S_4$ ) e  $n+1$  diodos ( $D_7 - D_{10}$ ), onde  $n$  é o número de fases da máquina elétrica. Este conversor é também conhecido como conversor Miller, constituindo uma alternativa à versão mais comumente utilizada para SRMs em que o número de cada um dos tipos de semicondutores utilizados é  $2n$ . Com o acréscimo de um conversor CA-CC trifásico de onda completa a diodos ( $D_1 - D_6$ ) e dois contactores ( $K_3$  e  $K_4$ ), o conversor assimétrico pode operar como conversor

CC-CA para efetuar a tração da máquina elétrica ou como conversor CC-CC *buck*, sendo que os enrolamentos da máquina funcionam como bobinas de saída deste conversor e sendo a corrente das baterias dividida pelos três enrolamentos. De referir que os terminais do lado CA do conversor CA-CC trifásico de onda completa a diodos (terminais  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ) podem ser utilizados para fazer a interface quer a uma rede elétrica (CC, CA monofásica ou CA trifásica) quer a uma máquina elétrica, a operar como gerador, mecanicamente acoplada ao motor de combustão interna do veículo. Em 2015, os mesmos autores propuseram o sistema integrado apresentado na Figura 3.78(b), visando uma aplicação em VEs ou veículos híbridos *plug-in* baseados em SRMs de quatro fases com dois conjuntos de enrolamentos [919]. Dois conversores assimétricos de  $2n$  semicondutores de potência e  $2n$  diodos são utilizados, cada um sendo destinado a duas fases da máquina elétrica e contendo um conjunto de baterias no barramento CC. Como tal, cada um destes conversores pode operar de forma independente no modo de tração. Em relação ao modo de carregamento, o sistema suporta operação com redes elétricas CC e CA monofásicas, sendo que ambos os conversores são conectados entre si em duas das fases (fases  $b$  e  $c$ ) e funcionando as restantes (fases  $a$  e  $d$ ) como pontos de conexão à rede elétrica (terminais  $a$  e  $n$ ). No caso da conexão a uma rede elétrica CC, os conversores operam como dois conversores CC-CC unidirecionais *buck-boost split-pi* conectados em cascata, ao passo que, quando conectado a uma rede elétrica CA monofásica, os conversores operam como um conversor CA-CC bidirecional em ponte completa em cascata de cinco níveis (embora possuindo mais semicondutores de potência do que o necessário para estabelecer a referida topologia). Em ambos os casos, devido à operação *boost* do conversor no sentido da rede elétrica para as baterias, a rede elétrica utilizada deve apresentar um valor máximo instantâneo inferior à tensão das baterias para a correta operação do sistema no modo de carregamento. Ainda no âmbito das SRMs, K.-W. Hu *et al.* propuseram, também em 2015, um sistema integrado para tração e carregamento de baterias com acrescidos modos de operação, nomeadamente V2G e V2H [920]. O sistema em questão encontra-se representado na Figura 3.78(c), sendo baseado numa SRM de quatro fases e num conversor CC-CA assimétrico com uma estrutura semelhante à apresentada numa publicação de 2011 previamente referida nesta tese [911], contendo cinco braços de semicondutores de potência totalmente controlados ( $S_1 - S_6$  e  $S_8 - S_{11}$ ), no entanto contendo também um braço extra constituído por um diodo ( $D_1$ ) e um semicondutor de potência totalmente controlado ( $S_7$ ). Para além disso, é utilizado um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* (IGBTs  $S_{12}$  e  $S_{13}$  e bobina  $L_4$ ) que pode ser configurável para operar em modo *buck* ou *boost* em cada sentido dependendo da posição dos interruptores de três posições  $K_3$  e  $K_4$ . No modo de tração, os interruptores  $K_3$  e  $K_4$  são configurados de forma a conectar os pontos  $x_1$  e  $x_2$  aos pontos  $y_1$  e  $y_2$ , respetivamente, conectando o lado de maior

tensão (braço formado pelos IGBTs  $S_{12}$  e  $S_{13}$ ) às baterias e o lado de menor tensão (bobina  $L_4$ ) ao barramento CC do conversor CC-CA assimétrico. Assim sendo, quando o objetivo é controlar a máquina elétrica, o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* opera em modo *buck* durante o modo de tração e em modo *boost* em caso de travagem regenerativa, pelo que a tensão das baterias deve ser superior à tensão pretendida para o barramento CC do conversor CC-CA assimétrico. Por outro lado, no modo de carregamento, os interruptores  $K_3$  e  $K_4$  são configurados de forma a conectar os pontos  $x_1$  e  $x_2$  aos pontos  $z_1$  e  $z_2$ , respetivamente, conectando o lado de maior tensão (braço formado pelos IGBTs  $S_{12}$  e  $S_{13}$ ) ao barramento CC do conversor CC-CA assimétrico e o lado de menor tensão (bobina  $L_4$ ) às baterias. Assim sendo, quando o objetivo é efetuar o carregamento das baterias, o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* opera em modo *buck* durante o modo convencional de carregamento (G2V) e em modo *boost* em caso de operação nos modos V2G ou V2H, pelo que a tensão no barramento CC do conversor CC-CA assimétrico deve ser superior à tensão das baterias. O carregamento das baterias pode ser efetuado recorrendo a uma rede elétrica CA monofásica ou bifásica (i.e., utilizando apenas uma tensão composta), sendo para tal utilizado um conversor CA-CC bidirecional monofásico a três fios implícito no conversor CC-CA assimétrico ( $S_1 - S_6$ ). Para efetuar a conexão à rede elétrica são ainda utilizados dois contactores ( $K_1$  e  $K_2$ ), três bobinas ( $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$ ) e dois condensadores ( $C_1$  e  $C_2$ ), sendo que a interface de três fios (terminais  $a$ ,  $n$  e  $b$ ) permite a obtenção de duas tensões simples ( $v_{an}$  e  $v_{bn}$ ) e uma tensão composta ( $v_{ab}$ ).

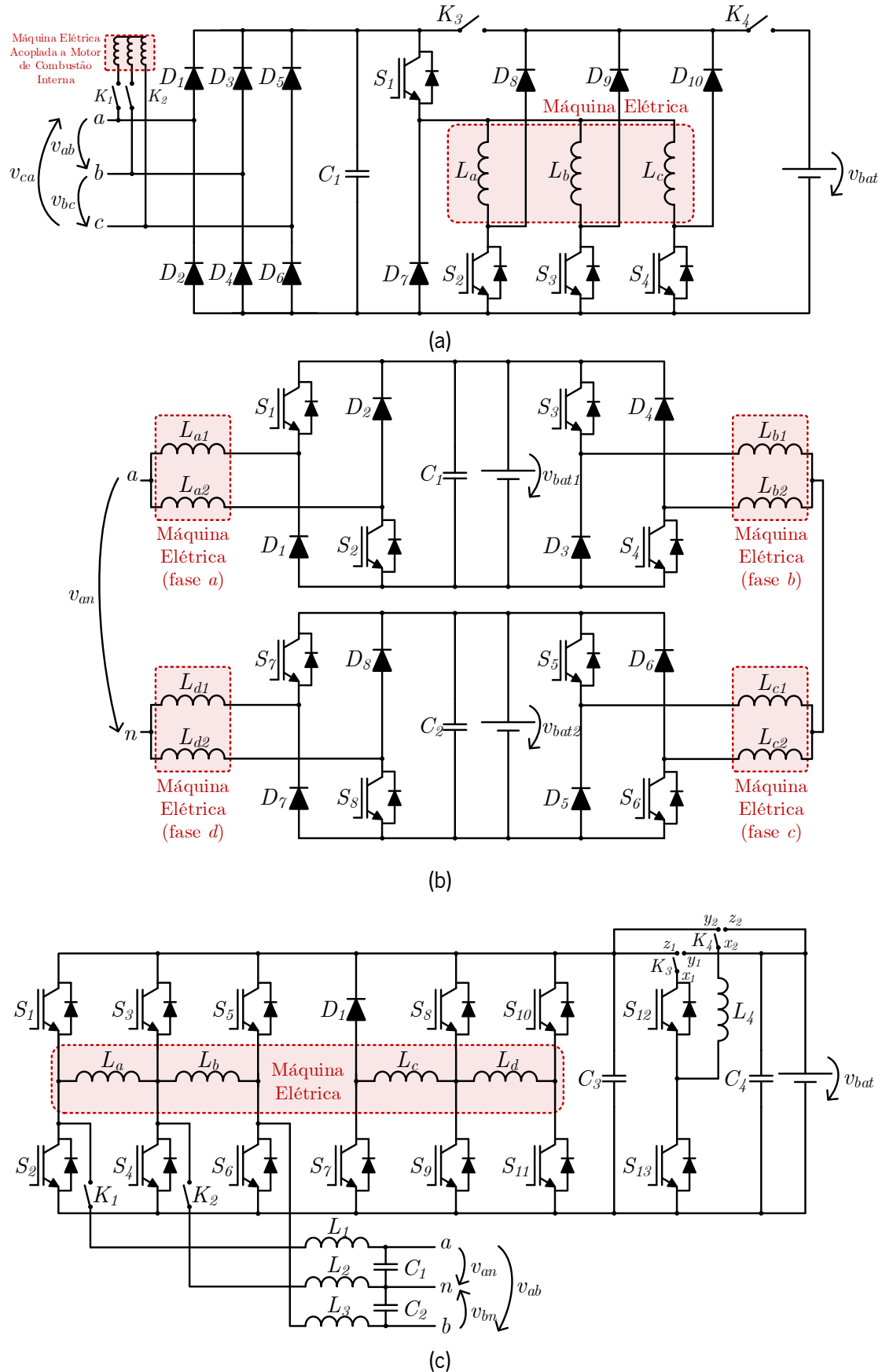


Figura 3.78 – Sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs baseados em SRMs propostos por: (a) Y. Hu *et al.* em 2014 [918]; (b) Y. Hu *et al.* em 2015 [919]; (c) K.-W. Hu *et al.* em 2015 [920].

Em 2015, D.-G. Woo *et al.* propuseram um sistema integrado para tração e carregamento de baterias baseado em duas máquinas elétricas e com interface a redes elétricas CA monofásicas, conforme ilustrado na Figura 3.79(a) [921]. Este sistema é constituído por dois conversores CA-CC bidirecionais trifásicos a três fios e três braços ( $S_1 - S_6$  e  $S_7 - S_{12}$ ), estando o lado CA de cada um deles conectado aos enrolamentos do estator de cada máquina elétrica e o barramento CC sendo partilhado e conectado a um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* (IGBTs  $S_{13}$  e  $S_{14}$  e bobina  $L_3$ ), que por sua vez faz interface com as baterias. No modo de carregamento, os conversores CA-CC bidirecionais trifásicos operam como conversores CC-CC *boost*, sendo que um dos conversores opera no semiciclo positivo e o outro no semiciclo negativo da tensão da rede elétrica, e os enrolamentos do estator de cada máquina elétrica são utilizados como bobinas de cada um dos conversores. São ainda utilizados dois contactores ( $K_1$  e  $K_2$ ), duas bobinas ( $L_1$  e  $L_2$ ) e dois díodos adicionais entre o ponto neutro de cada uma das máquinas elétricas e o ponto de conexão à rede elétrica ( $D_1$  e  $D_2$ ), sendo que os díodos são utilizados para reduzir o ruído de modo comum, conectando a massa do sistema ao neutro (terminal  $n$ ) no semiciclo positivo ou à fase (terminal  $a$ ) no semiciclo negativo da rede elétrica, e as bobinas sendo utilizadas para compensar eventuais baixos valores de indutância de modo comum dos enrolamentos do estator das máquinas elétricas. No mesmo ano, J. Hong *et al.* propuseram um sistema integrado baseado numa máquina controlada por dois conversores de potência para carregamento da bateria auxiliar, como ilustrado na Figura 3.79(b) [922]. Neste sistema não é contemplada a interface à rede elétrica mas apenas entre as baterias de tração e a bateria auxiliar, estando os barramentos CC de cada conversor isolados entre si e sendo um deles ( $S_1 - S_6$ ) conectado às baterias de tração ( $v_{bat1}$ ) e o outro ( $S_7 - S_{12}$ ) à bateria auxiliar ( $v_{bat2}$ ). Um sistema semelhante, visível na Figura 3.79(c), foi proposto em 2018 por S. Semsar *et al.*, capaz de carregar ambas as baterias a partir de uma rede elétrica CA monofásica (terminais  $a$  e  $n$ ), sendo para tal utilizado um conversor CA-CC monofásico em ponte completa a díodos ( $D_1 - D_4$ ) e um contactor ( $K_1$ ) adicionais [923].

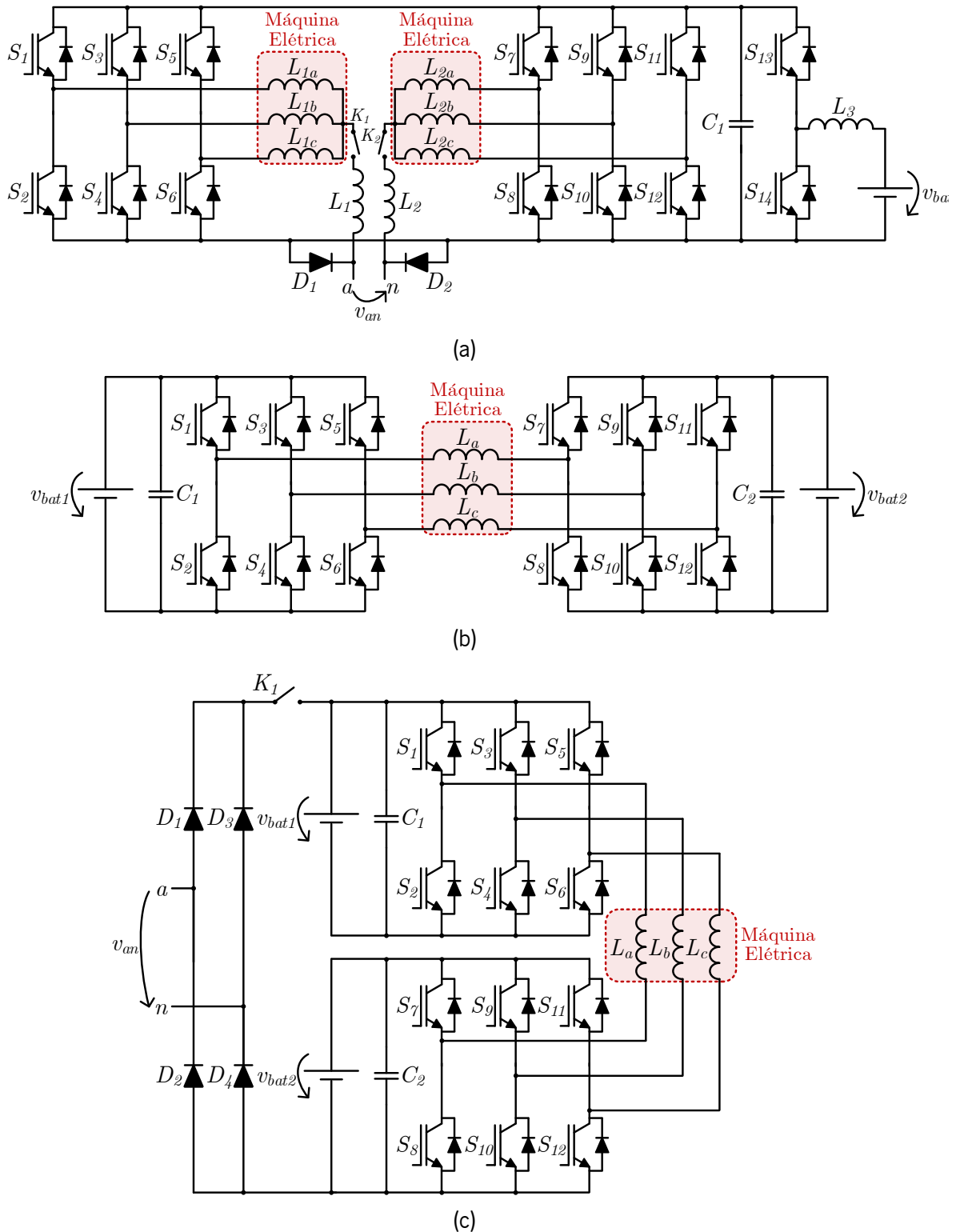


Figura 3.79 – Sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs baseados em dois conversores de potência para tração propostos por: (a) D.-G. Woo *et al.* em 2015 [921]; (b) J. Hong *et al.* em 2015 [922]; (c) S. Semsar *et al.* em 2018 [923].

Em 2016 foi proposto por C. Li *et al.* um sistema integrado para tração e carregamento de baterias para autocarros elétricos [924]. Este sistema faz interface a uma rede elétrica CA trifásica, sendo utilizado um conversor CA-CC monofásico em ponte completa a diodos em cada uma das fases, os três sendo



conectados entre si em triângulo, sendo os barramentos CC por sua vez ligados a um conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa. O lado CA de cada um destes conversores encontra-se conectado aos enrolamentos do lado primário de um transformador de combinação magnética, bem como aos enrolamentos do estator da máquina elétrica. O lado secundário deste transformador é, por sua vez, conectado a um conversor CA-CC monofásico em ponte completa a diodos, cuja saída é ligada às baterias. No modo de tração, o transformador de combinação magnética é utilizado com os seus enrolamentos ligados em paralelo de forma a criar uma malha *boost*, i.e., de forma a elevar a tensão das baterias para o barramento CC do conversor CA-CC trifásico responsável por controlar a máquina elétrica. De referir que este conversor CA-CC trifásico é constituído pelos três conversores CA-CC bidirecionais monofásicos em ponte completa, sendo que cada um destes é responsável por atuar sobre o enrolamento de cada uma das fases da máquina elétrica. A principal desvantagem deste sistema reside no elevado número de contactores de três posições (catorze) responsáveis por efetuar a reconfiguração entre os modos de tração e de carregamento. Ainda em 2016, I. Subotic *et al.* propuseram um sistema integrado para tração e carregamento de baterias baseado numa máquina elétrica de cinco fases [925], sendo analisadas, pelos mesmos autores, as operações de carregamento lento [926] e rápido [927] de baterias utilizando sistemas integrados baseados em máquinas de cinco, seis e nove fases. No mesmo ano, os mesmos autores apresentaram um sistema integrado para tração e carregamento de baterias com isolamento galvânico para máquinas de seis fases, basicamente sendo apenas acrescentado um transformador trifásico entre a rede elétrica e o conversor de potência [928]. De referir que estas publicações, relativamente a máquinas de cinco, seis e nove fases, focam-se apenas na interface com a rede elétrica, nomeadamente tratando-se de redes elétricas CA monofásicas ou trifásicas, não considerando qualquer conversor CC-CC de interface às baterias. No ano seguinte, os mesmos autores apresentaram dois sistemas integrados com interface direta com a rede elétrica e com um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* para interface com as baterias, um destes sistemas sendo aplicados a máquinas de seis fases, sendo conectado a redes elétricas CA trifásicas [929], e o outro sendo referente a máquinas de nove fases, podendo ser conectado a redes elétricas CA monofásicas e trifásicas [930]. A Figura 3.80 ilustra a estrutura comum aos sistemas integrados propostos do ponto de vista da interface com a rede elétrica, nomeadamente para máquinas elétricas de cinco, seis (Figura 3.80(b)) e nove fases (Figura 3.80(c)). Para a versão de cinco fases (Figura 3.80(a)), constata-se que, quando o sistema é conectado a uma rede elétrica CA monofásica (terminais  $a$  e  $n$ ), são utilizados dois enrolamentos da máquina elétrica num dos terminais (neste caso em  $a$ ) e três no outro terminal (neste caso em  $n$ ). Por outro lado, quando o sistema é conectado a uma rede elétrica CA trifásica (terminais  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ), são

utilizados dois enrolamentos da máquina elétrica em duas das fases (neste caso em  $a$  e  $c$ ) e apenas um na fase restante (neste caso em  $b$ ). No caso da versão de seis fases (Figura 3.80(b)), uma vez que o número de fases é par e múltiplo de três, os enrolamentos da máquina elétrica são igualmente divididos em ambos os tipos de interface, sendo agrupados em conjuntos de dois (no caso da interface com uma rede elétrica CA trifásica) ou três enrolamentos (no caso da interface com uma rede elétrica CA monofásica). Por fim, na versão de nove fases (Figura 3.80(c)), os enrolamentos são agrupados em conjuntos de três em ambos os casos, sendo os três conjuntos resultantes utilizados para interface com uma rede elétrica CA trifásica mas um deles não sendo utilizado para interface com uma rede elétrica CA monofásica.

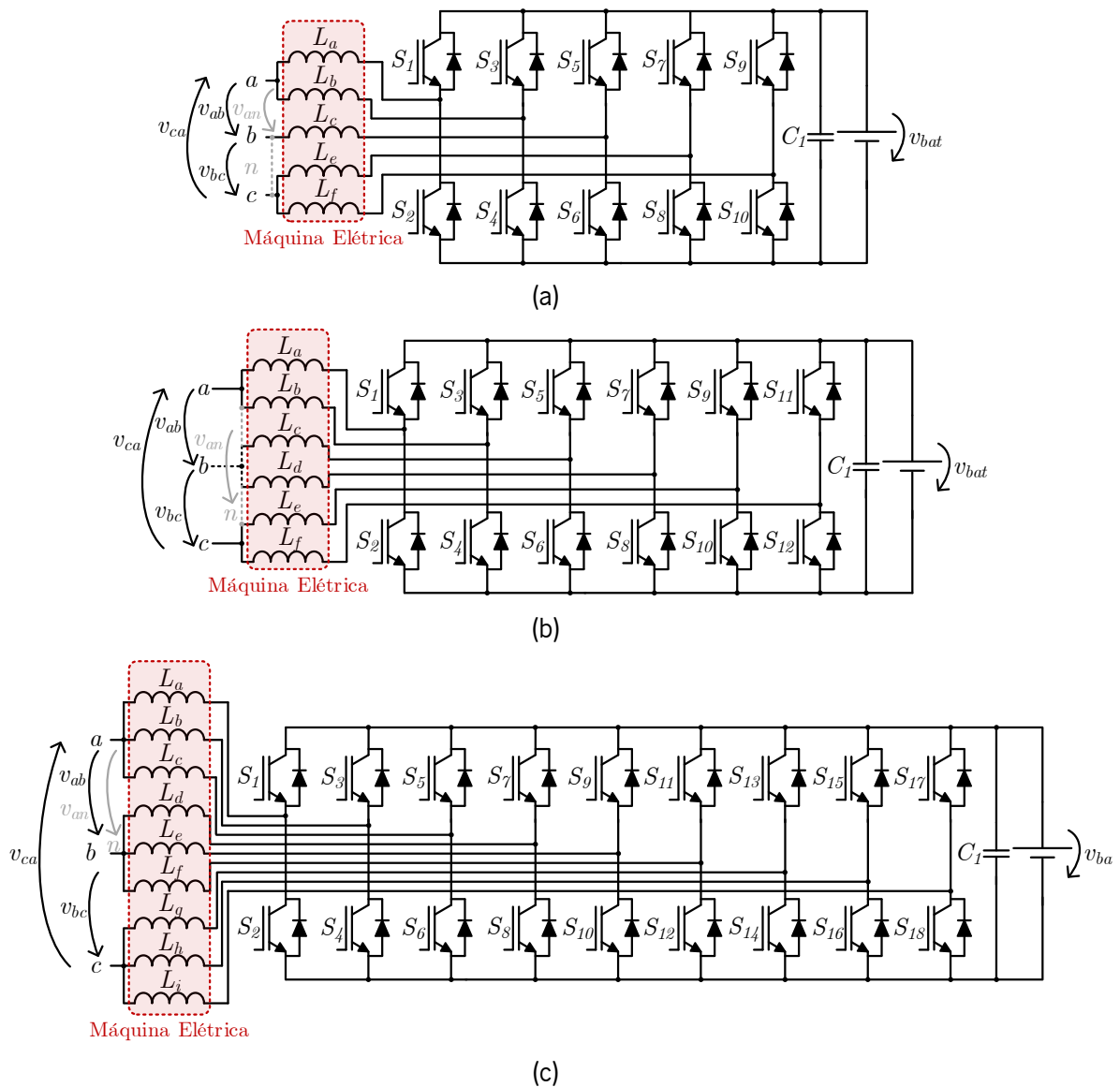


Figura 3.80 – Sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs propostos por I. Subotic *et al.* e V. Katic *et al.* em 2016 [925]–[927] baseados em máquinas elétricas com número de fases igual a: (a) Cinco; (b) Seis; (c) Nove.

Em 2018, M. Ma *et al.* propuseram o sistema integrado para tração e carregamento de baterias para veículos híbridos *plug-in* baseado em SRMs visível na Figura 3.81 [931]. Este sistema consiste no conversor CC-CA assimétrico tipicamente utilizado em SRMs (IGBTs  $S_2 - S_7$  e diodos  $D_9 - D_{14}$ ) acrescido de um estágio PFC do tipo *boost* (diodos  $D_1 - D_6$ , condensador  $C_1$ , bobina  $L_1$  e MOSFET  $S_1$ ) para conexão a uma rede elétrica CA trifásica (terminais  $a, b, c$ ) ou a uma máquina elétrica acoplada ao motor de combustão interna do veículo a operar como gerador, para tal sendo utilizados os contactores  $K_1, K_2$  e  $K_3$ . Ambos os estágios são interligados por uma ponte formada pelos diodos  $D_7$  e  $D_8$  e dois conjuntos de baterias ( $v_{bat1}$  e  $v_{bat2}$ ), cada um tendo conectado o seu respetivo condensador em paralelo ( $C_2$  e  $C_3$ ) e um contactor em série ( $K_4$  e  $K_5$ ). Os contactores presentes no sistema proposto têm o intuito de utilizar ou não a energia proveniente do gerador (no caso de  $K_1, K_2$  e  $K_3$ ) ou das baterias (no caso de  $K_4$  e  $K_5$ ), sendo possível a primeira opção, a segunda ou a combinação de ambas, como se verifica num veículo híbrido.

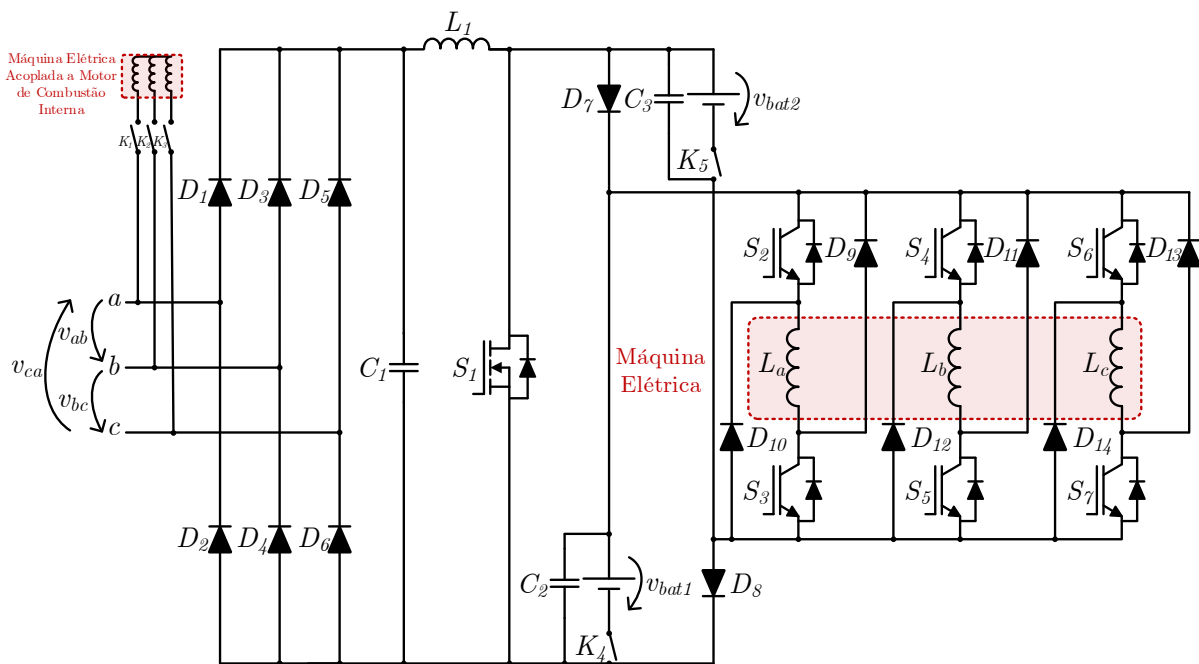


Figura 3.81 – Sistema integrado para tração e carregamento de baterias de veículos híbridos *plug-in* baseado em SRMs proposto por M. Ma *et al.* em 2018 [931].

### 3.5 Algoritmos de Controle para Sistemas de Carregamento de Baterias de Veículos Elétricos

Como referido na secção 3.1, os conversores de potência presentes num sistema de eletrônica de potência podem ser controlados ou não. No entanto, uma vez que o sistema integrado proposto nesta tese engloba operação bidirecional com a rede elétrica, sendo que os conversores de potência deverão

ser bidirecionais (como analisado nas secções 3.2 e 3.3), é imprescindível que os conversores utilizados sejam ativamente controlados. Tendo em vista a aplicação em questão nesta tese, no caso dos conversores CA-CC, é necessário que os mesmos sejam sincronizados com a rede elétrica CA monofásica ou trifásica aquando da sua interface com a mesma. Para além disso, quer os conversores CA-CC quer os conversores CC-CC necessitam de um controlo de corrente de modo a controlar a corrente absorvida/fornecida à rede elétrica e a corrente absorvida/fornecida às baterias do VE, respetivamente. Assim sendo, esta secção tem o intuito de apresentar os principais algoritmos que fazem parte do sistema de controlo de sistemas de carregamento de baterias de VEs visando modos de operação bidirecionais, nomeadamente sendo abordadas técnicas de sincronização com redes elétricas CA monofásicas e trifásicas, técnicas de controlo de corrente e técnicas de modulação responsáveis por gerar os sinais de comando aplicáveis aos semicondutores de potência totalmente controlados que constituem os conversores do sistema de carregamento de baterias. De referir que os algoritmos de controlo mencionados visam apenas uma implementação digital, uma vez que se trata de uma abordagem de baixo custo, com baixo consumo de energia, flexível, compacta e com poder de cálculo superior à abordagem analógica, que era maioritariamente usada até à década de 1990. Esta abordagem era baseada no uso de componentes passivos, que apresentavam desvantagens como maior peso e volume do sistema, maior consumo de energia, menor poder de cálculo, maior complexidade de hardware e difícil reconfiguração, bem como o facto de serem dependentes da temperatura e do seu envelhecimento [932].

### 3.5.1 Técnicas de Sincronização com Redes Eléctricas CA

De modo a permitir a operação controlada de um conversor CA-CC conectado a uma rede elétrica CA, o sistema de controlo do conversor necessita de estar sincronizado com a mesma, pelo que geralmente são utilizadas técnicas de sincronização com a rede elétrica. Através deste sincronismo torna-se possível a operação com fator de potência controlado, quer o conversor opere como conversor CA-CC quer opere como conversor CC-CA. Para além disso, as técnicas de sincronização com a rede elétrica permitem a operação do conversor com corrente sinusoidal mesmo que a tensão da rede elétrica não o seja, i.e., o espectro harmónico da tensão da rede elétrica não influencia o espectro harmónico da corrente absorvida/fornecida pelo conversor. Assim sendo, esta secção aborda as principais técnicas de sincronização de conversores de potência com redes elétricas CA, quer monofásicas quer trifásicas. Estas técnicas são principalmente baseadas em métodos de sincronização por filtragem, por transformada de Fourier, malhas de captura de frequência (*frequency locked loop* – FLL) e malhas de

captura de fase (*phase locked loop* – PLL). De referir que o método pioneiro para sincronização com redes elétricas CA consiste na deteção da passagem por zero da tensão, no entanto, este método não é analisado nesta tese devido à sua sensibilidade a ruído e à presença de componente CC e/ou harmónicos no sinal medido, a última sendo inevitável nas redes elétricas CA atuais [933].

## Sincronização por Filtragem

A sincronização com uma rede elétrica CA pode ser obtida através da filtragem das suas tensões, para tal recorrendo-se a transformadas matriciais e a filtros passa-baixo [934]. Um exemplo de técnica deste tipo consiste na deteção do ângulo da transformada de Clarke, transformada que tem como objetivo converter o sistema de coordenadas  $abc$  para o sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ . Na Figura 3.82 encontra-se representado o diagrama de blocos desta técnica de sincronização com uma rede elétrica CA trifásica. Os valores instantâneos das tensões da rede elétrica ( $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$ ) são inicialmente passados para o referencial estacionário  $\alpha\beta$  por intermédio da transformada de Clarke, resultando em duas tensões ortogonais entre si ( $v_\alpha$ ,  $v_\beta$ ). Na figura pode constatar-se que estas tensões possuem distorção harmónica proveniente das tensões da rede elétrica. Cada uma destas tensões sofre uma filtragem passa-baixo, de onde resultam as tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  filtradas ( $v_{\alpha pb}$  e  $v_{\beta pb}$ , respetivamente), contendo apenas a componente fundamental das tensões anteriores. Estas tensões são utilizadas para determinar o comprimento do vetor de tensão filtrado ( $I_v$ ), sendo que o quociente de cada uma das tensões filtradas  $v_{\alpha pb}$  e  $v_{\beta pb}$  por  $I_v$  resulta em dois sinais sinusoidais unitários e ortogonais. No entanto, devido à filtragem passa-baixo, que origina um desvio de fase de  $90^\circ$  em cada uma das tensões  $v_{\alpha pb}$  e  $v_{\beta pb}$ , torna-se necessário utilizar uma matriz rotacional  $R$ , compensando o referido atraso. Esta matriz é dada pela seguinte expressão:

$$R(\Delta\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta) & -\sin(\Delta\theta) \\ \sin(\Delta\theta) & \cos(\Delta\theta) \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

A saída desta matriz consiste nos sinais  $\cos(\theta)$  e  $\sin(\theta)$ , estando o primeiro sinal em fase com a tensão da fase  $a$  ( $v_a$ ) da rede elétrica CA trifásica. De referir que a performance desta técnica de sincronização é influenciada pelo filtro passa-baixo, sendo que quanto menor a sua frequência de corte menor será o erro de fase obtido na sincronização. Por outro lado, quanto menor a frequência de corte do filtro passa-baixo, mais lento será o sistema a reagir a eventuais perturbações nas tensões de entrada. De qualquer forma, um aspeto relevante do filtro passa-baixo consiste na extração de apenas a componente fundamental das tensões da rede elétrica em vez das suas componentes totais, permitindo a operação do conversor de potência com correntes sinusoidais mesmo com distorção harmónica nas tensões da

rede elétrica. Apesar de esta técnica de sincronização ser designada para redes elétricas CA trifásicas, é também possível aplicar a mesma a redes elétricas CA monofásicas, nomeadamente utilizando a tensão da rede elétrica como fase  $a$  e emulando uma das restantes fases através de um desvio de fase de  $120^\circ$ , i.e., introduzindo um atraso de 6,67 ms para a fase  $b$  ou um atraso de 13,33 ms para a fase  $c$ , considerando uma rede elétrica CA monofásica com frequência fundamental de 50 Hz. De referir que, em vez de um filtro passa-baixo, podem ser utilizados filtros rejeita-banda, filtros *notch* ou um método de cancelamento por sinal atrasado [935], [936].

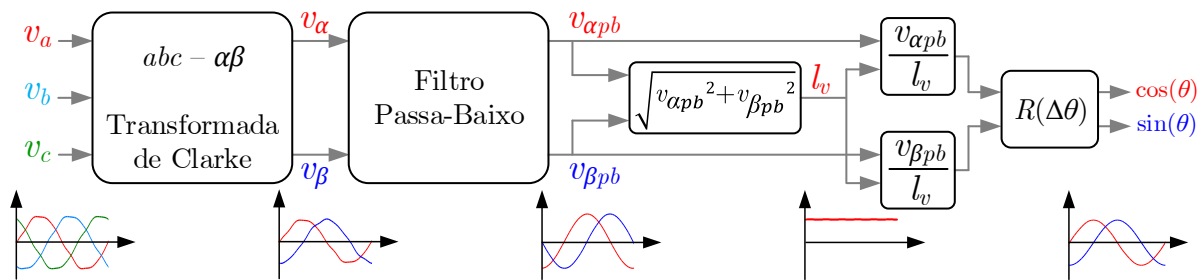


Figura 3.82 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização por filtragem baseada na transformada de Clarke com filtragem passa-baixo.

Uma técnica de sincronização semelhante consiste na técnica de sincronização de filtragem por vetores espaciais [934]. Nesta técnica, as tensões de entrada no sistema de coordenadas  $abc$  são também convertidas para o sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  por intermédio da transformada de Clarke; no entanto, em vez de sofrerem uma filtragem passa-baixo convencional, as tensões obtidas após a transformada sofrem uma filtragem por vetores espaciais. Na Figura 3.83 encontra-se representado o diagrama de blocos desta técnica de sincronização com uma rede elétrica CA trifásica, onde se pode constatar que as tensões da rede elétrica ( $v_a, v_b, v_c$ ) possuem distorção harmónica. Após os valores instantâneos destas tensões serem convertidos para o referencial estacionário  $\alpha\beta$  por intermédio da transformada de Clarke, as duas tensões ortogonais resultantes ( $v_\alpha, v_\beta$ ) sofrem uma filtragem por vetores espaciais. Este filtro utiliza um modelo do vetor das tensões da rede elétrica ( $v_{\alpha sv} + jv_{\beta sv}$ ), que é atualizado a cada ciclo de controlo e que pode ser estimado para o próximo ciclo assumindo valores constantes para a frequência angular da rede elétrica ( $\omega_g$ ) e para o período de amostragem utilizado no sistema de controlo ( $T_s$ ). Este vetor é estimado para um instante  $k+1$  através da seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha sv}[k+1] \\ v_{\beta sv}[k+1] \end{bmatrix} = \gamma R(\omega_g T_s) \begin{bmatrix} v_{\alpha sv}[k] \\ v_{\beta sv}[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1-\gamma & 0 \\ 0 & 1-\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha[k] \\ v_\beta[k] \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

onde  $\gamma$  é o fator de esquecimento do vetor das tensões da rede elétrica e  $R$  é uma matriz rotacional, já descrita na equação (3.2) relativamente à técnica de sincronização anterior, mas desta feita com um

argumento de  $\omega_g T_s$ . Similarmente, a saída do filtro por vetores espaciais ( $v_{\alpha svf} + jv_{\beta svf}$ ) em cada instante  $k$  é dada por:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha svf}[k] \\ v_{\beta svf}[k] \end{bmatrix} = \gamma R(\omega_g T_s) \begin{bmatrix} v_{\alpha sv}[k] \\ v_{\beta sv}[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1-\gamma & 0 \\ 0 & 1-\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha}[k] \\ v_{\beta}[k] \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

O fator de esquecimento  $\gamma$  determina a influência do vetor das tensões da rede elétrica no modelo da mesma. Por exemplo, se  $\gamma = 1$ , as variáveis de entrada ( $v_{\alpha}$ ,  $v_{\beta}$ ) não terão qualquer influência no filtro, pelo que a saída do mesmo será nula. Por outro lado, se  $\gamma = 0$ , o filtro sofrerá um *bypass*, i.e., a sua saída será igual à entrada. A performance do filtro perante a presença de componentes harmónicas nas tensões da rede elétrica é superior para valores de  $\gamma$  próximos mas inferiores a 1, o que, por outro lado, se traduz numa resposta mais lenta. Seguidamente, a saída deste filtro é, tal como na técnica de sincronização previamente apresentada, utilizada para calcular o comprimento do vetor de tensão filtrado ( $l_v$ ), sendo que o quociente de cada uma das tensões  $v_{\alpha svf}$  e  $v_{\beta svf}$  por  $l_v$  resulta em dois sinais sinusoidais unitários e ortogonais. Uma vez que nesta técnica não é introduzido qualquer desvio de fase, as componentes  $\alpha$  e  $\beta$  destes sinais traduzem-se diretamente nos sinais  $\cos(\theta)$  e  $\sin(\theta)$ , estando o primeiro em fase com a tensão da fase  $a$  ( $v_a$ ) da rede elétrica CA trifásica. Tal como se verifica com a técnica de sincronização anteriormente apresentada, é também possível aplicar esta técnica a redes elétricas CA monofásicas, nomeadamente utilizando a tensão da rede elétrica como fase  $a$  e emulando uma das restantes fases através de um desvio de fase de  $120^\circ$ , i.e., introduzindo um atraso de 6,67 ms para a fase  $b$  ou um atraso de 13,33 ms para a fase  $c$ , considerando uma rede elétrica CA monofásica com frequência fundamental de 50 Hz. Em [937] é efetuado um estudo sobre diversos filtros por vetores espaciais utilizados em técnicas de sincronização com redes elétricas CA trifásicas.

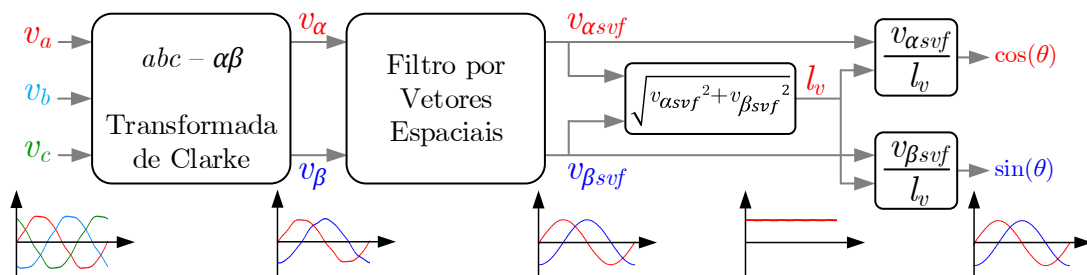


Figura 3.83 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização por filtragem baseada na filtragem por vetores espaciais.

Ambas as técnicas de sincronização previamente apresentadas possuem em comum o facto de recorrerem à transformada de Clarke, sendo a filtragem efetuada no referencial estacionário  $\alpha\beta$ . No entanto, em vez de um referencial estacionário pode utilizar-se um referencial síncrono, i.e., o sistema

de coordenadas  $dq$ , como representado na Figura 3.84. Este sistema de coordenadas é obtido por intermédio da transformada de Park, tal como analisado no capítulo anterior na secção 2.11.2 relativamente à técnica de controlo FOC aplicada a máquinas eléctricas. Uma vez que, neste sistema de coordenadas, o referencial roda à frequência angular da rede eléctrica, as tensões  $v_d$  e  $v_q$  obtidas são grandezas CC. Caso as tensões da rede eléctrica sejam sinusoidais, estas grandezas são puramente CC; por outro lado, caso as tensões da rede eléctrica possuam distorção harmónica, as tensões  $v_d$  e  $v_q$  obtidas são grandezas CC com componentes harmónicas, pelo que é conveniente aplicar filtros passa-baixo a estas tensões. As tensões  $v_d$  e  $v_q$  filtradas ( $v_{dpb}$  e  $v_{qpb}$ , respetivamente) são posteriormente aplicadas na transformada inversa de Park, convertendo o referencial síncrono  $dq$  para o referencial estacionário  $\alpha\beta$ . As tensões resultantes ( $v_\alpha$ ,  $v_\beta$ ) são sinusoidais e ortogonais, pelo que o ângulo de referência a utilizar nas transformadas direta e inversa de Park ( $\theta$ ) é calculado através de:

$$\theta = \arctan\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right). \quad (3.5)$$

De modo a obter-se um sinal sinusoidal em fase com a tensão da fase  $a$  ( $v_a$ ) da rede eléctrica CA trifásica, deve aplicar-se a operação trigonométrica  $\cos(\theta)$ , tal como se verifica nas técnicas de sincronização por filtragem previamente apresentadas. A principal diferença entre esta técnica de sincronização e aquelas anteriormente apresentadas relaciona-se com o referencial onde a filtragem é efetuada, sendo que nas anteriores é efetuada em  $\alpha\beta$  e na presente é efetuada em  $dq$ . Para além disso, em vez de filtros passa-baixo podem ser aplicados filtros rejeita-banda, filtros *notch* ou um método de cancelamento por sinal atrasado [938]. Tal como se verifica com as técnicas de sincronização anteriormente apresentadas, é também possível aplicar esta técnica a redes eléctricas CA monofásicas, nomeadamente utilizando a tensão da rede eléctrica como fase  $a$  e emulando uma das restantes fases através de um desvio de fase de  $120^\circ$ , i.e., introduzindo um atraso de 6,67 ms para a fase  $b$  ou um atraso de 13,33 ms para a fase  $c$ , considerando uma rede eléctrica CA monofásica com frequência fundamental de 50 Hz.

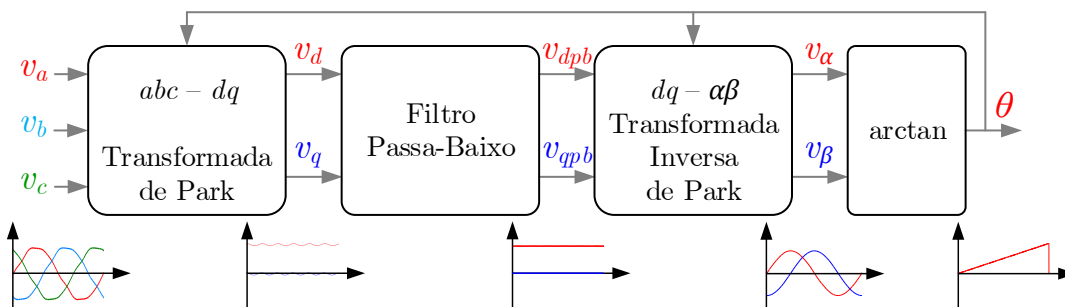


Figura 3.84 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização por filtragem baseada na transformada de Park com filtragem passa-baixo.



## Sincronização por Transformada de Fourier

A transformada discreta de Fourier (*discrete Fourier transform* – DFT) é utilizada para decompor um sinal periódico nas suas componentes harmónicas, obtendo-se informação em termos de amplitude e fase das mesmas [939]. Como tal, a DFT pode ser utilizada como técnica de sincronização com redes elétricas CA, uma vez que é capaz de extrair informação sobre o ângulo de fase da frequência fundamental da tensão (ou tensões) da rede elétrica. Considerando  $v_g$  como sendo a tensão de uma rede elétrica CA monofásica ou a tensão de uma das fases de uma rede elétrica CA trifásica, contendo componentes harmónicas cujos valores de amplitude e fase são desconhecidos, o seu valor instantâneo é dado por:

$$v_g(t) = \sum_{n=0}^H A_n \sin(n\omega_g t + \theta_n), \quad (3.6)$$

onde  $t$  é o instante de tempo,  $n$  é a ordem da componente harmónica,  $H$  é a ordem máxima de componentes harmónicas,  $A_n$  é a amplitude da componente harmónica  $n$ ,  $\omega_g$  é a frequência angular da componente fundamental e  $\theta_n$  é o ângulo de fase da componente harmónica  $n$ . A versão discreta da tensão  $v_g(t)$  no domínio do tempo ( $v_g[n]$ ) pode ser transposta para o domínio da frequência ( $V_G[k]$ ) através da DFT por intermédio da seguinte equação:

$$V_G[k] = \sum_{n=0}^{N-1} v_g[n] e^{-j2\pi k \frac{n}{N}}, \quad (3.7)$$

onde  $k$  é o índice de frequência discreta,  $n$  é o índice de tempo discreto e  $N$  é o número de amostras utilizado na DFT. O sinal  $V_G[k]$  obtido na equação acima pode ser decomposto nas suas partes real ( $Re[k]$ ) e imaginária ( $Im[k]$ ) através das equações abaixo:

$$Re[k] = \sum_{n=0}^{N-1} v_g[n] \cos\left(2\pi k \frac{n}{N}\right), \quad (3.8)$$

$$Im[k] = \sum_{n=0}^{N-1} v_g[n] \sin\left(2\pi k \frac{n}{N}\right). \quad (3.9)$$

A aplicação da DFT a um sinal no domínio do tempo composto por  $N$  amostras origina um sinal no domínio da frequência composto por  $N/2 + 1$  frequências, pelo que o valor de  $k$  varia entre 0 e  $N/2$ . Considerando uma frequência de amostragem  $F_s$ , a frequência detetável mais elevada é de  $F_s/2$ , sendo cada frequência de índice  $k$  dada por  $kF_s/N$ . A amplitude ( $A[k]$ ) e fase ( $\theta[k]$ ) de cada frequência de índice  $k$  podem ser calculadas através das seguintes expressões:

$$A[k] = \sqrt{Re[k]^2 + Im[k]^2}, \quad (3.10)$$

$$\theta[k] = \arctan\left(\frac{Im[k]}{Re[k]}\right). \quad (3.11)$$

Se se considerar que a frequência fundamental coincide com a menor frequência detetável,  $A[1]$  corresponde à amplitude da componente fundamental da tensão da rede elétrica e  $\theta[1]$  corresponde ao ângulo de fase da mesma tendo como referência o sistema de controlo. O valor de  $\theta[1]$  pode ser então integrado de acordo com a frequência fundamental da rede elétrica, sendo a constante de integração dada por  $2\pi/N$ , obtendo-se assim o ângulo de fase da tensão em cada instante ( $\theta_I[t]$ ). Na Figura 3.85 encontra-se representado um diagrama de blocos desta técnica de sincronização.

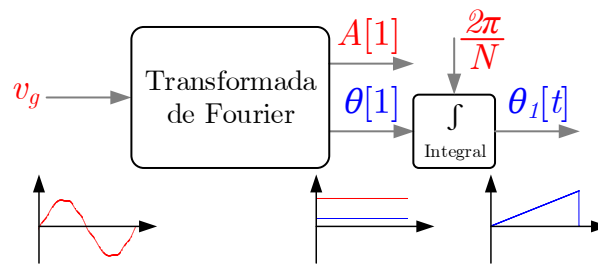


Figura 3.85 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização por transformada de Fourier.

Como referido, o procedimento apresentado apenas é aplicado a uma variável, pelo que para aplicação a uma rede elétrica CA trifásica parte-se do pressuposto de que as tensões são equilibradas. Se se pretender obter a amplitude e/ou fase das tensões das restantes fases, torna-se necessário calcular a DFT para cada uma delas. Ao invés da DFT pode ser utilizado um algoritmo denominado transformada rápida de Fourier (*fast Fourier transform* – FFT), que tira partido das simetrias existentes no domínio da frequência para reduzir o número de operações necessárias à obtenção do espectro harmónico do sinal de entrada. Contudo, tanto a DFT como a FFT são algoritmos que acarretam custos computacionais superiores à maioria das técnicas de sincronização com redes elétricas CA. Para além disso, estes algoritmos necessitam de adquirir um ciclo completo de amostras de maneira a poderem ser executados, pelo que a sua resposta dinâmica não é propriamente satisfatória. Outra desvantagem da utilização da transformada de Fourier por si só é o facto de se assumir um valor para a frequência fundamental da rede elétrica, pelo que se houver desvios de frequência existirão erros no cálculo da amplitude e da fase da componente fundamental da tensão da rede elétrica. De modo a colmatar esta desvantagem, um método que permite estimar a frequência fundamental através da transformada de Fourier consiste em recorrer a uma regressão polinomial [933].

## Malhas de Captura de Frequência (FLL)

Uma malha de captura de frequência (FLL) é um algoritmo de controlo responsável por gerar um sinal de saída com a mesma frequência de um sinal de entrada. A aplicação de FLLs como método de sincronização com redes elétricas CA foi proposta em [940] através da implementação de um integrador generalizado de segunda ordem (*second order generalized integrator* – SOGI), responsável por gerar dois sinais em quadratura, e de um integrador para a estimação da frequência, sendo esta técnica designada por SOGI-FLL. O diagrama de blocos desta técnica de sincronização encontra-se representado na Figura 3.86, onde se pode constatar que possui como entrada apenas um sinal ( $v_g$ ), sendo por isso aplicada a redes elétricas CA monofásicas. Através do SOGI são gerados os sinais  $v_g'$  e  $qv_g'$ , tratando-se das componentes fundamentais da tensão de entrada e da sua quadratura, respetivamente. Um terceiro integrador é utilizado para estimar a frequência angular da tensão da rede elétrica ( $\omega_g$ ), sendo também utilizado na estrutura geradora dos dois sinais ortogonais mencionados. De referir que, por este motivo, o valor inicial do integrador da frequência angular não pode ser nulo. Em termos de sintonização, a técnica de sincronização SOGI-FLL possui dois ganhos, nomeadamente  $k$  e  $\gamma$ . O ganho  $k$  é responsável por amplificar a diferença entre a tensão de entrada e a sua componente fundamental, afetando diretamente a filtragem do sinal de entrada e a resposta transitória do sistema. Um valor mais reduzido deste ganho oferece uma melhor performance em termos de filtragem, rejeitando mais eficazmente as componentes harmónicas existentes na tensão de entrada, apresentando, contudo, uma resposta transitória mais lenta. Por outro lado, um valor mais elevado deste ganho oferece uma melhor resposta transitória em termos de variações na tensão de entrada, no entanto à custa de uma menor capacidade de filtragem. O segundo ganho,  $\gamma$ , prende-se com a estimação da frequência angular do sinal de entrada e apresenta sinal negativo devido ao facto de a integração da frequência angular ser efetuada negativamente. Este ganho apresenta o mesmo comportamento que o ganho  $k$ , ou seja, valores mais baixos resultam num sinal de saída mais eficazmente filtrado mas numa resposta dinâmica mais lenta, ao passo que valores mais elevados resultam numa melhor resposta dinâmica à custa de uma filtragem menos eficaz. Neste caso, a variável de saída influenciada por este ganho é a frequência angular estimada, sendo que esta apresenta *ripple* no caso de a tensão de entrada possuir componentes harmónicas. Como tal, é imprescindível que ambos os ganhos sejam sintonizados tendo em conta quer a performance em termos de filtragem quer em termos de resposta dinâmica. Melhorias a esta técnica de sincronização com redes elétricas CA são apresentadas pelos mesmos autores em [941], incluindo a sua implementação em redes elétricas CA trifásicas.

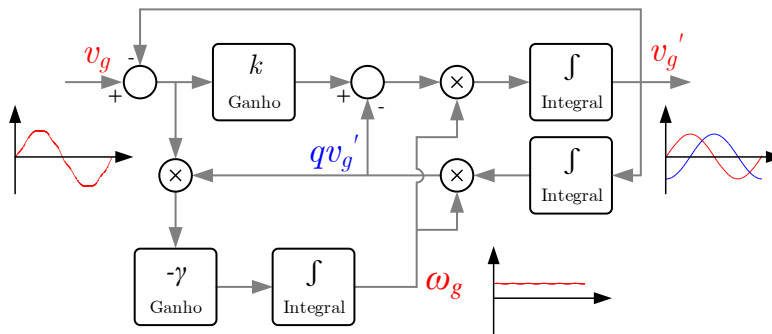


Figura 3.86 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização SOGI-FLL.

Uma outra técnica de sincronização por FLL é baseada na transformada de Clarke e na derivação dos respetivos sinais de modo a efetuar a estimação da frequência [942]. O diagrama de blocos desta técnica de sincronização encontra-se representado na Figura 3.87 para uma rede elétrica CA trifásica. Os valores instantâneos das tensões da rede elétrica ( $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$ ) são inicialmente passados para o referencial estacionário  $\alpha\beta$  por intermédio da transformada de Clarke, resultando em duas tensões ortogonais entre si ( $v_\alpha$ ,  $v_\beta$ ). Na figura pode constatar-se que estas tensões possuem distorção harmónica proveniente das tensões da rede elétrica. Cada uma destas tensões sofre uma operação de derivação, de onde resultam os sinais  $v_\alpha'$  e  $v_\beta'$ . A raiz da soma dos quadrados destes dois sinais resultaria na frequência angular das tensões de entrada caso as suas amplitudes fossem unitárias; no entanto, quando tal não se verifica, este cálculo resulta na multiplicação entre a frequência angular e a amplitude das tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$ , pelo que se torna necessário efetuar o cálculo da amplitude destas tensões de modo a desacoplar as duas grandezas. A amplitude das tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  é calculada através da raiz da soma dos seus quadrados, sendo que o quociente entre o cálculo anterior e a amplitude resulta na frequência angular dos sinais de entrada ( $\omega_g$ ), como pretendido. A amplitude das tensões de entrada ( $amp$ ) pode ser calculada através da amplitude previamente obtida para as tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  multiplicando esta por um fator de  $\sqrt{2/3}$  de modo a anular o fator inverso introduzido na transformada de Clarke. Esta técnica de sincronização possui boa performance quando as tensões da rede elétrica não são distorcidas, apresentando, contudo, desvios na estimação da frequência angular na presença de componentes harmónicas nas tensões. Uma alternativa consiste em adicionar uma transformada de Park após a transformada de Clarke, filtrar os sinais resultantes, normalizar as suas amplitudes e, por fim, efetuar a transformada inversa de Park de modo a obter tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  filtradas e unitárias, podendo depois ser-lhes aplicada a estimação da frequência angular por intermédio das derivadas e da raiz da soma dos quadrados sem ser necessário efetuar o desacoplamento da amplitude [942].

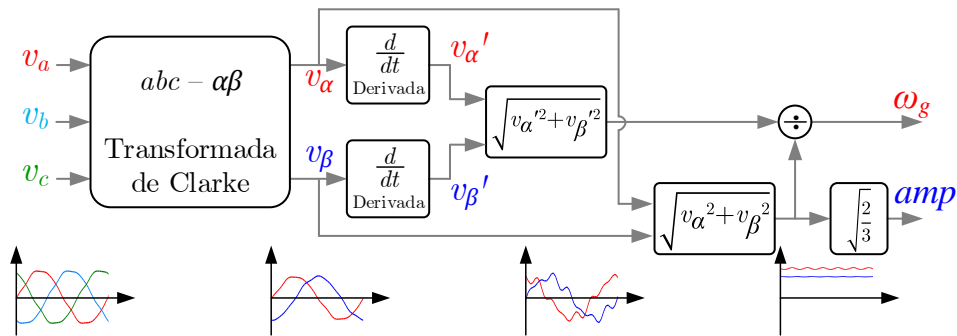


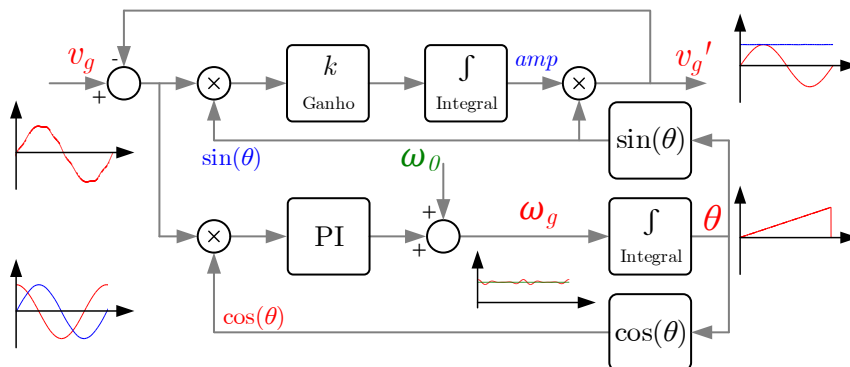
Figura 3.87 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização por FLL através da transformada de Clarke.

Apesar de os algoritmos de sincronização com redes elétricas CA baseados em FLLs serem capazes de estimar a frequência das tensões da rede elétrica, estes podem não ser capazes de estimar a fase das mesmas, ao contrário dos algoritmos de sincronização baseados em PLLs. Por outro lado, os algoritmos baseados em FLLs possuem a vantagem de oferecer uma maior robustez na ocorrência de eventuais saltos no ângulo de fase das tensões da rede elétrica (e.g., durante transitórios que possam ocorrer nas tensões da rede elétrica), sendo a sua implementação especialmente vantajosa em *microgrids* [943]. Em [944] é efetuada uma revisão sobre algoritmos de FLL para sincronização com redes elétricas CA monofásicas, e em [945] é efetuado o análogo para redes elétricas CA trifásicas. De referir que a estimação da frequência angular também pode ser efetuada recorrendo a filtros *notch* adaptativos [946]–[949]. Uma comparação entre métodos de estimação da frequência em redes elétricas CA é apresentada em [933], [950].

## Malhas de Captura de Fase (PLL)

Tal como o nome sugere, uma malha de captura de fase (PLL) é um algoritmo de controlo responsável por gerar um sinal de saída com a fase sincronizada em relação a um sinal de entrada. Os algoritmos de sincronização baseados em PLLs podem ou não detetar a frequência dos sinais de entrada, assim como os algoritmos de sincronização baseados em FLLs podem ou não detetar a sua fase. Um algoritmo de PLL é constituído por um detetor de fase, um filtro de malha e um oscilador controlado por tensão, sendo que, no caso de algoritmos de PLL inteiramente digitais, este último passa a ter a designação de oscilador controlado numericamente. Um dos algoritmos de PLL mais comumente utilizados para sincronização com redes elétricas CA monofásicas foi proposto por Karimi-Ghartemani com a designação de *enhanced PLL* [951], estando o seu diagrama de blocos esquematizado na Figura 3.88. Este algoritmo de PLL possui uma componente de estimação de fase e também de amplitude, sendo capaz de gerar à sua saída ( $v_g'$ ) um sinal em fase e com a mesma amplitude do sinal de entrada ( $v_g$ ) contendo apenas a sua frequência fundamental. A estimação da fase utiliza um controlador PI para o oscilador

numericamente controlado, i.e., para a estimação da frequência angular ( $\omega_g$ ), sendo para tal somado o valor da frequência angular central ( $\omega_0$ ), valor este que consiste no valor nominal da frequência angular da rede elétrica com a qual se pretende realizar o sincronismo. Desta forma, o oscilador consegue compensar eventuais desvios de frequência em relação ao valor central, no entanto numa gama relativamente estreita. A integração da frequência angular estimada resulta no ângulo de fase da componente fundamental do sinal de entrada ( $\theta$ ), sendo depois obtidos dois sinais sinusoidais unitários em fase ( $\sin(\theta)$ ) e em quadratura ( $\cos(\theta)$ ) com o sinal de entrada através das respetivas funções trigonométricas. A componente  $\cos(\theta)$  é utilizada na estimação da fase, ao passo que a componente  $\sin(\theta)$  é utilizada na estimação da amplitude. Para a estimação da amplitude é utilizado um ganho e uma operação de integração, sendo que a saída desta ( $amp$ ) multiplicada pelo sinal  $\sin(\theta)$  resulta no sinal  $v_g'$  previamente referido. A performance deste algoritmo de PLL é afetada por três ganhos, nomeadamente o ganho integral relativo à estimação da amplitude e os ganhos proporcional e integral relativos à estimação da fase. Valores mais elevados no ganho utilizado na estimação da amplitude resultam numa maior velocidade na estimação, no entanto podendo apresentar oscilações proeminentes que resultarão num sinal  $v_g'$  distorcido. Em relação aos ganhos utilizados no controlador PI para estimação da fase o comportamento é semelhante, sendo que ganhos mais elevados resultam num sincronismo mais rápido mas que podem levar a desvios na forma de onda do ângulo estimado  $\theta$ , o que por sua vez se traduz em sinais  $\sin(\theta)$  e  $\cos(\theta)$  não-sinusoidais, resultando conseqüentemente num sinal  $v_g'$  distorcido. Estudos e melhorias a este algoritmo de PLL são apresentados pelo próprio autor em [952]–[954].


 Figura 3.88 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização *enhanced* PLL.

O algoritmo de sincronização SOGI-FLL apresentado na secção anterior foi originalmente adaptado de um algoritmo de PLL, nomeadamente o algoritmo SOGI-PLL [955], cujo diagrama de blocos pode ser visto na Figura 3.89. À semelhança do algoritmo SOGI-FLL previamente apresentado, este possui como entrada apenas um sinal ( $v_g$ ), sendo por isso aplicado a redes elétricas CA monofásicas. Através do SOGI

são gerados os sinais  $v_g'$  e  $qv_g'$ , tratando-se das componentes fundamentais da tensão de entrada e da sua quadratura, respetivamente. A principal diferença entre os algoritmos de PLL e de FLL utilizando o SOGI reside no valor de frequência angular utilizado, sendo estimado no algoritmo de FLL mas não no de PLL. Neste caso, em vez de se estimar a frequência angular utiliza-se um valor constante igual ao valor nominal da frequência angular da tensão da rede elétrica ( $\omega_0$ ), tal como no algoritmo de PLL previamente apresentado. Similarmente, este algoritmo consegue compensar eventuais desvios de frequência em relação ao valor central numa gama relativamente estreita. Em termos de sintonização, o algoritmo SOGI-PLL possui apenas um ganho, que consiste no mesmo ganho  $k$  do algoritmo SOGI-FLL, ou seja, tem a função de amplificar a diferença entre a tensão de entrada e a sua componente fundamental, o que afeta diretamente a filtragem do sinal de entrada e a resposta transitória do sistema. Um valor mais reduzido deste ganho oferece uma melhor performance em termos de filtragem, rejeitando mais eficazmente as componentes harmónicas existentes na tensão de entrada, apresentando, contudo, uma resposta transitória mais lenta. Por outro lado, um valor mais elevado deste ganho oferece uma melhor resposta transitória em termos de variações na tensão de entrada, no entanto à custa de uma menor capacidade de filtragem. Um ganho mais elevado permite também efetuar o sincronismo perante desvios mais elevados no valor da frequência angular do sinal de entrada em relação ao valor central estipulado no algoritmo. Para além disso, caso se pretenda obter informação sobre a amplitude da tensão de entrada, pode calcular-se a raiz da soma dos quadrados das variáveis  $v_g'$  e  $qv_g'$ .

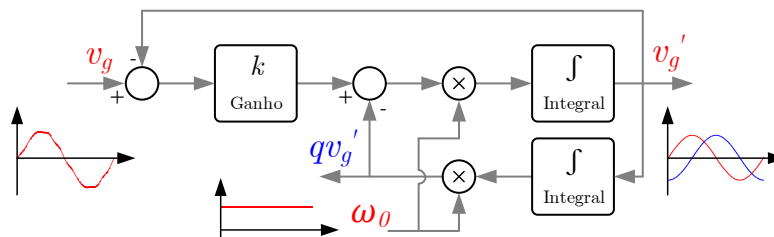


Figura 3.89 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização SOGI-PLL.

Em relação a algoritmos de PLL para sincronização com redes elétricas CA trifásicas, uma das possibilidades recorre ao referencial estacionário  $\alpha\beta$ , como representado na Figura 3.90 [956]. Os valores instantâneos das tensões da rede elétrica ( $v_a, v_b, v_c$ ) são inicialmente passados para o referencial estacionário  $\alpha\beta$  por intermédio da transformada de Clarke, resultando em duas tensões ortogonais entre si ( $v_\alpha, v_\beta$ ), onde se pode constatar que possuem distorção harmónica proveniente das tensões da rede elétrica. As tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  são multiplicadas pelos sinais sinusoidais unitários  $\cos(\theta)$  e  $\sin(\theta)$ , respetivamente, sendo estes obtidos por realimentação do algoritmo de PLL. Os resultados de ambas as multiplicações são de seguida somados entre si, originando o sinal  $f_p$ , que basicamente consiste na

tensão  $v_q$  obtida na transformada de Park. Este sinal é puramente CC no caso de as tensões de entrada não possuírem componentes harmónicas, apresentando oscilação no caso oposto. Em regime permanente, i.e., depois de estabelecido o sincronismo, o valor médio do sinal  $f_p$  tende para zero, sendo que a aplicação de um controlador PI a este sinal resulta no valor da frequência angular das tensões de entrada ( $\omega_g$ ). Consequentemente, a integração da frequência angular resulta no ângulo de fase da tensão  $v_a(\theta)$ , sendo as funções  $\cos(\theta)$  e  $\sin(\theta)$  referidas anteriormente aplicadas sobre este ângulo. Como tal, este algoritmo de PLL é capaz de detetar a frequência dos seus sinais de entrada, tal como os algoritmos de FLL. Em termos de sintonização, a performance deste algoritmo de PLL depende dos ganhos do controlador PI. Valores mais baixos nos seus ganhos fazem com que o sistema possua uma resposta mais lenta, podendo levar a uma inação do sistema de sincronização e fazendo com que o sincronismo nunca seja atingido. Por outro lado, valores de ganhos mais elevados proporcionam uma resposta mais rápida na estimação da frequência angular ( $\omega_g$ ); contudo, introduzem uma maior oscilação nesta variável, resultando numa maior distorção no ângulo  $\theta$  e, consequentemente, em sinais  $\cos(\theta)$  e  $\sin(\theta)$  não-sinusoidais. Tal como no algoritmo SOGI-PLL, pode ser recolhida informação sobre a amplitude das tensões de entrada através da raiz da soma dos quadrados das tensões ortogonais obtidas, neste caso através das tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$ , sendo necessário aplicar um fator de  $\sqrt{2/3}$  para compensar o ganho introduzido pela transformada de Clarke.

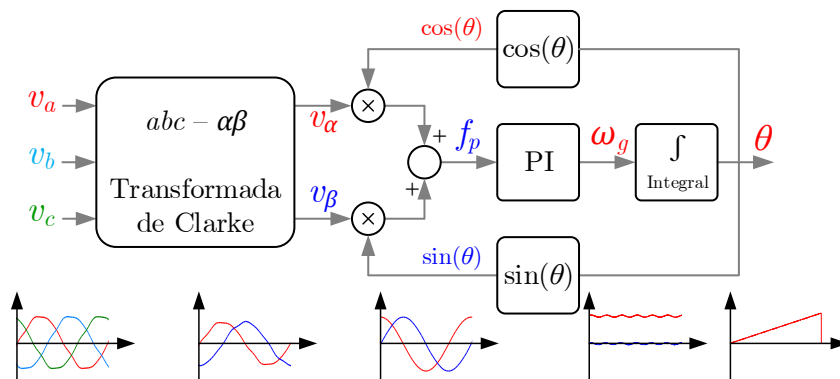


Figura 3.90 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização por PLL baseada na transformada de Clarke.

Uma outra possibilidade de algoritmo de PLL para sincronização com redes elétricas CA trifásicas recorre ao referencial síncrono, i.e., ao sistema de coordenadas  $dq$ , como representado na Figura 3.91 [957]. Como referido anteriormente, este sistema de coordenadas é obtido por intermédio da transformada de Park. Contudo, uma das variáveis de entrada desta transformada é o ângulo de fase de uma das tensões de entrada, i.e., da rede elétrica ( $v_a, v_b, v_c$ ), que é a grandeza que se pretende determinar num sistema de sincronização. Para tal, é aplicado um controlo PI à tensão  $v_q$  após ser filtrada ( $v_{qpb}$ ), sendo a sua



referência ( $v_{qref}$ ) nula. Tal como se verifica no algoritmo de PLL baseado na transformada de Clarke, a saída deste controlador representa a frequência angular das tensões da rede elétrica ( $\omega_g$ ), sendo que, após integração, resulta no ângulo de fase da tensão  $v_a$  ( $\theta$ ), que por sua vez é utilizado como parâmetro na transformada de Park, funcionando como realimentação negativa. Similarmente, este algoritmo de PLL é capaz de detetar a frequência dos seus sinais de entrada, tal como os algoritmos de FLL. A amplitude das tensões de entrada também pode ser obtida através do valor médio de  $v_d$ , sendo necessário aplicar um fator de  $\sqrt{2/3}$  para compensar o ganho introduzido pela transformada de Park, tal como se verifica na transformada de Clarke. Em termos de sintonização, a performance deste algoritmo de PLL depende da frequência de corte do filtro passa-baixo utilizado na tensão  $v_q$  e dos ganhos do controlador PI. Valores mais baixos para a frequência de corte do filtro passa-baixo resultam num sinal de saída menos distorcido; no entanto, se a frequência de corte for demasiado baixa, o sistema de sincronização não reage corretamente, pelo que, tratando-se de um algoritmo em que a variável  $\theta$  é utilizada de forma recursiva, o sincronismo pode nunca ser atingido, sendo que o sistema permanecerá instável. Em relação ao controlador PI, o comportamento é idêntico ao do algoritmo de PLL baseado na transformada de Clarke, i.e., valores mais baixos nos seus ganhos fazem com que o sistema possua uma resposta mais lenta, podendo não efetuar o sincronismo, ao passo que valores de ganhos mais elevados proporcionam uma resposta mais rápida na estimação da frequência angular ( $\omega_g$ ), introduzindo, porém, uma maior oscilação nesta variável, o que pode resultar numa maior distorção no ângulo  $\theta$ .

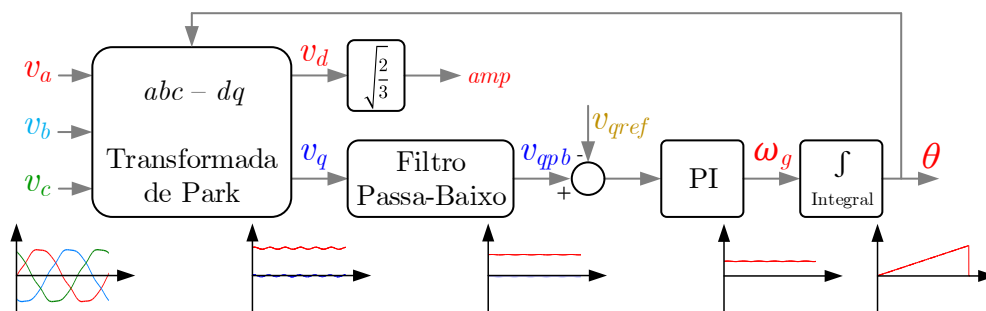


Figura 3.91 – Diagrama de blocos da técnica de sincronização por PLL baseada na transformada de Park.

Na literatura podem ser encontradas comparações entre algoritmos de PLL para sincronização com redes elétricas CA monofásicas [958]–[960] e para sincronização com redes elétricas CA trifásicas [961]–[963]. Em [964], [965] é analisada a estabilidade de sistemas de sincronização baseados em PLL em redes elétricas CA fracas, e em [966] são apresentadas tendências e procedimentos de design de algoritmos de PLL exclusivamente digitais.

### 3.5.2 Técnicas de Controlo de Corrente

Para além da sincronização com a rede elétrica CA à qual se encontra conectado, de modo a controlar a direção e a intensidade do fluxo de potência, um conversor CA-CC necessita de uma técnica de controlo de corrente. Uma vez que o conversor CA-CC de um sistema de carregamento de baterias de VEs é conectado em paralelo com a rede elétrica, a tensão aos seus terminais do lado CA é imposta pela mesma, pelo que o controlo da potência utilizada para o carregamento (ou descarregamento) apenas poderá ser efetuado através da corrente absorvida (ou fornecida) à rede elétrica. Para além disso, o conversor CC-CC responsável por efetuar a interface com as baterias do VE necessita de uma técnica de controlo de corrente de modo a regular a corrente utilizada no carregamento (ou descarregamento) das baterias. Assim sendo, esta secção visa abordar as principais técnicas de controlo de corrente utilizadas em conversores CA-CC e CC-CC, sendo analisadas técnicas lineares e não-lineares, i.e., caso separem ou não, respetivamente, o controlo da modulação. Tratando-se de técnicas de controlo em malha fechada, o objetivo das mesmas consiste em controlar a corrente produzida pelo conversor de acordo com uma corrente de referência pré-estabelecida (e.g., arbitrária ou calculada através de uma teoria de potência), sendo tão mais eficazes quanto maior a aproximação entre as duas variáveis.

#### Controlo de Corrente por Amostragem Periódica

A técnica de controlo de corrente por amostragem periódica, vulgarmente designada por *periodic sampling*, consiste na técnica de controlo de corrente mais simples de implementar digitalmente. Esta técnica de controlo utiliza apenas uma comparação entre a corrente produzida e a corrente de referência, sendo o resultado diretamente aplicado sobre o estado de condução dos semicondutores de potência constituintes do conversor. Tendo em conta que a comparação tem apenas dois valores possíveis, o caso mais simples desta técnica de controlo pressupõe uma operação do conversor em dois estados. Caso a corrente produzida seja inferior à corrente de referência, deverão ser ativados os semicondutores responsáveis por fazer aumentar a corrente produzida, i.e., num conversor fonte de tensão deverão ser ativados os semicondutores responsáveis por produzir tensão positiva. Por outro lado, caso a corrente produzida seja superior à corrente de referência, deverão ser ativados os semicondutores responsáveis por fazer diminuir a corrente produzida, correspondendo a uma tensão negativa produzida pelo conversor. Não obstante, em conversores de potência capazes de produzir três ou mais níveis de tensão, é possível adaptar esta técnica de forma a produzir os níveis de tensão disponíveis. Para além disso, a comparação entre a corrente produzida e a corrente de referência é efetuada a uma frequência de

amostragem fixa, pelo que a frequência máxima de comutação dos semicondutores é limitada a metade da frequência de amostragem do sistema de controlo. Como tal, esta técnica de controlo de corrente é do tipo não-linear, uma vez que o resultado da comparação atua diretamente no estado dos semicondutores, sendo que a frequência de comutação dos mesmos é variável [967].

Na Figura 3.92 é possível ver um exemplo de operação desta técnica de controlo num conversor CA-CC bidirecional monofásico com filtro indutivo de indutância  $L$  do lado CA e tensão máxima produzida  $V$  na sintetização de uma corrente sinusoidal de amplitude  $I$ , onde se encontram representadas a corrente de referência ( $i_{ref.a}$ ), a corrente produzida ( $i_a$ ) e o resultado da comparação ( $comp$ ), sendo que esta resulta no valor 1 quando  $i_a < i_{ref.a}$  e no valor 0 quando  $i_a > i_{ref.a}$ . Na figura encontra-se representado um ciclo da frequência fundamental da corrente produzida ( $f$ ). Para além disso, estas grandezas podem ser vistas em pormenor (i.e., durante dez ciclos do período de amostragem  $T_s$ ) para três ângulos de fase distintos, nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da corrente produzida),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da corrente produzida) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da corrente produzida). Através da corrente produzida  $i_a$  é possível verificar a variação da frequência de comutação, sendo naturalmente mais baixa nos momentos de menor variação da corrente de referência  $i_{ref.a}$  (em  $\pi/2$  e  $3\pi/2$ , ângulos de fase para os quais a derivada de uma senoide é nula) e mais elevada nos momentos de maior variação da corrente de referência (em 0 e  $\pi$ , ângulos de fase para os quais a derivada de uma senoide é máxima). Através das imagens em pormenor é possível verificar que o valor máximo da frequência de comutação (atingido no ângulo de fase  $\pi$ ) é igual  $1/(2T_s)$ , i.e., metade da frequência de amostragem, correspondendo ao valor máximo que se pode obter com a técnica de amostragem periódica, o que se traduz numa troca de estado da variável  $comp$  a cada período de amostragem. Por outro lado, a frequência de comutação mínima (atingida nos ângulos de fase  $\pi/2$  e  $3\pi/2$ ) é de  $1/(7T_s)$ , i.e., um sétimo da frequência de amostragem, para o caso em questão. Consequentemente, verifica-se que é neste caso que o *ripple* da corrente  $i_a$  é superior, sendo inferior na passagem por zero. Para além disso, pode constatar-se que esta técnica de controlo de corrente não é eficaz a seguir o valor médio da corrente de referência em cada período de comutação, algo especialmente notório nos ângulos de fase  $\pi/2$  e  $3\pi/2$ .

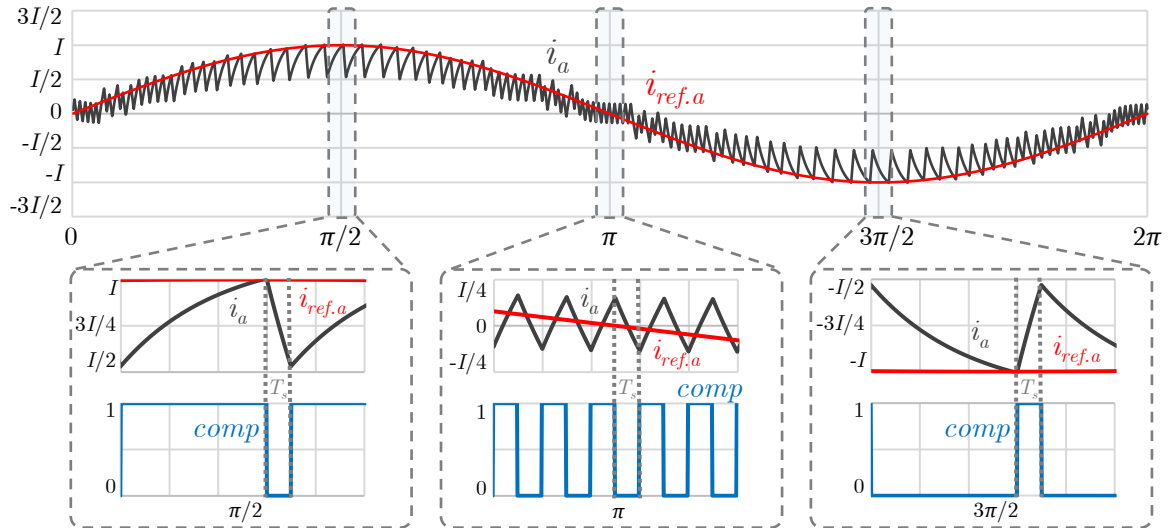


Figura 3.92 – Operação da técnica de controlo de corrente por amostragem periódica para uma corrente de referência sinusoidal.

## Controlo de Corrente por Histerese

Esta técnica de controlo de corrente, também designada por *bang bang*, é uma das técnicas de controlo de corrente clássicas utilizadas em conversores de potência [968]–[970]. Esta técnica é semelhante à técnica de controlo de corrente por amostragem periódica, tendo como principal diferença a adição de uma margem de histerese para comparação entre a corrente de referência e a corrente produzida. Como tal, trata-se também de uma técnica de controlo de corrente não-linear, sendo o resultado da comparação aplicado diretamente sobre o estado dos semicondutores de potência constituintes do conversor, fazendo com que estes operem com frequência de comutação variável. Tendo em conta que a comparação tem apenas dois valores possíveis, o caso mais simples desta técnica de controlo pressupõe uma operação do conversor em dois estados. Caso a corrente produzida seja inferior à diferença entre a corrente de referência e a margem de histerese, deverão ser ativados os semicondutores responsáveis por fazer aumentar a corrente produzida, i.e., num conversor fonte de tensão deverão ser ativados os semicondutores responsáveis por produzir tensão positiva. Por outro lado, caso a corrente produzida seja superior à soma da corrente de referência com a margem de histerese, deverão ser ativados os semicondutores responsáveis por fazer diminuir a corrente produzida, correspondendo a uma tensão negativa produzida pelo conversor. Deste modo, a corrente produzida seguirá a corrente de referência com um erro teoricamente igual ou inferior à margem de histerese estabelecida, sendo o erro tanto menor quanto menor for a margem de histerese. No entanto, na prática tal não acontece tendo em conta a implementação de um controlador digital, uma vez que a comparação é efetuada a uma frequência de amostragem fixa e, naturalmente, finita. Para além disso, a frequência de comutação toma valores

superiores para margens de histerese inferiores e vice-versa. Para o caso específico de uma margem de histerese nula está-se perante um controlo de corrente por amostragem periódica, sendo a frequência de comutação máxima igual a metade da frequência de amostragem.

Na Figura 3.93 é possível ver um exemplo de operação desta técnica de controlo num conversor CA-CC bidirecional monofásico com filtro indutivo de indutância  $L$  do lado CA e tensão máxima produzida  $V$  na sintetização de uma corrente sinusoidal de amplitude  $I$  com duas margens de histerese distintas, onde se encontram representadas a corrente de referência ( $i_{ref,a}$ ), a corrente produzida ( $i_a$ ), a janela consequente da margem de histerese utilizada ( $\Delta h$ ), esta sendo igual a  $2h$ , e o resultado da comparação ( $comp$ ), sendo que esta resulta no valor 1 quando  $i_a < i_{ref,a} - h$  e no valor 0 quando  $i_a > i_{ref,a} + h$ . Na figura encontram-se representados dois ciclos da frequência fundamental da corrente produzida ( $f$ ), sendo utilizada uma margem de histerese ( $h$ ) igual a  $I/10$  no primeiro ciclo e  $I/50$  no segundo ciclo. De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $L$  e  $f$  utilizados são os mesmos que anteriormente, apenas sendo alterado o valor de  $T_s$  que, neste caso, foi diminuído dez vezes para uma melhor perceção da influência do valor atribuído à margem de histerese na corrente produzida. As variáveis relevantes para o controlo podem ser vistas em pormenor (i.e., durante oitenta ciclos do período de amostragem  $T_s$ ) para três ângulos de fase distintos, nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da corrente produzida quando  $h = I/10$ ),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da corrente produzida e que coincide com o instante de alteração do valor de  $h$ ) e  $5\pi/2$  ( $90^\circ$  a partir do segundo ciclo, i.e., o pico positivo da corrente produzida quando  $h = I/50$ ). Através da corrente produzida  $i_a$  durante o primeiro ciclo é possível verificar a variação da frequência de comutação, sendo naturalmente mais baixa nos momentos de menor variação da corrente de referência  $i_{ref,a}$  (em  $\pi/2$  e  $3\pi/2$ , ângulos de fase para os quais a derivada de uma senoide é nula) e mais elevada nos momentos de maior variação da corrente de referência (em  $0$  e  $\pi$ , ângulos de fase para os quais a derivada de uma senoide é máxima). No segundo ciclo é possível observar que, com uma margem de histerese menor, o erro existente entre a corrente de referência e a corrente produzida é também menor. Através das imagens em pormenor é possível observar que a frequência de comutação aumenta com a diminuição da margem de histerese, quer na passagem por zero quer nos valores de pico da corrente  $i_a$ . Ao contrário da técnica de controlo de corrente por amostragem periódica, i.e., para  $h = 0$ , pode constatar-se uma maior eficácia do controlador a seguir o valor médio da corrente de referência em cada período de comutação, uma vez que a corrente  $i_a$  oscila entre  $i_{ref,a} + h$  e  $i_{ref,a} - h$ , o que não se verifica especialmente nos ângulos de fase  $\pi/2$  e  $3\pi/2$  para  $h = 0$ , como visto anteriormente. No entanto, devido à utilização de uma frequência de amostragem finita, não é garantido

que a corrente  $i_a$  se situe sempre dentro da janela  $\Delta h$  definida, como se pode constatar nas imagens em pormenor. Este efeito pode ser atenuado aumentando a frequência de amostragem (diminuindo o valor de  $T_s$ ) ou aumentando o valor de  $L$ , mas nunca completamente eliminado num controlador digital com frequência de amostragem fixa.

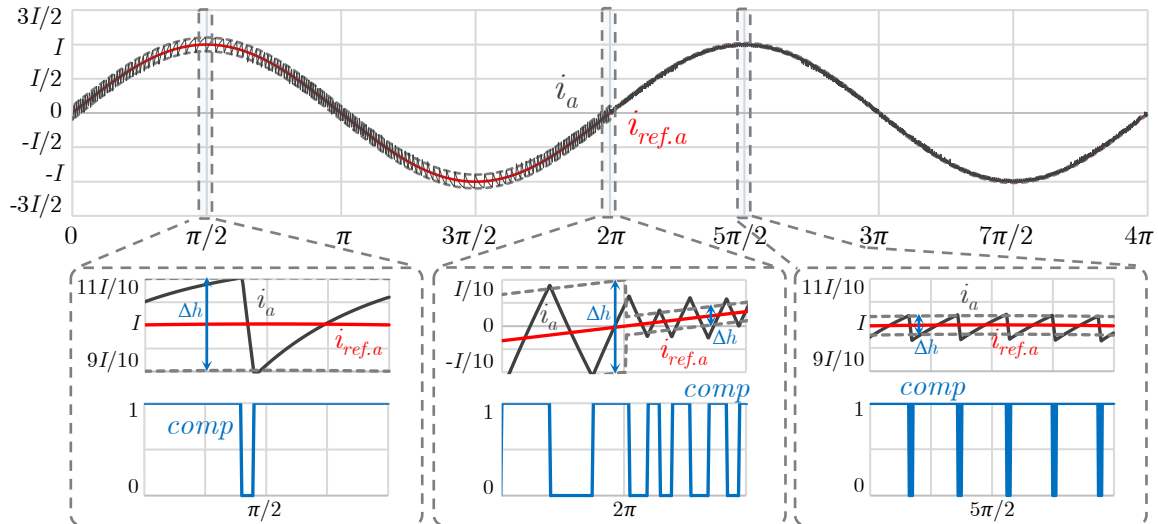


Figura 3.93 – Operação da técnica de controlo de corrente por histerese para uma corrente de referência sinusoidal utilizando dois valores distintos de margem de histerese.

Tratando-se de uma técnica de controlo de corrente clássica, na literatura podem ser encontradas várias publicações visando melhorias da mesma. Uma abordagem para colmatar a variação da frequência de comutação consiste em variar a margem de histerese de modo que a frequência de comutação seja fixa [971]–[974], podendo também ser utilizadas duas bandas diferentes [975]. Alternativamente, pode ser variado o período de amostragem utilizado no sistema de controlo [976]–[978]. Em [979], [980] é apresentada a implementação da técnica de controlo de corrente por histerese para conversores CA-CC bidirecionais trifásicos de três níveis, nomeadamente as topologias NPC e *flying capacitor*, e em [981] é apresentada a implementação desta técnica de controlo com características de tolerância a falhas. Para além da implementação da técnica de controlo de corrente por histerese em coordenadas  $abc$ , em [982] é apresentada a sua implementação no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ , e em [983] é apresentada a sua implementação no sistema de coordenadas  $dq$ .

## Controlo de Corrente Proporcional Integral

A técnica de controlo de corrente PI é também uma das técnicas de controlo de corrente clássicas aplicadas a conversores de potência [968]–[970]. Tal como se sucede em qualquer controlador PI, esta técnica assenta no cálculo do erro entre uma variável de referência e a variável respetiva produzida pelo

sistema, sendo que neste caso a variável em questão é uma corrente e o sistema é o conversor de potência, e na consequente aplicação de um controlo com componente proporcional e componente integral. Ao contrário das técnicas de controlo previamente apresentadas, esta é do tipo linear, i.e., existe uma separação entre a compensação do erro da corrente e a modulação do conversor. A utilização de uma técnica de controlo de corrente linear requer a implementação de uma técnica de modulação de forma a gerar os sinais de comando a aplicar aos semicondutores de potência, sendo estas técnicas estudadas na próxima secção (3.5.3). A utilização de uma técnica de modulação permite que a frequência de comutação utilizada no conversor seja fixa, facilitando o dimensionamento dos filtros passivos do mesmo.

Para uma corrente de referência  $I_a$ , a técnica de controlo de corrente PI pode ser implementada de duas formas, nomeadamente por via estacionária ou síncrona. Esta classificação está relacionada com o tipo de referencial utilizado para a corrente a controlar. No caso do controlo de corrente PI estacionário, o controlo é efetuado no sistema de coordenadas  $abc$ , i.e., a corrente a controlar é variável no tempo e o seu valor utilizado na realimentação não necessita de qualquer transformada. Na Figura 3.94 é possível visualizar um exemplo de operação desta técnica de controlo aplicada a um conversor CA-CC bidirecional monofásico com filtro indutivo de indutância  $L$  do lado CA e tensão máxima produzida  $V$  na sintetização de uma corrente sinusoidal de amplitude  $I$ , onde se encontram representadas a corrente de referência ( $i_{ref,a}$ ), a corrente produzida ( $i_a$ ) e o valor de saída do controlador, neste caso representando o índice de modulação em amplitude aplicado ao conversor ( $m$ ). Na figura encontra-se representado um ciclo da frequência fundamental da corrente produzida ( $f$ ). Para além disso, estas grandezas podem ser vistas em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de amostragem  $T_s$ ) para três ângulos de fase distintos, nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da corrente produzida),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da corrente produzida) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da corrente produzida). Ao contrário das técnicas de controlo de corrente previamente analisadas, pode constatar-se que esta opera com frequência de comutação fixa, sendo visíveis quatro períodos de comutação ( $T_{sw}$ ) em cada uma das imagens em pormenor. Neste caso, fez-se  $T_s = T_{sw}$ , sendo possível observar na passagem por zero da corrente que o índice de modulação em amplitude é atualizado com a mesma frequência à qual a corrente é sintetizada. De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $L$  e  $f$  utilizados são os mesmos que anteriormente, bem como o número de níveis de tensão produzida (dois), sendo o valor de  $T_s$  igual ao valor utilizado na secção relativa ao controlo de corrente por amostragem periódica. Como tal, verifica-se

que, para as mesmas condições de operação, a técnica de controlo de corrente PI apresenta um melhor desempenho do que as técnicas de controlo de corrente não-lineares previamente analisadas.

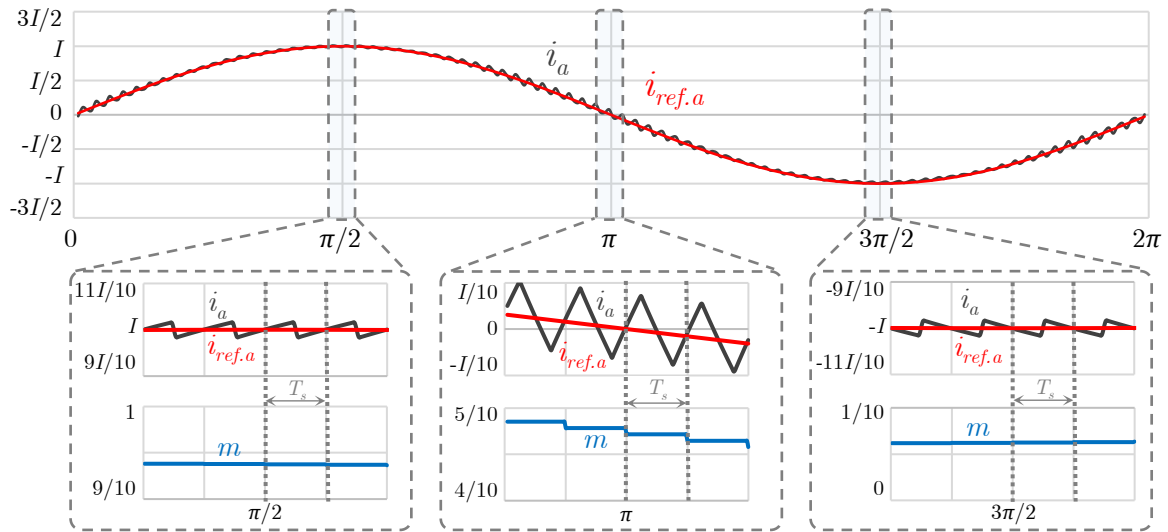


Figura 3.94 – Operação da técnica de controlo de corrente PI estacionário para uma corrente de referência sinusoidal.

A performance de um controlador de corrente PI depende naturalmente dos seus ganhos, sendo que estes devem ser ajustados tendo em consideração parâmetros como a tensão máxima produzida, os valores de indutância e/ou capacidade dos componentes existentes no filtro passivo, o valor da resistência de carga e a própria amplitude da corrente de referência. Como tal, uma desvantagem desta técnica de controlo é a necessidade de sintonização perante variações de carga. Para além disso, uma vez que a componente integral do controlador tem o intuito de eliminar o erro em regime permanente mas uma referência CA nunca é constante, esta técnica de controlo apresenta um erro intrínseco [968], [969], que pode ser reduzido com compensação *feedforward* [984], [985].

Por outro lado, o controlo de corrente PI síncrono é efetuado no sistema de coordenadas  $dq$ , i.e., a corrente a controlar encontra-se num referencial rotativo, pelo que, se a frequência deste referencial for igual à frequência da corrente a produzir, esta deixa de ser variável no tempo. O grande benefício desta abordagem prende-se com a eficácia dos controladores PI perante grandezas CC, uma vez que, como referido, a parte integral do controlador é responsável por eliminar o erro em regime permanente, não existindo o erro intrínseco presente em controladores PI com referências CA. Assim sendo, são utilizados dois controladores PI, nomeadamente um para a componente  $d$  e outro para a componente  $q$  da corrente [969], [970], [986]. Como referido em secções anteriores nesta tese, a transposição para o sistema de coordenadas  $dq$  requer a utilização da transformada de Park, sendo que, após a aplicação do controlo, é necessário utilizar a transformada inversa de Park de modo a obter o índice de modulação em



amplitude a aplicar ao conversor em coordenadas  $abc$ . De referir que estas transformadas necessitam de um ângulo de fase como parâmetro de entrada, pelo que este pode ser gerado com um integrador (malha aberta) ou obtido por intermédio de uma técnica de sincronização (malha fechada). Na Figura 3.95 é possível visualizar um exemplo de operação desta técnica de controlo aplicada a um conversor CA-CC bidirecional monofásico com filtro indutivo de indutância  $L$  do lado CA e tensão máxima produzida  $V$  na sintetização de uma corrente sinusoidal de amplitude  $I$ , com  $I_d = I$  e  $I_q = 0$ , onde se encontram representadas as correntes de referência em coordenadas  $abc$  ( $i_{ref.a}$ ) e em coordenadas  $dq$  ( $i_{ref.d}$ ,  $i_{ref.q}$ ), as respetivas correntes produzidas em coordenadas  $abc$  ( $i_a$ ) e em coordenadas  $dq$  ( $i_d$ ,  $i_q$ ) e o valor de saída do controlador em coordenadas  $abc$ , neste caso representando o índice de modulação em amplitude aplicado ao conversor ( $m$ ). Na figura encontra-se representado um ciclo da frequência fundamental da corrente produzida ( $f$ ). Para além disso, estas grandezas podem ser vistas em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de amostragem  $T_s$ ) para três ângulos de fase distintos, nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da corrente produzida),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da corrente produzida) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da corrente produzida). Tal como se sucede na técnica de controlo de corrente PI estacionário, pode constatar-se que esta opera com frequência de comutação fixa, sendo visíveis quatro períodos de comutação ( $T_{sw}$ ) em cada uma das imagens em pormenor. Neste caso, fez-se  $T_s = T_{sw}$ , sendo possível observar na passagem por zero da corrente que o índice de modulação em amplitude é atualizado com a mesma frequência à qual a corrente é sintetizada. De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $L$ ,  $f$ ,  $T_s$  e  $T_{sw}$  utilizados são os mesmos que anteriormente, bem como o número de níveis de tensão produzida (dois).

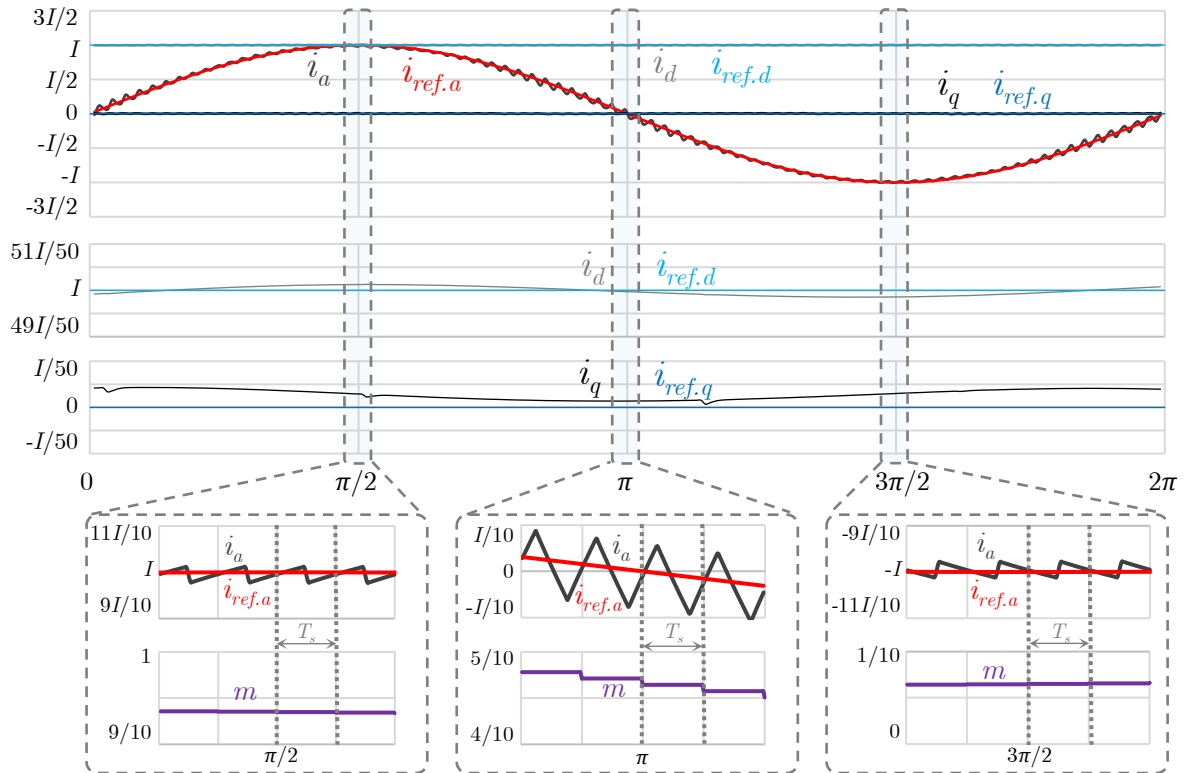


Figura 3.95 – Operação da técnica de controlo de corrente PI síncrono para uma corrente de referência sinusoidal.

Como referido, a técnica de controlo de corrente PI síncrono apresenta melhor desempenho do que a técnica de controlo de corrente PI estacionário no que diz respeito à eliminação do erro em regime permanente. Contudo, a versão síncrona apresenta uma resposta transitória menos satisfatória do que a versão estacionária, uma vez que a migração do sistema de coordenadas  $abc$  para  $dq$  não é feita instantaneamente.

## Controlo de Corrente Preditivo

A técnica de controlo de corrente preditivo aplicada a conversores fonte de tensão tem como base o cálculo da tensão a ser produzida de forma a anular o erro da corrente. Ao contrário da técnica de controlo de corrente PI, esta não implica a utilização de ganhos que dependem das condições de operação do conversor, dependendo, por outro lado, de parâmetros como os valores dos componentes constituintes dos filtros passivos. O controlo de corrente preditivo pode ser dividido em duas categorias principais, nomeadamente o controlo de corrente preditivo *deadbeat* e o *model predictive control*. O controlo de corrente preditivo *deadbeat* calcula a tensão a ser produzida pelo conversor com base numa expressão matemática, sendo possível a corrente produzida atingir a corrente de referência dentro de um determinado número de períodos de amostragem [987]–[989]. Considerando um conversor CA-CC

conectado a uma rede elétrica CA de tensão  $v_g$  por intermédio de um filtro passivo puramente indutivo de valor  $L$  (conectado em série), tem-se:

$$v_g(t) = L \frac{di(t)}{dt} + v_{cv}(t), \quad (3.12)$$

onde  $i(t)$  é a corrente absorvida à rede elétrica e  $v_{cv}(t)$  é o valor médio da tensão produzida pelo conversor durante um período de comutação, ambas as grandezas sendo referentes a um instante  $t$ . Utilizando um período de amostragem  $T_s$  suficientemente reduzido comparativamente ao período da corrente a sintetizar, o valor médio da tensão a ser produzida pelo conversor num dado instante de tempo discreto  $k$  ( $v_{cv}[k]$ ) de modo a anular o erro entre a corrente de referência ( $i_{ref}$ ) e a corrente produzida ( $i$ ) pode ser calculado através de [990]:

$$v_{cv}[k] = v_g[k] - \frac{L}{T_s} (2i_{ref}[k] - i_{ref}[k-1] - i[k]), \quad (3.13)$$

sendo que o índice de modulação em amplitude a aplicar ao conversor a cada instante ( $m_a[k]$ ) é dado por:

$$m_a[k] = \frac{1}{2} + \frac{v_{cv}[k]}{V_{MAX} - V_{MIN}}, \quad (3.14)$$

onde  $V_{MAX}$  e  $V_{MIN}$  são os valores máximo e mínimo possíveis da tensão produzida pelo conversor, respetivamente. Como tal, a técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* necessita de uma técnica de modulação, pelo que opera com frequência de comutação fixa. De referir que a equação (3.13) refere apenas uma possibilidade de implementação desta técnica de controlo, sendo possível encontrar na literatura outras possibilidades de implementação [987]–[989], [991]–[994].

Na Figura 3.96 é possível visualizar um exemplo de operação da técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* apresentada em [990] aplicada a um conversor CA-CC bidirecional monofásico com filtro indutivo de indutância  $L$  do lado CA e tensão máxima produzida  $V$  na sintetização de uma corrente sinusoidal de amplitude  $I$ , onde se encontram representadas a corrente de referência ( $i_{ref,a}$ ), a corrente produzida ( $i_a$ ) e o valor de saída do controlador, neste caso representando o índice de modulação em amplitude aplicado ao conversor ( $m$ ). Na figura encontra-se representado um ciclo da frequência fundamental da corrente produzida ( $f$ ). Para além disso, estas grandezas podem ser vistas em pormenor (i.e., durante quatro ciclos do período de amostragem  $T_s$ ) para três ângulos de fase distintos, nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da corrente produzida),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das

passagens por zero da corrente produzida) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da corrente produzida). Tal como se sucede nas técnicas de controlo de corrente PI, pode constatar-se que esta opera com frequência de comutação fixa, sendo visíveis quatro períodos de comutação ( $T_{sw}$ ) em cada uma das imagens em pormenor. Neste caso, fez-se  $T_s = T_{sw}$ , sendo possível observar na passagem por zero da corrente que o índice de modulação em amplitude é atualizado com a mesma frequência à qual a corrente é sintetizada. De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $L$ ,  $f$ ,  $T_s$  e  $T_{sw}$  utilizados são os mesmos que anteriormente, bem como o número de níveis de tensão produzida (dois).

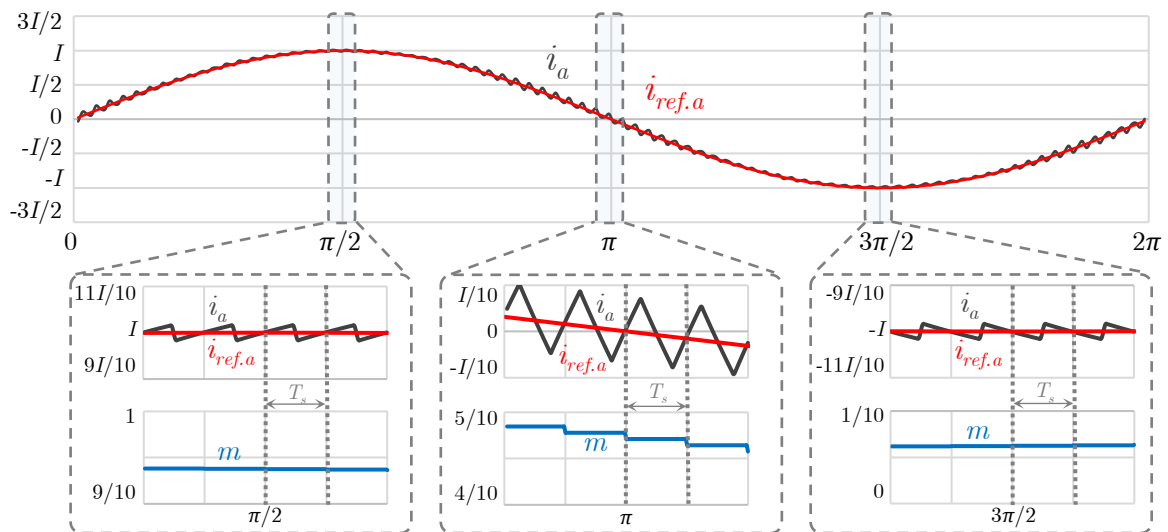


Figura 3.96 – Operação da técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* [990] para uma corrente de referência sinusoidal.

Apesar de não possuir ganhos, como referido, esta técnica de controlo é sensível a erros nos parâmetros do modelo do sistema. No caso em questão, em que o filtro passivo utilizado é apenas indutivo, a principal adversidade à implementação prática desta técnica de controlo reside no facto de o valor de indutância de uma bobina não ser constante com a frequência e com a corrente, variando de forma não-linear. De modo a atenuar esta discrepância, o valor da indutância pode ser modelado baseado na tensão da rede eléctrica, no caso de conversores CA-CC conectados à rede [988], modelado por uma equação polinomial com base na corrente que a atravessa [995], estimado baseado em observadores [996], ou simplesmente sendo aplicado um ganho ao seu valor nominal [997].

Para além da variante *deadbeat*, o outro grande grupo de técnicas de controlo de corrente preditivas é o *model predictive control*, também denominado *receding horizon control* ou *dynamic linear programming*, entre outras designações, sendo bastante utilizado na indústria [998]–[1000]. Ao contrário das técnicas de controlo de corrente previamente descritas, o *model predictive control* lida com valores passados, presentes e futuros das variáveis do sistema, prevendo erros futuros e agindo de forma a minimizar os

mesmos [1001]. Este grupo de técnicas de controlo pode ser dividido em *continuous control set* ou *finite control set*. Comparativamente à técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat*, também as técnicas baseadas em *model predictive control* utilizam um modelo do sistema eléctrico. Considerando um exemplo igual ao anteriormente analisado para a variante *deadbeat*, i.e., um conversor CA-CC bidirecional monofásico conectado a uma rede eléctrica CA de tensão  $v_g$  por intermédio de um filtro passivo puramente indutivo de valor  $L$  (conectado em série), a corrente a ser produzida pelo conversor ( $i$ ) num instante futuro  $k+1$  pode ser expressa por:

$$i[k+1] = i[k] + \frac{T_s}{L} (v_{cv}[k] - v_g[k]), \quad (3.15)$$

onde  $T_s$  é o período de amostragem do sistema de controlo e  $v_{cv}$  é o valor médio da tensão produzida pelo conversor durante um período de comutação. De modo a avaliar se a corrente produzida pelo conversor no instante  $k+1$  corresponde a um erro nulo, é necessário ter conhecimento da corrente de referência ( $i_{ref}$ ) no instante  $k+1$ . Esta pode ser extrapolada por um polinómio interpolador de Lagrange, neste caso por um polinómio de grau dois, originando [1002]:

$$i_{ref}[k+1] = 3i_{ref}[k] - 3i_{ref}[k-1] + i_{ref}[k-2]. \quad (3.16)$$

No caso de um *finite control set model predictive control*, de modo a prever o comportamento do sistema é necessário ter em conta os estados de operação do conversor. Tendo em conta o caso anterior, para um conversor CA-CC bidirecional monofásico de dois níveis, a tensão produzida pelo mesmo apresenta dois valores possíveis ( $V_{MAX}$  e  $V_{MIN}$ ). Considerando  $V_{MIN} = -V_{MAX}$ , a corrente a ser produzida pelo conversor no instante  $k+1$  pode ser predita por:

$$i[k+1] = \begin{cases} i[k] + \frac{T_s}{L} (V_{MAX} - v_g[k]), & \text{para } S=1 \\ i[k] - \frac{T_s}{L} (V_{MAX} + v_g[k]), & \text{para } S=0 \end{cases}, \quad (3.17)$$

onde  $S$  é o estado do conversor, sendo que  $S = 1$  corresponde ao estado responsável por produzir a tensão  $V_{MAX}$  e  $S = 0$  corresponde ao estado responsável por produzir a tensão  $-V_{MAX}$ . Após a predição das variáveis de estado, é necessário definir uma função de custo que minimize o erro entre a predição da corrente de referência e a corrente produzida no instante  $k+1$ . Esta função de custo ( $g$ ) é dada, no instante  $k$ , por:

$$g[k] = |i_{ref}[k+1] - i[k+1]|. \quad (3.18)$$

Uma vez que a corrente produzida no instante  $k+1$  apresenta duas possibilidades consoante o estado do conversor, como visto na equação (3.17), a função de custo é desdobrada em duas possibilidades. Assim sendo, o objetivo do controlo é selecionar o estado do conversor  $S$  que minimize a função de custo  $g$  no instante  $k$ , i.e., que minimize o erro da corrente (em módulo) no instante  $k+1$ . A Figura 3.97 ilustra o princípio de funcionamento desta técnica de controlo de corrente durante três períodos de amostragem ( $T_s$ ), podendo na Figura 3.97(a) visualizar-se a corrente de referência em tempo contínuo ( $i_{ref}$ ) e o resultado da estimação da mesma em tempo discreto ( $\hat{i}_{ref}$ ) para um avanço de um período de amostragem. Como se pode verificar, o valor de  $\hat{i}_{ref}$  estimado no instante  $k-2$  corresponde efetivamente ao valor que a variável contínua  $i_{ref}$  toma no instante  $k-1$ , verificando-se o mesmo para os períodos de amostragem seguintes, como pretendido através da equação (3.16). Para além destas variáveis, na Figura 3.97(b) é possível visualizar a corrente produzida pelo conversor ( $i$ ) e a corrente estimada durante o intervalo  $[k, k+1]$  para cada um dos casos possíveis consoante o estado do conversor ( $\hat{i}_0$  para  $S = 0$  e  $\hat{i}_1$  para  $S = 1$ ). De referir que  $\hat{i}_0$  e  $\hat{i}_1$  não correspondem diretamente às variáveis estimadas mas sim a uma hipotética evolução da corrente  $i$  em tempo contínuo, caso contrário teriam uma forma de onda semelhante à corrente estimada  $\hat{i}_{ref}$  devido à sua natureza digital. Como tal, foi utilizado um retentor de ordem um em vez de ordem zero, bem como um período de amostragem de atraso, de forma a proporcionar uma melhor perceção visual da corrente produzida pelo conversor. Pode constatar-se que, no instante  $k$ , a corrente  $i$  é inferior à sua referência estimada para  $k+1$  ( $\hat{i}_{ref}$ ), pelo que a função de custo avalia ambas as hipóteses  $\hat{i}_0$  e  $\hat{i}_1$  e, neste caso, determina que  $\hat{i}_1$  representa o valor cujo desvio de  $\hat{i}_{ref}$  é menor, impondo ao conversor a sua operação no estado  $S = 1$  durante o intervalo  $[k, k+1]$ . Caso se verificasse o oposto, o conversor operaria no estado  $S = 0$  e a corrente  $i$  seria igual a  $\hat{i}_0$  durante o intervalo de tempo indicado. Uma vez que no intervalo anterior  $[k-1, k]$  o conversor já havia operado neste estado, tal significa que não ocorreria uma troca de estado, i.e., o período de comutação do conversor seria mais longo. Como tal, esta técnica de controlo de corrente não opera com frequência de comutação fixa.

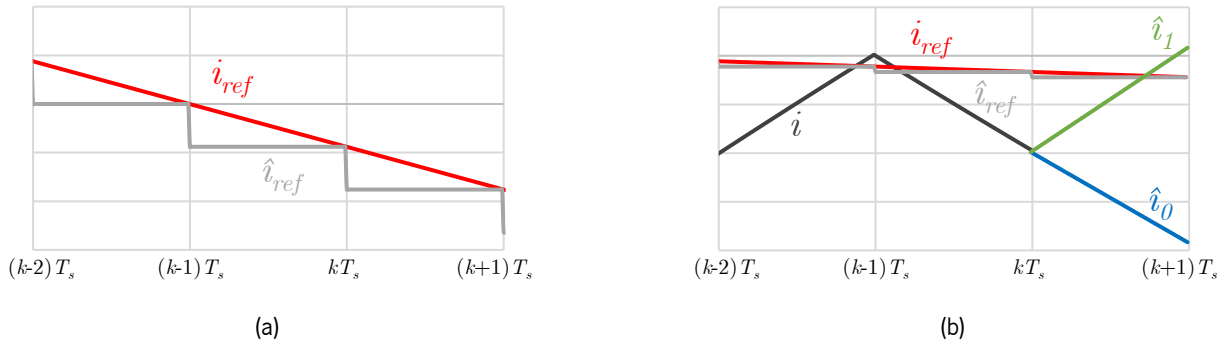


Figura 3.97 – Operação da técnica de controlo de corrente *finite control set model predictive control*: (a) Estimação da corrente de referência; (b) Casos possíveis de evolução da corrente produzida.

Na Figura 3.98 é possível visualizar um exemplo de operação da técnica de controlo de corrente *finite control set model predictive control* aplicada a um conversor CA-CC bidirecional monofásico com filtro indutivo de indutância  $L$  do lado CA e tensão máxima produzida  $V$  na sintetização de uma corrente sinusoidal de amplitude  $I$ , onde se encontram representadas a corrente de referência ( $i_{ref,a}$ ), a corrente produzida ( $i_a$ ) e o estado do conversor resultante da minimização da função de custo ( $S$ ). Na figura encontra-se representado um ciclo da frequência fundamental da corrente produzida ( $f$ ). Para além disso, estas grandezas podem ser vistas em pormenor (i.e., durante vinte ciclos do período de amostragem  $T_s$ ) para três ângulos de fase distintos, nomeadamente em  $\pi/2$  ( $90^\circ$ , i.e., o pico positivo da corrente produzida),  $\pi$  ( $180^\circ$ , i.e., uma das passagens por zero da corrente produzida) e  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ , i.e., o pico negativo da corrente produzida). De referir que os valores de  $V$ ,  $I$ ,  $L$  e  $f$  utilizados são os mesmos que anteriormente, bem como o número de níveis de tensão produzida (dois), apenas sendo alterado o valor de  $T_s$  que, neste caso, foi diminuído dez vezes (tal como na técnica de controlo de corrente por amostragem periódica) de modo a evitar a saturação na tensão produzida. Através da corrente produzida  $i_a$  é possível verificar a variação da frequência de comutação, sendo naturalmente mais baixa nos momentos de menor variação da corrente de referência  $i_{ref,a}$  (em  $\pi/2$  e  $3\pi/2$ , ângulos de fase para os quais a derivada de uma senoide é nula) e mais elevada nos momentos de maior variação da corrente de referência (em  $0$  e  $\pi$ , ângulos de fase para os quais a derivada de uma senoide é máxima). Através das imagens em pormenor é possível verificar que o valor máximo da frequência de comutação (atingido no ângulo de fase  $\pi$ ) é igual  $1/(2T_s)$ , i.e., metade da frequência de amostragem, correspondendo ao valor máximo que se pode obter com esta técnica de controlo, o que se traduz numa troca de estado da variável  $S$  a cada período de amostragem. Por outro lado, a frequência de comutação mínima (atingida nos ângulos de fase  $\pi/2$  e  $3\pi/2$ ) é de  $1/(16T_s)$ , i.e., dezasseis vezes menor do que a frequência de amostragem, para o caso em questão.

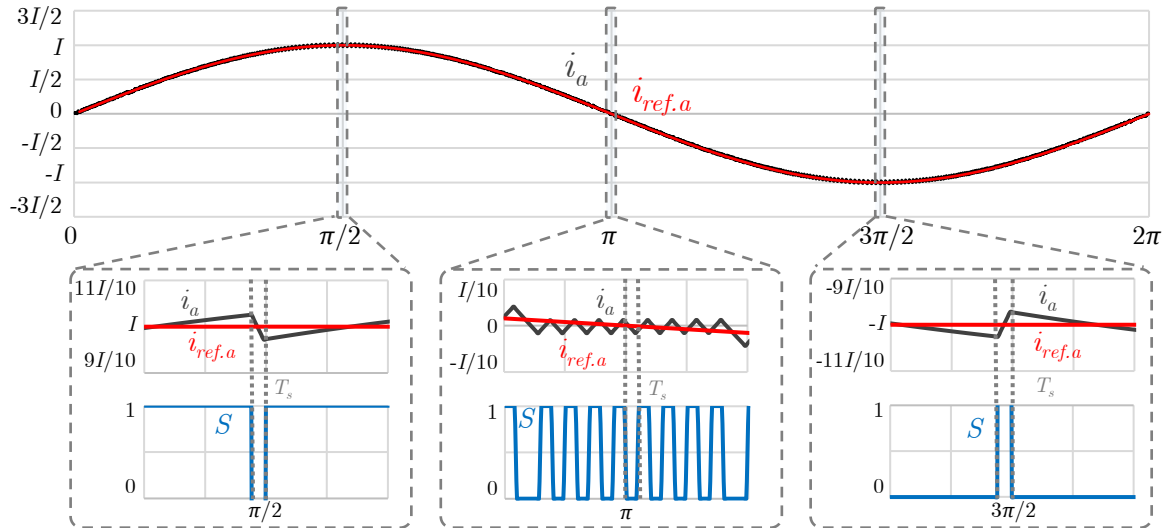


Figura 3.98 – Operação da técnica de controlo de corrente *finite control set model predictive control* para uma corrente de referência sinusoidal.

De referir que, para fins de simplificação, o exemplo fornecido utiliza um horizonte de previsão unitário, i.e., o objetivo do controlo é referente ao instante  $k+1$ , apenas um instante de amostragem no futuro. No entanto, é possível utilizar um número inteiro indefinido  $N$  para o horizonte de previsão, sendo o objetivo do controlo aplicado ao instante  $k+N$ . Em termos gerais, horizontes de previsão mais elevados contribuem para um aumento da performance do controlo, no entanto aumentam o custo computacional envolvido [1003], [1004]. No entanto, em sistemas de eletrônica de potência é comum utilizar-se um horizonte de previsão unitário por oferecer uma resposta transitória rápida [1005].

Por outro lado, no caso de um *continuous control set model predictive control*, o comportamento do sistema não é previsto baseado num número finito de estados de operação do conversor, sendo utilizados os conceitos de resposta natural e resposta forçada de modo a obter o vetor de saídas previstas do sistema. A otimização é satisfeita analiticamente forçando a zero a derivada da função de custo, sendo a saída do controlador aplicada a um modulador [1006]. Como tal, a técnica de controlo de corrente *model predictive control* com *continuous control set* opera com frequência de comutação fixa.

Em aplicações de eletrônica de potência utilizando *model predictive control*, a variante *finite control set* é especialmente utilizada, podendo ser encontrados exemplos de aplicação tais como conversores conectados à rede elétrica [1007], [1008], *microgrids* [1009], sistemas solares fotovoltaicos [1010] e no acionamento de máquinas elétricas [1011]–[1014]. Apesar de tradicionalmente se tratar de uma técnica de controlo de corrente que opera com frequência de comutação variável, na literatura podem ser encontradas variantes baseadas em *finite control set* capazes de operar com frequência de comutação fixa [1015]–[1017].



### 3.5.3 Técnicas de Modulação

Em aplicações de eletrónica de potência, os semicondutores que constituem um conversor apenas devem operar nas regiões de corte e de condução plena, sendo indesejável a operação na zona linear de condução. Isto deve-se ao facto de a região de corte se caracterizar por uma corrente praticamente nula a atravessar o semiconductor (existindo apenas uma corrente de fugas geralmente desprezável) e a região de condução plena se caracterizar por uma baixa queda de tensão aos terminais do mesmo. Uma vez que a potência dissipada num semiconductor corresponde ao produto destas duas grandezas, depreende-se que a operação nas regiões de corte e de condução plena se traduzem numa potência dissipada reduzida. Por outro lado, a zona linear de condução envolve valores consideráveis de tensão e corrente em simultâneo, pelo que a potência dissipada é bastante considerável comparativamente às duas regiões de operação previamente referidas.

Contudo, de modo a poder controlar a tensão produzida por conversores fonte de tensão utilizando apenas os valores de tensão discretos permitidos pelo conversor, torna-se necessário modular o sinal que se pretende sintetizar, estabelecendo o estado que os semicondutores devem assumir de modo a produzir a tensão requerida. Esta modulação pode ser efetuada através da frequência ou da largura de pulso (*duty cycle*), sendo que este valor de frequência corresponderá à frequência de comutação dos semicondutores. Por exemplo, as técnicas de controlo de corrente não-lineares previamente apresentadas operam com frequência de comutação variável, ao passo que as lineares operam com frequência de comutação fixa. Enquanto nas primeiras não é utilizada qualquer técnica de modulação, nas últimas a modulação é efetuada através da variação do *duty cycle* mantendo constante a frequência de comutação. Como referido previamente, a utilização de uma técnica de modulação permite que a frequência de comutação utilizada no conversor seja fixa, facilitando o dimensionamento dos filtros passivos do mesmo.

Assim sendo, esta secção visa abordar as principais técnicas de modulação aplicáveis a conversores de potência. Estas são divididas em dois grandes grupos, nomeadamente a modulação por largura de pulso (PWM), já referida no princípio de funcionamento do conversor CC-CC *buck-boost* (secção 3.3.1), e a modulação por vetores espaciais (*space vector modulation* – SVM) [1018].

#### Modulação por Largura de Pulso (PWM)

Como referido na secção 3.3.1, uma técnica de PWM consiste na comutação repetida entre os estados de operação de um conversor de modo a estabelecer uma tensão ou uma corrente com valor médio

controlado, sendo este valor controlado para o valor desejado mantendo fixa a frequência de comutação dos semicondutores em operação mas variando a relação entre os tempos em que os mesmos se encontram ativos (tempo a *on*) e o período total de um ciclo de comutação ( $T_{sw}$ ). A esta relação dá-se o nome de *duty cycle* ( $D$ ), grandeza que pode tomar qualquer valor compreendido num intervalo entre 0 (semicondutor permanentemente inativo) e 1 (semicondutor permanentemente ativo). No caso de conversores fonte de tensão, a tensão produzida será tanto maior quanto maior for o *duty cycle*, mantendo inalteradas as restantes condições de operação. As técnicas de PWM na sua forma mais básica são relativamente simples de implementar e são vastamente utilizadas quer em conversores CA-CC quer CC-CC.

Uma técnica de PWM necessita de uma onda moduladora e uma onda portadora. A onda moduladora consiste na variável a produzir (uma tensão no caso de um conversor fonte de tensão), sendo que a onda portadora consiste numa onda dente de serra (tipicamente do tipo triangular) cuja frequência se traduz na frequência de comutação dos semicondutores de potência. A comparação entre ambas as ondas origina os sinais de comando a aplicar aos semicondutores de potência, sendo que, quando existem pares de semicondutores complementares, o sinal resultante da comparação é tipicamente aplicado ao semicondutor responsável por produzir uma tensão positiva e o sinal negado da comparação é aplicado ao semicondutor responsável por produzir uma tensão negativa. A utilização desta técnica com ondas moduladoras sinusoidais, vulgarmente denominada PWM sinusoidal, foi apresentada em 1964 [1019].

De modo a aumentar a qualidade da onda produzida, é conveniente que a frequência da onda portadora ( $f_{sw}$ ) seja bastante superior à frequência da onda moduladora ( $f$ ), sendo que o rácio entre ambas as frequências é designado por índice de modulação em frequência ( $m_f$ ), como representado na equação (3.19). Quanto maior este índice, melhor será a qualidade da onda da grandeza a controlar. De referir que esta grandeza é filtrada de forma a reduzir as componentes de alta frequência consequentes da onda portadora e obter-se uma grandeza produzida maioritariamente constituída pela componente fundamental desejada, sendo tipicamente utilizado um filtro indutivo para se obter uma corrente controlada ou um filtro capacitivo para se obter uma tensão controlada.

$$m_f = \frac{f_{sw}}{f}. \quad (3.19)$$

Para além do índice de modulação em frequência também existe o índice de modulação em amplitude ( $m_a$ ), já referido na secção anterior relativamente à técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat*. Este pode ser calculado pela equação previamente apresentada na mesma secção (3.14) em função da

tensão produzida pelo conversor e das tensões máxima e mínima possíveis de produzir, podendo também ser calculado através do rácio entre as amplitudes da onda moduladora ( $M$ ) e da onda portadora ( $P$ ), como representado na equação (3.20). Ao contrário do valor de  $m_f$ , que convém ser bastante superior a 1, o valor de  $m_a$  deve situar-se entre 0 e 1 sem atingir os extremos de modo a garantir a operação do conversor com frequência de comutação fixa, caso contrário ocorre um fenómeno ao qual se chama sobremodulação, deixando de existir linearidade na modulação e originando distorção na onda sintetizada.

$$m_a = \frac{M}{P}. \quad (3.20)$$

Relativamente a conversores CA-CC, a técnica de PWM mais simples é denominada bipolar, necessitando apenas de uma onda moduladora e de uma onda portadora. Como tal, existe apenas uma comparação, pelo que é gerado apenas um sinal de comando e o respetivo sinal complementar. Em conversores CA-CC em meia ponte, por exemplo, esta é a única variante de PWM aplicável. A Figura 3.99 ilustra um exemplo de aplicação da técnica de PWM bipolar para uma onda moduladora sinusoidal, onde podem ser vistas a onda moduladora ( $m$ ), a onda portadora ( $p$ ), a tensão produzida pelo conversor ( $v_{cv}$ ) e o resultado da comparação ( $comp$ ), encontrando-se representado um período da onda moduladora. Neste caso foi utilizado  $m_f = 20$ , i.e., a frequência da onda portadora (e, conseqüentemente, de comutação) é 20 vezes superior à frequência da onda moduladora, tratando-se de um valor reduzido de modo a proporcionar uma melhor perceção visual das variáveis envolvidas. Para além disso, fez-se  $m_a = 0,8$ , significando que os valores máximo e mínimo de  $p$  são 0,9 e 0,1, respetivamente. Como tal, o *duty cycle* aplicado aos semicondutores de potência oscila entre estes mesmos valores. Dado só existir uma comparação, as formas de onda de  $comp$  e de  $v_{cv}$  são iguais, i.e., o conversor produz a tensão  $V_{MAX}$  quando  $comp = 1$  (quando  $m > p$ ) e a tensão  $-V_{MAX}$  quando  $comp = 0$  (quando  $m < p$ ), sendo o sinal  $comp$  aplicado ao(s) semicondutor(es) producente(s) do nível de tensão  $V_{MAX}$  e o sinal negado de  $comp$  sendo aplicado ao(s) semicondutor(es) complementar(es). De referir que neste exemplo foi utilizada uma onda triangular para a onda portadora, mas qualquer tipo de onda dente de serra produziria o mesmo efeito.

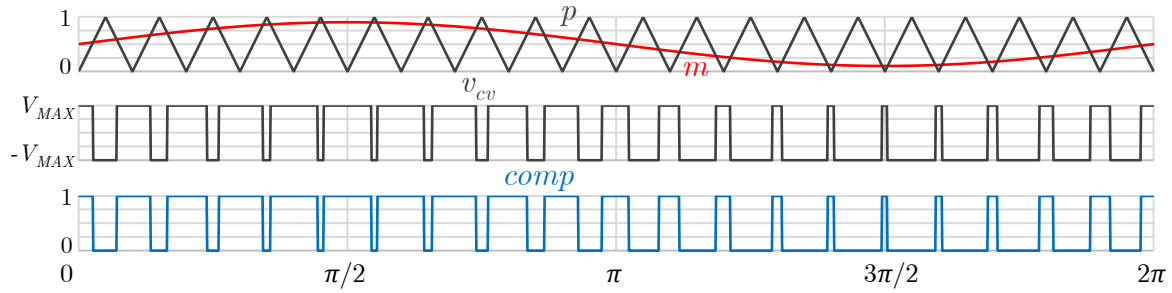


Figura 3.99 – Operação da técnica de PWM bipolar para uma onda moduladora sinusoidal.

Apesar de ser possível aplicar a técnica de PWM bipolar ao vastamente utilizado conversor CA-CC em ponte completa, esta não tira o máximo proveito desta topologia de conversor de potência, uma vez que esta é capaz de produzir um terceiro nível de tensão (zero), como analisado na secção 3.2.2. De maneira a produzir o terceiro nível de tensão, a abordagem mais utilizada é denominada PWM unipolar. Ao contrário da técnica de PWM bipolar, são utilizadas duas ondas moduladoras em vez de apenas uma, sendo que a segunda onda moduladora corresponde à inversão da primeira. Desta forma, são efetuadas duas comparações, sendo a saída de cada comparação e o respetivo sinal negado aplicado a cada par complementar de semicondutores de potência. A Figura 3.100 ilustra um exemplo de aplicação da técnica de PWM unipolar para uma onda moduladora sinusoidal, onde podem ser vistas a onda moduladora positiva ( $m_1$ ), a onda moduladora invertida ( $m_2$ ), a onda portadora ( $p$ ), a tensão produzida pelo conversor ( $v_{cv}$ ) e o resultado das comparações ( $comp_1$  e  $comp_2$ ), sendo  $comp_x$  obtido através da comparação entre  $m_x$  e  $p$ . Na figura encontra-se representado um período da onda moduladora, sendo utilizado  $m_f = 20$  e  $m_a = 0,8$ , tal como no exemplo anterior. Constata-se que a tensão produzida  $v_{cv}$  apresenta três níveis, tomando os valores  $V_{MAX}$  e 0 quando  $m_1 > m_2$  (por outras palavras, quando  $m_1 > 0,5$ ) e tomando os valores  $-V_{MAX}$  e 0 quando  $m_1 < m_2$  (por outras palavras, quando  $m_1 < 0,5$ ).

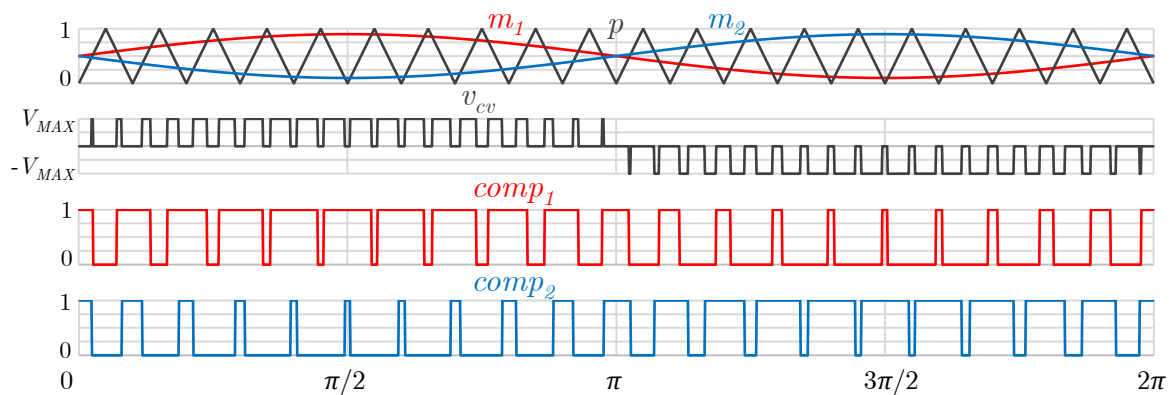


Figura 3.100 – Operação da técnica de PWM unipolar para uma onda moduladora sinusoidal.

Para além da produção de um terceiro nível de tensão, a utilização da técnica de PWM unipolar proporciona a produção de uma tensão com o dobro da frequência de comutação dos semicondutores, como se pode verificar na figura. Tal acontece devido à utilização de uma onda portadora do tipo triangular. Na Figura 3.101 encontra-se representado um pormenor da figura anterior em torno do ângulo de fase  $\pi/2$ , ou seja, em torno do valor máximo de  $m_1$  (0,9) para dois casos distintos, nomeadamente utilizado uma onda dente de serra (Figura 3.101(a)) ou uma onda triangular (Figura 3.101(b)) para a onda portadora, ambas com a mesma frequência, estando representados dois períodos de comutação em cada caso. Como se pode constatar, caso se utilizasse uma onda dente de serra para a onda portadora, o terceiro nível de tensão seria também produzido, mas deixaria de existir o efeito duplicativo na frequência da tensão produzida. A vantagem de utilizar uma onda triangular para a onda portadora reside no facto de esta fazer com que os pulsos fiquem alinhados ao centro em vez de alinhados à esquerda (ou à direita, caso se utilizasse uma onda dente de serra descendente), proporcionando a duplicação da frequência da tensão produzida pelo conversor com a técnica de PWM unipolar. Para além disso, em conversores de potência no geral, a utilização de pulsos simétricos proporciona melhores resultados em termos de distorção harmónica. Como tal, é mais comum a utilização de ondas portadoras do tipo triangular em aplicações de eletrónica de potência.

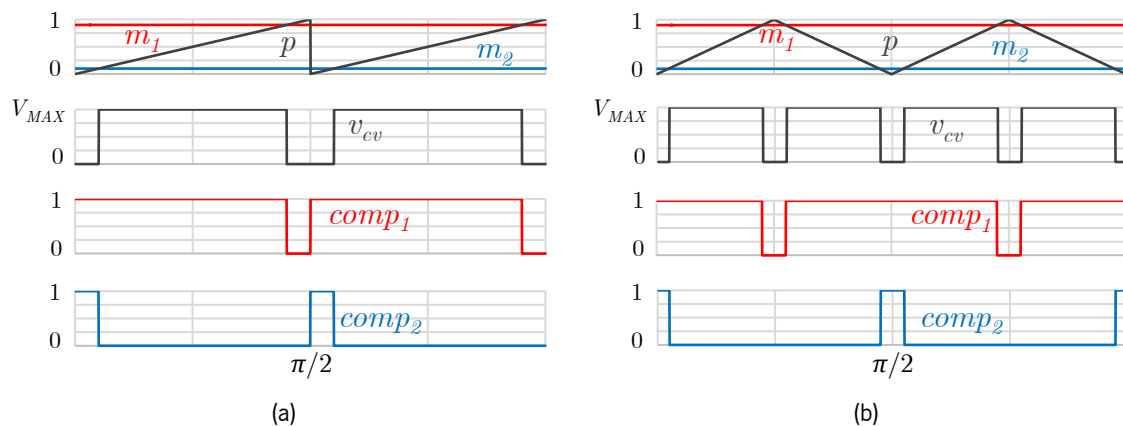


Figura 3.101 – Operação da técnica de PWM unipolar para uma onda portadora do tipo: (a) Dente de serra; (b) Triangular.

De referir que a produção de três níveis de tensão em conversores CA-CC em ponte completa também é possível aplicando uma técnica de PWM bipolar a apenas um dos braços do conversor e mantendo o outro braço a trocar de estado à frequência fundamental da tensão produzida, reduzindo a potência dissipada nos semicondutores. No entanto, perde-se o efeito multiplicativo na frequência da tensão produzida.

No caso de conversores de potência capazes de produzir mais do que três níveis de tensão, i.e., topologias multinível, é necessário gerar um número mais elevado de comparações para gerar os sinais

de comando para os vários semicondutores de potência que constituem estas topologias. Para tal, a abordagem mais simples consiste em aumentar o número de ondas portadoras, podendo estas ser distribuídas na vertical ou na horizontal. Na Figura 3.102 encontra-se representado um exemplo de aplicação da técnica de PWM multinível com distribuição vertical de ondas portadoras para uma onda moduladora sinusoidal, sendo mantidos os valores  $m_f = 20$  e  $m_a = 0,8$ . Na figura podem ver-se a onda moduladora ( $m_f$ ), quatro ondas portadoras ( $p_1 - p_4$ ), a tensão produzida pelo conversor ( $v_{cv}$ ) e o resultado das quatro comparações ( $comp_1 - comp_4$ ) durante um período da onda moduladora, sendo  $comp_x$  obtido através da comparação entre  $m$  e  $p_x$ . Em relação aos exemplos previamente apresentados, a amplitude de cada onda portadora é quatro vezes menor, cada uma tendo valores médios distintos de forma a garantir uma distribuição vertical. Uma vez que a onda moduladora possui uma amplitude superior à das ondas portadoras, ocorre sobremodulação durante grande parte do tempo em cada uma das comparações, como se pode visualizar pela falta de comutações nas variáveis  $comp_1 - comp_4$  em certos momentos. Este fenómeno permite a produção de cinco níveis de tensão, como se pode visualizar na forma de onda de  $v_{cv}$ . De referir que, para  $m_a < 0,5$ , as comparações com as ondas portadoras  $p_1$  e  $p_4$  não sofreriam alterações de estado, pelo que a tensão produzida apenas conteria três níveis em vez de cinco. Apesar de não haver efeito multiplicativo na frequência desta tensão, este tipo de distribuição de ondas portadoras permite reduzir o número de comutações dos semicondutores de potência, reduzindo a potência dissipada nos mesmos. Contudo, uma desvantagem deste tipo de distribuição de ondas portadoras é o desequilíbrio provocado a nível de potência, sendo tipicamente aplicado em conversores que não podem ser operados com outro tipo de distribuição, como é o caso de conversores CA-CC bidirecionais NPC em meia-ponte.

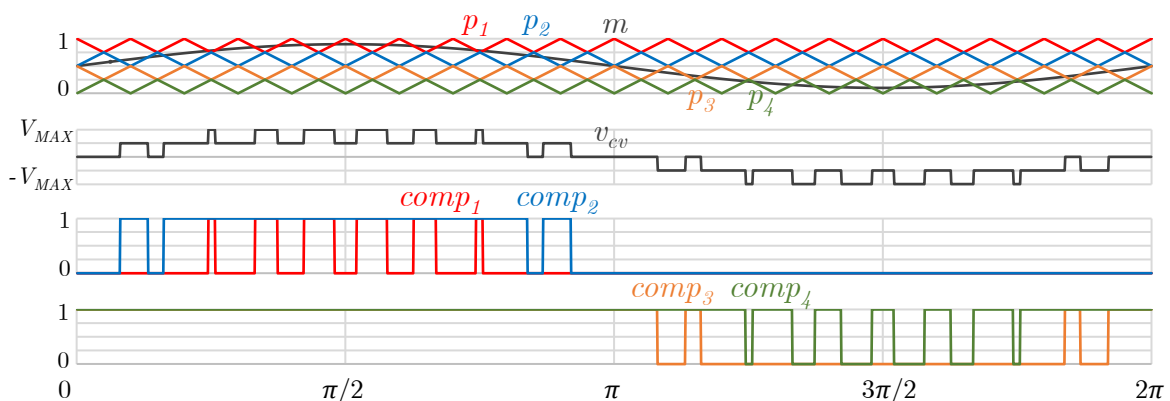


Figura 3.102 – Operação da técnica de PWM multinível com distribuição vertical de ondas portadoras para uma onda moduladora sinusoidal.

Deve ser referido que a distribuição vertical de ondas portadoras pode ser efetuada de três formas diferentes, nomeadamente mantendo-as com a mesma fase (vulgarmente designado na literatura como *phase disposition*), colocar a metade inferior das ondas portadoras em oposição de fase com a metade superior (*phase opposition disposition*) ou colocar ondas portadoras consecutivas em oposição de fase (*alternative phase opposition disposition*) [1020], [1021], sendo esta última a que se encontra aplicada no exemplo acima. Tanto esta abordagem como a *phase opposition disposition* proporcionam uma tensão produzida com simetria de meio ciclo, sendo mais convenientemente aplicadas a conversores CA-CC monofásicos. Contudo, para conversores CA-CC trifásicos, a abordagem *phase disposition* é mais vantajosa em termos de cancelamento de harmónicos resultantes da frequência de comutação [1022], [1023].

Por outro lado, numa distribuição horizontal de ondas portadoras, estas possuem a mesma amplitude e valor médio do que as utilizadas nas técnicas de PWM producentes de dois ou três níveis de tensão, tendo, no entanto, diferentes valores de ângulo de fase inicial de forma a criar uma distribuição horizontal entre as mesmas. A Figura 3.103 ilustra um exemplo de aplicação da técnica de PWM multinível com distribuição horizontal de ondas portadoras para uma onda moduladora sinusoidal, sendo mantidos os valores  $m_f = 20$  e  $m_a = 0,8$ . Na figura podem ver-se a onda moduladora ( $m_f$ ), quatro ondas portadoras ( $p_1 - p_4$ ), a tensão produzida pelo conversor ( $v_{cv}$ ) e o resultado das quatro comparações ( $comp_1 - comp_4$ ) durante um período da onda moduladora, sendo  $comp_x$  obtido através da comparação entre  $m$  e  $p_x$ . Tratando-se de quatro ondas portadoras, o desfasamento entre ondas consecutivas é de um quarto de período. Neste caso, a amplitude da onda moduladora é inferior à amplitude das ondas portadoras, pelo que todas as comparações possuem frequência de comutação fixa. Apesar de não reduzir o número de comutações dos semicondutores de potência, este tipo de distribuição de ondas portadoras proporciona a multiplicação da frequência da tensão produzida por um fator igual ao número de ondas portadoras, neste caso quatro. Tal como se sucede na distribuição vertical de ondas portadoras, para  $m_a < 0,5$ , a tensão produzida apenas conteria três níveis em vez de cinco, uma vez que a onda moduladora nunca seria maior do que duas ondas portadoras consecutivas em simultâneo, continuando a manter-se, contudo, o efeito multiplicativo na frequência devido ao facto de haver sempre trocas de estado nas comparações. Para além disso, ao contrário do que se verifica nos tipos de distribuição vertical, garante-se um equilíbrio de potência no conversor, pelo que este tipo de distribuição de ondas portadoras é utilizado em topologias de conversores CA-CC bidirecionais como *flying capacitor* e ponte completa em cascata com configuração simétrica. Para além de conversores CA-CC, a distribuição horizontal de ondas portadoras é também utilizada em conversores CC-CC *buck-boost interleaved* e multinível que, como

analisado nas secções 3.3.2 e 3.3.7, respetivamente, são capazes de produzir na sua saída uma corrente (*interleaved*) e uma tensão (multinível) com uma frequência multiplicada em relação à frequência de comutação.

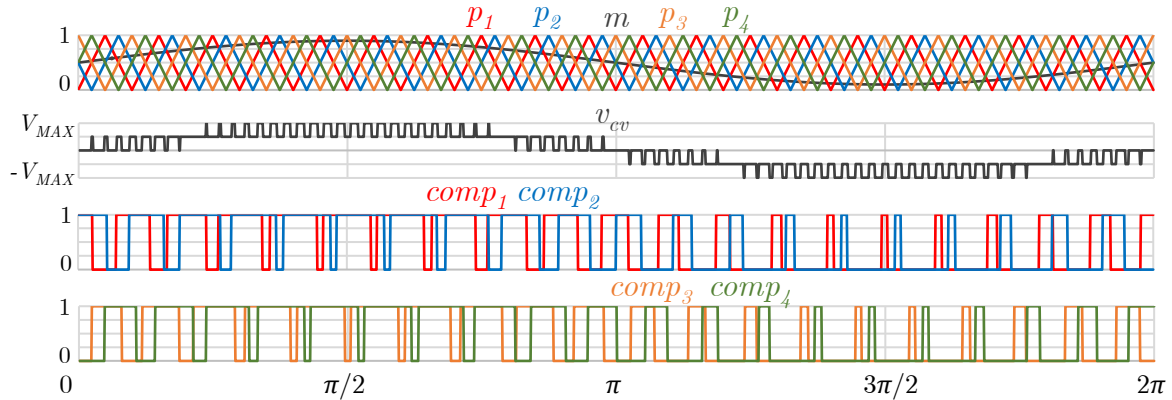


Figura 3.103 – Operação da técnica de PWM multinível com distribuição horizontal de ondas portadoras para uma onda moduladora sinusoidal.

Alternativamente, em vez de se aumentar o número de ondas portadoras também é possível aumentar o número de ondas moduladoras. Por exemplo, a distribuição vertical de ondas portadoras apresentada na Figura 3.102 pode ser substituída pela utilização de ondas moduladoras modificadas, tal como se pode visualizar na Figura 3.104(a). Neste caso são utilizadas quatro ondas moduladoras e apenas uma onda portadora, sendo que cada onda moduladora  $m_x$  substitui uma onda portadora  $p_x$  da Figura 3.102. Por outro lado, quando aplicado a um conversor CA-CC em ponte completa em cascata de duas células com configuração simétrica, o mesmo resultado da Figura 3.103 poderia ser obtido se se acrescentasse uma onda moduladora invertida, similarmente à técnica de PWM unipolar, utilizando apenas duas ondas portadoras, a primeira tendo fase inicial nula e a segunda tendo fase inicial de um quarto de ciclo, como representado na Figura 3.104(b). Duas ondas moduladoras e duas ondas portadoras originam quatro combinações, sendo cada uma aplicada a um par complementar de semicondutores de potência.

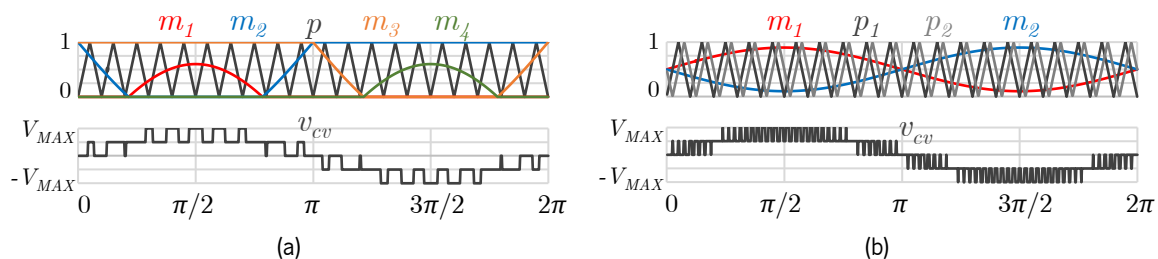


Figura 3.104 – Operação da técnica de PWM multinível com múltiplas ondas moduladoras: (a) Quatro ondas moduladoras e uma onda portadora; (b) Duas ondas moduladoras e duas ondas portadoras.



Para além das distribuições vertical e horizontal de ondas portadoras e da utilização de ondas moduladoras modificadas, na literatura é possível encontrar abordagens mais complexas que envolvem a manipulação de ondas portadoras, tais como a sua permutação [1024], reconstrução [1025] ou a combinação de ambas [1026], a adição de uma componente oscilante com o dobro da frequência da rede elétrica [1027], a variação do desfasamento entre ondas portadoras com distribuição horizontal [1028], a variação da fase de ondas portadoras com distribuição vertical [1029], a utilização de ondas portadoras do tipo dente de serra com troca periódica do declive [1030], a sobreposição de ondas portadoras [1031], a utilização de ondas portadoras modificadas baseadas em ondas triangulares e em rampa [1032], a variação da frequência da onda portadora dentro de um período da onda moduladora [1033] e a utilização de ondas portadoras de diferentes frequências [1034]. Estas técnicas têm como objetivos permitir a operação de conversores CA-CC multinível em equilíbrio em termos de potência mesmo em condições de desequilíbrio nas tensões de alimentação e aumentar a qualidade das tensões produzidas através da redução de determinados harmónicos de baixa ordem.

Em termos de tensão produzida através de técnicas de PWM, como se pode constatar através das equações (3.14) e (3.20) relativas ao índice de modulação em amplitude, a tensão máxima produzida por um conversor CA-CC tem uma amplitude teórica de  $V_{MAX}$ , i.e., para  $m_a = 1$ . No entanto, é possível produzir tensões mais elevadas se à componente fundamental da onda moduladora se acrescentar o seu terceiro harmónico. Esta abordagem é especialmente vantajosa em sistemas trifásicos a três fios, uma vez que o harmónico de ordem três é um harmónico de sequência zero, i.e., soma-se no neutro, que é inexistente nos sistemas trifásicos a três fios. A Figura 3.105 ilustra a decomposição de uma onda moduladora  $m$  nas duas frequências que a constituem, nomeadamente a fundamental ( $m_{1f}$ ) e o terceiro harmónico ( $m_{3f}$ ). Como se pode verificar, a componente fundamental excede os valores teóricos máximo (1) e mínimo (0), i.e., ocorre sobremodulação; contudo, a onda que é efetivamente utilizada na modulação ( $m$ ) não excede estes valores, garantindo uma frequência de comutação fixa. Tal acontece adicionando um terceiro harmónico com um sexto da amplitude da componente fundamental [1035].

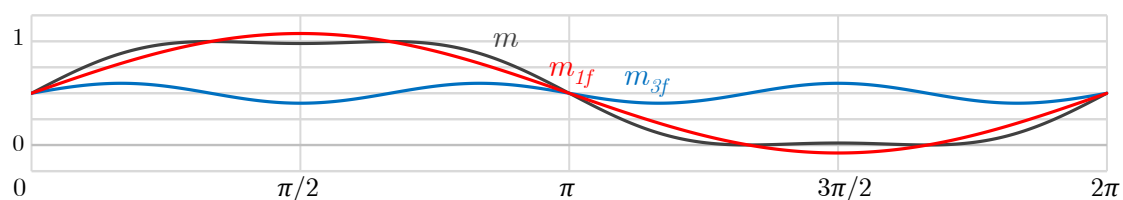


Figura 3.105 – Onda moduladora ( $m$ ) decomposta nas suas componentes fundamental ( $m_{1f}$ ) e terceiro harmónico ( $m_{3f}$ ) resultante da técnica de PWM com injeção de terceiro harmónico.

Num conversor CA-CC trifásico a três fios e três braços com uma tensão no barramento CC igual a  $V_{MAX}$ , capaz de produzir apenas tensões compostas, a amplitude da tensão composta produzida pelo conversor ( $V_{FF}$ ) pode ser calculada em função do índice de modulação em amplitude ( $m_a$ ) por:

$$V_{FF} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_a V_{MAX}. \quad (3.21)$$

Como tal, o valor máximo teórico da amplitude da tensão composta produzida pelo conversor ( $V_{FFMAX}$ ) é atingido para  $m_a = 1$ , sendo dado por:

$$V_{FFMAX} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{MAX}, \quad (3.22)$$

ou seja, cerca de 86,6% da tensão total disponível no barramento CC. A adição de um terceiro harmónico com um sexto da amplitude da componente fundamental faz com que os valores máximos da componente total ( $M$ ) e da fundamental ( $M_{1f}$ ) se relacionem da seguinte forma:

$$M_{1f} = \frac{2}{\sqrt{3}} M, \quad (3.23)$$

ou seja, a componente fundamental possui um valor máximo cerca de 1,1547 vezes maior do que a componente total. Isto significa que o índice de modulação em amplitude pode tomar um valor de 1,1547, pelo que com injeção de terceiro harmónico é possível produzir tensões de amplitude cerca de 15,47% superior. Desta forma, é possível produzir tensões compostas de amplitude  $V_{MAX}$ , ou seja, utilizando a totalidade da tensão disponível no barramento CC para o caso do conversor referido. A Figura 3.106 ilustra uma comparação entre as tensões compostas produzidas por um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ) sem (Figura 3.106(a)) e com (Figura 3.106(b)) injeção de terceiro harmónico, sendo que as ondas moduladoras ( $m_a$ ,  $m_b$ ,  $m_c$ ) tomam os valores máximo de 1 e mínimo de 0 em ambos os casos. Como se pode constatar, as tensões produzidas apenas atingem a amplitude  $V_{MAX}$  quando existe injeção de terceiro harmónico, não existindo qualquer distorção nas mesmas. Convém ressaltar que o terceiro harmónico não é visível nas tensões produzidas por ser de sequência zero, sendo comum às três fases, e devido à inexistência de um quarto fio, pelo que, em sistemas trifásicos a quatro fios, o terceiro harmónico apareceria no neutro com uma amplitude três vezes superior, i.e., com metade da amplitude das tensões compostas produzidas.

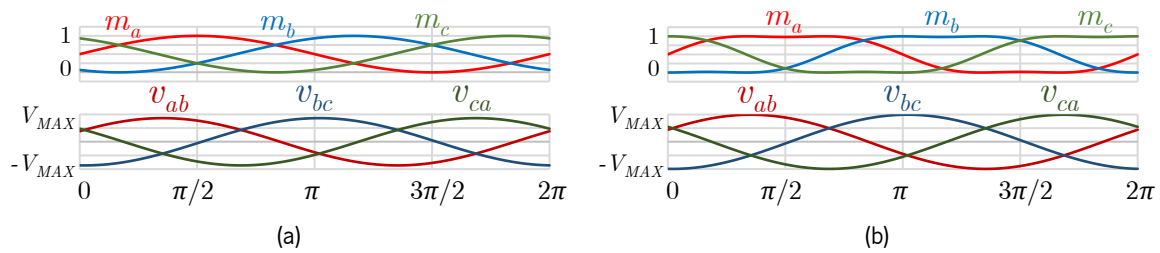


Figura 3.106 – Operação da técnica de PWM para conversores CA-CC trifásicos a três fios e três braços:  
(a) Sem injeção de terceiro harmónico; (b) Com injeção de terceiro harmónico.

## Modulação por Vetores Espaciais (SVM)

As tensões produzidas por um conversor de potência CA-CC bidirecional podem ser representadas vetorialmente consoante os estados de operação do conversor. Esta representação foi inicialmente apresentada em 1969 como método de análise das tensões produzidas por conversores CA-CC bidirecionais trifásicos [1036], mas foi apenas em 1982 que se registou a aplicação prática da técnica de modulação que é atualmente designada por modulação por vetores espaciais (SVM) [1037], [1038].

A técnica de SVM faz uso da transformada de Clarke de forma a representar vetorialmente as tensões que podem ser produzidas pelo conversor. Uma vez que esta técnica de modulação é especialmente utilizada em conversores CA-CC bidirecionais trifásicos, na Figura 3.107 encontra-se representado o diagrama de vetores espaciais no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ , onde também são visíveis os eixos  $abc$ , para as tensões produzidas por um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços, cujos estados de operação foram previamente esquematizados nesta tese (Tabela 3.14 na secção 3.2.7). O sistema de eixos representado na figura assenta num princípio semelhante à representação dos enrolamentos do estator de uma máquina elétrica CA trifásica, ou seja, cada eixo representa a direção onde as grandezas de tensão ou corrente associadas a esse eixo são mais elevadas, pelo que o zero da fase  $a$  (e da componente  $\alpha$ ) não coincide com o próprio eixo, mas sim com a parte negativa do eixo  $\beta$  ( $3\pi/2$  ou  $-90^\circ$  do referencial). Como visto na secção previamente referida, este conversor apresenta oito estados de funcionamento, apresentando por isso oito vetores ( $V_0 - V_7$ ). De entre estes vetores, dois deles são nulos, i.e., produzem tensões nulas, sendo por isso representados na origem do referencial ( $V_0$  e  $V_7$ ). Como tal, os seis vetores não-nulos ( $V_1 - V_6$ ) formam um hexágono, pelo que cada área delimitada por dois vetores adjacentes tem a designação de setor, existindo seis setores para o caso em questão (I - VI). Os vetores das tensões produzidas em função dos estados de operação do conversor encontram-se representados na Tabela 3.29.

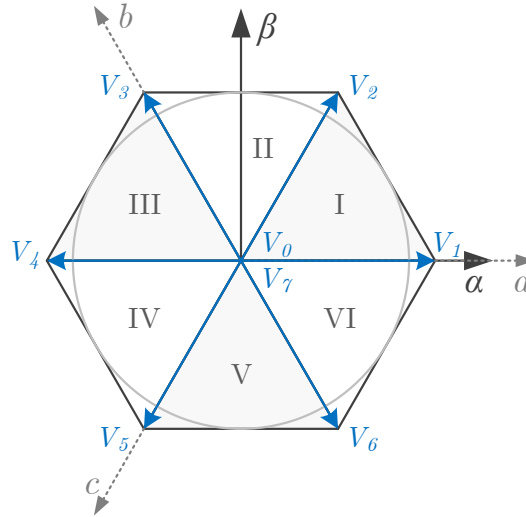


Figura 3.107 – Diagrama de vetores espaciais no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  para as tensões produzidas por um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.

Tabela 3.29 – Vetores das tensões produzidas em função dos estados de operação do conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.

Vetor	$S_1$	$S_3$	$S_5$	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$
$V_0$	0	0	0	0	0	0
$V_1$	1	0	0	$+v_{dc}$	0	$-v_{dc}$
$V_2$	1	1	0	0	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$
$V_3$	0	1	0	$-v_{dc}$	$+v_{dc}$	0
$V_4$	0	1	1	$-v_{dc}$	0	$+v_{dc}$
$V_5$	0	0	1	0	$-v_{dc}$	$+v_{dc}$
$V_6$	1	0	1	$+v_{dc}$	$-v_{dc}$	0
$V_7$	1	1	1	0	0	0

O princípio da técnica de SVM consiste em alternar a produção de dois vetores de tensão adjacentes conforme o setor onde se encontra o vetor da tensão a ser produzida. Como tal, é necessário determinar o setor onde se encontra situado o vetor da tensão a ser produzida pelo conversor. Este, designado por  $S$ , pode ser determinado através da seguinte expressão:

$$S = \text{teto}\left(\frac{\theta}{\pi/3}\right), \text{ para } \theta = [0, 2\pi], \quad (3.24)$$

onde o operador  $\text{teto}()$  representa o resultado da divisão arredondado à unidade por excesso, sendo que o ângulo  $\theta$  do vetor da tensão produzida pode ser obtido por intermédio das tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  e da função  $\arctan$ , como apresentado na equação (3.5) relativamente às técnicas de sincronização por filtragem (secção 3.5.1). Se se pretender evitar o uso do operador  $\text{teto}()$ , no seu lugar pode ser utilizada a divisão

inteira e somar um ao resultado obtido. No caso de se pretender evitar a operação da função trigonométrica arctan para determinar o valor de  $\theta$ , uma outra abordagem passa por utilizar lógica condicional e operações matemáticas básicas recorrendo às tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$ . Inicialmente são consideradas três variáveis booleanas auxiliares ( $a$ ,  $b$ ,  $c$ ), sendo definidas através das seguintes condições:

$$\begin{cases} \text{Se } v_\beta > 0, & \text{então } a = 1, & \text{se não } a = 0 \\ \text{Se } v_\alpha\sqrt{3} > v_\beta, & \text{então } b = 1, & \text{se não } b = 0 \\ \text{Se } -v_\alpha\sqrt{3} > v_\beta, & \text{então } c = 1, & \text{se não } c = 0 \end{cases} \quad (3.25)$$

Para uma melhor compreensão, na Figura 3.108 pode ver-se as fronteiras das três condições acima, com a área sombreada a azul a representar a condição verdadeira (1) para cada caso.

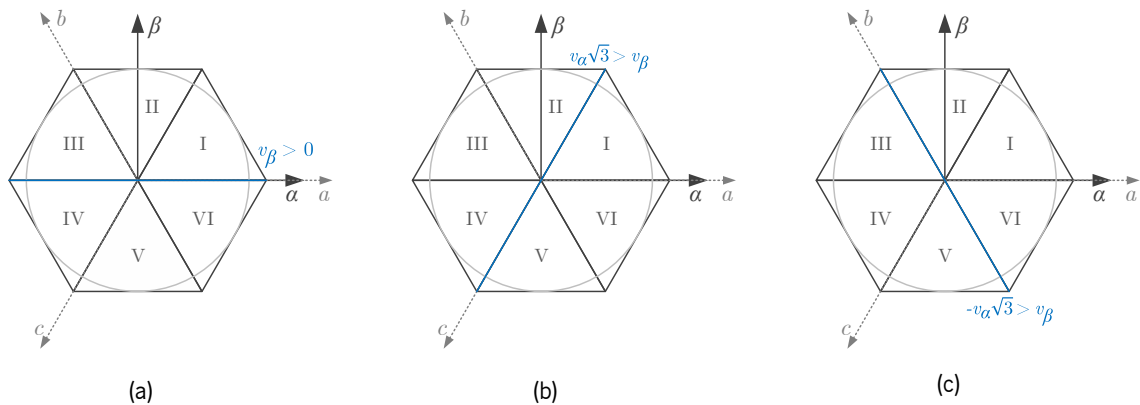


Figura 3.108 – Determinação alternativa do setor da técnica de SVM para um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços para a variável booleana auxiliar: (a)  $a$ ; (b)  $b$ ; (c)  $c$ .

Cada uma das variáveis booleanas é seguidamente aplicada à seguinte expressão:

$$N = a + 2b + 4c, \quad (3.26)$$

pele que o setor correspondente pode ser determinado por associação com o valor de  $N$  através da Tabela 3.30.

Tabela 3.30 – Associação entre a variável  $N$  e o setor correspondente da técnica de SVM para um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.

$N$	1	2	3	4	5	6
Setor	II	VI	I	IV	III	V

Uma vez determinado o setor, passam a ser conhecidos os dois vetores adjacentes da tensão a ser produzida pelo conversor. Selecionando o setor I como exemplo, os dois vetores adjacentes em questão

são os vetores  $V_1$  e  $V_2$ . No entanto, torna-se necessário calcular a fração de tempo em que cada um dos vetores necessita de estar ativo de modo a produzir o vetor de tensão desejado. Na Figura 3.109 é possível visualizar os vetores  $V_1$  e  $V_2$  que delimitam o setor I, bem como o vetor da tensão a ser produzida num dado instante ( $V_{SV}$ ) para um determinado ângulo  $\theta$ .

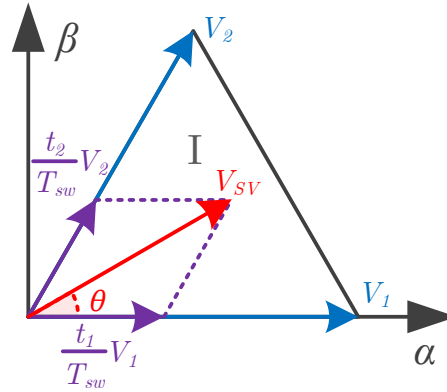


Figura 3.109 – Diagrama de vetores espaciais no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  para o setor I da técnica de SVM para um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.

O objetivo é produzir o vetor  $V_{SV}$  recorrendo aos vetores  $V_1$  e  $V_2$ , pelo que é necessário determinar os tempos  $t_1$  e  $t_2$  relativos à duração da aplicação de cada um dos vetores. Caso a soma destes tempos seja inferior ao período de comutação utilizado para a modulação ( $T_{sw}$ ), pode perfazer-se o tempo total recorrendo à aplicação de um vetor nulo ( $V_0$  ou  $V_7$ ) durante um tempo  $t_0$ . Como tal, o vetor da tensão produzida  $V_{SV}$  é dado por:

$$V_{SV} = \frac{t_1 V_1 + t_2 V_2 + t_0 (V_0 \parallel V_7)}{T_{sw}}, \quad (3.27)$$

sendo  $t_0$  dado por:

$$t_0 = T_{sw} - t_1 - t_2. \quad (3.28)$$

O cálculo dos tempos  $t_1$  e  $t_2$  pode ser efetuado recorrendo a expressões trigonométricas, nomeadamente através de:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{2m_a}{\sqrt{3}} \sin(\pi/3 - \theta) T_{sw} \\ t_2 = \frac{2m_a}{\sqrt{3}} \sin(\theta) T_{sw} \end{cases} \quad (3.29)$$

onde  $m_a$  representa o índice de modulação em amplitude da tensão  $V_{SV}$ , ou, por outras palavras, o comprimento normalizado do vetor  $V_{SV}$ . De referir que estas expressões apenas são válidas para o setor I, ou seja, para valores de  $\theta$  compreendidos entre 0 e  $\pi/3$ . Assim sendo, no caso de o setor ser diferente

de I, deve subtrair-se  $\pi/3$  ao ângulo  $\theta$  o número de vezes que for necessário de forma a obter-se um ângulo inferior a  $\pi/3$ . Alternativamente, de modo a evitar-se a utilização de funções trigonométricas, os tempos  $t_1$  e  $t_2$  podem ser calculados recorrendo às tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$ , sendo definidas três variáveis auxiliares  $(x, y, z)$  calculadas da seguinte forma:

$$\begin{cases} x = \sqrt{3}v_\beta T_{sw} \\ y = \frac{(\sqrt{3}v_\beta + 3v_\alpha)}{2} T_{sw} \\ z = \frac{(\sqrt{3}v_\beta - 3v_\alpha)}{2} T_{sw} \end{cases} \quad (3.30)$$

Dependendo do setor, os tempos  $t_1$  e  $t_2$  podem assumir os valores de duas destas variáveis. A Tabela 3.31 indica a correspondência referida entre os tempos e as variáveis para cada setor.

Tabela 3.31 – Associação entre as variáveis  $x, y, z$  e os tempos  $t_1$  e  $t_2$  em função do setor correspondente da técnica de SVM para um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.

Setor	I	II	III	IV	V	VI
$t_1$	$-z$	$z$	$x$	$-x$	$-y$	$y$
$t_2$	$x$	$y$	$-y$	$z$	$-z$	$-x$

De forma a evitar que a soma dos tempos  $t_1$  e  $t_2$  assumam valores superiores ao período de comutação  $T_{sw}$ , se tal se verificar deve ser efetuado o seguinte ajuste:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{t_1}{t_1 + t_2} T_{sw} \\ t_2 = \frac{t_2}{t_1 + t_2} T_{sw} \end{cases} \quad (3.31)$$

Sendo conhecidos os tempos de aplicação de cada vetor adjacente, é necessário calcular os tempos de comutação a aplicar a cada fase do conversor. Assim sendo, através dos tempos  $t_1$  e  $t_2$  podem ser definidos três tempos  $(t_a, t_b, t_c)$  da seguinte forma:

$$\begin{cases} t_a = t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2} \\ t_b = t_2 + \frac{t_0}{2} \\ t_c = \frac{t_0}{2} \end{cases} \quad (3.32)$$

Dependendo do setor, torna-se necessário associar os tempos  $t_a, t_b, t_c$  a cada uma das fases do conversor. Na Tabela 3.32 encontra-se representada a referida associação, onde  $m_x$  representa o índice

de modulação aplicado à fase  $x$ , cuja multiplicação pelo período de comutação  $T_{sw}$  resulta no tempo ativo do semiconductor superior referente a essa mesma fase.

Tabela 3.32 – Associação entre os tempos  $t_a$ ,  $t_b$ ,  $t_c$  e o tempo ativo de cada fase  $x$  ( $m_x T_{sw}$ ) em função do setor correspondente da técnica de SVM para um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.

Setor	I	II	III	IV	V	VI
$m_a T_{sw}$	$t_a$	$t_b$	$t_c$	$t_c$	$t_b$	$t_a$
$m_b T_{sw}$	$t_b$	$t_a$	$t_a$	$t_b$	$t_c$	$t_c$
$m_c T_{sw}$	$t_c$	$t_c$	$t_b$	$t_a$	$t_a$	$t_b$

Na Figura 3.110 pode ser visto um exemplo dos tempos de comutação aplicados ao semiconductor superior de cada braço do conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços, sendo os semicondutores  $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_5$  referentes às fases  $a$ ,  $b$  e  $c$ , respetivamente. O instante em questão é referente ao setor I, onde o tempo ativo mais curto é aplicado à fase  $c$  ( $t_0/2$ ), tendo a fase  $b$  um tempo ativo de  $t_2 + t_0/2$  e a fase  $a$  possuindo o tempo ativo mais longo, nomeadamente  $t_1 + t_2 + t_0/2$  ou, de forma alternativa,  $T_{sw} - t_0/2$ , o tempo ativo complementar da fase  $c$ . Como se pode constatar, o vetor de tensão  $V_1$ , que é obtido com  $\{S_1, S_3, S_5\} = \{1, 0, 0\}$ , é aplicado durante dois intervalos de tempo  $t_1/2$ , ou seja, durante um tempo total de  $t_1$ . Por outro lado, o vetor de tensão  $V_2$ , que é obtido com  $\{S_1, S_3, S_5\} = \{1, 1, 0\}$ , é aplicado durante dois intervalos de tempo  $t_2/2$ , ou seja, durante um tempo total de  $t_2$ . Em relação aos vetores nulos, a sua aplicação é efetuada durante um intervalo de tempo  $t_0$ , com  $V_0$  ( $\{S_1, S_3, S_5\} = \{0, 0, 0\}$ ) e  $V_7$  ( $\{S_1, S_3, S_5\} = \{1, 1, 1\}$ ) a serem aplicados durante um intervalo de tempo de  $t_0/2$  cada um. De referir que os pulsos se encontram alinhados ao centro de modo a conceder simetria aos mesmos e conseqüentemente um melhor desempenho em termos de distorção harmónica, como referido na secção relativa à técnica de PWM. De facto, de modo a aplicar os tempos ativos apresentados na Tabela 3.32 aos semicondutores de potência pode ser utilizado o mesmo princípio das técnicas de PWM, i.e., efetuar a comparação da onda moduladora com uma onda portadora triangular, sendo que a onda moduladora de cada fase corresponde ao tempo ativo apresentado na tabela dividido pelo período de comutação  $T_{sw}$ , resultando no índice de modulação em amplitude.



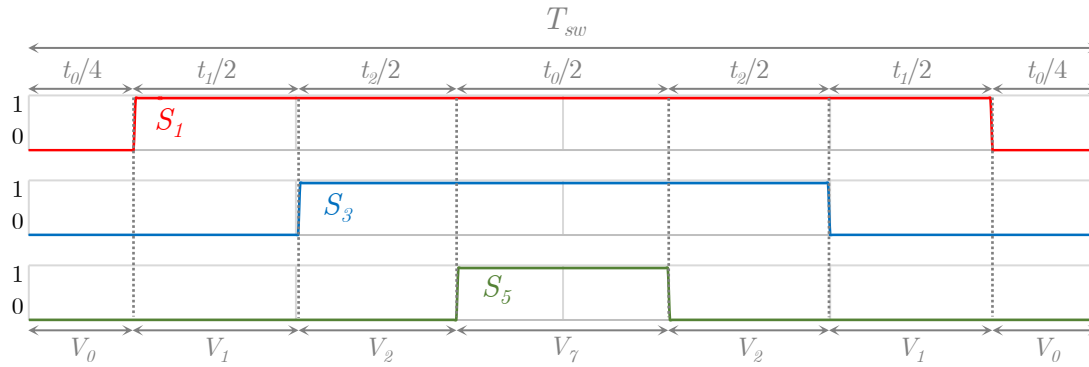


Figura 3.110 – Tempos de comutação resultantes da técnica de SVM aplicados às três fases de um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.

Na Figura 3.111 pode ser visto um exemplo de aplicação da técnica de SVM a um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços durante um ciclo da frequência fundamental das tensões produzidas ( $f$ ), onde podem ser vistas as tensões compostas produzidas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ), as tensões de referência  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  normalizadas, o setor no qual se situa o vetor da tensão produzida ( $S$ ), o ângulo do vetor da tensão produzida ( $\theta$ ) e as ondas moduladoras aplicadas a cada uma das fases do conversor ( $m_a$ ,  $m_b$ ,  $m_c$ ). Como se pode constatar, o ângulo  $\theta$  (calculado através das tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$ ) varia linearmente entre 0 e  $2\pi$ , significando que a fase inicial da tensão  $v_a$  é de  $\pi/2$  ( $90^\circ$ ) ou, do ponto de vista das tensões compostas, representando uma fase inicial da tensão  $v_{ab}$  de  $2\pi/3$  ( $120^\circ$ ). Em relação ao setor do vetor da tensão produzida, nota-se que o mesmo é incrementado ao longo do tempo, representando a sequência de fases positiva como sendo  $a$ ,  $b$ ,  $c$ , notando-se também que os seis setores apresentam uma duração igual entre si. No que diz respeito às ondas moduladoras, verifica-se que estas não são sinusoidais, apesar de tanto as tensões de referência  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  como as tensões compostas produzidas o serem. Tal sucede devido ao facto de a técnica de SVM operar inerentemente com injeção de terceiro harmónico, o que permite a produção de tensões compostas com amplitude igual à tensão máxima disponível ( $V_{MAX}$ , sendo igual à tensão do barramento CC no caso do conversor em questão). Como se pode visualizar, a amplitude das tensões  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$  é igual a  $V_{MAX}$ , correspondendo a um índice de modulação de aproximadamente 1,1547 (i.e.,  $2/\sqrt{3}$ ), como visto anteriormente em relação à técnica de PWM com injeção de terceiro harmónico.

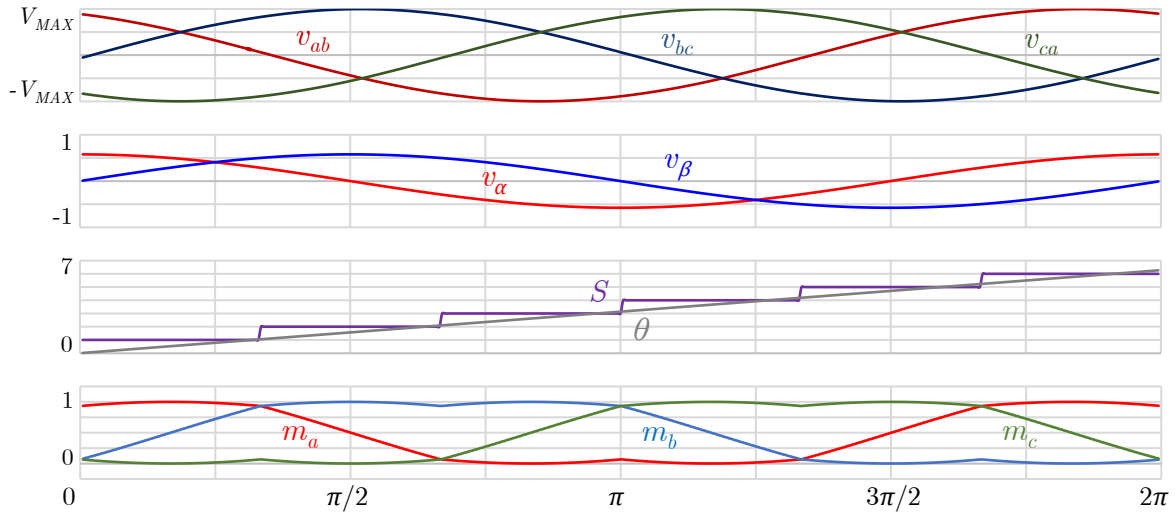


Figura 3.111 – Operação da técnica de SVM para um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.

Na Figura 3.112 encontram-se representadas as componentes total, fundamental e de sequência zero de uma onda moduladora para uma das fases utilizando a técnica de PWM com injeção de terceiro harmónico (Figura 3.112(a)) e a técnica de SVM (Figura 3.112(b)), onde se pode verificar que a componente de sequência zero no primeiro caso é apenas constituída pelo terceiro harmónico, ao passo que no segundo consiste numa onda triangular com frequência fundamental igual à do terceiro harmónico [1039]. Esta componente pode ser obtida através da soma das três ondas moduladoras e subsequente divisão por três, sendo a componente fundamental obtida através da subtração da componente total com a componente de sequência zero. Em ambos os casos, o valor pico-a-pico da componente total das ondas moduladoras é 1, mas ambas as componentes fundamentais possuem um valor pico-a-pico de 1,1547, correspondendo ao índice de modulação máximo que se pode obter com estas técnicas de modulação sem causar distorção nas tensões produzidas. Para além desta vantagem, a injeção de componentes de sequência zero pode ser utilizada para equilibrar as diferentes tensões CC existentes e controlar a tensão no ponto neutro de conversores multinível, bem como reduzir as correntes circulantes em conversores conectados em paralelo [1040]–[1045].

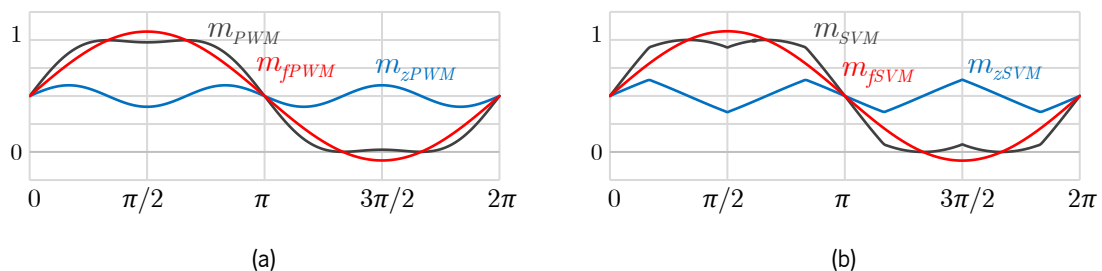


Figura 3.112 – Componentes total, fundamental e de sequência zero de uma onda moduladora utilizando a técnica: (a) PWM com injeção de terceiro harmónico; (b) SVM.

Em termos de representação vetorial no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ , a forma não sinusoidal das ondas moduladoras deve-se ao hexágono formado pelos vetores não-nulos, pelo que o círculo contido no hexágono denota a trajetória percorrida pelo vetor da tensão produzida no limite da zona linear de modulação. A Figura 3.113 ilustra os limites de modulação das técnicas de PWM e SVM no referido hexágono, onde se pode constatar que a técnica de PWM é a que possui um limite mais reduzido ( $m_a = 1$ ), sendo que a sua trajetória corresponde a um círculo de raio 1,1547 (i.e.,  $2/\sqrt{3}$ ) vezes inferior ao círculo descrito pela técnica de SVM ( $m_a = 1,1547$ ). Apesar de não se encontrar na figura, a técnica de PWM com injeção de terceiro harmónico possui uma trajetória coincidente com a técnica de SVM na zona linear de modulação. Caso se pretenda obter tensões de valor eficaz mais elevado pode operar-se na zona de sobremodulação, no entanto à custa de um aumento na distorção das tensões produzidas. Esta zona corresponde à área sombreada delimitada entre o hexágono e o círculo descrito pela técnica de SVM no limite da zona linear de modulação, pelo que as tensões produzidas nesta região adquirem uma forma de onda trapezoidal. No limite, atinge-se uma modulação de onda quadrada (vulgarmente designada na literatura por *six step modulation* para o caso de conversores trifásicos), onde cada um dos seis vetores é continuamente aplicado sem comutação de alta frequência ( $t_1 = T_{sw}$ ,  $t_2 = t_0 = 0$ ), representando o limite do hexágono ( $m_a = 4/\pi \approx 1,27$ ). Uma forma de onda deste tipo adquire apenas três valores distintos de tensão ( $V_{MAX}$ , 0 e  $-V_{MAX}$ ), correspondendo à amplitude máxima atingível para a componente fundamental, mas correspondendo também, contudo, à distorção máxima [1046]–[1051].

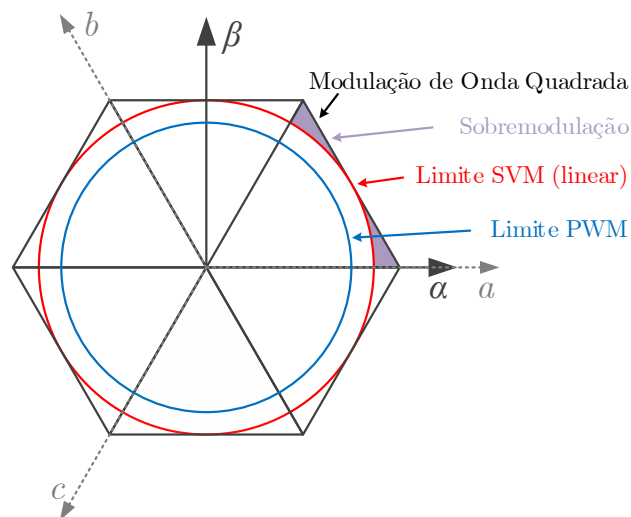


Figura 3.113 – Limites de modulação no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  para as tensões produzidas por um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços.

Uma outra maneira de representar os vetores das tensões produzidas por um conversor CA-CC bidirecional trifásico consiste em adicionar um eixo ao usual sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ , tratando-se do

sistema de coordenadas  $\alpha\beta\gamma$ , abordagem inicialmente proposta em [1052]. Este eixo adicional  $\gamma$  denota as componentes de sequência zero, pelo que a sua utilização é mais comum em conversores CA-CC bidirecionais trifásicos a quatro fios. Com a utilização de três eixos, o diagrama de vetores espaciais comumente representado em duas dimensões passa a possuir três dimensões, sendo que o convencional hexágono se transforma num prisma hexagonal. A Figura 3.114 ilustra o diagrama de vetores espaciais no sistema de coordenadas  $\alpha\beta\gamma$  para as tensões produzidas por um conversor CA-CC bidirecional trifásico a quatro fios e quatro braços, cujos estados de operação foram previamente esquematizados nesta tese (Tabela 3.16 na secção 3.2.9). Este conversor possui 16 vetores de tensão, dos quais 14 são não-nulos e dois são nulos. A designação utilizada para os vetores consiste no estado dos semicondutores  $S_1, S_3, S_5, S_7$  apresentada na tabela, estes estando associados às fases  $a, b, c$  e neutro, respetivamente. Como se pode constatar, o prisma estabelecido pelos vetores possui cinco camadas, estando cada uma associada a um valor de  $v_\gamma$ . Na camada central, sombreada a cinzento, tem-se  $v_\gamma = 0$ , nas camadas adjacentes tem-se  $v_\gamma = \pm v_{dc}/3$ , e nas camadas extremas tem-se  $v_\gamma = \pm 2v_{dc}/3$ . Para além disso, existem também os valores  $v_\gamma = \pm v_{dc}$ , obtidos com os vetores 0001 e 1110, vetores onde  $v_\alpha = v_\beta = 0$ , ou seja, vetores que se encontram alinhados com o eixo  $\gamma$ . Tal como se verifica no sistema de coordenadas bidimensional  $\alpha\beta$ , os vetores nulos (0000 e 1111) encontram-se na origem do referencial, sendo os únicos vetores a ocupar a camada central. Pode também verificar-se que nem todos os vértices do prisma estão associados a um vetor de tensão, existindo apenas três vetores não-nulos por cada uma das quatro camadas que não a central [1052]–[1059].

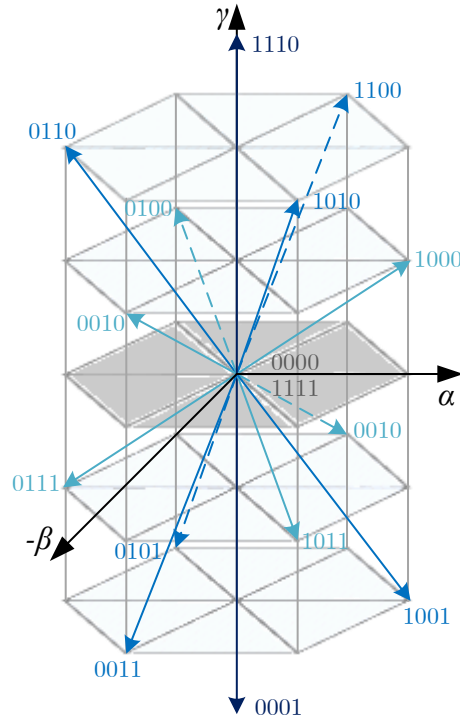


Figura 3.114 – Diagrama de vetores espaciais no sistema de coordenadas  $\alpha\beta\gamma$  para as tensões produzidas por um conversor CA-CC bidirecional trifásico a quatro fios e quatro braços.

Em relação a conversores multinível, assim como na técnica de PWM é necessário aumentar o número de ondas moduladoras e/ou portadoras, no caso da técnica de SVM passa a existir um diagrama de vetores espaciais mais complexo, com um número mais elevado de vetores e com diferentes regiões no interior de cada setor. Em termos gerais, um conversor CA-CC bidirecional trifásico capaz de produzir  $n$  níveis de tensão possui  $n^3$  estados de operação, sendo o seu diagrama de vetores espaciais composto por seis setores, cada um contendo  $(n-1)^2$  triângulos, e um número de vetores igual a  $1+6\sum_{i=1}^{n-1} i$  [1060]. Na Figura 3.115 encontram-se representados três exemplos de representação dos vetores espaciais no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  para conversores CA-CC bidirecionais trifásicos de dois (Figura 3.115(a)), três (Figura 3.115(b)) e cinco (Figura 3.115(c)) níveis de tensão, podendo ver-se que todos possuem seis setores, mas só o primeiro não possuindo triângulos dentro dos setores. Para além da expressão acima referida, o número de vetores pode ser percebido visualmente pelo número de vértices dos triângulos existentes. Por exemplo, para o caso de conversores de três níveis, o número de estados de operação é  $3^3 = 27$ , sendo cada setor composto por quatro triângulos e existindo um total de 19 vetores. Aumentando o número de níveis de tensão de três para cinco, o número de estados de operação ascende a  $5^3 = 125$ , sendo cada setor composto por 16 triângulos e existindo um total de 61 vetores. Como se pode constatar, um pequeno incremento no número de níveis de tensão leva a um aumento considerável no número de triângulos e de vetores, pelo que o custo computacional da técnica

de SVM para conversores multinível tende a ser elevada, principalmente se se utilizarem funções trigonométricas. Neste sentido, na literatura podem ser encontradas abordagens com o intuito de atenuar esta desvantagem [1061]–[1065]. Para além disso, a técnica de SVM para conversores multinível também pode ser aplicada com a componente  $\gamma$ , dando origem a um diagrama de vetores espaciais tridimensional, como previamente referido [1066]–[1069]. Na literatura também pode ser encontrada a aplicação de um sistema de coordenadas triangular tridimensional para a técnica de SVM para conversores multinível [1070].

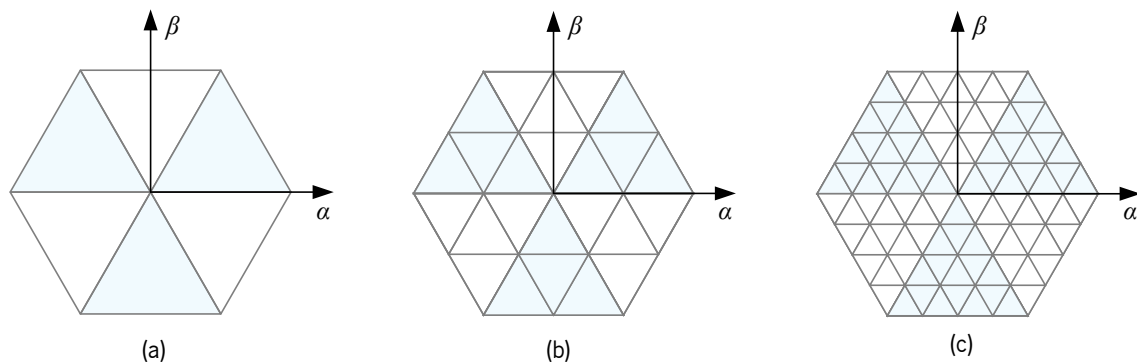


Figura 3.115 – Diagrama de vetores espaciais no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  para as tensões produzidas por um conversor CA-CC bidirecional trifásico capaz de produzir um número de níveis de tensão igual: (a) Dois; (b) Três; (c) Cinco.

### 3.6 Conclusão

Este capítulo apresenta um estudo sobre os principais constituintes dos sistemas de eletrônica de potência utilizados em VEs, desde topologias de conversores CA-CC e CC-CC bidirecionais a algoritmos de controlo utilizados nos sistemas de carregamento de baterias. Em relação às topologias de conversores CA-CC e CC-CC, apenas são abordadas topologias bidirecionais de modo a permitir um fluxo bidirecional de energia para o sistema proposto, quer no modo de tração do VE quer nos modos de interface com redes elétricas CA monofásicas, CA trifásicas e CC.

Inicialmente são estudadas topologias de conversores CA-CC bidirecionais monofásicos, desde a topologia mais simples em termos de hardware (a topologia em meia ponte) a topologias mais complexas, nomeadamente as multinível, onde são abordadas as topologias clássicas como a NPC e *flying capacitor* (tanto para versões em meia ponte como em ponte completa, e também versões assimétricas para os dois casos) e a topologia em ponte completa em cascata (tendo as versões simétrica e assimétrica). Em relação aos conversores CA-CC bidirecionais monofásicos, a topologia em ponte completa proporciona um bom rácio performance/custo de implementação, uma vez que possui apenas quatro semicondutores totalmente controlados, é capaz de produzir três níveis de tensão e também de duplicar

a frequência da tensão produzida em relação à frequência de comutação. Comparativamente com a topologia NPC em meia ponte de três níveis, esta possui o mesmo número de semicondutores totalmente controlados mas possui ainda dois díodos adicionais, sendo capaz de produzir o mesmo número de níveis de tensão mas não utilizando a totalidade da tensão no barramento CC por se tratar de uma topologia em meia ponte. Para a mesma tensão CA produzida, os semicondutores de potência devem suportar a mesma tensão do que a topologia em ponte completa, apesar de o barramento CC da topologia NPC necessitar de ter o dobro da tensão. Outra desvantagem desta topologia em relação à topologia em ponte completa é o facto de não duplicar a frequência da tensão produzida em relação à frequência de comutação. Esta duplicação pode também ser alcançada com uma topologia *flying capacitor*, no entanto necessitando de um controlo adicional para regular a tensão do condensador flutuante.

Relativamente a topologias de conversores CA-CC bidirecionais trifásicos, são abordadas topologias a três e quatro fios. Em relação a topologias a três fios, são analisadas topologias com dois e três braços, sendo que a primeira é vantajosa em termos de complexidade de hardware, i.e., trata-se de uma topologia trifásica com apenas quatro semicondutores de potência, o mesmo número que uma topologia monofásica em ponte completa. No entanto, uma grande desvantagem desta topologia reside no facto de cada um dos semicondutores necessitar de suportar uma tensão no mínimo duas vezes superior ao valor máximo instantâneo da tensão composta CA produzida, um valor quase cinco vezes superior ao valor eficaz da tensão simples correspondente. Este valor passa para metade com a simples inclusão de um terceiro braço, sendo que a topologia a três fios e três braços representa um bom compromisso em termos de performance e custo de implementação, sendo também uma das principais topologias utilizadas em sistemas de tração. Para além destas, são também abordadas topologias a quatro fios e topologias multinível, estando inseridas na última categoria as topologias análogas às monofásicas (NPC, *flying capacitor* e ponte completa em cascata).

Após serem estudadas topologias de conversores CA-CC bidirecionais monofásicos e trifásicos, são apresentadas topologias de conversores CC-CC bidirecionais, sendo maioritariamente apresentadas topologias não-isoladas devido ao facto de a diferença entre os níveis de tensão no sistema proposto nesta tese (baterias de tração de VEs e a rede elétrica) não ser significativa. A topologia mais simples apresentada consiste na *buck-boost*, contendo apenas dois semicondutores totalmente controlados e possibilitando a operação em apenas dois quadrantes, i.e., funcionando como *buck* num dos sentidos e como *boost* no sentido oposto. São também apresentadas topologias que permitem operação em quatro

quadrantes, i.e., capazes de operar como *buck* ou como *boost* independentemente do sentido desejado para a corrente. Estas topologias podem ser construídas a partir de dois conversores CC-CC bidirecionais *buck-boost* conectados entre si, podendo esta conexão ser efetuada pelo lado de menor tensão (topologia em cascata) ou pelo lado de maior tensão (topologia *split-pi*). Para aplicações que operam com correntes elevadas, uma abordagem interessante é a configuração *interleaved*, permitindo dividir a corrente por um número predeterminado de braços de semicondutores de potência e de bobinas, bem como multiplicar por esse mesmo número a frequência da corrente total produzida. Para além disso, o *ripple* na corrente total é sempre menor do que o *ripple* das correntes individuais dos braços de semicondutores, pelo que esta configuração é vantajosa quando se pretende utilizar bobinas com reduzido tamanho físico, uma vez que este é tanto maior quanto maiores forem os valores de corrente e de indutância. A configuração *interleaved* é comumente aplicada na topologia *buck-boost*, mas pode igualmente ser aplicada às topologias de quatro quadrantes em cascata e *split-pi*. Para além das configurações *interleaved*, são também estudadas topologias multinível, que permitem igualmente multiplicar a frequência da corrente produzida em relação à frequência de comutação, desta feita dividindo a tensão aplicada aos semicondutores de potência e não a corrente. Em relação a topologias isoladas, são estudadas as topologias em meia ponte (*dual half-bridge*) e em ponte completa (*dual active bridge*), sendo obtidas por intermédio de conversores CA-CC monofásicos com os mesmos nomes conectados pelos lados CA através de um transformador de alta frequência.

Depois de estudadas as topologias de conversores CA-CC e CC-CC, são apresentados sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs que têm vindo a ser propostos na literatura e patenteados ao longo dos anos, sendo o tema desta tese a proposta de um sistema deste tipo que permita interface com três tipos de rede elétrica (CA monofásica, CA trifásica e CC). Os sistemas integrados abordados neste capítulo englobam operação unidirecional e bidirecional em termos de interface com a rede elétrica, com ou sem isolamento galvânico entre a rede elétrica e as baterias do VE, utilizando ou não os enrolamentos do estator da máquina elétrica como bobinas de acoplamento à rede elétrica ou como bobinas de um conversor CC-CC, utilizando uma ou várias máquinas elétricas ou máquinas elétricas com mais do que um conjunto de enrolamentos no estator, utilizando um ou dois conversores de potência para tração, utilizando máquinas elétricas com três ou mais fases e também utilizando qualquer tipo de máquina elétrica ou tipos específicos destas. Para além disso, os sistemas abordados englobam interface com redes elétricas CA monofásicas, CA trifásicas, CC e também combinações de duas delas, no entanto não existindo nenhum sistema capaz de efetuar interface com os três tipos de rede elétrica, tal como é proposto nesta tese.



O capítulo finaliza com a apresentação dos principais algoritmos de controlo a aplicar a sistemas de carregamento de baterias de VEs, nomeadamente algoritmos que necessitam de ser aplicados a conversores de potência responsáveis por efetuar a interface com redes eléctricas. No caso de redes eléctricas CA, quer monofásicas quer trifásicas, é necessário utilizar uma técnica de sincronização de modo a ser possível controlar o fluxo de potência, bem como operar com fator de potência unitário e com correntes sinusoidais independentemente da distorção harmónica comumente existente nas tensões das redes eléctricas CA. De entre estas técnicas foram abordadas técnicas de sincronização por filtragem, por transformada de Fourier, FLLs e PLLs, aplicáveis tanto a redes eléctricas CA monofásicas como a redes eléctricas CA trifásicas, sendo que algumas técnicas fornecem informação exclusivamente sobre a fase e outras também sobre a amplitude. Para além disso, determinados algoritmos de PLL são também capazes de detetar a frequência dos sinais de entrada, como é o caso dos algoritmos de PLL baseados nas transformadas de Clarke e de Park. Para além de algoritmos de sincronização, são também abordadas técnicas de controlo de corrente, responsáveis por garantir a correcta sintetização das correntes desejadas num sistema de carregamento de baterias de VEs, tanto do lado da rede eléctrica (pelo conversor CA-CC) como pelo lado das baterias (pelo conversor CC-CC). Neste âmbito são abordadas técnicas não-lineares, i.e., caso não separem o controlo da modulação, como é o caso das técnicas de controlo de corrente por amostragem periódica e por histerese, e técnicas lineares, i.e., caso utilizem um modulador, como é o caso das técnicas de controlo de corrente PI e preditivo *deadbeat*. Por fim, são abordadas técnicas de modulação aplicáveis aos semicondutores que constituem os conversores de potência de modo a produzir as tensões desejadas (para conversores fonte de tensão), sendo estas divididas em dois grandes grupos, nomeadamente a técnica de PWM e a técnica de SVM. Enquanto a primeira atua diretamente sobre o estado de um ou de um par complementar de semicondutores de potência, a segunda aborda o conversor de potência como um todo, calculando o vetor da tensão produzida pelo mesmo no espaço vetorial. A técnica de SVM opera inerentemente com injeção de terceiro harmónico, sendo apropriada para sistemas trifásicos a três fios, como é o caso comum das máquinas eléctricas, no entanto requerendo cálculos adicionais em relação à técnica de PWM.

## Capítulo 4

# Sistema Integrado Proposto e Simulações Computacionais

### 4.1 Introdução

Uma vez expostas as topologias de conversores de potência e as técnicas de controlo aplicáveis a sistemas de tração e sistemas de carregamento de baterias de VEs, no presente capítulo é apresentado o sistema integrado proposto, bem como simulações computacionais do mesmo. São apresentadas algumas hipóteses delineadas para o sistema proposto, sendo analisados os seus prós e contras e justificada a opção selecionada. A partir desta última é apresentado o dimensionamento dos seus componentes, sendo também definidos os valores nominais de operação para o sistema integrado proposto. São apresentadas simulações computacionais visando a validação dos modos de operação delineados para os quatro tipos de interface, todos eles contemplando operação bidirecional, nomeadamente: (1) Sistema de tração, correspondendo à operação primordial de um VE; (2) Interface com uma rede elétrica CA monofásica, correspondendo à operação de carregamento lento das baterias do VE; (3) Interface com uma rede elétrica CA trifásica, correspondendo à operação de carregamento rápido das baterias do VE; (4) Interface com uma rede elétrica CC, podendo corresponder à operação de carregamento lento ou rápido das baterias do VE.

### 4.2 Sistema Integrado Proposto

Nesta secção são apresentadas as possibilidades delineadas para o sistema integrado para tração e carregamento de baterias de VEs com interface universal com a rede elétrica proposto nesta tese. Como tal, as possibilidades para o sistema integrado devem permitir, no mesmo conversor, o acionamento de uma máquina elétrica e as interfaces com uma rede elétrica CA monofásica, com uma rede elétrica CA trifásica e com uma rede elétrica CC, sendo que todos os tipos de interface devem permitir operação bidirecional. Uma vez que o sistema integrado também inclui interface às baterias do VE, devem ser considerados dois conversores de potência na sua constituição, tal não sendo necessariamente um

requisito para o caso da interface com uma rede elétrica CC, onde apenas um conversor CC-CC bidirecional é necessário. Em relação aos valores nominais da tensão das redes elétricas com as quais o sistema deve efetuar interface, é considerada uma rede elétrica CA monofásica de 230 V, 50 Hz e uma rede elétrica CA trifásica de 400 V, 50 Hz. Em relação a redes elétricas CC, uma vez que a sua standardização é algo ainda ténue a nível global, não foram definidos valores nominais de tensão como requisito para a conceção do sistema integrado.

Na Figura 4.1 encontra-se representada a primeira possibilidade delineada para o sistema integrado proposto nesta tese. Esta possibilidade foi concebida tendo como intuito utilizar o menor número possível de semicondutores de potência, neste caso seis. Para o sistema de tração, um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e dois braços é formado pelos semicondutores  $S_1 - S_4$ , sendo também utilizado o ponto médio dos condensadores  $C_1, C_2$ , como analisado na secção 3.2.6. Por outro lado, os semicondutores  $S_5, S_6$  e a bobina  $L_3$  formam um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost*, sendo os contactores  $K_3, K_9$  fechados e o ponto  $c$  conectado ao terminal positivo das baterias. Para a interface com uma rede elétrica CA monofásica, os semicondutores  $S_1 - S_4$  formam um conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa, ficando os contactores  $K_1, K_2$  fechados e os pontos  $a, b$  representando os terminais da rede elétrica, permanecendo o ponto médio dos condensadores  $C_1, C_2$  em aberto. Em relação ao conversor CC-CC bidirecional *buck-boost*, segue a mesma configuração do modo de tração. Para a interface com uma rede elétrica CA trifásica, é novamente formado um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e dois braços, tal como no modo de tração, desta feita sendo fechados os contactores  $K_1, K_2, K_4$  e os pontos  $a, b, d$  representando os terminais da rede elétrica. O conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* segue a mesma configuração dos modos anteriores. Por fim, para a interface com uma rede elétrica CC, a totalidade dos semicondutores de potência ( $S_1 - S_6$ ) é utilizada para formar um único conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de três fases, sendo fechados todos os contactores à exceção de  $K_4, K_9$ . Os pontos  $a, b, c$  são curto-circuitados por intermédio dos contactores  $K_7, K_8$  e representam o terminal positivo da rede elétrica, sendo que o ponto  $e$  representa o seu terminal negativo. Neste tipo de interface, as baterias são conectadas em paralelo com os condensadores  $C_1, C_2$  por intermédio do contactor  $K_6$ , ficando do lado de alta tensão do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved*. Tal significa que, de modo a permitir o carregamento das baterias ou a injeção de energia na rede elétrica CC, a tensão desta tem de ser obrigatoriamente inferior à tensão das baterias do VE.

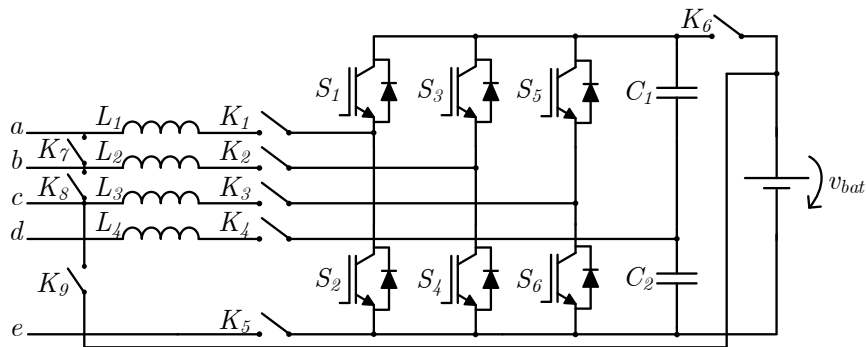


Figura 4.1 – Possibilidade de sistema integrado proposto baseado em seis semicondutores de potência.

Apesar do reduzido número de semicondutores utilizados, esta possibilidade de sistema integrado tem como principal desvantagem o elevado valor de tensão que os semicondutores necessitam de suportar para interface com redes elétricas CA trifásicas. Como referido na secção 3.2.6, de modo a um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e dois braços poder operar com corrente controlada do lado CA, bem como operar como conversor CC-CA, a tensão em cada um dos condensadores do barramento CC necessita de ser no mínimo igual ao valor de pico da tensão composta da rede elétrica, o que significa que cada semicondutor de potência necessita de suportar o dobro desta tensão. Numa rede elétrica CA trifásica de 400 V, tal significa que os semicondutores de potência necessitam de suportar uma tensão de  $2 \cdot 400\sqrt{2} \approx 1131$  V. Este valor terá de ser naturalmente mais elevado tendo em conta o índice de modulação máximo utilizado para o conversor, a queda de tensão nas bobinas de acoplamento à rede elétrica e a queda de tensão nos semicondutores de potência, por exemplo. Para além disso, para a interface com redes elétricas CC, uma vez que as baterias se encontram do lado de alta tensão do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved*, a corrente nas mesmas é pulsada, estando a corrente de menor *ripple* do lado da rede elétrica CC devido às bobinas do conversor.

De modo a colmatar as desvantagens da possibilidade baseada em seis semicondutores de potência, como segunda possibilidade foi considerado um sistema com um braço extra em relação ao anterior, ou seja, constituído por oito semicondutores de potência e apenas um condensador no barramento CC, como ilustrado na Figura 4.2. O número de bobinas é o mesmo do sistema previamente apresentado, possuindo um contactor adicional. Para o modo de tração, os semicondutores  $S_1 - S_6$  são utilizados para formar um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços, tendo os semicondutores  $S_7$ ,  $S_8$  e a bobina  $L_4$  a mesma função dos semicondutores  $S_5$ ,  $S_6$  e a bobina  $L_3$  do sistema integrado previamente apresentado, i.e. formar um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost*, sendo os contactores  $K_4$ ,  $K_{10}$  fechados e o ponto  $d$  conectado ao terminal positivo das baterias. Para a interface com uma rede elétrica CA monofásica, os semicondutores  $S_1 - S_4$  são utilizados para formar um conversor CA-CC

bidirecional monofásico em ponte completa, sendo os contactores  $K_1$ ,  $K_2$  fechados e os pontos  $a$ ,  $b$  representando os terminais da rede elétrica. Os quatro semicondutores restantes ( $S_5 - S_8$ ) são utilizados para formar um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de duas fases, sendo os contactores  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_9$ ,  $K_{10}$  fechados e os pontos  $c$ ,  $d$  curto-circuitados e conectados ao terminal positivo das baterias. Para a interface com uma rede elétrica CA trifásica é utilizada uma configuração semelhante ao modo de tração, com a diferença de serem fechados os contactores  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ , sendo que os pontos  $a$ ,  $b$ ,  $c$  representam os terminais da rede elétrica. A interface com as baterias é realizada por intermédio de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost*, tal como no modo de tração. Por fim, em relação à interface com uma rede elétrica CC, todos os semicondutores são utilizados de forma similar ao sistema integrado previamente apresentado, sendo que, neste caso, o conversor formado se trata de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de quatro fases, sendo utilizados os contactores  $K_7$ ,  $K_8$ ,  $K_9$  para curto-circuitar os pontos  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $d$  e estabelecer o terminal positivo da rede elétrica, sendo  $K_{10}$  o único contactor a permanecer aberto. À semelhança do caso anterior, de modo a permitir o carregamento das baterias ou a injeção de energia na rede elétrica CC, a tensão desta tem de ser obrigatoriamente inferior à tensão das baterias do VE.

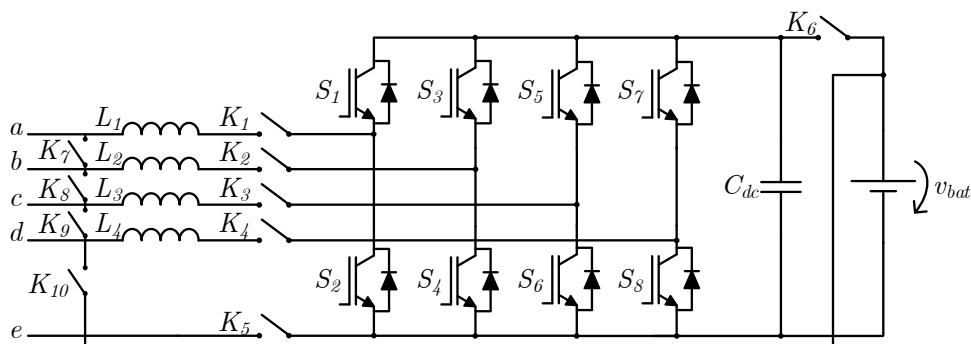


Figura 4.2 – Possibilidade de sistema integrado proposto baseado em oito semicondutores de potência.

Apesar de colmatar as desvantagens do sistema integrado baseado em seis semicondutores de potência no que diz respeito à tensão máxima suportada pelos mesmos, passando para metade, esta solução continua a apresentar desvantagens conceptuais. Para a interface com uma rede elétrica CA monofásica é utilizado um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de duas fases; no entanto, para a interface com uma rede elétrica CA trifásica, associada a maiores níveis de potência, é utilizado um simples conversor CC-CC bidirecional *buck-boost*, onde seria mais adequada a utilização de uma configuração *interleaved*. Para além disso, para os níveis de potência em questão, a utilização de topologias mais simples como a *buck-boost* acarreta a utilização de bobinas de elevado tamanho físico,

o que não é vantajoso para a aplicação num VE. Em relação à interface com uma rede elétrica CC, continua a existir o problema de a corrente nas baterias ser pulsada.

De modo a tornar o sistema mais apropriado para os níveis de potência em questão, foi estudada a possibilidade de se utilizar uma configuração a seis braços, ou seja, utilizando doze semicondutores de potência, como se pode visualizar na Figura 4.3. Esta possibilidade faz uso de nove bobinas e dez contactores. Para o modo de tração, os semicondutores  $S_1 - S_6$  são utilizados para formar um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços, tal como nas possibilidades previamente apresentadas. Os restantes seis semicondutores de potência ( $S_7 - S_{12}$ ) e as bobinas  $L_4 - L_6$  são utilizados para formar um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de três fases, para tal sendo fechados os contactores  $K_4 - K_6$  e curto-circuitados os pontos  $g, h, i$ , representando o terminal positivo das baterias. Para a interface com uma rede elétrica CA monofásica é utilizado um conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa com configuração *interleaved* de duas fases, i.e., os semicondutores  $S_1 - S_4$  e as bobinas  $L_1, L_2$  são utilizados para conectar ao terminal de fase (pontos  $d, e$ ) e os semicondutores  $S_5 - S_8$  e as bobinas  $L_3, L_4$  são utilizados para conectar ao terminal de neutro (pontos  $f, g$ ), sendo para tal fechados os contactores  $K_7, K_9$ . Por outro lado, os restantes semicondutores de potência ( $S_9 - S_{12}$ ) e as bobinas  $L_5, L_6$  formam um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de duas fases, sendo para tal fechados os contactores  $K_5, K_6$  e curto-circuitados os pontos  $h, i$ , representando o terminal positivo das baterias. Para a interface com uma rede elétrica CA trifásica é utilizado um filtro passivo adicional, nomeadamente do tipo *LCL* em vez de apenas *L*, sendo fechados os contactores  $K_1, K_2, K_3$  e os pontos  $a, b, c$  representando os terminais da rede elétrica. Tal como no modo de tração, o conversor CA-CC bidirecional trifásico formado é a três fios e três braços ( $S_1 - S_6$ ), sendo também utilizada a mesma configuração de conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de três fases. Por fim, relativamente à interface com uma rede elétrica CC, a totalidade dos semicondutores é usada para formar um único conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de seis fases, sendo para tal fechados os contactores  $K_4, K_5, K_7, K_8, K_9, K_{10}$ , curto-circuitando os pontos  $d, e, f, g, h$  e ligando o terminal positivo das baterias ao lado de alta tensão do conversor. Deste modo, tal como nas possibilidades anteriores relativamente à interface com uma rede elétrica CC, a tensão desta tem de ser obrigatoriamente inferior à tensão das baterias do VE.

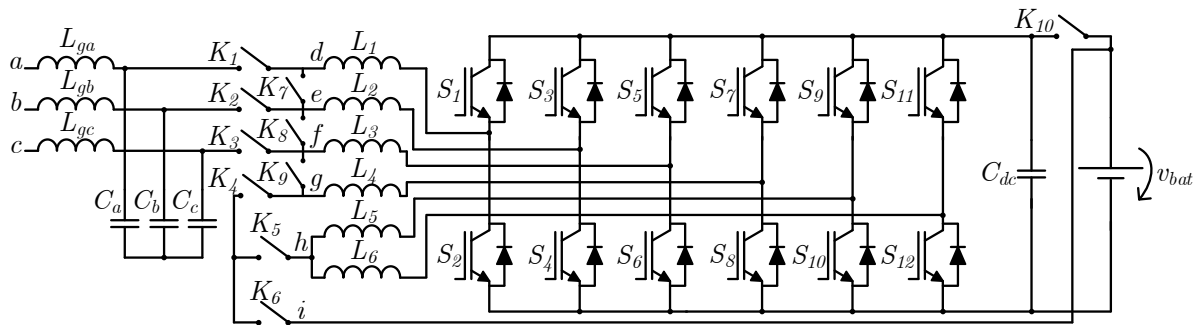


Figura 4.3 – Possibilidade de sistema integrado proposto baseado em doze semicondutores de potência.

Apesar do número acrescido de bobinas, esta possibilidade permite reduzir o valor de indutância das mesmas devido à utilização de configurações *interleaved* e, no caso da interface com uma rede elétrica CA trifásica, devido à utilização de um filtro passivo do tipo *LCL*, o que contribui para reduzir o seu tamanho físico. A utilização de configurações *interleaved* torna-se mais interessante do que na possibilidade anteriormente apresentada baseada em oito semicondutores de potência, uma vez que, para a interface com uma rede elétrica CA monofásica, o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* é de duas fases, sendo que para a interface com uma rede elétrica CA trifásica o mesmo é de três fases, indo de encontro ao acréscimo de potência neste tipo de interface. No caso da interface com uma rede elétrica CC, o número de fases deste conversor acresce a seis; porém, tal como nas possibilidades anteriormente apresentadas, a tensão da rede elétrica CC tem de ser inferior à das baterias do VE, limitando a potência envolvida neste tipo de interface e retirando algum interesse à utilização de uma configuração *interleaved* de seis fases. Para além disso, continua a existir o problema de a corrente nas baterias ser pulsada, apesar de uma configuração de seis fases ser capaz de reduzir consideravelmente o *ripple* de corrente do lado de alta tensão. Um outro inconveniente desta possibilidade, bem como das anteriores, é o elevado número de contactores, acabando por existir mais contactores do que os semicondutores de potência suficientes para criar um novo conversor para interface com a rede elétrica, como se sucede nos VEs convencionais, invalidando tecnicamente a proposta de um sistema integrado.

Posto isto, a partir da possibilidade baseada em doze semicondutores de potência previamente apresentada, foi concebido o sistema integrado visível na Figura 4.4, tratando-se da solução final proposta nesta tese. Este sistema é também composto por doze semicondutores de potência e nove bobinas, mas possui apenas cinco contactores em vez de dez. A redução no número de contactores deve-se ao facto de se considerar um conversor CC-CC fixo para interface às baterias, em vez de se reconfigurar consoante a interface pretendida. Deste modo, apenas o conversor CA-CC bidirecional é

reconfigurado. O conversor CC-CC bidirecional para interface com as baterias consiste numa topologia *buck-boost interleaved* de três fases, sendo constituído pelos semicondutores  $S_7 - S_{12}$  e as bobinas  $L_{bat1}$ ,  $L_{bat2}$ ,  $L_{bat3}$ . No modo de tração, os semicondutores  $S_1 - S_6$  formam um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços, tal como nas possibilidades anteriores. Para a interface com uma rede elétrica CA monofásica, os semicondutores  $S_1 - S_4$  formam um conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa, ficando os semicondutores  $S_5$ ,  $S_6$  inutilizados. Neste caso são fechados os contactores  $K_1$ ,  $K_2$ , representando os pontos  $a$ ,  $b$  os terminais da rede elétrica. Ao contrário das possibilidades anteriores, a interface com a rede elétrica CA monofásica é efetuada por intermédio de um filtro passivo *LCL* diferencial, sendo as bobinas  $L_{ga}$ ,  $L_{ca}$  conectadas ao terminal de fase, as bobinas  $L_{gb}$ ,  $L_{cb}$  conectadas no terminal de neutro e os condensadores em série  $C_a$ ,  $C_b$  conectados entre os pontos médios das bobinas. Para a interface com uma rede elétrica CA trifásica é também utilizado um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços, desta feita sendo fechados os contactores  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ , representando os pontos  $a$ ,  $b$ ,  $c$  os terminais da rede elétrica. O filtro passivo *LCL* é também utilizado, neste caso na sua versão convencional trifásica. A grande vantagem funcional do sistema proposto em relação às possibilidades apresentadas reside na interface com uma rede elétrica CC. Ao contrário das restantes possibilidades, neste sistema existem dois conversores CC-CC bidirecionais *buck-boost interleaved* de três fases, pelo que a sua ligação costas com costas leva ao estabelecimento de um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost split-pi interleaved* de três fases. Para além de as baterias do VE se encontrarem conectadas a bobinas, contribuindo para diminuir o *ripple* de corrente em relação às possibilidades anteriores, o conversor CC-CC estabelecido permite operação em quatro quadrantes, i.e., a tensão da rede elétrica CC pode ser superior ou inferior à tensão das baterias do VE independentemente de se pretender carregar as mesmas ou injetar energia na rede. Este facto aumenta a gama de tensões das redes elétricas CC com as quais o sistema pode fazer interface, permitindo a operação com níveis de potência variados. Neste modo de operação são fechados os contactores  $K_4$ ,  $K_5$ , curto-circuitando o ponto médio do filtro passivo *LCL* e o ponto  $d$  estabelecendo o terminal positivo da rede elétrica, sendo o ponto  $e$  o terminal negativo da mesma e das baterias. De referir que não é utilizado o filtro passivo *LCL* para interface com redes elétricas CC devido ao facto de ser necessário um contactor extra para conectar o ponto médio dos condensadores  $C_a$ ,  $C_b$ ,  $C_c$  ao ponto  $e$ . Alternativamente, o ponto médio dos condensadores poderia ficar a flutuar, no entanto o *ripple* da corrente total (do lado da rede elétrica CC) seria mais elevado do que se se utilizasse apenas um filtro passivo do tipo  $L$ , uma vez que as componentes de alta frequência nas correntes individuais das bobinas  $L_{ga}$ ,  $L_{gb}$ ,  $L_{gc}$  ficariam em fase, não permitindo o seu cancelamento.



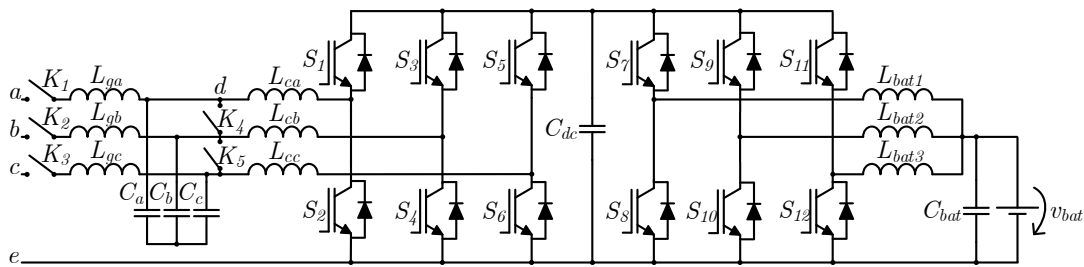


Figura 4.4 – Sistema integrado proposto baseado em doze semicondutores de potência com conversor CC-CC fixo.

Apresentado o sistema proposto nesta tese, na secção seguinte é descrito o dimensionamento dos componentes que o constituem, sendo também estabelecidos os valores nominais de operação consoante o tipo de rede elétrica com a qual é efetuada a interface.

### 4.3 Dimensionamento do Sistema Integrado Proposto

O primeiro passo para o dimensionamento dos componentes que constituem o sistema integrado é a definição dos seus valores nominais de operação. Tendo em conta a máquina elétrica selecionada, cujas tensão e corrente nominais são de 380 V e 150 A, foi definida uma potência aparente nominal de 98,7 kVA para a operação como sistema de tração. Tratando-se de um sistema integrado, em que os conversores são comuns a todos os tipos de interface, o limite de 150 A por fase (ou, neste caso, por cada braço de semicondutores) pode ser aplicado à operação do sistema aquando da interface com redes elétricas CA monofásica, CA trifásica e CC sem prejuízo para o próprio sistema. Na Tabela 4.1 encontram-se apresentados os valores nominais de potência, tensão e corrente para cada um dos quatro tipos de interface do sistema integrado. Entre os diferentes tipos de interface, o valor nominal para a potência aparente varia consoante a tensão, sendo de 230 V para a interface com a rede elétrica CA monofásica e de 400 V para a interface com a rede elétrica CA trifásica, resultando em valores nominais de potência aparente de 34,5 kVA e 103,9 kVA, respetivamente. Em relação à interface com redes elétricas CC, como referido no início deste capítulo, a standardização dos seus valores nominais de tensão ainda se encontra numa fase embrionária, pelo que neste caso não é definido um valor nominal de tensão mas sim uma gama de valores. Esta gama é relativamente elevada tendo em conta que a interface com redes elétricas CC é efetuada por um conversor CC-CC de quatro quadrantes, não havendo restrições do valor de tensão da rede elétrica em relação ao valor de tensão das baterias, i.e., pode ser superior, igual ou inferior a este. Como tal, foi definida uma gama de tensão compreendida entre 48 V e 380 V para a interface com redes elétricas CC, tratando-se de valores de tensão mais comumente utilizados [1071], [1072] inclusive em casas CC inteligentes [1073]. Uma vez que o conversor CC-CC

utilizado é do tipo *interleaved* de três fases, a corrente nominal do lado da rede elétrica não é de 150 A mas sim de 450 A (o triplo), tornando possível a operação com potência até 171 kW.

Tabela 4.1 – Características nominais do sistema integrado proposto em função do tipo de interface.

	SISTEMA DE TRACÇÃO	REDE ELÉTRICA CA MONOFÁSICA	REDE ELÉTRICA CA TRIFÁSICA	REDE ELÉTRICA CC
POTÊNCIA	98,7 kVA	34,5 kVA	103,9 kVA	171 kW
TENSÃO	380 V	230 V	400 V	48 V – 380 V
CORRENTE	150 A	150 A	150 A	450 A

Definidos os valores nominais de operação do sistema integrado em função do tipo de interface, torna-se também necessário definir os valores análogos para o extremo oposto, i.e., do lado dos elementos armazenadores de energia do VE. Considerando baterias de lítio constituídas por células de 3,2 V, foi definido um número de células igual a 100, resultando numa tensão nominal de 320 V para o conjunto. Este dimensionamento foi efetuado com base nas baterias *IFP36230218-100Ah* do fabricante *Wina Green Power* [1074], sendo que na Tabela 4.2 podem ser vistos alguns parâmetros do conjunto formado pelas mesmas. De entre os parâmetros presentes na tabela é de destacar a energia acumulada máxima de 37 kWh, valor na mesma ordem de grandeza que os de VEs comercialmente disponíveis na atualidade.

Tabela 4.2 – Características básicas nominais do conjunto de baterias utilizado no sistema integrado proposto.

GRANDEZA	VALOR
Tensão Nominal	320 V
Tensão de Fim de Carga	370 V
Tensão de Fim de Descarga	250 V
Capacidade Nominal	100 Ah
Energia Máxima	37 kWh

### 4.3.1 Filtro Passivo para Interface com a Rede Elétrica

Uma das funções principais de um conversor CA-CC bidirecional do tipo fonte de tensão passa por produzir tensões ou correntes controladas do lado CA. Porém, se o lado CA consistir numa rede elétrica, estando o conversor conectado em paralelo com a mesma, a tensão CA aos seus terminais será imposta pela própria rede elétrica. Como tal, de modo a poder operar com tensões ou correntes controladas, o conversor CA-CC bidirecional necessita de um filtro passivo de interface com a rede elétrica. Este filtro tem não só a função de efetuar a interface entre duas tensões diferentes (a tensão da rede elétrica a montante, idealmente sinusoidal, mas tipicamente contendo componentes harmónicas de baixa

frequência, e a tensão produzida pelo conversor a jusante, com uma componente de baixa frequência, igual à da rede elétrica, mas contendo várias componentes harmónicas de alta frequência devido ao carácter comutado do conversor), mas também a função de filtrar a corrente absorvida ou fornecida à rede elétrica de modo a ser maioritariamente constituída pela sua componente de frequência fundamental.

Como referido na secção anterior, o filtro passivo para interface com a rede elétrica é do tipo *LCL*. Trata-se de um filtro passa-baixo de terceira ordem, ou seja, é capaz de proporcionar uma atenuação de 60 dB por década. Por este motivo, os valores de indutância e capacidade dos elementos passivos que constituem o filtro não necessitam de ser tão elevados quanto os requeridos por um filtro de primeira ou segunda ordem, sendo que a principal motivação da escolha deste filtro foi a redução do tamanho físico das bobinas a utilizar no sistema integrado proposto. Para este tipo de filtro é, por isso, necessário dimensionar dois valores de indutância e um de capacidade. Apesar de todos os valores possuírem influência sobre a frequência de ressonância, diferentes valores de componentes em filtros passivos do tipo *LCL* com a mesma frequência de ressonância originam filtros com comportamentos diferentes, pelo que cada um dos componentes individuais deve obedecer a determinadas restrições. Deste modo, para o dimensionamento do filtro passivo do tipo *LCL* foram tidos em consideração os procedimentos referidos em [1075]–[1077].

Principiando pela bobina do lado do conversor, este é o componente responsável por atenuar a maior parte do *ripple* da corrente produzida, influenciando diretamente o valor máximo da corrente à qual os semicondutores de potência estão submetidos. Para um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços (representativo do pior caso, nomeadamente para a interface do sistema com uma rede elétrica CA trifásica, onde a tensão do barramento CC é mais elevada), o valor de indutância da bobina do lado do conversor ( $L_c$ ) de um filtro passivo do tipo *LCL* pode ser determinado por:

$$L_c = \frac{V_{DC}}{6 f_{sw} \Delta i_{Lc}}, \quad (4.1)$$

sendo  $V_{DC}$  o valor médio da tensão no barramento CC,  $f_{sw}$  a frequência de comutação do conversor e  $\Delta i_{Lc}$  o *ripple* admissível para a corrente do lado do conversor. Considerando  $V_{DC} = 800$  V,  $f_{sw} = 50$  kHz e um *ripple* de corrente de 10% do valor de pico da corrente nominal, i.e.,  $\Delta i_{Lc} = 21,21$  A, obtém-se  $L_c \approx 125,7$   $\mu$ H. De referir que, para este valor de  $L_c$ , o valor máximo de corrente nos semicondutores de potência constituintes do conversor CA-CC para as condições nominais de operação, bem como na referida bobina, é de  $150\sqrt{2} + 21,21/2$ , i.e., 222,7 A, valor 5% superior ao valor de pico da corrente

nominal, uma vez que esta corrente engloba a componente fundamental de 50 Hz e a componente de alta frequência (50 kHz) resultante da comutação do conversor. Como tal, o dimensionamento dos semicondutores de potência e das bobinas do lado do conversor deve ter em conta este valor de corrente e não apenas a amplitude da sua componente fundamental.

Para o dimensionamento do condensador, tipicamente considera-se que o seu consumo de potência reativa não deve exceder 5% do valor nominal de potência ativa do conversor. Assim, o valor máximo do condensador ( $C_{fMAX}$ ) é dado por:

$$C_{fMAX} = \frac{P}{2 \pi f_g V_{FF}^2} 5\%, \quad (4.2)$$

onde  $P$  é a potência ativa nominal do conversor,  $f_g$  é a frequência da rede elétrica e  $V_{FF}$  é o valor eficaz da tensão composta da rede elétrica. Considerando  $P = 103,9$  kW,  $f_g = 50$  Hz e  $V_{FF} = 400$  V, obtém-se  $C_{fMAX} \approx 103,35$   $\mu$ F. Esta condição é facilmente satisfeita devido ao facto de tal valor se traduzir num condensador de dimensões razoáveis, tendo em consideração uma tensão CA máxima superior a 400 V e uma tecnologia de filme para o mesmo.

Uma abordagem no dimensionamento de filtros passivos do tipo  $LCL$  passa por utilizar o mesmo valor de indutância para as bobinas do lado da rede elétrica e do lado do conversor pelo facto de resultar nos menores valores de indutância para uma dada frequência de ressonância, minimizando a queda de tensão no filtro passivo [1077]. No entanto, tal resulta num *ripple* elevado na corrente do lado do conversor para a mesma frequência de ressonância, aumentando o valor máximo desta corrente e, conseqüentemente, as perdas no conversor. Alternativamente, pode ser dimensionado um valor mínimo para a indutância da bobina do lado da rede elétrica tendo em conta a atenuação desejada para as componentes harmónicas da corrente do lado da rede elétrica em relação à corrente do lado do conversor. Como referido em [1076], o rácio entre estas indutâncias ( $L_g/L_c$ ) pode ser calculado por:

$$\frac{L_g}{L_c} = \frac{1+h}{h \left( L_c C_f (2 \pi f_{sw})^2 - 1 \right)}, \quad (4.3)$$

onde  $L_g$  é a indutância da bobina do lado da rede elétrica,  $C_f$  é a capacidade do condensador do filtro e  $h$  é a atenuação das componentes harmónicas da corrente do lado da rede elétrica em relação à corrente do lado do conversor, i.e.,  $h = \Delta i_{Lg} / \Delta i_{Lc}$ . Considerando  $\Delta i_{Lg} = 1$  A, o que resulta em  $h \approx 0,047$ , utilizando  $C_f = 10$   $\mu$ F e o valor previamente dimensionado para  $L_c$  (125,7  $\mu$ H), obtém-se um rácio de

aproximadamente 0,18, ou seja, uma indutância para a bobina do lado da rede elétrica cerca de 5,5 vezes menor do que a indutância da bobina do lado do conversor, o que resulta em  $L_g \approx 22,8 \mu\text{H}$ .

Em relação à indutância total, é conveniente que a soma dos valores de indutância das duas bobinas não seja demasiado elevada tendo em conta a impedância base do sistema, sendo definido um valor limite de 10% para a reatância indutiva total em relação à impedância base. Nestas condições, o valor máximo da indutância total  $((L_c + L_g)_{MAX})$  é calculado por:

$$(L_c + L_g)_{MAX} = \frac{V_{FF}^2}{2 \pi f_g P} 10\%, \quad (4.4)$$

obtendo-se um valor aproximado de 490  $\mu\text{H}$  para as mesmas condições utilizadas anteriormente, pelo que os valores dimensionados se encontram abaixo do limite ( $L_c + L_g \approx 148,5 \mu\text{H}$ ).

Relativamente à frequência de ressonância do filtro ( $f_{res}$ ), também designada por frequência de corte, esta pode ser determinada através de:

$$f_{res} = \frac{1}{2 \pi} \sqrt{\frac{L_c + L_g}{L_c L_g C_f}}, \quad (4.5)$$

sendo que o seu valor deve ser superior a dez vezes a frequência da rede elétrica (500 Hz) e inferior a metade da frequência de comutação (25 kHz). Para os valores dimensionados obtém-se  $f_{res} \approx 11,5 \text{ kHz}$ , cumprindo as restrições referidas.

Em termos de impedância do condensador ( $Z_{Cf}$ ) e da bobina do lado da rede elétrica ( $Z_{Lg}$ ), é conveniente ter  $Z_{Cf} \gg Z_{Lg}$  à frequência fundamental de modo a minimizar a circulação de potência reativa, obtendo-se  $Z_{Cf} \approx 318 \Omega$  e  $Z_{Lg} \approx 7,16 \text{ m}\Omega$  para os valores em questão a uma frequência de 50 Hz. Para além disso, é também conveniente ter  $Z_{Cf} \ll Z_{Lg}$  à frequência de comutação de modo a minimizar a injeção de correntes harmónicas na rede elétrica, obtendo-se  $Z_{Cf} \approx 0,318 \Omega$  e  $Z_{Lg} \approx 7,16 \Omega$  para os valores em questão a uma frequência de 50 kHz.

Apesar das vantagens dos filtros passivos do tipo *LCL* em relação a estruturas mais simples como *L*, existe um inconveniente relacionado com ressonância, que consiste na amplificação da corrente para frequências em torno da frequência de ressonância, tratando-se de frequências elevadas comparativamente à frequência fundamental da rede elétrica, i.e., componentes harmónicas, o que é indesejado, e cuja amplitude pode tomar valores superiores aos suportados pelo conversor. Deste modo, uma solução é a utilização de amortecimento, sendo a solução mais simples o amortecimento passivo,

que consiste em conectar uma resistência em série com o condensador do filtro, por exemplo. Outras abordagens para efetuar amortecimento em filtros passivos do tipo *LCL* podem ser vistas em [1075], [1077].

Utilizando a abordagem de amortecimento passivo série (resistência em série com o condensador), é necessário ter em conta que o valor de resistência tem não só influência no fator de qualidade do filtro, mas também na sua performance em termos de atenuação para frequências superiores à de ressonância, pelo que o valor escolhido deverá obedecer a uma relação de compromisso entre estes dois fatores. O fator de qualidade ( $Q$ ) de um filtro passivo do tipo *LCL* pode ser dado pelo quociente entre a resistência de amortecimento ( $R_f$ ) e a resistência característica do filtro ( $R_{res}$ ), esta sendo dada por:

$$R_{res} = \sqrt{\frac{L_c L_g}{(L_c + L_g) C_f}}, \quad (4.6)$$

tendo o valor aproximado de  $1,39 \Omega$  para os componentes dimensionados. Tal significa que, para valores de  $R_f$  inferiores a  $1,39 \Omega$ , o valor de  $Q$  é inferior a 1, sendo que, quanto menor for este, maior será o ganho à frequência de ressonância. Por outro lado, para valores de  $R_f$  superiores a  $1,39 \Omega$ , o valor de  $Q$  é superior a 1, sendo que, quanto maior for este, menor será o ganho à frequência de ressonância. Porém, para valores elevados de  $Q$ , a atenuação do filtro deixa de ser de 60 dB por década. Na Figura 4.5 pode ver-se a influência do valor de  $Q$  na resposta em frequência do filtro passivo do tipo *LCL* dimensionado, nomeadamente para os valores 0,1, 0,5, 1 e 5. O diagrama de Bode representado diz respeito à corrente do lado da rede elétrica em função da tensão produzida pelo conversor, pelo que existe uma atenuação de 20 dB por década para frequências inferiores à frequência de ressonância, sendo tal efeito devido à indutância total do filtro, ou seja, este comporta-se como um simples filtro do tipo *L* para frequências abaixo da frequência de ressonância. Para frequências acima desta a atenuação aumenta, no entanto possuindo valores diferentes em função do valor de  $Q$ . Um valor de atenuação conveniente de se analisar é à frequência de comutação (50 kHz), obtendo-se -58 dB para  $Q = 0,1$ , -51 dB para  $Q = 0,5$ , -46 dB para  $Q = 1$  e -36 dB para  $Q = 5$ . De referir que mesmo o pior caso é capaz de garantir uma atenuação superior do que aquela que seria obtida com um filtro passivo de segunda ordem (e.g., do tipo *LC*) para uma frequência de ressonância dez vezes superior à de comutação, sendo que neste caso a frequência de ressonância é menos de cinco vezes menor. Com base em valores standard de resistências foi selecionado o valor de  $2 \Omega$  para  $R_f$ , resultando em  $Q = 1,44$ .

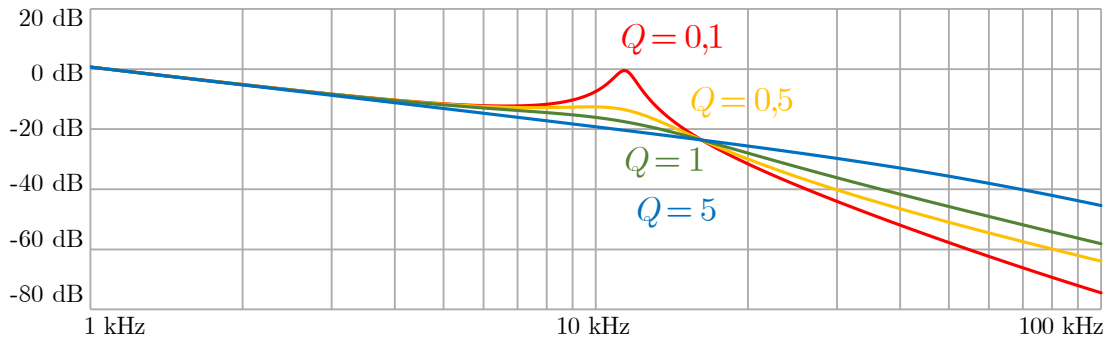


Figura 4.5 – Resposta em frequência de um filtro passivo do tipo *LCL* para diferentes valores de fator de qualidade ( $Q$ ).

### 4.3.2 Bobinas do Conversor CC-CC Bidirecional

Para além das bobinas do conversor CA-CC para interface com as redes elétricas CA, é também necessário dimensionar as bobinas do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* que efetua a interface com as baterias do VE. Apesar de o conversor CC-CC se tratar de uma configuração *interleaved*, sendo que o *ripple* na corrente das baterias é menor do que o *ripple* das correntes individuais nas bobinas, o *ripple* nestas não pode ser demasiado elevado ao ponto de o conversor operar em modo de condução descontínuo, aumentando o *ripple* na corrente das baterias e podendo ser perdida alguma eficácia na sua controlabilidade. Para além disso, os semicondutores de potência do conversor CC-CC estão sujeitos a tais correntes, pelo que valores de *ripple* de corrente demasiado elevados traduzem-se em maiores perdas nos mesmos.

Uma vez que as bobinas do conversor CC-CC fazem interface entre o barramento CC e as baterias, o seu dimensionamento é dependente de ambas as tensões. De facto, é dependente da diferença entre estas, sendo necessário considerar o pior caso, i.e., a diferença mais elevada, que ocorre para a tensão no barramento CC ( $v_{dc}$ ) máxima (800 V) e a tensão nas baterias ( $v_{bat}$ ) mínima (250 V). Como se pode verificar na Tabela 3.21 apresentada na secção 3.3.1 relativa ao conversor CC-CC bidirecional *buck-boost*, a tensão de saída é relacionada com a tensão de entrada através do valor de *duty cycle* ( $D$ ) por  $D$  (para o modo *buck*) e  $1/(1-D)$  (para o modo *boost*), resultando em valores de  $D$  de 31,25% e 68,75% para os valores referidos, respetivamente. Utilizando como referência o modo *boost* e apenas considerando uma fase do conversor, a tensão na bobina ( $v_L$ ) é igual a  $v_{bat}$  quando o semicondutor responsável pelo modo *boost* se encontra em condução e é igual a  $v_{bat} - v_{dc}$  quando o semicondutor responsável pelo modo *boost* se encontra ao corte, ou seja, tem-se  $v_L = 250$  V durante 68,75% de um período de comutação e  $v_L = -550$  V durante 31,25% de um período de comutação. Recorrendo à equação (3.1) relativa à taxa de variação de corrente numa bobina, também apresentada na secção

sobre o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost*, para o mesmo valor de indutância das bobinas do lado do conversor dimensionadas para o filtro passivo *LCL* (125,7  $\mu\text{H}$ ) e considerando uma frequência de comutação de 100 kHz, resolvendo em ordem à variação da corrente obtém-se um valor de cerca de 13,7 A (pico-a-pico). Uma vez que a corrente nominal em cada fase é de 150 A, o valor de *ripple* obtido é de apenas 9,1%, pelo que é suficiente utilizar-se o mesmo valor de indutância das bobinas previamente dimensionadas, homogeneizando o projeto do sistema integrado proposto e facilitando uma eventual produção do mesmo em larga escala.

Para além das bobinas do conversor CC-CC *buck-boost interleaved*, a interface às baterias do VE é também efetuada por intermédio de um condensador. Este tem apenas a função de desacoplamento, auxiliando as baterias em situações de fornecimento ou absorção de correntes com variações rápidas, sendo que a utilização de uma configuração *interleaved* providencia uma filtragem suficiente. Neste caso, a capacidade deve ser dimensionada em função do valor eficaz da corrente ( $I_{RMS}$ ), da frequência do *ripple* da mesma ( $f$ ) e do *ripple* de tensão admissível ( $\Delta v$ ), sendo a capacidade mínima ( $C_{MIN}$ ) dada por:

$$C_{MIN} = \frac{I_{RMS}}{2 \pi f \Delta v}. \quad (4.7)$$

Considerando  $I_{RMS} = 450 \text{ A}$ ,  $\Delta v = 10 \text{ V}$  e  $f = 300 \text{ kHz}$ , o valor obtido para  $C_{MIN}$  é de 23,87  $\mu\text{F}$ . No entanto, o fator mais importante para a escolha deste condensador é a sua corrente de *ripple*, pelo que, se não for no mínimo igual ao valor considerado para  $I_{RMS}$ , o valor de  $\Delta v$  dimensionado não é assegurado.

### 4.3.3 Condensadores do Barramento CC

O sistema proposto é constituído por dois conversores de potência que partilham um barramento CC. Tratando-se de topologias fonte de tensão em todos os casos, o barramento CC necessita de ser constituído por um ou mais condensadores, pelo que para o seu dimensionamento devem ser tidos em consideração determinados parâmetros consoante o modo de operação. Por exemplo, para um conversor CA-CC conectado a uma rede elétrica CA, o dimensionamento do condensador do barramento CC deve ter em consideração parâmetros como a capacidade e a tensão máxima em função do *ripple* admissível para a tensão CC. Por outro lado, para um conversor CC-CA alimentado por baterias, como é o caso da operação em modo de tração, as características mais interessantes para o condensador são a sua corrente de *ripple* e a resposta dinâmica, sendo que a capacidade não possui um papel demasiado relevante. Uma vez que no presente sistema deve ser utilizado o mesmo hardware para todos os modos de operação, os condensadores do barramento CC devem obedecer a todas as restrições impostas. De



referir que é utilizado o plural devido ao facto de, geralmente, ser impraticável obter-se os requisitos pretendidos com um apenas um condensador, sendo tipicamente associados vários condensadores em paralelo.

Para o barramento CC de conversores CA-CC bidirecionais conectados à rede elétrica, a solução mais comum em termos de tecnologia passa por utilizar condensadores eletrolíticos. A principal vantagem destes é a elevada densidade energética, permitindo valores mais elevados de capacidade e de tensão para o mesmo tamanho físico em comparação com outras tecnologias de condensadores. No entanto, trata-se de uma tecnologia pobre em termos de características que influenciam diretamente o desempenho dinâmico de qualquer condensador, nomeadamente a resistência interna (*equivalent series resistance* – ESR), a indutância interna (*equivalent series inductance* – ESL) e a corrente de *ripple*. Valores mais elevados de ESR e ESL distanciam um condensador da sua idealidade (um elemento puramente capacitivo), reduzindo a sua frequência de ressonância, o que deteriora o seu desempenho para altas frequências. Para além disso, valores mais elevados de ESR significam maior potência dissipada para as mesmas condições de operação, o que não só acarreta uma maior potência consumida pelo conversor associado e respetiva alimentação, como também um maior aquecimento do próprio condensador, reduzindo o seu tempo de vida útil que, em condensadores eletrolíticos, é já reduzido em comparação com outras tecnologias. Outra desvantagem dos condensadores eletrolíticos reside nas suas tensões máximas (entre 550 V e 600 V [1078], [1079]), sendo que o presente sistema pressupõe a interface a uma rede elétrica CA trifásica de 400 V e, como tal, é necessária a utilização de uma tensão no barramento CC superior a 565 V. Utilizando condensadores eletrolíticos, neste caso seria necessário associar dois condensadores em série, duplicando os valores de ESR e ESL e dividindo a capacidade em metade sob o ponto de vista do condensador equivalente. Alternativamente, caso se pretendesse duplicar a tensão máxima e simultaneamente manter os valores iniciais de ESR, ESL e capacidade, em vez de um condensador teriam de ser utilizados quatro, aumentando significativamente o peso, volume e custo do sistema. Para além disso, a associação de condensadores de igual capacidade em série não garante uma divisão equitativa das tensões, pelo que seria também necessário utilizar resistências de equalização, uma solução naturalmente pouco eficiente e com custos associados. Em suma, a conexão de condensadores em série acarreta inúmeras desvantagens à custa de apenas uma vantagem. De referir também que os condensadores eletrolíticos são um dos elos mais fracos dos conversores fonte de tensão no que diz respeito à fiabilidade [675], pelo que, juntamente com as restantes desvantagens referidas, a utilização de condensadores eletrolíticos para o barramento CC se trata de uma solução descartada para o projeto do sistema proposto.

Desta forma, a tecnologia selecionada para os condensadores do barramento CC é a de filme, nomeadamente polipropileno. Condensadores deste tipo possuem reduzidos valores de ESR e ESL e elevados valores de corrente de *ripple* e tempo de vida útil, situando-se mais próximo do condensador ideal comparativamente aos condensadores eletrolíticos. Para além disso, uma vez que suportam tensões mais elevadas (até cerca de 1500 V [1079]), não existe necessidade de associar dois ou mais condensadores em série. De notar que a utilização de condensadores de filme em detrimento de condensadores eletrolíticos é um tópico merecedor de atenção na literatura [9], [1080]–[1086].

Relativamente ao dimensionamento dos condensadores, como referido, é necessário ter em consideração os vários modos de operação do sistema integrado. Principiando pelo modo de tração, a função dos condensadores do barramento CC é essencialmente a de desacoplamento, uma vez que a energia é proveniente de baterias. Neste caso, a capacidade deve ser dimensionada em função do valor eficaz da corrente ( $I_{RMS}$ ), da frequência do *ripple* da mesma ( $f$ ) e do *ripple* de tensão admissível ( $\Delta v$ ), sendo a capacidade mínima ( $C_{MIN}$ ) dada pela equação (4.7) apresentada no item anterior. Considerando  $I_{RMS} = 150$  A,  $\Delta v = 10$  V e  $f = 50$  kHz, o valor obtido para  $C_{MIN}$  é de 47,75  $\mu$ F, tratando-se de um valor consideravelmente baixo. De referir que o cálculo efetuado diz respeito a condensadores de filme, pelo que, caso se pretenda comparar o resultado com aquele que seria obtido utilizando condensadores eletrolíticos, é comum considerar-se uma corrente eficaz de 20 mA por cada microfarad [1078], [1087], resultando numa capacidade de 7500  $\mu$ F para uma corrente de 150 A. Daqui se depreende que um condensador de filme não necessita de ter uma elevada capacidade para efetuar a sua função.

Em relação ao dimensionamento da capacidade para a interface com as redes elétricas CA monofásica ou trifásica, é necessário ter em conta a componente oscilante da potência instantânea fornecida pela rede elétrica ( $\tilde{p}$ ). Esta é dada por:

$$\tilde{p} = 2 V_G I_G \cos(2\omega t + \varphi), \quad (4.8)$$

onde  $V_G$  e  $I_G$  são os valores eficazes da tensão e da corrente da rede elétrica, respetivamente,  $\omega$  é a frequência angular da rede elétrica,  $t$  é o instante de tempo e  $\varphi$  é o desfasamento entre a tensão e a corrente. Decompondo a tensão nos condensadores do barramento CC no seu valor médio ( $V_{DC}$ ) e no *ripple* ( $\Delta v$ ) e tendo em conta a energia armazenada num condensador em função da sua capacidade e tensão, sabendo que a energia corresponde à integral da potência, tem-se:

$$\frac{1}{2} C (V_{DC} + \Delta v)^2 = \int \tilde{p} dt. \quad (4.9)$$

Assim, combinando as equações (4.8) e (4.9) e resolvendo em ordem à capacidade, neste caso a capacidade mínima para satisfazer o pretendido ( $C_{MIN}$ ), para uma rede elétrica CA monofásica tem-se [1088]:

$$C_{MIN} = \frac{V_G I_G}{\pi f V_{DC} \Delta v}. \quad (4.10)$$

Considerando  $V_G = 230$  V,  $I_G = 150$  A,  $f = 100$  Hz por se tratar de um conversor CA-CC monofásico conectado à rede elétrica, onde a frequência do *ripple* no barramento CC é o dobro da frequência da rede,  $V_{DC} = 400$  V e  $\Delta v = 10$  V, obtém-se um impraticável valor de  $C_{MIN} \approx 27,45$  mF. Em relação a uma rede elétrica CA trifásica, para um conversor ativo tem-se [1089]:

$$C_{MIN} = \frac{3I_G}{240 f \Delta v}. \quad (4.11)$$

Neste caso, o valor de  $f$  é de 300 Hz, uma vez que a frequência do *ripple* no barramento CC num conversor CA-CC trifásico é seis vezes superior à frequência da rede. Considerando novamente  $\Delta v = 10$  V e  $I_G = 150$  A, obtém-se um valor reduzido de  $C_{MIN} = 625$   $\mu$ F, constatando-se que a condição mais restrita se aplica à interface com a rede elétrica CA monofásica. No entanto, uma vez que a tensão a utilizar no barramento CC é menor aquando da interface com a rede elétrica CA monofásica e os condensadores terão de suportar a tensão mais elevada (sendo estipulado o valor de 800 V), pode aumentar-se o valor de  $V_{DC}$  e admitir-se um valor mais elevado para  $\Delta v$  sem prejudicar o funcionamento do conversor. Assim, considerando-se  $V_{DC} = 450$  V e  $\Delta v = 100$  V, significando que a tensão no barramento CC oscilará entre 400 V e 500 V, substituindo em (4.10) obtém-se  $C_{MIN} = 2440$   $\mu$ F, valor bastante mais realista para a aplicação em questão. Apesar disso, deverá ser tida em conta a tensão CA máxima suportada pelos condensadores.

Com base nos cálculos efetuados e na disponibilidade existente no mercado, foram selecionados seis condensadores com a referência *B25620B1427A101* [1090] do fabricante *TDK* como elemento principal do barramento CC. Na Tabela 4.3 podem ser vistas as principais características elétricas nominais dos condensadores selecionados, sendo apresentadas para um condensador único e para o conjunto formado pelos seis em paralelo. Pode verificar-se que são satisfeitas todas as condições anteriormente mencionadas no dimensionamento, nomeadamente a tensão nominal CC (1100 V), relevante para a interface com a rede elétrica CA trifásica, o *ripple* máximo admissível (tensão nominal CA, de 308 V) e a capacidade (2520  $\mu$ F), relevantes para a interface com a rede elétrica CA monofásica, e a corrente de *ripple* (378 A), relevante para a operação do sistema durante o modo de tração.

Tabela 4.3 – Características nominais dos condensadores *B25620B1427A101* do fabricante *TDK* selecionados para o barramento CC do sistema integrado proposto.

GRANDEZA	CONDENSADOR ÚNICO	SEIS CONDENSADORES EM PARALELO
Tensão Nominal CC	1100 V	
Tensão Nominal CA	0,28*1100 V = 308 V	
Capacidade	420 $\mu$ F	2520 $\mu$ F
Corrente de <i>Ripple</i>	63 A	378 A
ESR (medida a 1 kHz)	2,4 m $\Omega$	400 $\mu\Omega$
ESL	$\leq$ 40 nH	$\leq$ 6,67 nH
Fator de Dissipação ( $\tan \delta$ )	0,0002	

Como mencionado no parágrafo anterior, os condensadores referidos são o principal constituinte do barramento CC, sendo necessários mas não suficientes. Este facto é devido à frequência de ressonância ( $f_{res}$ ), característica intrínseca de todos os condensadores, que é tanto menor quanto maior forem os valores de capacidade e ESL. O valor de  $f_{res}$  exprime a frequência à qual um dado condensador possui a mínima impedância possível, ou seja, à qual a sua impedância possui um valor igual ao valor de ESR devido ao facto de a reatância capacitiva igualar a reatância indutiva correspondente à ESL. Tal significa que, para frequências inferiores a  $f_{res}$ , o condensador se comporta como um elemento predominante capacitivo, como é suposto, ao passo que para frequências superiores a  $f_{res}$  o mesmo se comporta como um elemento predominantemente indutivo, o que não é desejável. O valor de  $f_{res}$  pode ser calculado através da seguinte expressão:

$$f_{res} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{ESL C}} \quad (4.12)$$

Recorrendo aos valores da Tabela 4.3 verifica-se que para os condensadores selecionados tem-se  $f_{res} \approx 38,8$  kHz, valor que está abaixo da frequência de comutação utilizada, i.e., os condensadores apresentam um comportamento mais semelhante a bobinas para a frequência de comutação. Este inconveniente pode ser colmatado com a conexão de condensadores diferentes em paralelo, nomeadamente condensadores de menor capacidade devido ao facto de possuírem naturalmente uma frequência de ressonância mais elevada. Desta forma, o valor de impedância do conjunto em função da frequência não toma apenas um mínimo mas sim vários, melhorando a resposta em frequência do barramento CC. Neste sentido, foram selecionados condensadores do fabricante *KEMET* com a referência *C4AQQBW5250A30J* [1091], também de polipropileno, estando as suas características elétricas principais apresentadas na Tabela 4.4. A quantidade selecionada para este condensador é doze de modo a serem utilizados dois condensadores próximos de cada braço de semicondutores de potência,

minimizando a impedância e eventuais oscilações que possam ocorrer nas tensões e correntes envolvidas nos semicondutores. Para este condensador tem-se  $f_{res} \approx 269$  kHz, valor acima da frequência de comutação máxima utilizada.

Tabela 4.4 – Características nominais dos condensadores *C4AQQBW5250A30J* do fabricante *KEMET* selecionados para o barramento CC do sistema integrado proposto.

GRANDEZA	CONDENSADOR ÚNICO	DOZE CONDENSADORES EM PARALELO
Tensão Nominal CC	1100 V	
Tensão Nominal CA	$0,1 \cdot 1100 \text{ V} = 110 \text{ V}$	
Capacidade	25 $\mu\text{F}$	300 $\mu\text{F}$
Corrente de <i>Ripple</i>	25,5 A	306 A
ESR (medida a 10 kHz)	3,2 m $\Omega$	266,7 $\mu\Omega$
ESL	14 nH	1,167 nH
Fator de Dissipação ( $\tan \delta$ )	$\leq 0,0002$	

Apesar de o condensador anteriormente mencionado possuir uma frequência de ressonância acima da frequência de comutação máxima utilizada pelos semicondutores, o desempenho para frequências altas não é garantido. A comutação de semicondutores não produz uma frequência única, não originando ondas sinusoidais mas sim quadradas, pelo que os reduzidos tempos de subida e descida das tensões e correntes traduzem-se em componentes de frequência bastante superiores à frequência de comutação. Neste sentido, um terceiro tipo de condensador de polipropileno é utilizado, também do fabricante *KEMET*, com a referência *A72SQ2220AA00J* [1092], cujas principais características elétricas podem ser vistas na Tabela 4.5. Para este condensador tem-se  $f_{res} \approx 6,412$  MHz, valor mais de vinte vezes superior à máxima frequência de comutação utilizada. De referir que o valor de corrente de *ripple* para estes condensadores é bastante reduzido comparado com os condensadores anteriores. Por outro lado, é indicado o valor máximo de  $dv/dt$ , que é desprezável nos restantes. Em relação ao valor de ESR, o *datasheet* do fabricante não o especifica. Este poderia ser calculado através da relação entre a reatância capacitiva e o fator de dissipação à frequência de ressonância, informação que também é omissa no *datasheet*. A quantidade escolhida para este condensador é também doze, utilizando-se dois condensadores próximos de cada braço de semicondutores, tal como no caso anterior, operando como condensadores de desacoplamento e garantindo um caminho de baixa impedância para as componentes de alta frequência da tensão e da corrente consequentes da comutação dos semicondutores.

Tabela 4.5 – Características nominais dos condensadores *A72SQ2220AA00J* do fabricante *KEMET* selecionados para o barramento CC do sistema integrado proposto.

GRANDEZA	CONDENSADOR ÚNICO	DOZE CONDENSADORES EM PARALELO
Tensão Nominal CC	1500 V	
Tensão Nominal CA	450 V	
Capacidade	22 nF	264 nF
Corrente de <i>Ripple</i>	≈3 A	≈36 A
$dv/dt$	6000 V/μs	
ESL (máximo 1 nH por mm)	≤28 nH	≤2,33 nH
Fator de Dissipação ( $\tan \delta$ )	0,0005	

Apresentados os três tipos de condensadores utilizados no barramento CC, na Tabela 4.6 é possível visualizar as principais características elétricas nominais do conjunto formado pelos três tipos de condensadores para as respectivas quantidades mencionadas. No caso das tensões nominais CC e CA, as mesmas são limitadas pelos condensadores que apresentam menor valor, sendo a capacidade e a corrente de *ripple* resultantes da soma dos valores de todos os condensadores, uma vez que se encontram conectados em paralelo. De referir que no valor de capacidade é desprezado o condensador de menor valor por representar menos de 0,01% do valor total de capacidade do barramento CC. Em relação aos valores de ESR e ESL, os valores totais são inferiores ao de cada conjunto de condensadores devido à conexão em paralelo dos mesmos.

Tabela 4.6 – Características nominais do conjunto de condensadores selecionados para o barramento CC do sistema integrado proposto.

GRANDEZA	VALOR
Tensão Nominal CC	1100 V
Tensão Nominal CA	110 V
Capacidade	2820 μF
Corrente de <i>Ripple</i>	≈720 A
ESR	<160 μΩ
ESL	≤0,7 nH

De modo a analisar a resposta em frequência dos condensadores do barramento CC, na Figura 4.6 encontra-se representado o diagrama de Bode para a amplitude dos três tipos de condensadores, nomeadamente com as referências *B25620B1427A101* (capacidade de 420 μF), *C4AQQBW5250A30J* (capacidade de 25 μF) e *A72SQ2220AA00J* (capacidade de 22 nF). É também possível visualizar o diagrama de Bode do conjunto, a preto tracejado, sendo que a impedância para cada frequência corresponde ao valor de impedância mínimo entre os três condensadores, por onde se depreende a vantagem de se utilizar condensadores de diferentes valores de capacidade. Como mencionado

relativamente ao condensador de 22 nF, sobre o qual não é fornecida informação sobre o valor de ESR, foi necessário atribuir um valor de modo a ser possível traçar o seu diagrama de Bode, sendo que este valor apenas influencia a profundidade do *notch* verificado à frequência de ressonância. Para o caso em questão, foi atribuído um valor de 30 mΩ baseado em condensadores equivalentes produzidos por outros fabricantes.

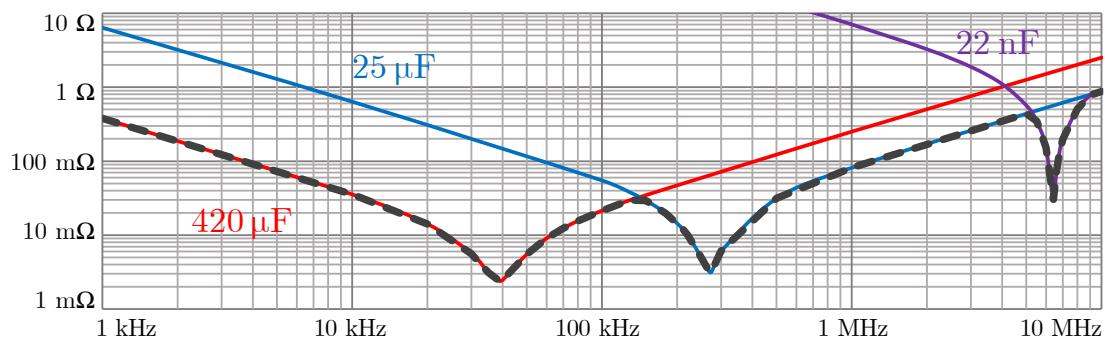


Figura 4.6 – Resposta em frequência dos condensadores selecionados para o barramento CC do sistema integrado proposto.

## 4.4 Simulações Computacionais

Após o dimensionamento dos componentes que constituem o sistema integrado proposto nesta tese, segue-se a apresentação de simulações computacionais de modo a validar os modos de operação delineados e a antever eventuais questões de cariz prático, i.e., em termos de implementação de hardware. O software de simulação utilizado para o sistema proposto nesta tese é o *PSIM*, da empresa *PowerSim*, ferramenta dedicada à simulação de circuitos de eletrónica de potência. Como referido no início do presente capítulo, são apresentadas simulações computacionais para os quatro tipos de interface, com operação bidirecional em todos os casos, nomeadamente: (1) Sistema de tração; (2) Interface com uma rede elétrica CA monofásica; (3) Interface com uma rede elétrica CA trifásica; (4) Interface com uma rede elétrica CC. Cada um dos quatro tipos de interface é analisado separada e detalhadamente nas secções seguintes.

### 4.4.1 Simulações Computacionais do Sistema de Tração

O funcionamento no modo de tração consiste na operação primordial de um VE, sendo que a função de qualquer veículo é garantir a sua locomoção. Assim, esta secção apresenta os resultados de simulação do sistema de tração, sendo inicialmente apresentada a validação de procedimentos mais específicos, como o sensor de posição e a transformada de Park, seguida do algoritmo de controlo da máquina

elétrica e da corrente nas baterias e, por fim, sendo apresentados resultados de simulação do sistema de tração a operar integralmente. É analisada a operação da máquina elétrica nos quatro quadrantes de potência (velocidade de rotação versus binário), ou seja, para além da operação tradicional da máquina elétrica como motor, é também analisada a operação de travagem regenerativa, i.e., como gerador, devolvendo energia às baterias do VE. Na Figura 4.7 encontra-se representada a topologia do sistema integrado durante o funcionamento no modo de tração, onde é visível um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços, cujo lado CA é conectado aos enrolamentos do estator da máquina elétrica, e um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de três fases, cujo lado de menor tensão é conectado às baterias do VE. O lado CA do conversor CA-CC e o lado de maior tensão do conversor CC-CC encontram-se conectados entre si, representando o barramento CC do sistema integrado. Com base no dimensionamento apresentado previamente neste capítulo, as frequências de comutação utilizadas para os conversores CA-CC e CC-CC são de 50 kHz e 100 kHz, respetivamente.

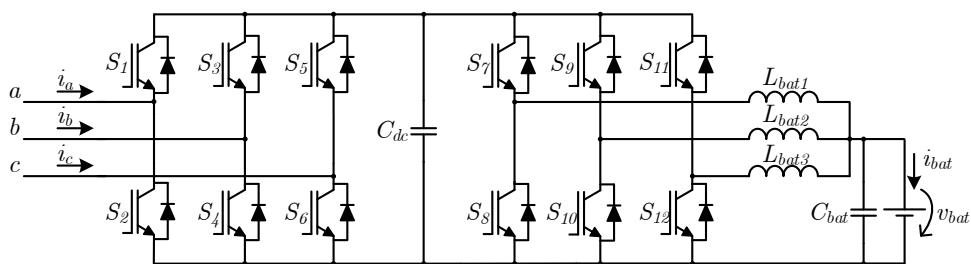


Figura 4.7 – Sistema integrado proposto para funcionamento no sistema de tração.

### Sensor de Posição *Resolver*

Como referido na secção 2.10 relativa à máquina elétrica selecionada, esta possui incorporado um sensor de posição do tipo *resolver*. Este tipo de sensor é essencialmente um transformador rotativo que possui dois enrolamentos posicionados em quadratura entre si, para além de um enrolamento que deve ser excitado com um sinal sinusoidal de relativamente elevada frequência (poucas dezenas de kHz) que, no âmbito das simulações computacionais, não necessita de ser considerado. À semelhança da própria máquina elétrica, um *resolver* também possui um determinado número de pares de polos, sendo igual ao da primeira (quatro). Quando o rotor (e, consequentemente, o *resolver*) se encontra em rotação, os dois enrolamentos posicionados em quadratura fornecem sinais sinusoidais também em quadratura, tratando-se de um par de sinais seno e cosseno cujo argumento é a posição angular elétrica do rotor. Esta pode ser calculada pela função arco tangente do quociente entre o sinal seno e o sinal cosseno, semelhante à equação (3.5) apresentada no capítulo anterior relativamente às técnicas de sincronização por filtragem fazendo uso das componentes em quadratura da transformada de Clarke.



Deste modo, na Figura 4.8 encontram-se representados dois resultados de simulação da determinação da posição angular elétrica do rotor da máquina elétrica recorrendo ao sensor *resolver*, estando na Figura 4.8(a) representada a situação de arranque e na Figura 4.8(b) representada a operação à velocidade nominal da máquina elétrica (12000 rpm). De referir que ambos os resultados foram obtidos com a máquina elétrica a operar como gerador, sendo no primeiro caso utilizada uma carga de binário constante negativo e no segundo uma carga de velocidade constante. Em termos de sinais representados, podem ver-se os dois sinais de saída do *resolver* ( $\sin(\theta)$ ,  $\cos(\theta)$ ), o ângulo calculado a partir destes ( $\theta$ ) e a velocidade de rotação da máquina elétrica ( $n_m$ ). De referir que os sinais de saída do *resolver* não são unitários devido ao facto de a medição para ambos os enrolamentos ser efetuada de forma diferencial, duplicando a amplitude do sinal medido. Em relação ao primeiro caso, constata-se que a frequência dos sinais aumenta continuamente, consequência do aumento linear da velocidade de rotação da máquina elétrica por aplicação de uma carga (neste caso fonte) de binário constante. O ângulo  $\theta$  calculado varia entre  $-\pi$  e  $\pi$  (podendo, contudo, ser utilizado outro intervalo válido, tal como de 0 a  $2\pi$ ), sendo que o seu zero coincide com o zero ascendente do sinal  $\sin(\theta)$  e a passagem de  $\pi$  para  $-\pi$  coincide com o zero descendente também do sinal  $\sin(\theta)$ . Em relação ao segundo caso, com a velocidade de rotação constante em 12000 rpm, é visível uma retenção de ordem zero no sinal  $\theta$ . Este facto é explicado pela elevada frequência correspondente à velocidade de rotação de 12000 rpm, nomeadamente 800 Hz, valor que é apenas 62,5 vezes inferior à frequência de amostragem de 50 kHz, não obstante tratando-se de um fator suficiente para uma determinação adequada da posição angular. Uma vez que o número de polos do *resolver* é igual ao número de polos da máquina elétrica, também os sinais  $\sin(\theta)$  e  $\cos(\theta)$  possuem uma frequência de 800 Hz (i.e., um período de 1,25 ms, estando dois períodos representados na figura). A importância de uma correta determinação da posição angular do rotor da máquina elétrica prende-se com o facto de esta ser utilizada na transformada de Park, operação necessária para a implementação de controlos vetoriais para máquinas elétricas, como é o caso do FOC e do controlo MTPA, pelo que eventuais erros nesta variável podem levar à degradação do funcionamento do sistema de tração.

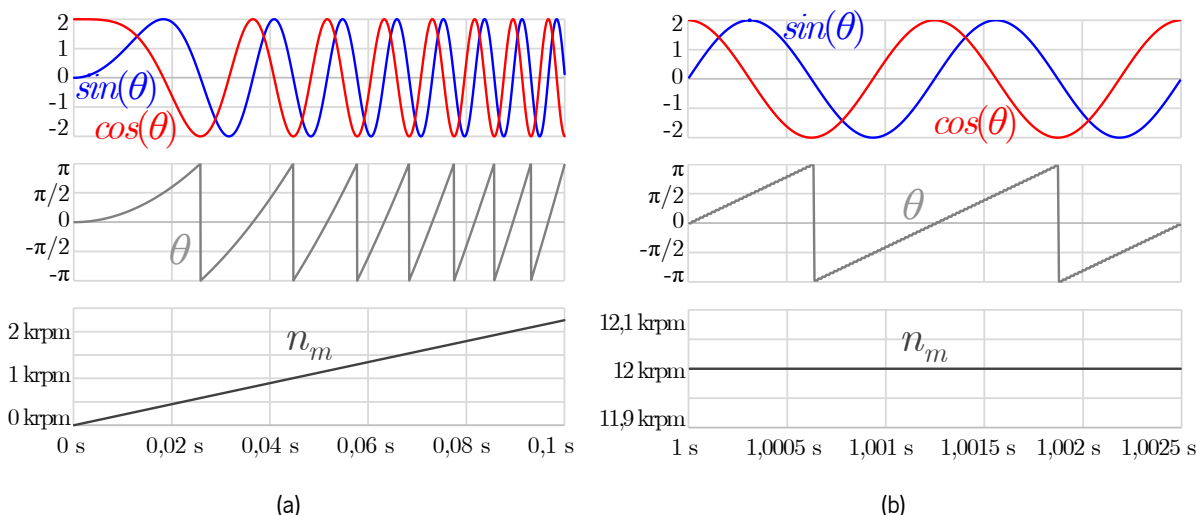


Figura 4.8 – Resultados de simulação da determinação da posição angular elétrica do rotor da máquina elétrica utilizando o sensor *resolver* em condições de: (a) Arranque; (b) Velocidade nominal.

### Transformada de Park

Como referido, o ângulo elétrico do rotor determinado por intermédio do sensor de posição é utilizado na transformada de Park, que por sua vez é utilizada quer no FOC quer no controlo MTPA, onde as correntes e tensões envolvidas nos enrolamentos do estator da máquina elétrica são processadas como grandezas CC graças ao seu sincronismo com o rotor. Assim, na Figura 4.9 podem ser vistas as correntes nos enrolamentos do estator da máquina elétrica em coordenadas *abc* ( $i_a, i_b, i_c$ ) e em coordenadas *dq* ( $i_d, i_q$ ), a posição angular elétrica do rotor ( $\theta$ ) e as tensões de referência a aplicar aos enrolamentos do estator da máquina elétrica em coordenadas *abc* ( $v_a, v_b, v_c$ ) e em coordenadas *dq* ( $v_d, v_q$ ). Na figura estão apresentados os quatro quadrantes de operação de uma máquina elétrica, sendo que a Figura 4.9(a) e a Figura 4.9(d) são referentes à operação como motor (velocidade e binário com o mesmo sinal) e a Figura 4.9(b) e a Figura 4.9(c) são referentes à operação como gerador (velocidade e binário com sinais opostos), estando na Figura 4.9(a) e Figura 4.9(b) representado o sentido de rotação positivo e na Figura 4.9(c) e Figura 4.9(d) o sentido de rotação negativo. De notar que, neste último caso, a evolução da posição angular elétrica do rotor é descendente em vez de ascendente, assim como a sequência de fases se encontra trocada (*a, c, b* em vez de *a, b, c*), ambos os factos estando de acordo com o sentido de rotação negativo numa máquina elétrica. Para os quatro casos, os valores utilizados de velocidade de rotação ( $n_m$ ) e de binário ( $T_m$ ), em módulo, são de 12000 rpm e 10 Nm, respetivamente, pelo que as formas de onda das tensões e correntes em coordenadas *abc*, bem como da posição angular elétrica do rotor, possuem uma frequência de 800 Hz em todos os casos. Como se pode constatar na Figura 4.9(a), referente à operação principal de uma máquina elétrica, i.e., operando

como motor no sentido de rotação positivo, a corrente  $i_a$  encontra-se sincronizada e em oposição de fase (devido ao sentido arbitrado para as correntes nos enrolamentos do estator) com o ângulo  $\theta$ , implicando uma corrente  $i_d$  praticamente nula, sendo que a corrente  $i_q$  é praticamente igual à amplitude das correntes em coordenadas  $abc$ . Por outro lado, quando a máquina opera como gerador no sentido de rotação positivo (Figura 4.9(b)), a corrente  $i_a$  encontra-se em fase com o ângulo  $\theta$ , ao contrário do que se sucede na operação como motor. Como se pode verificar, a corrente  $i_q$  é positiva quando  $T_m$  é também positivo (Figura 4.9(a) e Figura 4.9(c)). Relativamente às tensões em coordenadas  $abc$ , estas são obtidas através da transformada inversa de Park, sendo as tensões  $v_d$  e  $v_q$  calculadas por um algoritmo de controlo como o FOC ou o MTPA. Como se pode constatar, a tensão  $v_q$  é positiva quando  $n_m$  é também positiva (Figura 4.9(a) e Figura 4.9(b)), sendo a tensão  $v_d$  negativa quando a máquina elétrica opera como motor e positiva quando opera como gerador. Com base no referido, pode verificar-se que a operação da máquina elétrica como motor implica  $v_q$  e  $i_q$  com sinais iguais, cujo sinal é igual ao sentido de rotação.

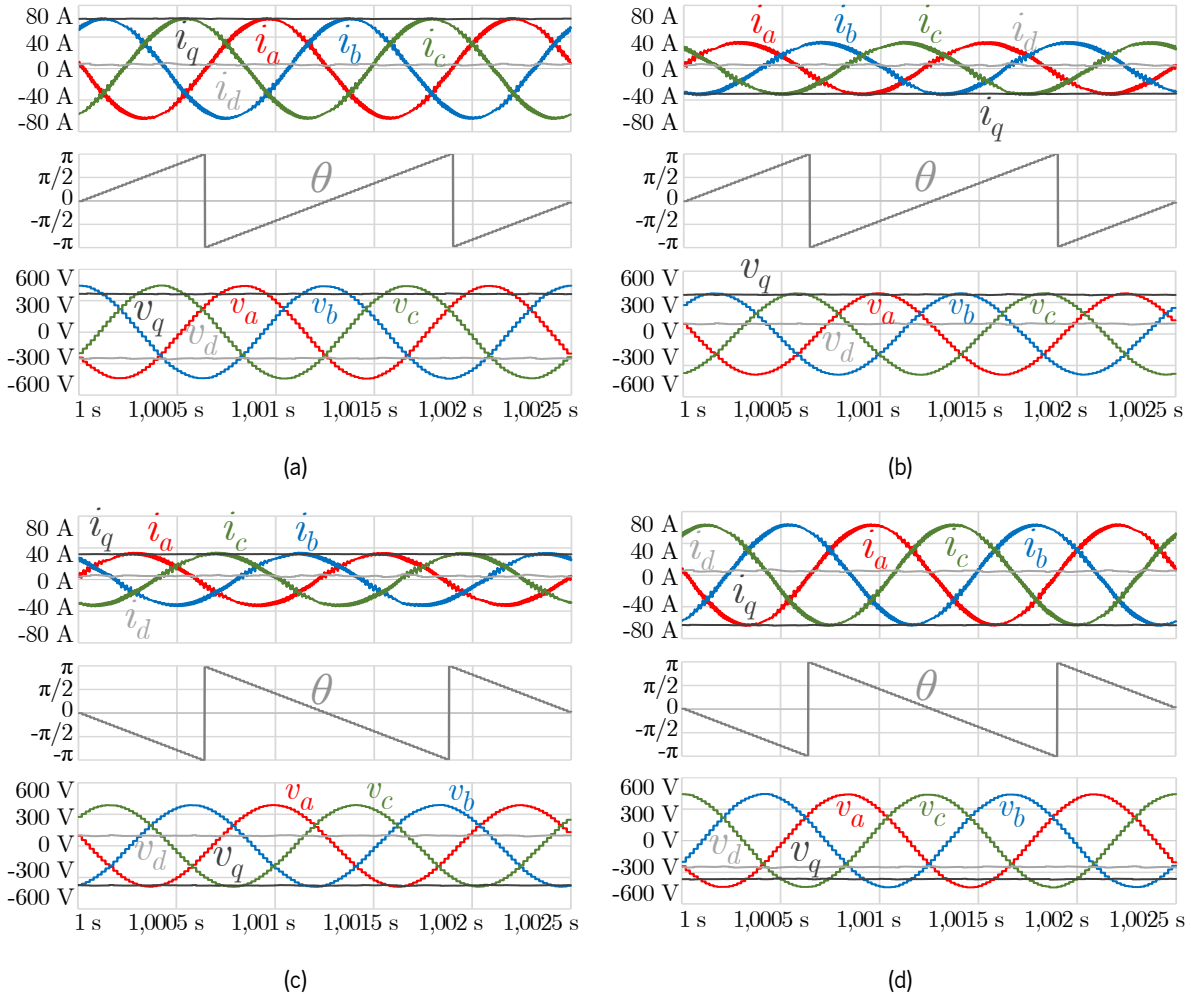


Figura 4.9 – Resultados de simulação da transformada de Park com a máquina elétrica a operar à velocidade nominal com:
   
 (a)  $n_m > 0$  e  $T_m > 0$  (operação como motor no sentido positivo); (b)  $n_m > 0$  e  $T_m < 0$  (operação como gerador no sentido positivo); (c)  $n_m < 0$  e  $T_m > 0$  (operação como gerador no sentido negativo); (d)  $n_m < 0$  e  $T_m < 0$  (operação como motor no sentido negativo).

## Algoritmo de Controlo da Máquina Elétrica

Os resultados de simulação apresentados até ao momento relativamente ao sistema de tração servem de base ao algoritmo de controlo utilizado para regular valores de velocidade ou binário da máquina elétrica. Para esta finalidade, o algoritmo selecionado é o FOC, uma das técnicas de controlo para máquinas elétricas mais utilizadas comercialmente e que permite um desacoplamento das componentes das correntes que contribuem para o fluxo magnético ( $i_d$ ) e para o binário ( $i_q$ ) desenvolvido pela máquina elétrica, para além de tratar estas correntes como componentes CC devido à sua sincronização com o enlace de fluxo magnético do rotor. De modo a validar o FOC em termos do controlo das correntes  $i_d$  e  $i_q$  sem efetuar qualquer controlo de velocidade ou de binário, a Figura 4.10 ilustra um resultado de simulação da situação referida, onde podem ser vistas as correntes nos enrolamentos do estator em

coordenadas  $abc$  ( $i_a, i_b, i_c$ ) e em coordenadas  $dq$  ( $i_d, i_q$ ), bem como as respetivas referências para estas ( $i_{ref.d}, i_{ref.q}$ ) e a velocidade ( $n_m$ ) e o binário ( $T_m$ ) desenvolvidos pela máquina elétrica. Neste resultado não é utilizada qualquer carga mecânica acoplada à máquina, sendo o barramento CC do conversor CA-CC bidirecional alimentado por uma fonte de tensão ideal de 800 V. O tempo de simulação utilizado é de 0,2 s, sendo as correntes de referência alteradas no instante 0,1 s. Durante o intervalo de tempo compreendido entre 0 s e 0,1 s tem-se  $i_{ref.d} = 0$  A e  $i_{ref.q} = 212$  A, ao passo que entre 0,1 s e 0,2 s se tem  $i_{ref.d} = -150$  A e  $i_{ref.q} = 150$  A. Em ambos os casos, a amplitude das correntes é de 212 A, o que corresponde à corrente nominal da máquina elétrica (150 A RMS). Na figura em pormenor pode observar-se que as correntes  $i_d$  e  $i_q$  reagem rapidamente ao degrau aplicado às respetivas referências, sendo que, como consequência, as correntes em coordenadas  $abc$  alteram de fase. Verifica-se também que o binário desenvolvido pela máquina elétrica passa a ser mais elevado com os novos valores de  $i_d$  e  $i_q$ , pelo que a velocidade de rotação passa a aumentar mais rapidamente a partir do instante 0,1 s. Sob o ponto de vista de MTPA, no primeiro caso está-se perante a operação com ângulo de  $90^\circ$  (tal como uma PMSM), enquanto no segundo caso se dá a operação com ângulo de  $45^\circ$  (tal como uma SynRM). Como se pode constatar na Figura 2.21 relativa à curva MTPA da máquina SRPM utilizada, para a corrente nominal, o binário produzido pela mesma é mais elevado para um ângulo de  $45^\circ$  do que de  $90^\circ$ , justificando o sucedido.

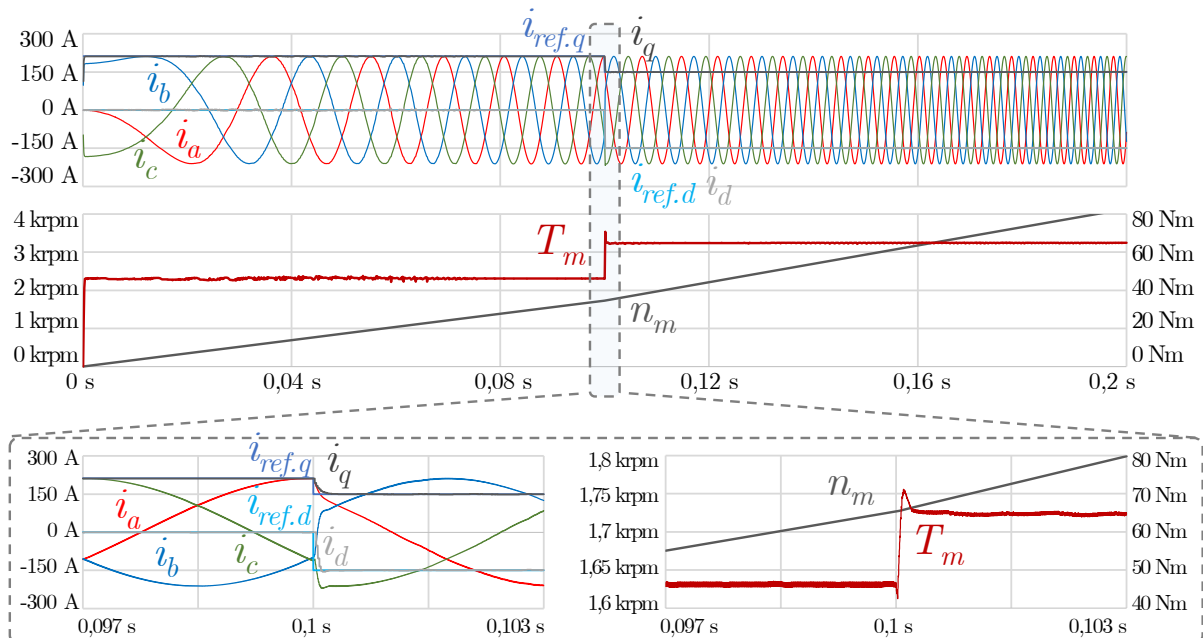


Figura 4.10 – Resultados de simulação da técnica de controlo FOC com correntes de referência arbitrárias.

De modo a visualizar-se o ponto MTPA da máquina elétrica para a corrente nominal de 150 A RMS, a Figura 4.11 ilustra um resultado de simulação do FOC com variação dinâmica das correntes de referência

$i_d$  e  $i_q$  mantendo constante a raiz da soma dos seus quadrados, i.e., a amplitude das correntes em coordenadas  $abc$ . Por outras palavras, este resultado mostra uma variação linear entre  $0^\circ$  e  $90^\circ$  do ângulo da corrente  $\gamma$  referido no controlo MTPA, onde se pode constatar que a curva obtida para  $T_m$  é semelhante às curvas apresentadas nessa secção. Para a máquina elétrica utilizada a operar com corrente nominal, o seu ponto MTPA ocorre para um ângulo da corrente de aproximadamente  $56,76^\circ$ , tendo-se  $i_d \approx -116$  A e  $i_q \approx 177$  A e resultando em  $T_m \approx 68,2$  Nm. De referir que o modelo de simulação da máquina elétrica não tem em conta a saturação magnética, motivo pelo qual este valor de binário é superior ao valor nominal indicado pelo fabricante (59,7 Nm). Em relação à velocidade de rotação ( $n_m$ ), esta varia em função do binário produzido, aumentando tanto mais rapidamente quanto maior for este.

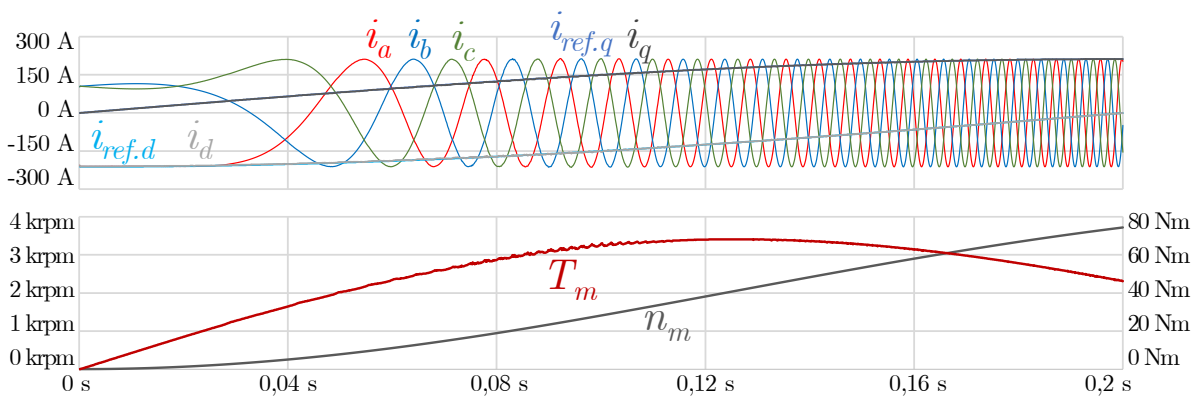


Figura 4.11 – Resultados de simulação da técnica de controlo FOC com variação dinâmica das correntes de referência mantendo constante a amplitude das correntes em coordenadas  $abc$  para visualização do ponto MTPA.

## Técnica de Controlo de Corrente nas Baterias

A fim de o conversor CA-CC bidirecional poder controlar a velocidade ou o binário da máquina elétrica, é necessário que a tensão do seu barramento CC seja controlada, extraíndo das baterias uma corrente com o menor *ripple* possível (idealmente contendo apenas *ripple* resultante da comutação dos semicondutores de potência). De igual modo, em condições de travagem regenerativa é necessário que o excesso de energia seja enviado dos condensadores do barramento CC de volta para as baterias, mais uma vez através de uma corrente controlada e com o menor *ripple* possível. Estas tarefas são asseguradas pelo conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de três fases.

A técnica de controlo de corrente selecionada para o conversor CC-CC é a técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat*. Esta técnica de controlo de corrente apresenta uma resposta transitória rápida, possui um custo computacional reduzido e não envolve a sintonização de ganhos, sendo que a sua desvantagem mais notória é, numa implementação prática, a dependência dos valores dos componentes

passivos. O exemplo apresentado no item Controlo de Corrente Preditivo na secção 3.5.2 é referente a uma corrente CA, contudo esta técnica pode também ser aplicada a correntes CC. Considerando o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de três fases, em que o lado de menor tensão é conectado às baterias do VE ( $v_{bat}$ ) e o lado de maior tensão consiste no barramento CC partilhado por ambos os conversores ( $v_{dc}$ ), este irá operar em modo *boost* quando a máquina elétrica opera como motor, utilizando energia das baterias para controlar a tensão do barramento CC para o valor desejado, e irá operar em modo *buck* quando a máquina elétrica opera como gerador, utilizando o excesso de energia acumulada nos condensadores do barramento CC para carregar as baterias. Para efetuar o controlo de corrente preditivo *deadbeat*, a tensão produzida por cada fase  $x$  do conversor ( $v_{cvx}$ ) num instante de tempo discreto  $k$  é dada por:

$$v_{cvx}[k] = v_{bat}[k] - \frac{L_{batx}}{T_s} (i_{refbat}[k]/3 - i_{Lbatx}[k]), \quad (4.13)$$

onde  $T_s$  é o período de amostragem utilizado no sistema de controlo,  $i_{refbat}$  é a corrente de referência desejada para as baterias e  $L_{batx}$  e  $i_{Lbatx}$  são o valor de indutância e a respetiva corrente que atravessa a bobina de cada fase  $x$  do conversor, tendo-se  $x = \{1, 2, 3\}$ . Devido à utilização de uma configuração *interleaved* de três fases, o valor de  $i_{refbat}$  encontra-se dividido por três, sendo controlada a corrente em cada fase de modo a evitar eventuais desequilíbrios que possam degradar a performance do conversor ou, em última instância, danificar o mesmo. Esta equação é válida para ambos os modos de operação, desde que se verifique a condição  $i_{refbat} > 0$  para o modo *buck* e  $i_{refbat} < 0$  para o modo *boost*. Através da tensão  $v_{cvx}$ , o *duty cycle* aplicado a cada fase  $x$  do conversor ( $d_x$ ) no modo *boost* é dado por:

$$d_x = 1 - \frac{v_{cvx}}{v_{dc}}, \quad (4.14)$$

ao passo que no modo *buck* é dado por:

$$d_x = \frac{v_{cvx}}{v_{dc}}. \quad (4.15)$$

A utilização de uma configuração *interleaved* requer um cuidado adicional relativamente ao instante onde são lidos os valores de corrente em cada uma das fases. Sendo a frequência de comutação do conversor igual a 100 kHz e a frequência de amostragem do sistema de controlo igual a 50 kHz, a leitura das três correntes não pode ser efetuada em simultâneo, caso contrário ocorrerão desequilíbrios entre as mesmas. Este fenómeno pode ser visto na Figura 4.12(a), onde a leitura das três correntes é efetuada em simultâneo nos instantes condizentes com a amostragem do sistema de controlo (0  $\mu$ s, 20  $\mu$ s).

Como se pode verificar, o valor instantâneo das três correntes é de -100 A nestes instantes; contudo, tal não se traduz num valor médio de -100 A para as três correntes, sendo de -100 A, -107 A e -93 A para as correntes  $i_{Lbat1}$ ,  $i_{Lbat2}$  e  $i_{Lbat3}$ , respetivamente. O valor médio de cada corrente é passível de se obter instantaneamente se a leitura da mesma for efetuada no pico da onda triangular respetiva utilizada na técnica de PWM, como é visível na Figura 4.12(b). Este procedimento pode ser efetuado recorrendo a um mecanismo de *sample and hold*, permitindo manter o valor da corrente de cada fase registado no pico da respetiva triangular sem ser necessário utilizar uma frequência de amostragem superior à frequência de comutação. Desta forma, as três correntes passam a ser equilibradas, todas possuindo um valor médio de -100 A.

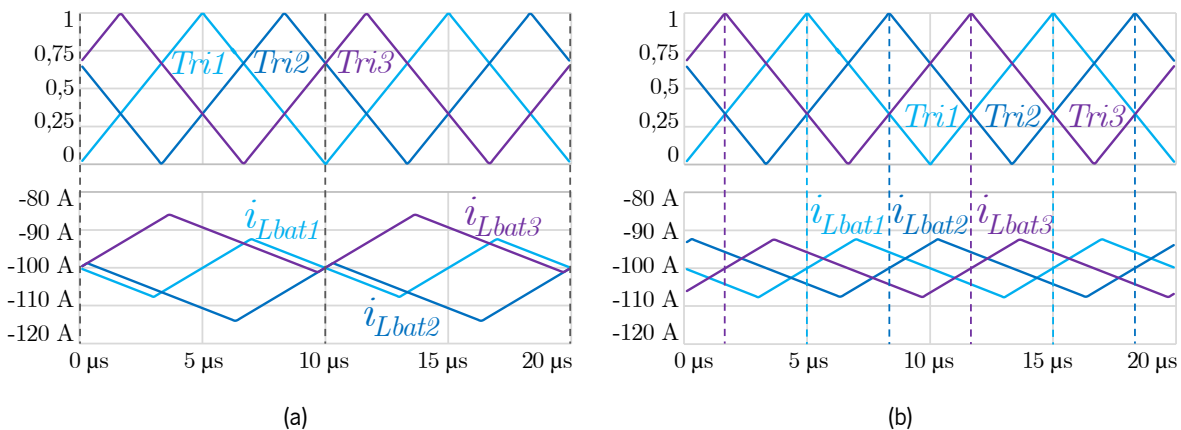


Figura 4.12 – Correntes nas três fases do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* com leitura das mesmas: (a) Sem *sample and hold*; (b) Com *sample and hold*.

A principal desvantagem da utilização de um mecanismo de *sample and hold* prende-se com a resposta transitória, criando oscilação na corrente  $i_{bat}$  devido ao atraso inerente a este mecanismo. Na Figura 4.13 pode ser visto um resultado de simulação do conversor em modo *boost* com variação na corrente de referência, sendo inicialmente de -100 A e alterada para -300 A no instante 240  $\mu$ s, podendo ser vistas a corrente total nas baterias ( $i_{bat}$ ) e a corrente em cada uma das fases do conversor CC-CC ( $i_{Lbat1}$ ,  $i_{Lbat2}$ ,  $i_{Lbat3}$ ) de modo a comparar as abordagens sem (Figura 4.13(a)) e com (Figura 4.13(b)) *sample and hold*. Do lado de menor tensão tem-se  $v_{bat} = 320$  V, possuindo resistência interna de 10 m $\Omega$ , e do lado de maior tensão tem-se  $v_{dc} = 800$  V, tratando-se de uma fonte de tensão CC ideal. Como se pode verificar, a técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* reage rapidamente a variações na corrente de referência em ambos os casos, reagindo, porém, mais rapidamente quando não se utiliza *sample and hold*. Para além disso, sem recorrer a este mecanismo, tanto a corrente total como as individuais não sofrem qualquer *overshoot* aquando da alteração da referência, sendo que com *sample and hold* existe um atraso de cerca de um período de amostragem e, mais importante, ocorre oscilação nas correntes



individuais que, como possuem o mesmo valor médio, provocam uma oscilação três vezes superior na corrente total. A oscilação deve-se ao *ripple* considerável nas correntes individuais que faz com que o valor médio destas varie rapidamente entre períodos de amostragem consecutivos, acabando por ultrapassar o valor de referência e de seguida compensando o sucedido. Como se pode ver na Figura 4.13(b), o desvio atingido pelas correntes individuais é inferior ao valor do *ripple* pico-a-pico, sendo o valor médio mínimo atingido de -110 A quando o seu valor de referência é de -100 A (por fase), com um *ripple* pico-a-pico em cada uma das correntes de aproximadamente 15 A. Este desvio poderia ser minimizado utilizando valores superiores para a indutância das bobinas ou para a frequência de amostragem, bem como valores inferiores para o *duty cycle* máximo; contudo, ao contrário do que se verifica sem a utilização do mecanismo de *sample and hold*, apenas existem desvios do valor de referência em regime transitório e não em regime permanente.

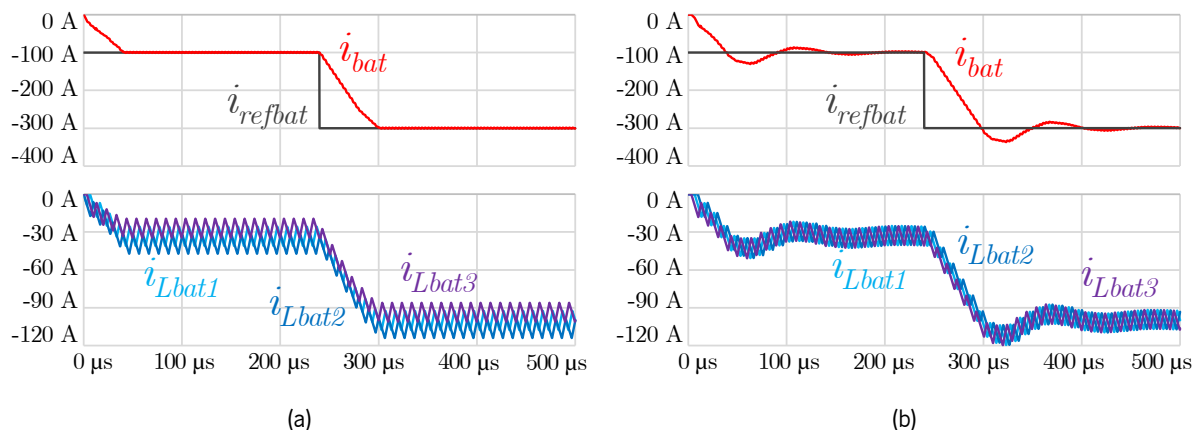


Figura 4.13 – Resultados de simulação da técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* para o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* em modo *boost* com variação na corrente de referência com leitura das correntes: (a) Sem *sample and hold*; (b) Com *sample and hold*.

A Figura 4.14 ilustra um resultado análogo ao anterior para o modo de operação *buck* em vez de *boost*, sendo variada a corrente de referência no mesmo instante de tempo ( $240 \mu\text{s}$ ) e nos mesmos valores em módulo (de 100 A para 300 A), podendo novamente ver-se a influência do mecanismo de *sample and hold* na leitura das correntes das três fases do conversor CC-CC. Neste caso existe *overshoot* em ambas as abordagens, uma vez que as correntes individuais atingem um terço do valor da corrente de referência (33,3 A) em menos de um período de amostragem ( $20 \mu\text{s}$ ). Como referido anteriormente, este efeito poderia ser reduzido recorrendo a um menor valor para o *duty cycle* máximo, afetando, porém, a resposta transitória do conversor e podendo diminuir a sua performance para diferenças de tensão superiores entre  $v_{bat}$  e  $v_{dc}$ .

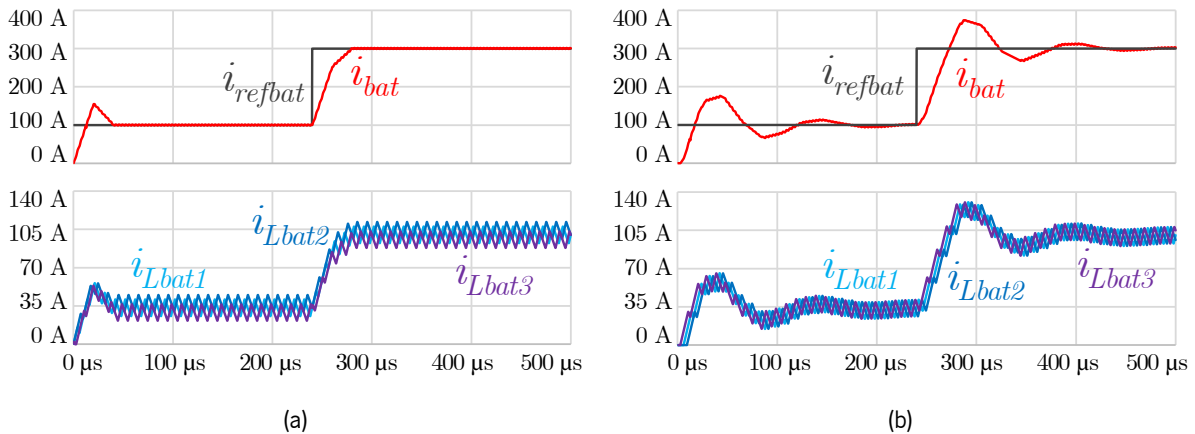


Figura 4.14 – Resultados de simulação da técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* para o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* em modo *buck* com variação na corrente de referência com leitura das correntes: (a) Sem *sample and hold*; (b) Com *sample and hold*.

## Simulação Integral do Sistema de Tração

Validados a determinação da posição angular elétrica do rotor, a transformada de Park, o controlo das correntes  $i_d$  e  $i_q$  através do FOC e o controlo de corrente nas baterias, neste item é então apresentada a simulação do sistema de tração a operar integralmente, ou seja, com ambos os conversores CA-CC e CC-CC bidirecionais e com controlo da velocidade de rotação para diversas situações de operação, nomeadamente com variações na velocidade de referência, no sentido de rotação e na carga acoplada à máquina elétrica. O controlo desta é efetuado pelo conversor CA-CC, sendo utilizado o FOC para efetuar o controlo de velocidade de acordo com uma velocidade de referência. Tal é efetuado recorrendo a um controlador PI, gerando uma corrente  $i_q$  de referência ( $i_{ref,q}$ ) de modo que a máquina produza um determinado binário capaz de, por conseguinte, aproximar a sua velocidade de rotação do valor de referência, procedimento comumente utilizado nas PMSMs. Contudo, em vez de se estabelecer uma corrente  $i_d$  de referência ( $i_{ref,d}$ ) nula ou um valor arbitrário não-nulo, esta é calculada de modo a garantir a operação em MTPA da máquina elétrica, sendo esta corrente calculada com base na equação (2.14) apresentada na secção 2.11.3 sobre o controlo MTPA. Por outro lado, o conversor CC-CC é responsável por controlar a tensão do barramento CC partilhado por ambos os conversores. De referir que este controlo é efetuado através de uma teoria de potência de modo a extrair das baterias uma corrente com o menor *ripple* possível, i.e., idealmente contendo apenas *ripple* resultante da comutação dos semicondutores de potência, sendo esta teoria de potência baseada num controlador PI. Em condições normais de operação do sistema de tração, i.e., quando a máquina elétrica opera como motor, o conversor CC-CC opera em modo *boost*, ao passo que, durante o processo de travagem regenerativa,

este conversor opera em modo *buck*, em ambos os casos controlando a corrente nas baterias de modo a manter a tensão do barramento CC o mais aproximado possível do seu valor de referência de 800 V.

Principiando pela operação da máquina elétrica em vazio, a Figura 4.15 ilustra um resultado de simulação de uma situação de aceleração desde o estado de repouso (0 rpm) até à velocidade nominal (12000 rpm), sendo utilizada uma velocidade de referência fixa igual à nominal. Neste resultado podem ser vistas as formas de onda das correntes nos enrolamentos do estator em coordenadas  $dq$  ( $i_d$ ,  $i_q$ ), as respetivas referências ( $i_{ref,d}$ ,  $i_{ref,q}$ ), a velocidade ( $n_m$ ) e o binário ( $T_m$ ) desenvolvidos pela máquina elétrica, a tensão no barramento CC ( $v_{dc}$ ) e a corrente nas baterias ( $i_{bat}$ ). De referir que as correntes em coordenadas  $abc$  não se encontram apresentadas por questões de visualização, sendo visíveis apenas na imagem em pormenor entre os instantes 0,481 s e 0,486 s. Pode constatar-se que a máquina é capaz de atingir a sua velocidade nominal em menos de 0,5 s quando não possui qualquer carga acoplada, não sendo, contudo, considerados efeitos como a saturação magnética e perdas mecânicas. De modo a otimizar o binário produzido pela máquina, a corrente  $i_{ref,q}$  gerada pelo controlador PI de velocidade encontra-se limitada a 177 A, i.e., o valor que garante operação em MTPA, como constatado previamente, sendo que valores de  $i_{ref,q}$  superiores a este não implicam um aumento do binário produzido. Consequentemente, este possui um valor de aproximadamente 68 Nm durante a aceleração, o mesmo valor verificado anteriormente e que é superior ao nominal devido ao facto de o modelo de simulação não considerar a saturação magnética. Em termos de erro na velocidade de rotação, o valor máximo atingido para esta é de 12039 rpm, correspondendo a um erro de 0,325% para o valor de referência em questão. Verifica-se que a tensão  $v_{dc}$  sofre um ligeiro decréscimo do seu valor médio de referência durante a aceleração, atingindo um valor mínimo de 794 V (o que corresponde a um erro de 0,75%). Devido ao degrau negativo do binário produzido pela máquina no momento em que a velocidade de referência é atingida, a tensão  $v_{dc}$  sofre um aumento, atingindo um valor máximo de 824 V (correspondendo a um erro de 3%), aumento este que é seguidamente compensado pelo sistema de controlo. Relativamente à corrente  $i_{bat}$ , que apenas apresenta valores negativos devido à operação da máquina como motor e, consequentemente, do conversor CC-CC em modo *boost*, verifica-se que esta aumenta linearmente em valor absoluto à medida que a velocidade aumenta, uma vez que a potência desenvolvida pela máquina aumenta linearmente enquanto o binário é constante. A potência requerida pela máquina sofre um decréscimo brusco após esta atingir a velocidade de referência, pelo que a corrente requerida às baterias acompanha esta variação, minimizando o *overshoot* na tensão  $v_{dc}$ .

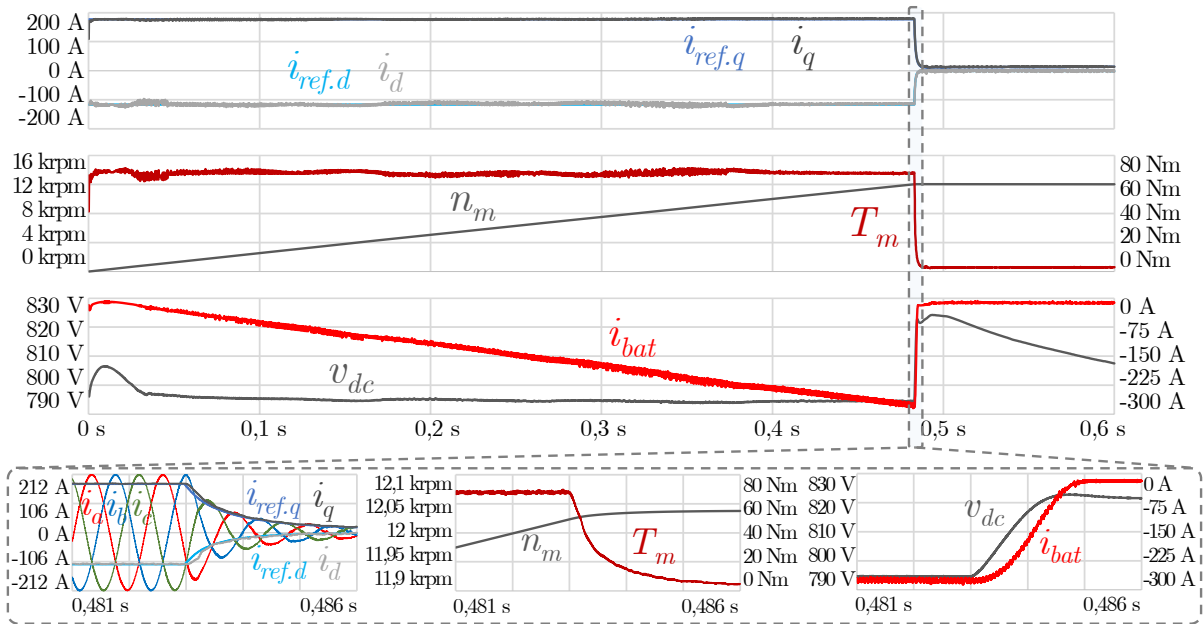


Figura 4.15 – Resultados de simulação do sistema de tração com aceleração desde o repouso até à velocidade nominal com a máquina elétrica em vazio.

Validada a operação da máquina elétrica em vazio, na Figura 4.16 é ilustrado um resultado de simulação semelhante com controlo de velocidade para uma referência de 12000 rpm mas com variações na carga acoplada à máquina. Para além das formas de onda já anteriormente apresentadas, neste resultado podem ser vistos adicionalmente o binário da carga ( $T_{ld}$ ) e a potência mecânica instantânea desenvolvida pela máquina elétrica ( $p_m$ ), calculada através dos seus valores instantâneos de binário e velocidade angular. Na figura podem ser vistos três instantes onde a carga mecânica é alterada, resultando em quatro intervalos de operação distintos. Durante o intervalo compreendido entre 1 s e 1,01 s não existe qualquer carga acoplada à máquina ( $T_{ld} = 0$  Nm), pelo que o binário e a potência mecânica desenvolvidos por esta são de apenas aproximadamente 3 Nm e 4 kW, respetivamente, tendo a corrente  $i_{bat}$  um valor médio próximo de -17 A e as correntes  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  tendo uma amplitude de cerca de 16 A. No instante 1,01 s é aplicado um degrau no binário da carga, passando a ter-se  $T_{ld} = 50$  Nm. Verifica-se que a amplitude das correntes  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  aumenta consideravelmente (para cerca de 180 A), assim como a corrente  $i_{bat}$  (estabilizando num valor médio de aproximadamente -218 A). A corrente  $i_{bat}$  aumenta em valor absoluto de forma a suprir a queda na tensão  $v_{dc}$ , como analisado anteriormente, ao passo que as correntes  $i_{ref.d}$ ,  $i_{ref.q}$  aumentam de modo a manter constante o valor de  $n_m$  de acordo com a referência de 12000 rpm. O valor mínimo registado para  $n_m$  após esta variação de carga é de 11986 rpm, resultando num erro pouco superior a 0,1% em relação à velocidade de referência. De modo a manter a operação da máquina à velocidade pretendida, o valor de  $T_m$  passa a ser ligeiramente superior a  $T_{ld}$  (cerca de 53 Nm), como expectável para a operação de uma máquina elétrica como motor. Em

relação à potência mecânica, esta toma um valor de cerca de 67 kW. De seguida, no instante 1,02 s é aplicada uma carga de binário negativo ( $T_{ld} = -50$  Nm), o que corresponde a uma situação de travagem. Pode constatar-se que a corrente  $i_{ref,q}$  passa a ser negativa a fim de que  $T_m$  também o seja, acompanhando o valor de  $T_{ld}$ . Neste caso,  $T_m$  necessita de ser inferior a  $T_{ld}$  em valor absoluto (tomando um valor de -47 Nm), caso contrário a intensidade da travagem seria superior e  $n_m$  diminuiria. Como se pode constatar,  $n_m$  aumenta ligeiramente com a aplicação de uma carga de binário negativo, assumindo um valor máximo de 12015 rpm e que corresponde a um erro de 0,125% relativamente à velocidade de referência. Este aumento é natural tendo em conta que a máquina elétrica passa a operar como gerador, nestas condições sendo a carga responsável por acionar a máquina em vez do inverso. Devido à operação como gerador, a potência mecânica assume valores negativos, nomeadamente -59 kW. Para além disso, a alteração do modo de operação da máquina de motor para gerador faz com que a tensão  $v_{dc}$  sofra um aumento, uma vez que os condensadores do barramento CC passam a absorver energia tanto da máquina elétrica como das baterias. Assim, o conversor CC-CC passa a operar em modo *buck*, mantendo a tensão  $v_{dc}$  controlada e devolvendo o excesso de energia às baterias, efetuando assim a operação de travagem regenerativa. Como se pode visualizar, a corrente  $i_{bat}$  é positiva durante o intervalo de tempo de 1,02 s a 1,03 s, assumindo um valor médio de 180 A após estabilização, enquanto a tensão  $v_{dc}$  é simultaneamente controlada para o valor de referência de 800 V. De referir que a transição dos modos de operação de motor para gerador provoca um aumento de apenas 14 V na tensão  $v_{dc}$  apesar de a capacidade dos condensadores do barramento CC ser relativamente reduzida, pelo que o controlo do conversor CC-CC reage rapidamente no sentido de atenuar o aumento da tensão. Por fim, no instante 1,03 s a carga aplicada passa a ser novamente positiva ( $T_{ld} = 25$  Nm), desta feita havendo uma transição no funcionamento da máquina elétrica de gerador para motor. Como consequência, os valores de  $i_{ref,q}$ ,  $T_m$  e  $p_m$  passam a ser positivos, estabilizando em 100 A, 28 Nm e 36 kW, respetivamente, enquanto a corrente  $i_{bat}$  passa a ser negativa, estabilizando em -120 A. Ao contrário da transição anterior, desta feita a tendência de  $n_m$  é diminuir, uma vez que é acrescentada carga à máquina e esta necessita de operar como motor para manter  $n_m$  de acordo com o valor de referência. O valor mínimo obtido para  $n_m$  após este instante é de 11991 rpm, originando um erro de 0,075% em relação à referência. A tensão  $v_{dc}$  sofre um decréscimo de 10 V que é seguidamente compensado pelo conversor CC-CC, operando de novo em modo *boost*.

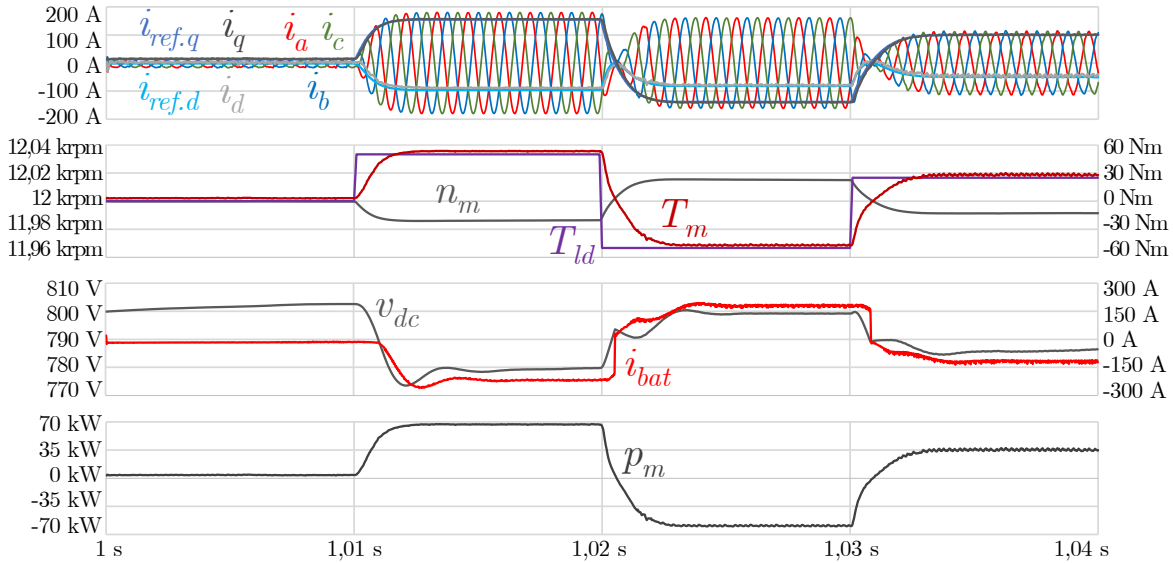


Figura 4.16 – Resultados de simulação do sistema de tração com variação do binário de carga para uma velocidade de referência fixa (12000 rpm).

Enquanto no resultado anterior se mantém constante a velocidade de referência e são efetuadas alterações na carga acoplada à máquina, no resultado visível na Figura 4.17 é seguido o procedimento oposto, sendo utilizada uma carga fixa de binário 50 Nm e variando-se a velocidade de referência. Na figura são visíveis as mesmas formas de onda que na figura anterior à exceção do binário da carga, que neste caso é constante, sendo em vez desta ilustrada a velocidade de referência ( $n_{ref}$ ). A máquina inicia num estado de repouso ( $n_m = 0$  rpm), tendo-se um valor inicial de  $n_{ref}$  de 1000 rpm. Comparativamente com o resultado de aceleração exposto anteriormente, neste caso esta é efetuada com carga, pelo que a aceleração não é tão elevada. O valor de  $T_m$  durante este período é de cerca de 68 Nm, tratando-se, como referido, do valor máximo de binário produzível pela máquina sem ter em consideração a saturação magnética, tendo as correntes  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  uma amplitude de cerca de 212 A, i.e., o seu valor limite. No instante em que a velocidade de referência é atingida (cerca de 0,16 s),  $p_m$  atinge o seu pico (7 kW), assim como  $i_{bat}$  (-28 A), sendo o valor máximo registado para  $n_m$  de 1025 rpm (correspondendo a um erro de 2,5% em relação à referência). Após este instante, as correntes  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  passam a apresentar uma amplitude de cerca de 170 A e o valor de  $T_m$  passa a ser igual ao binário da carga (50 Nm) devido à ligeira superioridade de  $n_m$  em relação a  $n_{ref}$ , caso contrário  $T_m$  teria de ser ligeiramente superior ao binário da carga de modo a manter  $n_m$  constante. Em relação a  $p_m$  e  $i_{bat}$  tem-se 5,4 kW e -22 A, respetivamente. No instante 0,2 s é efetuada uma variação em  $n_{ref}$  para o valor de -2000 rpm, tratando-se de uma inversão do sentido de rotação da máquina elétrica. Este procedimento pode ser dividido em três etapas: (1) durante o intervalo de  $n_m$  [1000 rpm, 0 rpm], a máquina necessita de efetuar uma travagem, operando como gerador no sentido de rotação positivo; (2) durante o intervalo de  $n_m$

[0 rpm, -2000 rpm], a máquina necessita de efetuar uma aceleração, operando como motor no sentido de rotação negativo; (3) quando  $n_m$  atinge o valor de -2000 rpm, uma vez que a carga mecânica possui binário positivo, a máquina opera como gerador no sentido de rotação negativo. Como tal, este resultado ilustra a operação da máquina elétrica nos quatro quadrantes de potência, tendo sido a sua operação como motor no sentido de rotação positivo já analisada entre os instantes 0 s e 0,2 s. Analisando as variáveis em cada uma das três etapas, durante a etapa (1), compreendida entre 0,2 s e 0,22 s, aproximadamente, o valor de  $T_m$  é negativo de modo a efetuar a travagem, adquirindo um valor de -68 Nm. Assim,  $p_m$  adquire valores negativos, com um pico inicial de -7,3 kW e diminuindo em valor absoluto devido à diminuição de  $n_m$ , ao passo que  $i_{bat}$  toma valores positivos, com um pico inicial de 35 A e diminuindo devido ao decréscimo na potência requerida pela máquina, sendo efetuada a operação de travagem regenerativa. Na etapa (2), compreendida 0,22 s e 0,27 s, o valor de  $T_m$  continua negativo, porém, neste caso de modo a efetuar uma aceleração no sentido de rotação negativo, como se pode visualizar no sinal positivo de  $p_m$  e negativo de  $i_{bat}$ . Verifica-se a troca na sequência das fases nas correntes  $i_a, i_b, i_c$  no instante 0,22 s, i.e., na passagem de  $n_m$  por zero e na troca do modo de funcionamento da máquina de gerador para motor, sendo que a sequência passa a ser  $a, c, b$  em vez de  $a, b, c$ , como expectável. No instante 0,27 s, quando  $n_m$  atinge o valor de  $n_{ref}$  estipulado de -2000 rpm,  $p_m$  atinge o seu pico (14,5 kW), bem como  $i_{bat}$  (-51 A), sendo que  $n_m$  atinge um valor mínimo de -2053 rpm (correspondente a um erro de 2,65% para a referência estipulada). A partir do instante 0,27 s dá-se finalmente a etapa (3), onde  $T_m$  deixa de ser negativo e passa a igualar o binário da carga (50 Nm) devido ao motivo anteriormente referido para  $n_{ref} = 1000$  rpm. Uma vez que  $n_m$  e  $T_m$  possuem sinais opostos, a máquina volta a operar como gerador, desta feita no sentido de rotação negativo. Pode constatar-se que  $p_m$  volta a ser negativa, assim como  $i_{bat}$  volta a ser positiva, apresentando valores constantes de -10,6 kW e 28 A, respetivamente. Em todas as transições referidas, tal como constatado no resultado anterior, a tensão  $v_{dc}$  sofre oscilações resultantes da variação do modo de funcionamento da máquina elétrica, oscilações estas que são compensadas eficazmente pelo conversor CC-CC. O transitório mais rápido visível em  $v_{dc}$  ocorre no instante 0,27 s, ou seja, na transição da etapa (2) para a etapa (3), quando  $n_m$  atinge o valor de  $n_{ref}$ . Neste instante pode ser visto um aumento rápido da tensão seguido de uma diminuição também rápida, o primeiro sendo causado pelo tempo necessário para o sistema de controlo detetar a operação de travagem e o segundo devido ao *overshoot* causado pela componente integral do controlador PI que constitui a teoria de potência. De qualquer forma, este transitório possui um valor pico-a-pico inferior a 12 V, tratando-se de um valor reduzido e destacando-se mais uma vez a performance do conversor CC-CC na regulação da tensão  $v_{dc}$ .

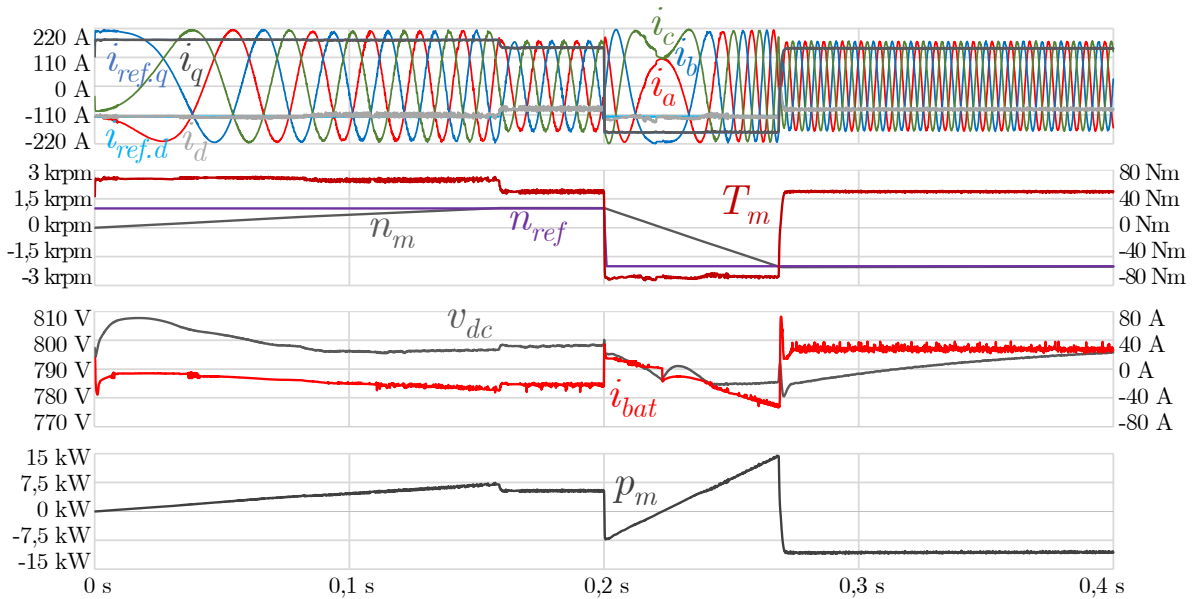


Figura 4.17 – Resultados de simulação do sistema de tração com variação da velocidade de referência para um binário de carga fixo (50 Nm).

#### 4.4.2 Simulações Computacionais da Interface com Rede Elétrica CA Monofásica

A interface com a rede elétrica CA monofásica (230 V, 50 Hz) corresponde essencialmente à operação de carregamento lento das baterias do VE, podendo ser efetuada a nível doméstico, por exemplo. No caso de um sistema integrado para tração e carregamento de baterias de VEs o limite de potência pode ser superior, sendo de 34,5 kW no caso do sistema proposto. Assim, esta secção apresenta os resultados de simulação da interface do sistema proposto com a rede elétrica CA monofásica, sendo analisadas a técnica de sincronização com a rede elétrica, a técnica de controlo de corrente, o sistema de pré-carga dos condensadores do barramento CC e, por fim, o funcionamento integral do sistema neste tipo de interface. Na Figura 4.18 encontra-se representada a topologia do sistema integrado durante a interface com a rede elétrica CA monofásica, onde é visível um conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa, cujo lado CA é conectado aos terminais da rede elétrica por intermédio de um filtro passivo do tipo *LCL* diferencial, e um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de três fases, cujo lado de menor tensão é conectado às baterias do VE. O lado CA do conversor CA-CC e o lado de maior tensão do conversor CC-CC encontram-se conectados entre si, representando o barramento CC do sistema integrado. Com base no dimensionamento apresentado previamente neste capítulo, as frequências de comutação utilizadas para os conversores CA-CC e CC-CC são de 50 kHz e 100 kHz, respetivamente.



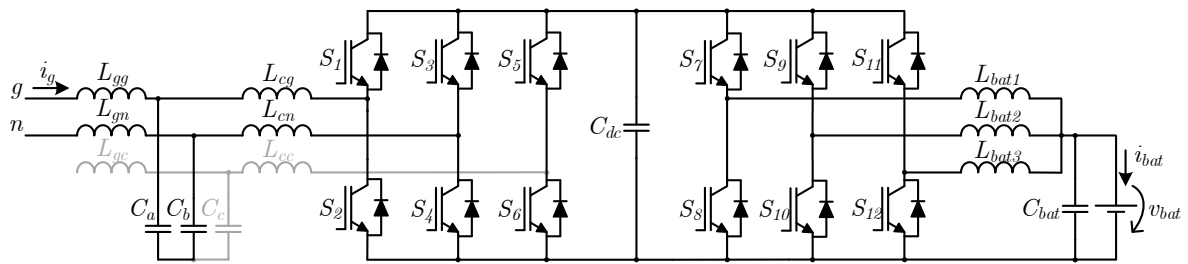


Figura 4.18 – Sistema integrado proposto para interface com a rede elétrica CA monofásica.

## Técnica de Sincronização com a Rede Elétrica CA Monofásica

Para a sincronização com a rede elétrica CA monofásica foi selecionada a técnica SOGI-PLL por permitir obter informação sobre a amplitude e a fase da tensão da rede elétrica com o cálculo de apenas dois integrais, não realizando qualquer operação trigonométrica, tratando-se por isso de uma técnica de sincronização computacionalmente eficiente e com boa performance. Como referido na secção 3.5.1, no item Malhas de Captura de Fase (PLL), este algoritmo apenas necessita do ajuste de um ganho, sendo que um valor mais reduzido oferece uma melhor performance em termos de filtragem, rejeitando mais eficazmente as componentes harmónicas existentes na tensão de entrada, ao passo que um valor mais elevado oferece uma melhor resposta transitória em termos de variações na tensão de entrada.

A Figura 4.19 ilustra um resultado de simulação da técnica de sincronização SOGI-PLL com a rede elétrica CA monofásica, estando representadas a tensão da rede elétrica ( $v_g$ ) e as tensões de saída do algoritmo de PLL ( $v_g'$ ) para três valores distintos de ganho ( $k/5$ ,  $k$ ,  $5k$ ). Como se pode visualizar na Figura 4.19(a), a resposta transitória é mais satisfatória para valores mais elevados de ganho, sendo o sincronismo atingido em praticamente um ciclo da tensão da rede elétrica para um ganho cinco vezes superior ao valor central estipulado. No outro extremo, para um ganho cinco vezes inferior ao valor central, o sincronismo é obtido em cerca de cinco ciclos da tensão da rede elétrica. Contudo, como se pode averiguar na Figura 4.19(b), o erro em regime permanente obtido entre o sinal  $v_g'$  e a componente fundamental da tensão da rede elétrica em função desta última ( $e$ ), que idealmente seria nulo, é superior para valores de ganho superiores. Em termos de distorção harmónica, para uma tensão da rede elétrica com  $THD_{\%f} = 3,8\%$ , são obtidos, para o sinal  $v_g'$ ,  $THD_{\%f} = 2,6\%$  para um ganho cinco vezes superior ao valor central,  $THD_{\%f} = 0,7\%$  para um ganho igual ao valor central e  $THD_{\%f} = 0,2\%$  para um ganho cinco vezes inferior ao valor central.

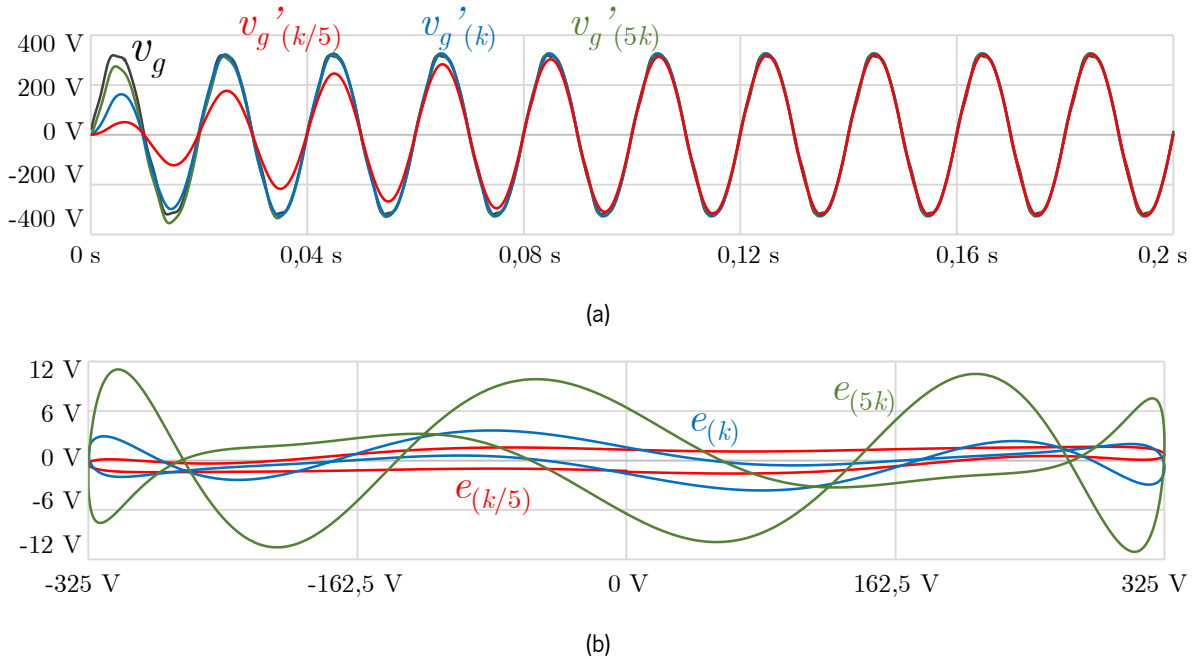


Figura 4.19 – Resultados de simulação da técnica de sincronização SOGI-PLL com a rede elétrica CA monofásica para três valores distintos de ganho: (a) Resposta transitória no domínio do tempo; (b) Erro em função da componente fundamental da tensão da rede elétrica em regime permanente.

A técnica de sincronização SOGI-PLL faz uso do valor teórico da frequência angular da tensão da rede elétrica, sendo este igual a  $100\pi \approx 314,159265$  rad/s para uma rede elétrica com frequência de 50 Hz. Como tal, a sincronização pode não ser efetuada caso existam desvios significativos deste valor, sendo que o ganho anteriormente mencionado tem influência também neste aspeto. Deste modo, na Figura 4.20 encontram-se dois resultados de simulação para desvios de frequência de  $\pm 1$  Hz na frequência da tensão da rede elétrica, estando na Figura 4.20(a) e Figura 4.20(b) representada a resposta transitória e na Figura 4.20(c) e Figura 4.20(d) representado o erro em regime permanente obtido entre o sinal  $v_g'$  e a componente fundamental da tensão da rede elétrica em função da mesma, sendo que a Figura 4.20(a) e a Figura 4.20(c) dizem respeito a uma frequência de 49 Hz e a Figura 4.20(b) e a Figura 4.20(d) dizem respeito a uma frequência de 51 Hz para a tensão da rede elétrica. Como se pode constatar, um valor mais elevado de ganho resulta numa melhor capacidade de sincronismo para valores de frequência diferentes do valor nominal definido. De facto, para o menor valor de ganho utilizado ( $k/5$ ), o sincronismo não é atingido em nenhum dos casos, existindo um desvio de fase permanente no sinal  $v_g'$  gerado (este fica adiantado em relação à tensão da rede elétrica para uma frequência de 49 Hz e atrasado para uma frequência de 51 Hz). Assim sendo, e face ao resultado previamente apresentado, a escolha do ganho deve obedecer a uma relação de compromisso entre a resposta transitória e a eficácia na rejeição das componentes harmónicas na tensão da rede elétrica, bem como a eventuais desvios de frequência que possam ocorrer.

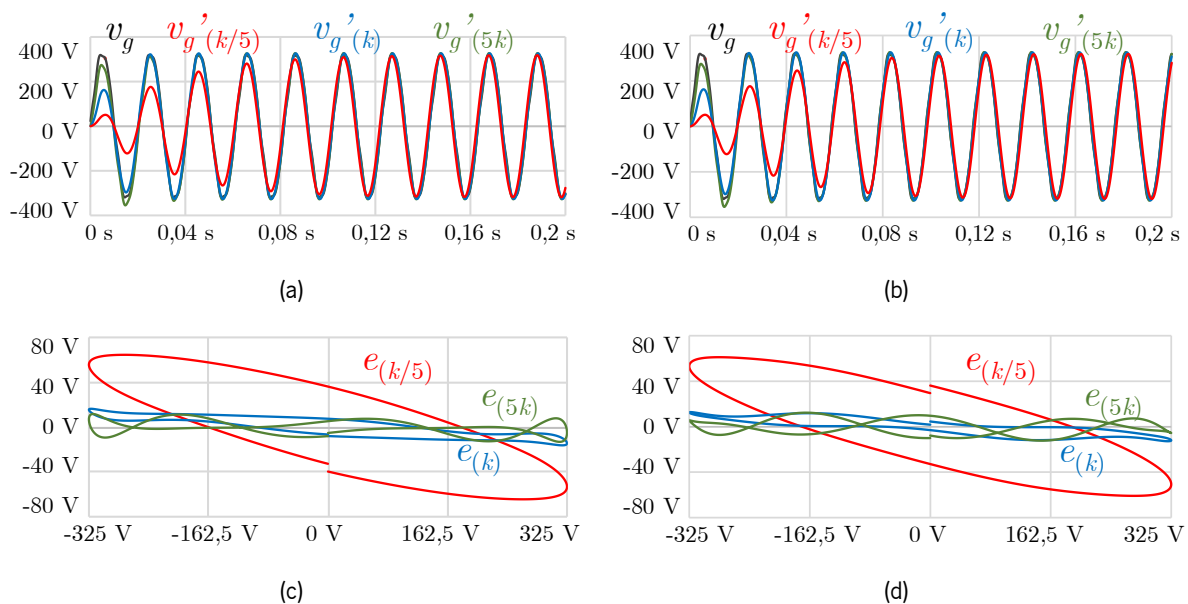


Figura 4.20 – Resultados de simulação da técnica de sincronização SOGI-PLL com a rede elétrica CA monofásica para três valores distintos de ganho: resposta transitória no domínio do tempo para uma frequência da tensão da rede elétrica de: (a) 49 Hz; (b) 51 Hz; erro em função da componente fundamental da tensão da rede elétrica em regime permanente para uma frequência da tensão da rede elétrica de: (c) 49 Hz; (d) 51 Hz.

Nos resultados previamente apresentados para a técnica de sincronização SOGI-PLL, o sistema de controlo é inicializado no momento em que a tensão da rede elétrica se encontra com um ângulo de  $0^\circ$ , o que não corresponde a uma condição de teste realista. Desta forma, a Figura 4.21 ilustra a resposta transitória para quatro casos em termos de fase inicial da tensão da rede elétrica, nomeadamente para  $0^\circ$  (Figura 4.21(a)),  $45^\circ$  (Figura 4.21(b)),  $90^\circ$  (Figura 4.21(c)) e  $180^\circ$  (Figura 4.21(d)), sendo utilizado o mesmo ganho em todos os casos ( $k/2$  em relação aos valores de ganho anteriormente apresentados). Pode constatar-se que o sincronismo é atingido em cerca de três ciclos da tensão da rede elétrica em todos os casos, com o sinal  $v_g'$  a apresentar  $THD_{\%f} = 0,4\%$ .

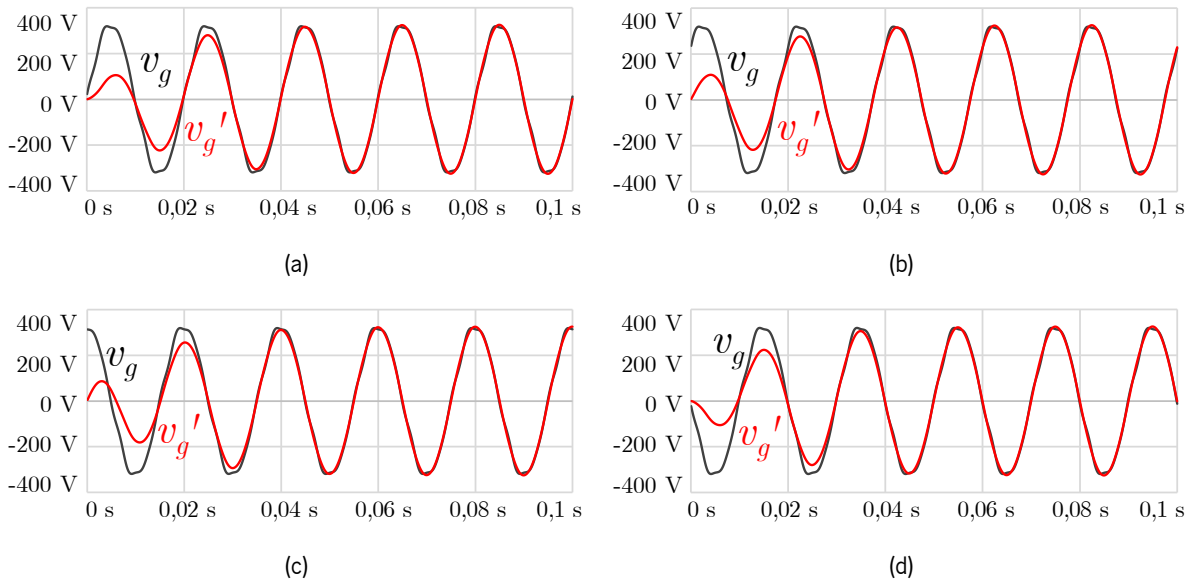


Figura 4.21 – Resultados de simulação da técnica de sincronização SOGI-PLL com a rede elétrica CA monofásica para um ângulo de fase inicial da tensão da rede elétrica de: (a)  $0^\circ$ ; (b)  $45^\circ$ ; (c)  $90^\circ$ ; (d)  $180^\circ$ .

## Técnica de Controlo de Corrente

No sistema integrado proposto existem dois conversores de potência em funcionamento, sendo que no caso da interface com a rede elétrica CA monofásica existe um conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa, necessitando de controlar a corrente do lado CA, e um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de três fases, necessitando de controlar a corrente do lado das baterias. Como tal, é necessário utilizar dois controladores de corrente, sendo que o controlo de corrente do conversor CC-CC é o mesmo que o abordado na secção anterior relativa ao sistema de tração e, deste modo, não é abordado novamente na presente secção.

A técnica de controlo de corrente seleccionada para o conversor CA-CC responsável por efetuar a interface com a rede elétrica CA monofásica é a técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat*, mantendo-se válidos os motivos anteriormente referidos para a sua escolha em relação ao conversor CC-CC. Apesar de no item Controlo de Corrente Preditivo da secção 3.5.2 ser apresentada a equação deste controlo para um filtro passivo de acoplamento à rede elétrica do tipo  $L$  e no sistema proposto ser usado um filtro passivo do tipo  $LCL$ , a mesma equação pode ser utilizada para correntes de referência de baixa frequência, como é o caso do sistema integrado proposto a operar em modo de carregamento de baterias ou a injetar energia na rede elétrica CA monofásica, onde se pretende a operação com uma corrente sinusoidal de frequência 50 Hz. Tal aproximação é válida devido ao facto de a reatância indutiva das bobinas ser bastante menor do que a reatância capacitiva dos condensadores do filtro passivo à frequência fundamental da rede elétrica, pelo que apenas uma pequena porção da componente

fundamental da corrente circula pelos condensadores. Para além disso, esta aproximação evita o uso de sensores adicionais, nomeadamente para medir a tensão dos condensadores, a corrente dos condensadores ou a corrente nas bobinas do lado do conversor, sendo apenas medida a corrente nas bobinas do lado da rede elétrica. Não obstante, na literatura podem ser encontradas publicações referentes à modelização e controlo preditivo de conversores CA-CC conectados à rede elétrica com filtro passivo do tipo *LCL* [1093]–[1095].

Na Figura 4.22 pode visualizar-se um resultado de simulação da técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* aplicada ao conversor CA-CC bidirecional monofásico em ponte completa conectado à rede elétrica CA monofásica quando se encontra a absorver energia da mesma, i.e., a operar como retificador ativo, sendo utilizada uma fonte de tensão CC ideal de 400 V no barramento CC do conversor. Neste resultado é provocada uma variação no valor eficaz da corrente de referência no instante 0,025 s, sendo que durante o intervalo compreendido entre 0 s e 0,025 s esta apresenta um valor eficaz de 50 A (correspondendo a uma amplitude de cerca de 70,7 A e a 33,3% da corrente nominal) e, entre os instantes 0,025 s e 0,04 s, este é aumentado para 150 A (correspondendo a uma amplitude de cerca de 212,13 A e à corrente nominal). Como se pode constatar na imagem em pormenor em torno do instante 0,005 s (correspondendo a um ângulo de 90° da corrente produzida, ou seja, no seu valor de pico), a corrente absorvida à rede pelo conversor ( $i_g$ ) acompanha a corrente de referência ( $i_{ref}$ ) com um erro de dezenas de miliampere. Para além disso, na imagem em pormenor em torno do instante 0,025 s, verifica-se que a corrente produzida demora menos de 200  $\mu$ s a compensar o degrau de 141,42 A aplicado à corrente de referência neste instante, validando a resposta transitória satisfatória desta técnica de controlo de corrente. Em termos de distorção harmónica em regime permanente, para uma corrente de referência com valor eficaz de 50 A tem-se  $THD_{\%f} = 0,05\%$ , sendo que este valor diminui para  $THD_{\%f} = 0,02\%$  para a corrente de referência nominal de 150 A.

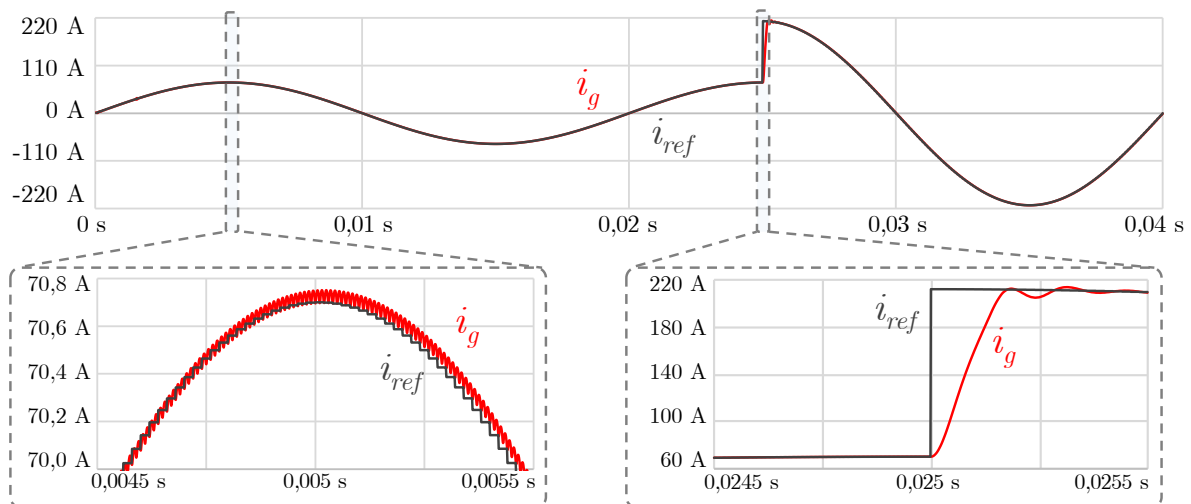


Figura 4.22 – Resultados de simulação da técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* para interface com a rede elétrica CA monofásica com variação da corrente de referência.

Os valores eficazes de corrente utilizados no resultado de simulação anterior não são realistas tendo em vista a aplicação numa rede elétrica CA monofásica, sendo referentes à validação das condições de operação limite do conversor. Uma vez que uma rede elétrica CA monofásica é associada ao modo de carregamento lento de baterias, implicando potências baixas, o conversor CA-CC necessita de estar preparado para controlar correntes de baixo valor eficaz. Assim sendo, na Figura 4.23 encontram-se representados dois resultados de simulação com correntes inferiores, sendo na Figura 4.23(a) utilizada uma corrente de referência com 1% do valor nominal (correspondendo a um valor eficaz de 1,5 A e uma amplitude de cerca de 2,12 A) e na Figura 4.23(b) utilizada uma corrente de referência com 10% do valor nominal (correspondendo a um valor eficaz de 15 A e uma amplitude de cerca de 21,2 A). Em ambos os casos pode constatar-se que a corrente produzida segue a referência eficazmente, tendo-se  $THD_{\%of} = 1,7\%$  para 1% da corrente nominal e  $THD_{\%of} = 0,2\%$  para 10% da corrente nominal, ambos os valores sendo medidos em regime permanente. Devido ao baixo valor de corrente, no primeiro caso é visível um transitório inicial provocado pelo filtro passivo *LCL*, mais concretamente devido aos condensadores que se encontram inicialmente descarregados. De referir que a operação com uma corrente de referência com 1% do valor nominal representa também uma situação extrema, resultando na operação com uma potência de apenas 345 W para uma rede elétrica CA monofásica de 230 V. Porém, sendo validada a correta operação em termos de controlo de corrente do lado CA para ambos os extremos da escala, pode assumir-se que o sistema opera satisfatoriamente para uma elevada gama de potência aquando da sua interface à rede elétrica CA monofásica.

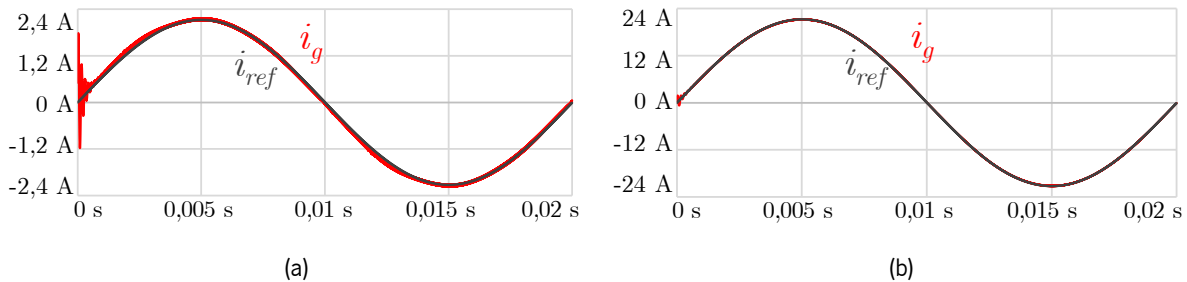


Figura 4.23 – Resultados de simulação da técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* para interface com a rede elétrica CA monofásica para uma corrente de referência de percentagem em relação à corrente nominal de: (a) 1%; (b) 10%.

Na Figura 4.24 pode ser visto o erro da corrente produzida em função da corrente de referência ( $e(i_g)$ ) para os três valores apresentados, nomeadamente para 1% da corrente nominal (Figura 4.24(a)), 10% da corrente nominal (Figura 4.24(b)) e 100% da corrente nominal (Figura 4.24(c)). Pode constatar-se que, para valores mais baixos da corrente de referência (1% e 10% da corrente nominal), a representação gráfica do erro da corrente em função da sua referência apresenta um traçado espesso, denotando o *ripple* resultante da comutação dos semicondutores de potência, sendo o erro máximo em ambos os casos de cerca de 1,5 A em valor absoluto. Em relação à operação com corrente nominal, verifica-se que a representação gráfica do erro apresenta uma forma circular, sendo o erro causado pelo *ripple* de comutação menos proeminente em termos relativos. O valor absoluto mais elevado para o erro é de cerca de 1,3 A quando a corrente de referência passa pelo valor 0 A, ao passo que o valor absoluto mais reduzido é de 0 A quando a corrente de referência passa pelos valores  $\pm 212$  A, i.e., quando a derivada da corrente inverte o seu sinal. De referir que o valor absoluto mais elevado para o erro é de cerca de 0,6% da amplitude da corrente nominal, comprovando o bom funcionamento da técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* para a aplicação em questão.

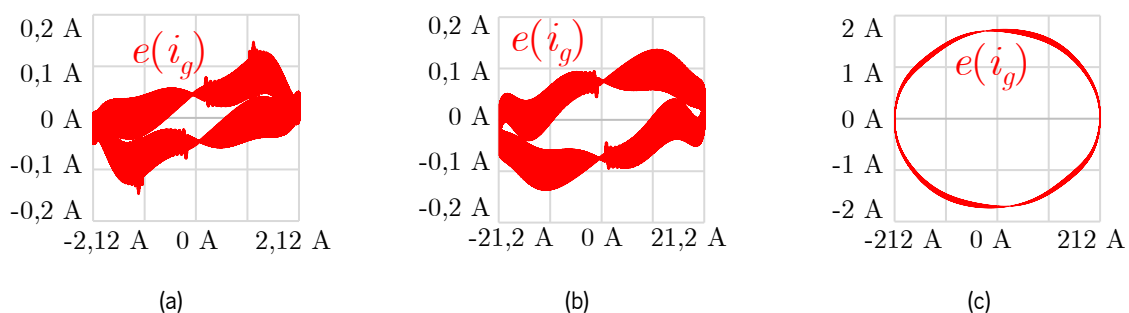


Figura 4.24 – Erro da corrente em função da corrente de referência em regime permanente utilizando a técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* para interface com a rede elétrica CA monofásica para uma corrente de referência de percentagem em relação à corrente nominal de: (a) 1%; (b) 10%; (c) 100%.

Para além dos valores eficazes da corrente a controlar, de forma a dotar o sistema proposto de modos de operação em contexto de *smart grids*, nomeadamente a compensação de correntes harmónicas (modo de operação V4G), torna-se relevante avaliar o desempenho da técnica de controlo de corrente

para correntes de referência com frequência superior a 50 Hz. Neste sentido, a Figura 4.25 ilustra um resultado de simulação do conversor CA-CC a absorver correntes harmónicas da rede eléctrica CA monofásica. Entre os instantes 0 s e 0,01 s, a corrente de referência contém apenas uma componente de 150 Hz (terceiro harmónico), com amplitude de 10 A e fase 180°; no instante 0,01 s é adicionada uma componente de 250 Hz (quinto harmónico), com amplitude de 5 A e fase 0°; no instante 0,02 s é adicionada uma componente de 350 Hz (sétimo harmónico), com amplitude de 5 A e fase 90°; por fim, no instante 0,03 s é adicionada uma componente de 450 Hz (nono harmónico), com amplitude de 2 A e fase 180°. Todas as componentes harmónicas são adicionadas à corrente de referência sem remover as anteriores. Durante os quatro intervalos de tempo pode constatar-se que a corrente produzida pelo conversor segue eficazmente a corrente de referência, comprovando que a aproximação utilizada na equação do controlo de corrente preditivo *deadbeat* relativamente ao filtro passivo *LCL* é válida não só para correntes de referência com frequência de 50 Hz mas também, no mínimo, para uma frequência de 450 Hz. Nesta figura também é possível visualizar o pormenor da adição da componente de 350 Hz no instante 0,02 s que, devido à fase de 90°, provoca um degrau na corrente de referência de 0 A para 5 A, sendo visível um transitório na corrente produzida que é amortecido em cerca de 500  $\mu$ s.

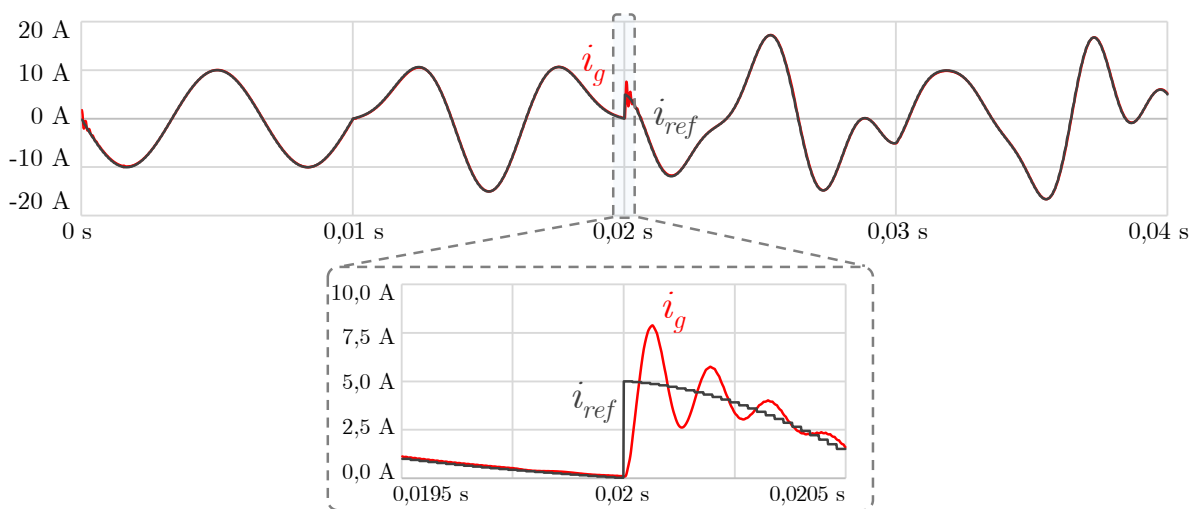


Figura 4.25 – Resultados de simulação da técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* para interface com a rede eléctrica CA monofásica com variação da frequência da corrente de referência.

## Sistema de Pré-Carga do Barramento CC

Quando conectado a uma rede eléctrica, um conversor CA-CC fonte de tensão necessita de um sistema de pré-carga do seu barramento CC. Tal deve-se à existência de elementos capacitivos no mesmo, provocando uma corrente de *inrush* aquando da sua conexão à rede eléctrica se os mesmos não se encontrarem carregados, que por sua vez pode levar à danificação dos semicondutores de potência,



bobinas e outros componentes que possam constituir o conversor. Uma vez que os conversores CA-CC fonte de tensão utilizam díodos conectados em antiparalelo com os semicondutores de potência, manter estes ao corte não evita o fluxo de corrente no conversor quando o valor máximo da tensão do lado CA é superior à tensão no barramento CC, como é o caso dos instantes iniciais após a conexão do conversor à rede elétrica. Para contornar este problema, as soluções mais tradicionais passam por utilizar resistências de pré-carga com contactores em paralelo ou termístores de coeficiente de temperatura negativo (*negative temperature coefficient* – NTC).

Como referido no início deste capítulo, são utilizados contactores para fazer a conexão do sistema aos diferentes tipos de rede elétrica. Se estes contactores forem baseados em semicondutores de potência, e.g., como é o caso de relés de estado sólido, os mesmos podem ser utilizados para efetuar a pré-carga dos condensadores do barramento CC, evitando a utilização de resistências de pré-carga e contactores adicionais. Para além disso, esta abordagem possibilita a utilização de um sistema de pré-carga dinâmico, i.e., é possível controlar o valor máximo admissível para a corrente durante o processo de pré-carga. Para tal é necessário utilizar os contactores de forma comutada, não sendo necessário utilizar frequências de comutação tão elevadas quanto as dos conversores, e ficando em condução plena assim que o processo de pré-carga estiver concluído. Considerando a carga de um circuito  $RC$ , a tensão nos condensadores do barramento CC em ordem ao tempo ( $v_{dc}(t)$ ) é dada por:

$$v_{dc}(t) = V_{GMAX} \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC_{dc}}} \right), \quad (4.16)$$

onde  $t$  é o instante de tempo contínuo,  $V_{GMAX}$  corresponde ao valor de pico da tensão da rede elétrica CA monofásica,  $C_{dc}$  é a capacidade dos condensadores do barramento CC e  $R$  é a resistência equivalente utilizada no processo de pré-carga. Por outro lado, a corrente nos condensadores do barramento CC em função do tempo ( $i_{dc}(t)$ ) pode ser calculada através de:

$$i_{dc}(t) = \frac{V_{GMAX}}{R} e^{-\frac{t}{RC_{dc}}}. \quad (4.17)$$

Eliminando a dependência temporal, a equação anterior pode ser reescrita como:

$$i_{dc} = \frac{V_{GMAX} - v_{dc}}{R}. \quad (4.18)$$

Assumindo que o circuito opera de forma pulsada, é necessário determinar o valor equivalente de  $R$  do conversor visto pela rede elétrica. Considerando que a impedância do conversor é maioritariamente

devida às bobinas do filtro passivo do tipo *LCL*, o intervalo de subida de corrente nas mesmas, bem como no barramento CC ( $\Delta i_{dc}$ ) pode ser calculado através de:

$$\Delta i_{dc} = \frac{v_L \Delta t}{L}. \quad (4.19)$$

onde  $v_L$  é a tensão nas mesmas,  $L$  o valor de indutância total e  $\Delta t$  o intervalo de tempo. Uma vez que o conversor CA-CC é monofásico, a corrente que flui para o barramento CC por um dos terminais é igual à corrente que retorna pelo outro. Tendo em conta que são utilizadas bobinas tanto na fase como no neutro do conversor, ambas de igual valor, o valor de  $L$  utilizado deve ser duplicado. Relacionando as equações (4.18) e (4.19), sabendo que o valor máximo de  $v_L$  em cada período da rede elétrica é igual a  $V_{GMAX} - v_{dc}$  e utilizando um valor de *duty cycle* ( $D$ ) em vez de um intervalo de tempo, obtém-se a equação a utilizar para o comando dos contactores durante o processo de pré-carga:

$$D = \frac{2 \Delta i_{dc} L f_{sw}}{V_{GMAX} - v_{dc}}, \quad (4.20)$$

onde se pode constatar que esta não depende da capacidade dos condensadores do barramento CC. Na Figura 4.26 pode visualizar-se um resultado de simulação para o sistema de pré-carga, sendo apresentadas a tensão no barramento CC ( $v_{dc}$ ), o valor máximo da tensão da rede elétrica CA monofásica registado pelo sistema de controlo ( $v_{gmax}$ ), a corrente no barramento CC ( $i_{dc}$ ) e o *duty cycle* aplicado aos contactores ( $d$ ). Neste resultado é utilizada uma frequência de comutação de 500 Hz para os contactores e é definido um limite de 50 A para a corrente. Como se pode verificar, a corrente  $i_{dc}$  é pulsada, com os pulsos mais elevados a atingir valores em torno do limite definido. O valor de  $d$  aumenta à medida que a tensão  $v_{dc}$  se aproxima da tensão  $v_{gmax}$ , tomando o valor 1 quando o processo de pré-carga se dá por concluído. A partir deste momento, os contactores passam a estar em condução plena, podendo iniciar-se a operação do sistema integrado para interface com a rede elétrica CA monofásica.

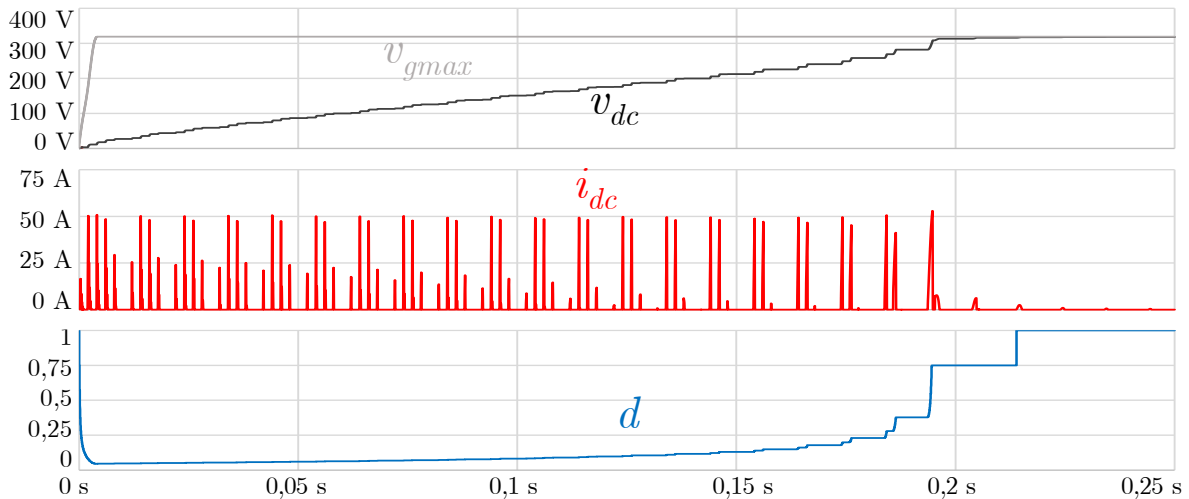


Figura 4.26 – Resultados de simulação do sistema de pré-carga dos condensadores do barramento CC para interface com a rede elétrica CA monofásica com limite de corrente de 50 A.

### Simulação Integral da Interface com Rede Elétrica CA Monofásica

Apresentadas a técnica de sincronização com a rede elétrica, a técnica de controlo de corrente e a pré-carga dos condensadores do barramento CC, segue-se a simulação integral da interface do sistema proposto com a rede elétrica CA monofásica. Na Figura 4.27 pode ser visto um resultado de simulação do modo de operação principal para um sistema de carregamento de baterias de VEs, nomeadamente o modo G2V. Neste resultado são utilizados dois valores para a potência de carregamento das baterias, principiando com 3,6 kW no instante 1,01 s e sendo aplicada uma variação sob a forma de degrau no instante 1,1 s para 9,6 kW, correspondendo a correntes nas baterias ( $i_{bat}$ ) de 11,25 A e 30 A, respetivamente, para uma tensão nestas de 320 V. O carregamento das baterias é apenas iniciado no instante 1,01 s mas o conversor CA-CC inicia a sua operação no instante 1 s, controlando a tensão do barramento CC ( $v_{dc}$ ) para o valor de referência definido de 400 V, sendo que o valor inicial desta é de cerca de 320 V resultante do processo de pré-carga previamente apresentado. Após a sua estabilização, pode constatar-se que a corrente absorvida à rede elétrica ( $i_g$ ) assume uma forma de onda sinusoidal e em fase com a tensão desta ( $v_g$ ), apesar da distorção harmónica na última, como analisado previamente. Verifica-se que o conversor CC-CC atua rapidamente perante as variações na corrente de referência das baterias, como se pode ver nas imagens em pormenor, atingindo o novo valor em cerca de 50  $\mu$ s. Na imagem em pormenor à direita podem ser vistas as correntes em cada uma das bobinas do conversor CC-CC *buck-boost interleaved* ( $i_{Lbat1}$ ,  $i_{Lbat2}$ ,  $i_{Lbat3}$ ), verificando-se que possuem o mesmo valor médio e um desfasamento de 120° entre si, bem como uma frequência de 100 kHz. Consequentemente, o *ripple* visível na corrente total  $i_{bat}$  possui uma frequência de 300 kHz. O aumento na potência requerida para

o carregamento provoca uma cava na tensão  $v_{dc}$ , pelo que o conversor CA-CC compensa o sucedido através de um aumento de amplitude da corrente  $i_g$ , esta permanecendo sinusoidal e em fase com a tensão  $v_g$  durante o processo.

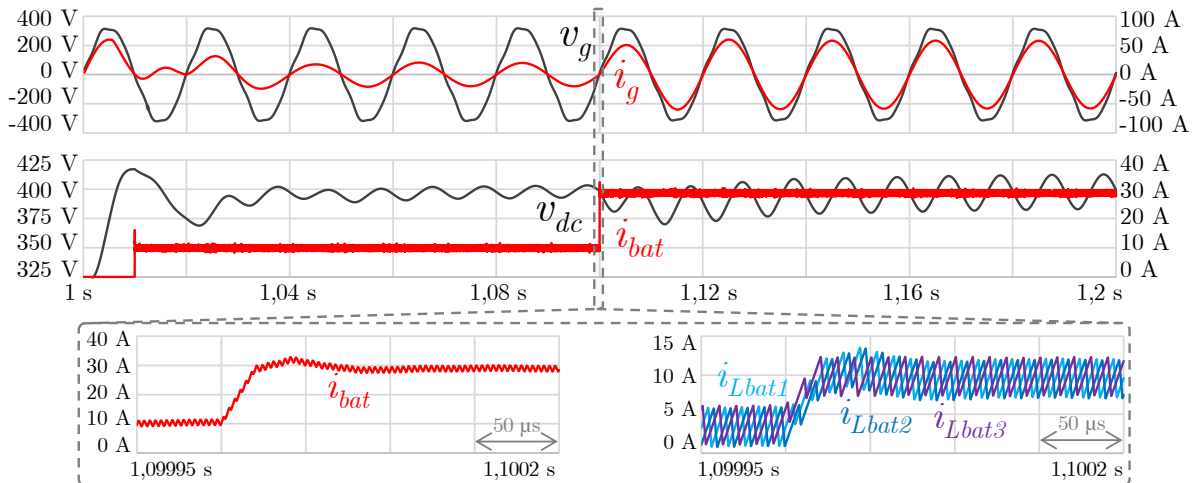


Figura 4.27 – Resultados de simulação da interface com a rede elétrica CA monofásica no modo de operação G2V com variação na potência de carregamento.

Para além do tradicional modo de operação G2V, um VE dotado de um sistema de carregamento de baterias bidirecional (ou, no caso em questão, de um sistema integrado para tração e carregamento de baterias) pode operar no modo V2G, fornecendo energia armazenada nas baterias à rede elétrica. A Figura 4.28 ilustra um resultado de simulação com a transição entre os modos de operação G2V e V2G para a mesma potência de operação, nomeadamente 6,4 kW (correspondendo a uma corrente  $i_{bat}$  de 20 A). A transição entre os modos de operação ocorre no instante 1,1 s, onde se pode constatar que a corrente  $i_g$  deixa de se encontrar em fase com a componente fundamental da tensão da rede elétrica e passa a encontrar-se em oposição de fase, significando que a rede elétrica deixa de se comportar como fonte e passa a comportar-se como carga, recebendo energia. Do mesmo modo, a corrente  $i_{bat}$  deixa de ser positiva e passa a ser negativa, significando que as baterias se encontram a ser descarregadas. Como se pode constatar nas imagens em pormenor, esta reage rapidamente à alteração no modo de operação, apresentando um pico de -40 A mas estabilizando no valor pretendido de -20 A em cerca de 50  $\mu$ s. Verifica-se que a tensão  $v_{dc}$  sofre um ligeiro aumento aquando da transição do modo de operação, uma vez que os condensadores do barramento CC passam a receber energia do lado das baterias. De referir que a corrente  $i_g$  permanece sinusoidal durante e após a transição, pelo que o sistema proposto não introduz perturbações significativas na rede elétrica.

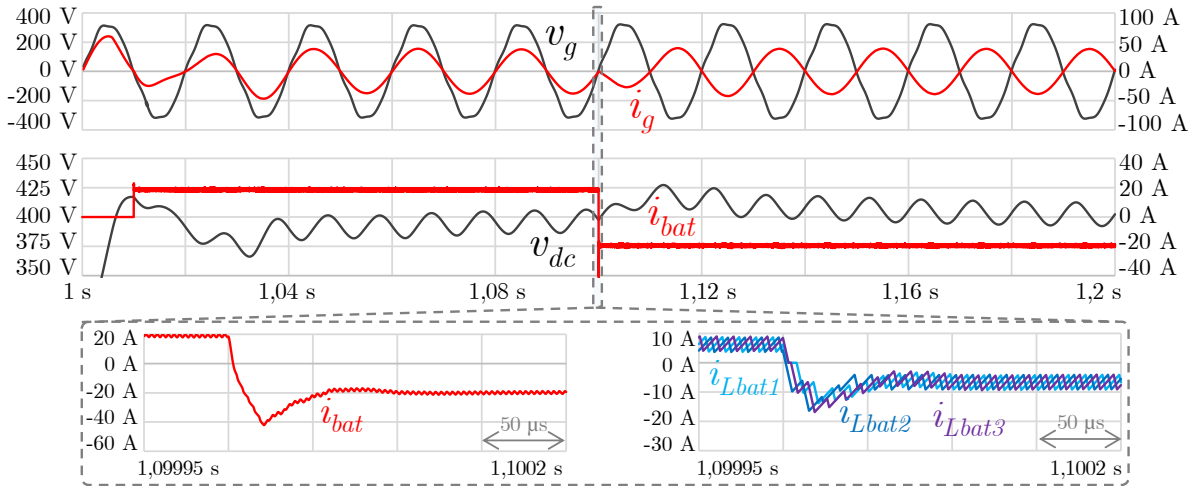


Figura 4.28 – Resultados de simulação da interface com a rede elétrica CA monofásica com transição dos modos de operação de G2V para V2G.

Uma vez conectado à rede elétrica, o sistema de carregamento de baterias de um VE pode ser utilizado para compensar problemas de QEE relacionados com correntes, nomeadamente potência reativa e correntes harmónicas, no caso de uma rede elétrica CA monofásica. Este modo de operação, no qual o sistema de carregamento de baterias de um VE opera como um filtro ativo paralelo, é designado na literatura por V4G. Uma vez que um filtro ativo paralelo não necessita de qualquer fonte de energia conectada ao seu barramento CC, tratando-se apenas de um conversor CA-CC que opera com corrente não-sinusoidal, o modo de operação V4G pode ser utilizado exclusivamente ou combinado com qualquer um dos modos de operação G2V ou V4G, sendo independente do processo de carga ou descarga das baterias. Na Figura 4.29 encontra-se um resultado de simulação do modo de operação V4G combinado com os modos referidos, onde, para além das formas de onda anteriormente referidas, podem ser vistas a corrente consumida por cargas conectadas à rede elétrica ( $i_{ld}$ ), a corrente produzida pelo conversor CA-CC ( $i_{ev}$ ) que, por se tratar do modo V4G, é diferente da corrente  $i_g$ , e os valores de potência ativa na rede elétrica ( $p_g$ ), nas baterias do VE ( $p_{bat}$ ) e nas cargas ( $p_{ld}$ ). Neste resultado são visíveis quatro estados distintos de funcionamento. Durante o intervalo [2 s, 2,05 s] o sistema integrado apenas opera como carregador de baterias (15 A, 4,8 kW), uma vez que não existe qualquer carga conectada à rede elétrica. Como tal, tem-se  $p_{ld} = 0$  W e  $p_g = p_{bat} = 4,8$  kW. Também por não existir qualquer carga conectada à rede elétrica, a corrente  $i_{ev}$  é sinusoidal. No instante 2,05 s é conectada uma carga linear  $RL$  à rede elétrica, consumindo uma potência ativa de 750 W com um fator de potência total de aproximadamente 0,3. Desta forma, a corrente  $i_{ev}$  permanece sinusoidal mas com um determinado desfaseamento em relação à componente fundamental da tensão  $v_g$ , compensando a potência reativa consumida por esta carga de modo que a corrente  $i_g$  permaneça em fase com a tensão  $v_g$ . De referir que o instante 2,05 s

corresponde a um ângulo de fase de  $180^\circ$  de  $v_g$ , existindo *inrush* na corrente  $i_{ld}$  que é compensado pelo sistema integrado. Como se pode constatar, a corrente  $i_{bat}$  permanece inalterada, comprovando o desacoplamento entre os modos de operação V4G e G2V. A potência fornecida pela rede elétrica neste caso acresce a 5,55 kW. De seguida, no instante 2,1 s é conectada uma carga não-linear à rede elétrica, consumindo uma potência de 1 kW e apresentando um fator de potência total de 0,59. A carga em questão trata-se de um conversor CA-CC unidirecional em ponte completa a diodos, utilizando um filtro indutivo do lado CA e um filtro capacitivo em paralelo com uma carga resistiva do lado CC. Esta carga caracteriza-se por consumir uma corrente distorcida e com rápidas variações, para além de provocar *inrush* aquando da sua conexão. Como se pode constatar, a corrente  $i_{ld}$  atinge um pico de aproximadamente 69 A após a ligação da carga; porém, devido ao funcionamento do sistema integrado no modo V4G, o pico em  $i_g$  é reduzido para cerca de 59 A. Consequentemente, a tensão  $v_{dc}$  sofre uma cava e atinge um valor mínimo de 369 V, sendo este valor compensado logo no seguinte semiciclo da tensão  $v_g$ . A corrente  $i_{ev}$  deixa de ser sinusoidal e passa a conter distorção harmónica devido à carga não-linear conectada, sendo que a corrente  $i_g$  permanece sinusoidal e em fase com a tensão  $v_g$ , como pretendido. Mais uma vez pode constatar-se que a corrente  $i_{bat}$  permanece inalterada. Neste caso, tem-se  $p_g = 6,3$  kW, sendo que  $p_{ld} = 1,5$  kW e permanecendo  $p_{bat} = 4,8$  kW. Por fim, no instante 2,15 s é alterado o modo de operação G2V para V2G mantendo a mesma potência, i.e.,  $i_{bat} = -15$  A e  $p_{bat} = -4,8$  kW, e mantendo o modo de operação V4G. Tal como no resultado anterior, a corrente  $i_{bat}$  reage rapidamente à transição do modo de operação, provocando uma leve subida na tensão  $v_{dc}$  neste instante. Verifica-se que a corrente  $i_g$  permanece sinusoidal, no entanto passa a estar em oposição de fase com  $v_g$ . Tal deve-se ao facto de  $p_{bat}$  ser superior em módulo a  $p_{ld}$ , significando que a rede elétrica absorve mais energia proveniente das baterias do VE do que aquela que fornece às cargas. De facto, as baterias do VE passam a fornecer energia às cargas, sendo o excedente fornecido à rede elétrica ( $p_g = -3,3$  kW). Através deste resultado pode ver-se a compensação de potência reativa e correntes harmónicas pelo sistema integrado, bem como a interoperabilidade dos modos de operação V4G, G2V e V2G e o desacoplamento entre os mesmos.

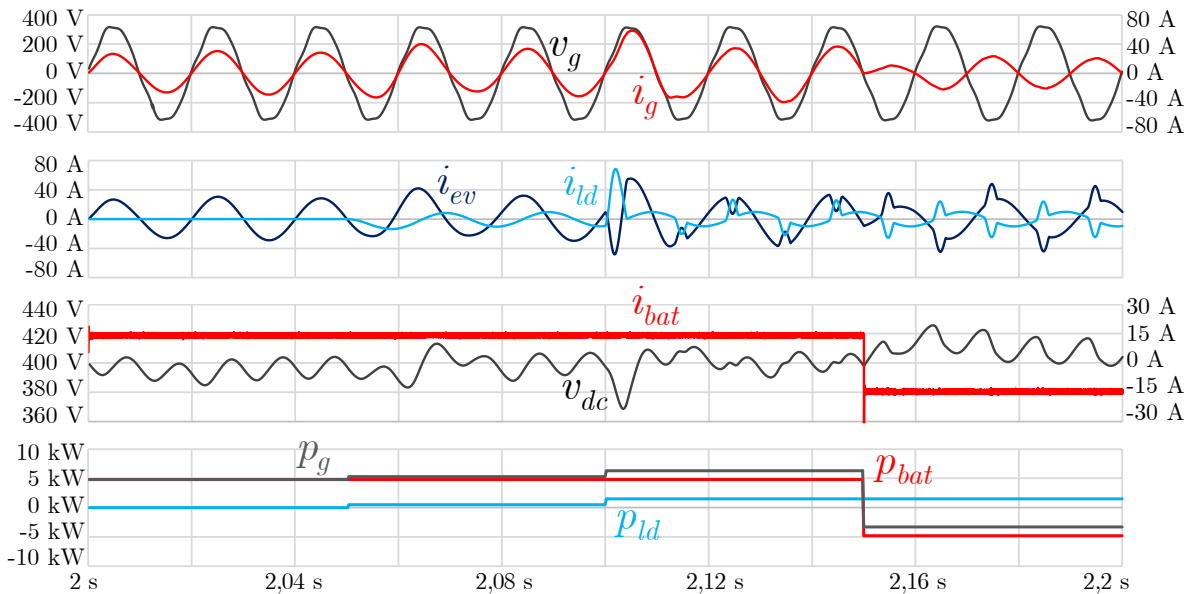


Figura 4.29 – Resultados de simulação da interface com a rede elétrica CA monofásica no modo de operação V4G em combinação com os modos de operação G2V e V2G.

#### 4.4.3 Simulações Computacionais da Interface com Rede Elétrica CA Trifásica

A interface com a rede elétrica CA trifásica (400 V, 50 Hz) corresponde à operação de carregamento rápido das baterias do VE, podendo ser utilizada em instalações industriais, por exemplo. Para o sistema integrado proposto, o limite de potência para este tipo de interface é de 103,9 kW, como referido previamente neste capítulo. Tal como na secção anterior relativamente à interface do sistema com a rede elétrica CA monofásica, esta secção apresenta os resultados de simulação da interface do sistema proposto com a rede elétrica CA trifásica, sendo analisadas a técnica de sincronização com a rede elétrica, a técnica de controlo de corrente, o sistema de pré-carga dos condensadores do barramento CC e, por fim, o funcionamento integral do sistema neste tipo de interface. Na Figura 4.30 encontra-se representada a topologia do sistema integrado durante a interface com a rede elétrica CA trifásica, onde é visível um conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços, cujo lado CA é conectado aos terminais da rede elétrica por intermédio de um filtro passivo do tipo *LCL*, e um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de três fases, cujo lado de menor tensão é conectado às baterias do VE. O lado CA do conversor CA-CC e o lado de maior tensão do conversor CC-CC encontram-se conectados entre si, representando o barramento CC do sistema integrado. Com base no dimensionamento apresentado previamente neste capítulo, as frequências de comutação utilizadas para os conversores CA-CC e CC-CC são de 50 kHz e 100 kHz, respetivamente.

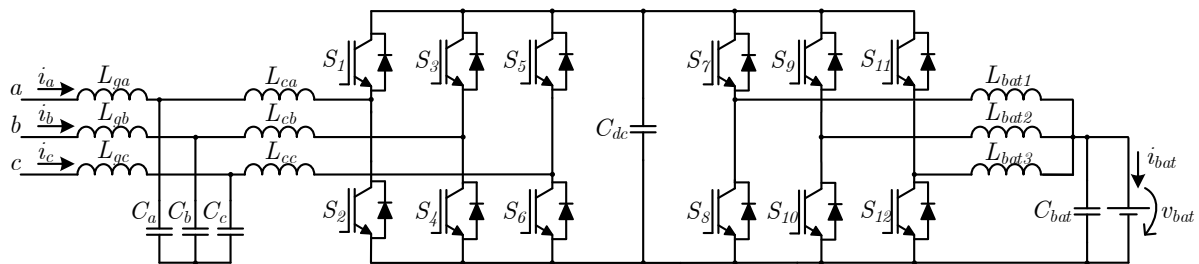


Figura 4.30 – Sistema integrado proposto para interface com a rede elétrica CA trifásica.

## Técnica de Sincronização com a Rede Elétrica CA Trifásica

Para a sincronização com a rede elétrica CA trifásica foi selecionada a técnica de PLL baseada na transformada de Park, uma vez que permite obter informação sobre a amplitude, fase e frequência das tensões da rede elétrica. Como referido na secção 3.5.1, no item Malhas de Captura de Fase (PLL), este algoritmo apenas necessita do ajuste de um ganho, sendo que um valor mais baixo deste faz com que o sistema possua uma resposta mais lenta, podendo não efetuar o sincronismo, ao passo que um valor de ganho mais elevado proporciona uma resposta mais rápida na estimação da frequência angular, introduzindo, porém, uma maior oscilação nesta variável, o que pode resultar numa maior distorção no ângulo estimado. Na Figura 4.31 pode ver-se um resultado de simulação desta técnica de sincronização, onde podem ser vistas as tensões simples da rede elétrica CA trifásica ( $v_{ga}$ ,  $v_{gb}$ ,  $v_{gc}$ ), as componentes em fase ( $v_d$ ) e em quadratura ( $v_q$ ) das tensões da rede elétrica, a frequência angular estimada para a rede elétrica ( $\omega_g$ ), o respetivo ângulo estimado para a fase  $a$  ( $\theta$ ) e os três sinais sinusoidais unitários em fase com a componente fundamental das respetivas tensões da rede elétrica ( $\sin_a$ ,  $\sin_b$ ,  $\sin_c$ ). De referir que as tensões  $v_d$  e  $v_q$  apresentadas se encontram filtradas por um filtro passa-baixo de primeira ordem com frequência de corte de 100 Hz. Verifica-se que o valor médio da tensão  $v_d$  tende para aproximadamente 400 V, que corresponde à amplitude das tensões simples da rede elétrica multiplicada por um fator de  $\sqrt{3}/2$ , enquanto a tensão  $v_q$  tende para zero. Relativamente à frequência angular estimada ( $\omega_g$ ), esta tende para aproximadamente 314 rad/s, i.e.,  $100\pi$  rad/s. Para o valor de ganho selecionado, constata-se que  $\omega_g$  sofre um leve *overshoot*, consequência do *overshoot* inevitável na tensão  $v_q$  durante o primeiro período das tensões da rede elétrica após ser iniciado o sistema de controlo. Pelo mesmo motivo, o ângulo estimado  $\theta$ , que é utilizado na transformada de Park, não adquire uma forma de onda dente de serra imediatamente no primeiro ciclo, e apenas fica sincronizado em fase em cerca de quatro ciclos. Uma vez que os sinais  $\sin_a$ ,  $\sin_b$ ,  $\sin_c$  são calculados em função de  $\theta$ , verifica-se que os mesmos possuem alguma distorção no primeiro ciclo, demorando cerca de quatro ciclos a atingir o sincronismo. Uma característica importante destes sinais reside no facto de se tratar de sinais



sinusoidais, possuindo um THD de 0,3%, sendo que as tensões da rede elétrica possuem distorção harmónica com um THD de 3,7%. Assim sendo, torna-se possível operar com correntes de referência sinusoidais do lado da rede elétrica independentemente da distorção harmónica presente nas tensões.

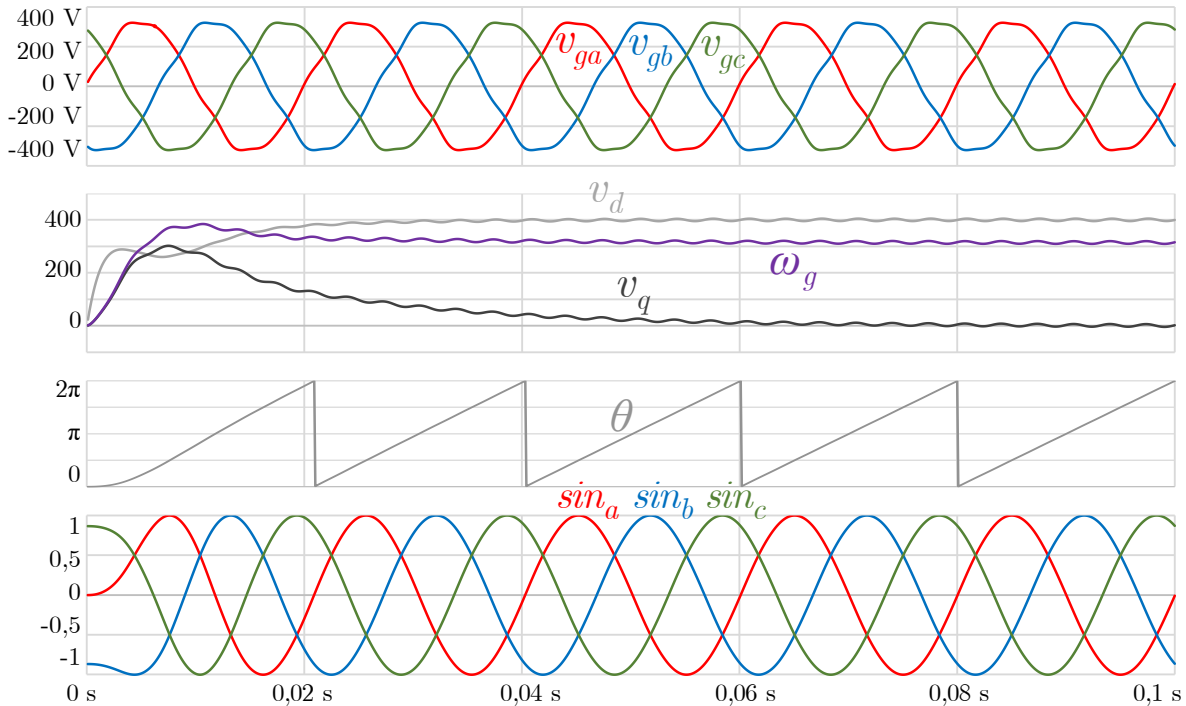


Figura 4.31 – Resultados de simulação da técnica de sincronização por PLL baseada na transformada de Park com a rede elétrica CA trifásica.

De modo a aferir a influência do ganho desta técnica de sincronização na sua resposta dinâmica, bem como em regime permanente, a Figura 4.32 ilustra um resultado de simulação semelhante ao anterior para três valores distintos de ganho ( $k/2$ ,  $k$ ,  $2k$ , onde  $k$  é o ganho anteriormente utilizado). Na Figura 4.32(a) é visível a resposta transitória, estando apresentadas as tensões  $v_d$  e  $v_q$ , a frequência angular estimada ( $\omega_g$ ) e o sinal sinusoidal unitário gerado para a fase  $a$  ( $\sin_a$ ), estando representado na Figura 4.32(b) o erro percentual do sinal  $\sin_a$  em relação a um sinal unitário correspondente à componente fundamental da tensão da fase  $a$  da rede elétrica ( $e$ ). Em relação à resposta transitória, pode constatar-se que valores de ganho mais elevados proporcionam uma maior rapidez na mesma, para além de reduzir o *undershoot* na tensão  $v_d$  e o *overshoot* na tensão  $v_q$ . No entanto, a oscilação de 300 Hz presente em  $\omega_g$ , inevitável devido à presença de componentes harmónicas nas tensões da rede elétrica e, conseqüentemente, nas tensões  $v_d$  e  $v_q$ , é mais pronunciada para ganhos mais elevados. Este facto pode ser comprovado pelo erro percentual de  $\sin_a$  em regime permanente, onde se verifica que este é maior para valores mais elevados de ganho, sendo, porém, sempre inferior a 1% para os valores utilizados. Pode também verificar-se que o erro é fortemente devido à componente de 300 Hz referida,

uma vez que a sua forma de onda é praticamente sinusoidal e inverte a polaridade doze vezes por cada período da componente fundamental das tensões da rede elétrica, ou seja, completando seis períodos.

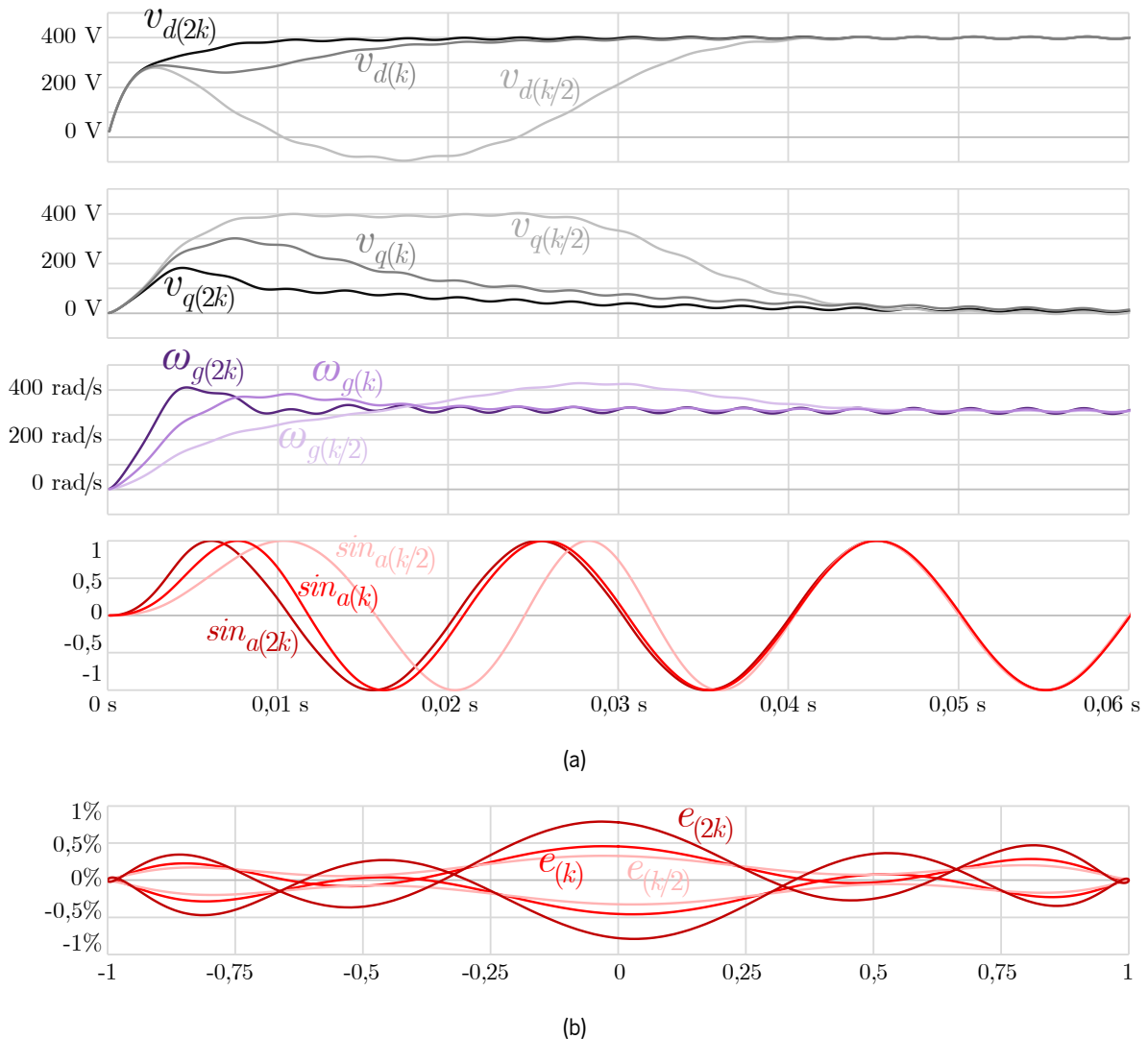


Figura 4.32 – Resultados de simulação da técnica de sincronização por PLL baseada na transformada de Park com a rede elétrica CA trifásica para três valores distintos de ganho: (a) Resposta transitória no domínio do tempo; (b) Erro percentual em função da componente fundamental unitária da tensão da fase  $a$  da rede elétrica em regime permanente.

Ao contrário da técnica SOGI-PLL utilizada para sincronização do sistema com a rede elétrica CA monofásica, a técnica de PLL baseada na transformada de Park não necessita de informação prévia sobre a frequência angular da rede elétrica, em vez disso estimando-a. Na Figura 4.33(a) e Figura 4.33(b) encontra-se representada a resposta transitória do sistema de sincronização para uma frequência das tensões da rede elétrica de 40 Hz (Figura 4.33(a)) e 60 Hz (Figura 4.33(b)), sendo utilizado o mesmo ganho  $k$  que anteriormente. Os valores de frequência utilizados representam um desvio extremo do valor nominal ( $\pm 20\%$ ) de modo a confirmar a independência deste por parte da técnica de sincronização. O valor médio de  $\omega_g$  tende para 251 rad/s (aproximadamente  $80\pi$  rad/s) na Figura 4.33(a) e para

377 rad/s (aproximadamente  $120\pi$  rad/s) na Figura 4.33(b), pelo que os sinais  $sin_a$ ,  $sin_b$ ,  $sin_c$  ficam sincronizados com as componentes fundamentais das respetivas tensões da rede elétrica para ambos os casos. Na Figura 4.33(c) encontra-se representado o erro percentual do sinal  $sin_a$  em relação a um sinal unitário correspondente à componente fundamental da tensão da fase  $a$  da rede elétrica ( $e$ ) em regime permanente para as frequências de 40 Hz, 50 Hz e 60 Hz. Pode constatar-se que o erro apresenta uma variação reduzida com a frequência das tensões da rede elétrica para o mesmo valor de ganho, sendo, contudo, um pouco mais elevado para a frequência mais baixa (40 Hz), mas assumindo sempre valores inferiores a 0,6%.

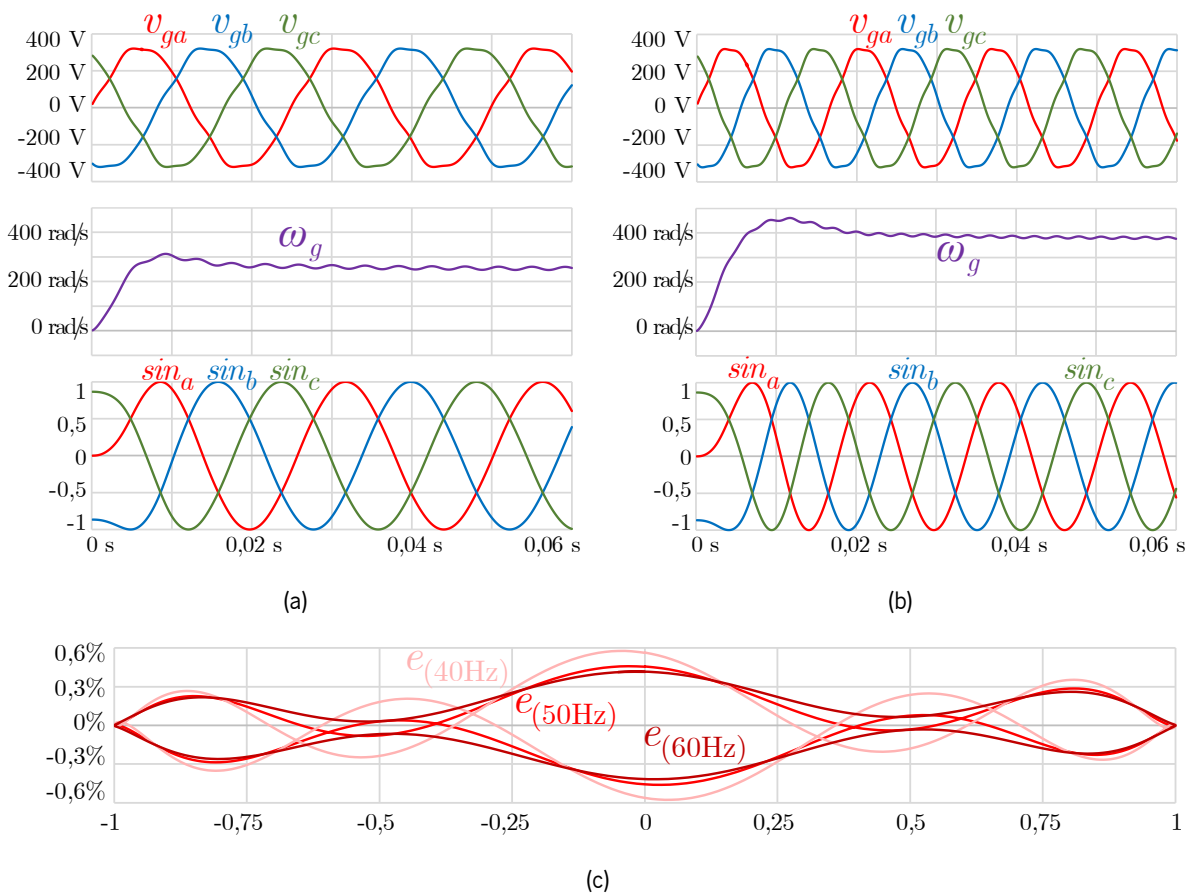


Figura 4.33 – Resultados de simulação da técnica de sincronização por PLL baseada na transformada de Park com a rede elétrica CA trifásica: resposta transitória para uma frequência das tensões da rede elétrica de: (a) 40 Hz; (b) 60 Hz; (c) Erro percentual em função da componente fundamental unitária da tensão da fase  $a$  da rede elétrica em regime permanente.

Nos resultados previamente apresentados, o sistema de controlo é inicializado no momento em que a tensão da fase  $a$  da rede elétrica se encontra com um ângulo de  $0^\circ$ , o que não corresponde a uma condição de teste realista. Desta forma, a Figura 4.34 ilustra a resposta transitória para quatro casos em termos de fase inicial da tensão da fase  $a$  da rede elétrica, nomeadamente para  $90^\circ$  (Figura 4.34(a)),  $120^\circ$  (Figura 4.34(b)),  $240^\circ$  (Figura 4.34(c)) e  $300^\circ$  (Figura 4.34(d)), sendo utilizado o mesmo ganho  $k$

que anteriormente em todos os casos. Pode verificar-se que  $\omega_g$  apresenta respostas transitórias bastante distintas consoante o ângulo de fase inicial da tensão da fase  $a$ , apresentando um *overshoot* superior quando esta é de  $90^\circ$ , ultrapassando o valor de  $500 \text{ rad/s}$ . Para uma fase inicial de  $120^\circ$  (correspondendo à fase de  $0^\circ$  para a fase  $b$ ), o valor estimado de  $\omega_g$  apresenta maior oscilação, tomando valores positivos e negativos (atingindo cerca de  $-280 \text{ rad/s}$ ) antes de estabilizar no valor pretendido. Para os valores de fase inicial  $240^\circ$  e  $300^\circ$ , nos quais a tensão  $v_{ga}$  inicia com valores negativos, constata-se que  $\omega_g$  inicia também com valores negativos, sendo que estes passam a positivos assim que a tensão  $v_{ga}$  toma valores positivos pela primeira vez. Apesar do transitório inicial, em todos os casos é atingido o sincronismo com as tensões da rede elétrica.

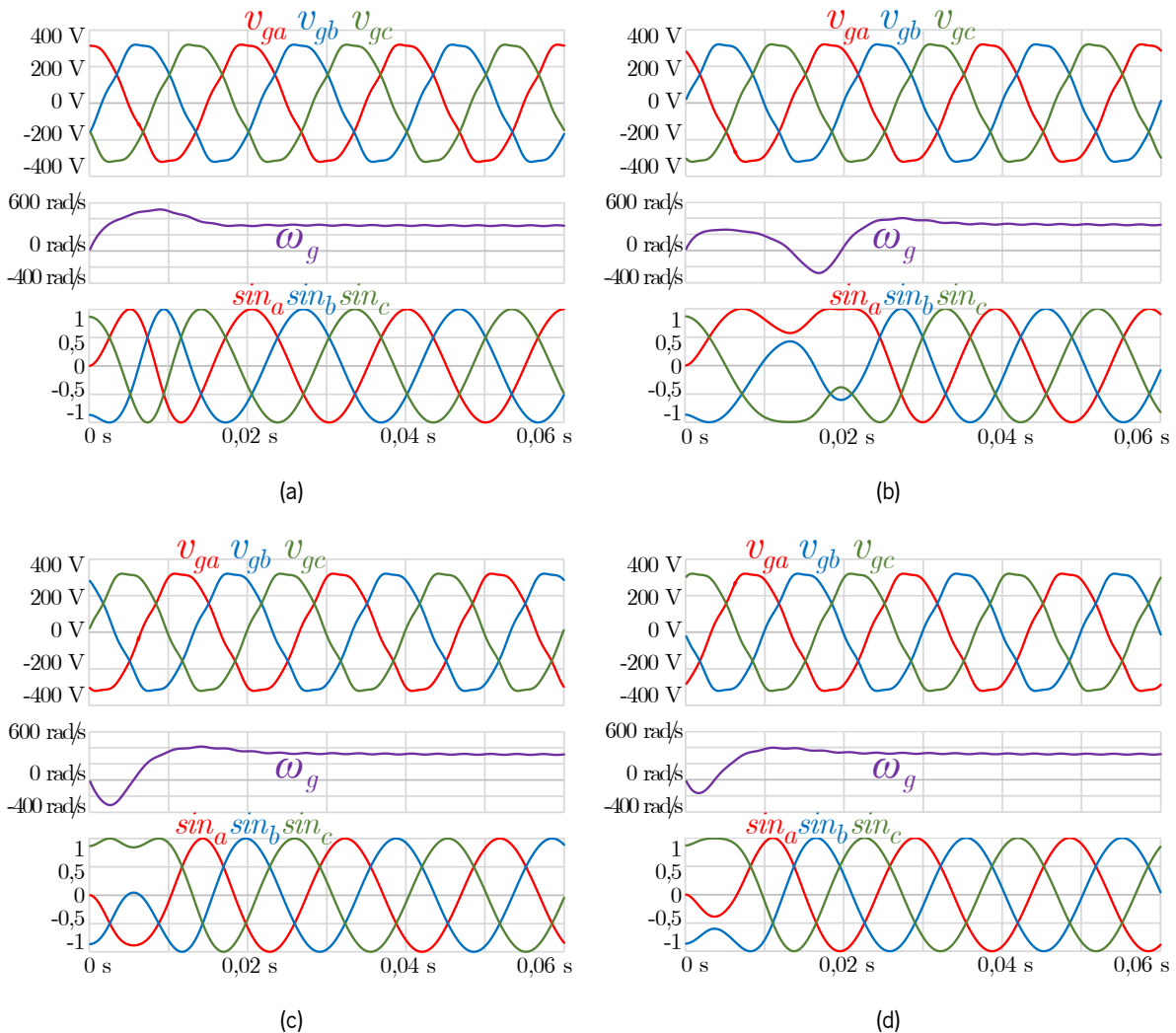


Figura 4.34 – Resultados de simulação da técnica de sincronização por PLL baseada na transformada de Park com a rede elétrica CA trifásica para um ângulo de fase inicial da tensão da fase  $a$  da rede elétrica de: (a)  $90^\circ$ ; (b)  $120^\circ$ ; (c)  $240^\circ$ ; (d)  $300^\circ$ .

## Técnica de Controlo de Corrente

À semelhança da interface do sistema com a rede elétrica CA monofásica, também no caso da interface com a rede elétrica CA trifásica foi selecionada a técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat*, mantendo-se válidos os motivos anteriormente referidos para a sua escolha. Como tal, uma vez que a aplicação desta técnica de controlo de corrente para conversores CA-CC bidirecionais trifásicos consiste numa replicação da mesma quando aplicada a conversores CA-CC bidirecionais monofásicos, esta não é abordada com o mesmo detalhe na presente secção. Assim, na Figura 4.35 pode visualizar-se um resultado de simulação da técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* aplicada ao conversor CA-CC bidirecional trifásico a três fios e três braços conectado à rede elétrica CA trifásica quando se encontra a absorver energia da mesma, i.e., a operar como retificador ativo, sendo utilizada uma fonte de tensão CC ideal de 800 V no barramento CC do conversor. Na figura são visíveis as três correntes produzidas do lado CA ( $i_{ga}$ ,  $i_{gb}$ ,  $i_{gc}$ ), bem como as respetivas correntes de referência ( $i_{ref.a}$ ,  $i_{ref.b}$ ,  $i_{ref.c}$ ). Neste resultado é provocada uma variação no valor eficaz das correntes de referência no instante 0,02 s, sendo que durante o intervalo compreendido entre 0 s e 0,02 s estas apresentam um valor eficaz de 75 A (correspondendo a uma amplitude de cerca de 106 A e a 50% da corrente nominal) e, entre os instantes 0,02 s e 0,04 s, este é aumentado para 150 A (correspondendo a uma amplitude de cerca de 212,13 A e à corrente nominal). Como se pode constatar na imagem em pormenor em torno do instante 0,005 s (correspondendo a um ângulo de 90° da fase *a*, ou seja, ao seu valor de pico), a corrente  $i_{ga}$  absorvida à rede pelo conversor acompanha a sua referência  $i_{ref.a}$  com um erro de centenas de miliampere (excluindo o *ripple* que é inevitável). Nesta imagem também é possível visualizar as correntes nas restantes fases ( $i_{gb}$ ,  $i_{gc}$ ), no entanto com uma escala de corrente mais alargada de modo a ser possível visualizá-las na mesma escala temporal. Para além disso, na imagem em pormenor em torno do instante 0,02 s, verifica-se que as correntes  $i_{gb}$  e  $i_{gc}$  sofrem transitórios devido ao degrau aplicado nas respetivas referências, o que não acontece na corrente  $i_{ga}$  devido ao facto de a alteração da sua referência coincidir com a sua passagem por zero. As correntes  $i_{gb}$  e  $i_{gc}$  demoram menos de 200  $\mu$ s a compensar o degrau aplicado às respetivas correntes de referência neste instante, validando mais uma vez a resposta transitória satisfatória desta técnica de controlo de corrente. Em termos de distorção harmónica em regime permanente, para correntes de referência com valor eficaz de 75 A tem-se  $THD_{\%f} = 0,46\%$ , sendo que este valor diminui para  $THD_{\%f} = 0,23\%$  para as correntes de referência nominais de 150 A.

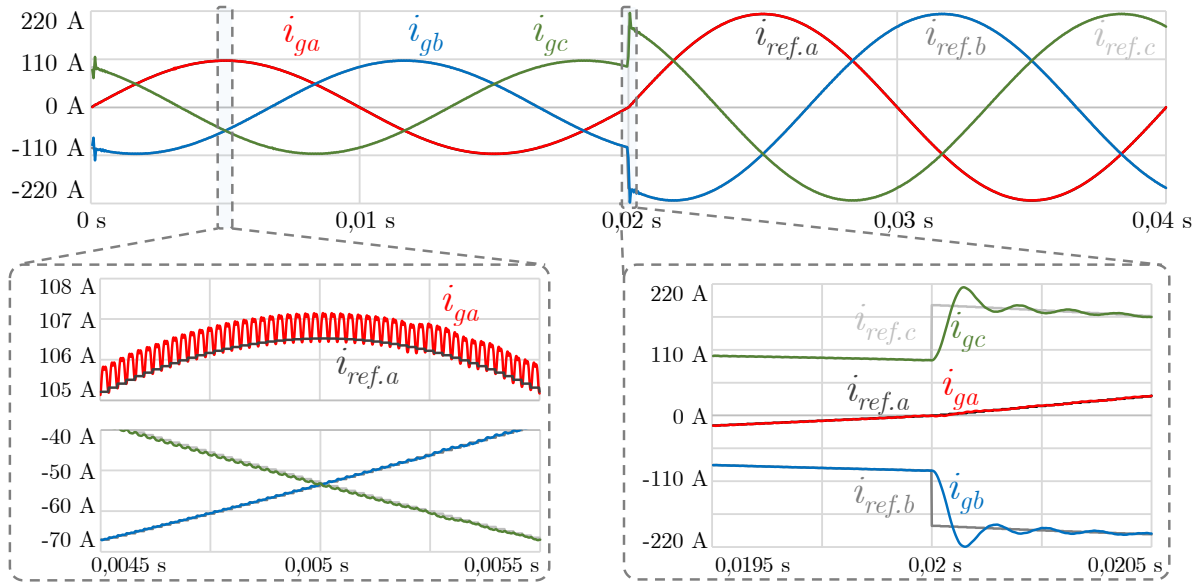


Figura 4.35 – Resultados de simulação da técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* para interface com a rede elétrica CA trifásica com variação da corrente de referência.

## Sistema de Pré-Carga do Barramento CC

O sistema de pré-carga dos condensadores do barramento CC utilizado na interface com uma rede elétrica CA trifásica é o mesmo que o utilizado na interface com uma rede elétrica CA monofásica. No entanto, a equação utilizada para o cálculo do *duty cycle* no caso da rede elétrica CA monofásica considera que a corrente que flui para o barramento CC através de um dos terminais é igual à que retorna pelo outro terminal. No caso de uma rede elétrica CA trifásica, existem três correntes que são divididas pelas três fases. Neste caso, a tensão aplicada a cada bobina é  $\sqrt{3}$  vezes menor, pelo que o *duty cycle* aplicado aos contactores é calculado da seguinte forma:

$$d = \frac{\sqrt{3} \Delta i_{dc} L f_{sw}}{V_{G_{MAX}} - v_{dc}}. \quad (4.21)$$

Na Figura 4.36 encontra-se representado um resultado de simulação para o sistema de pré-carga, podendo visualizar-se a tensão no barramento CC ( $v_{dc}$ ), o valor máximo da tensão da rede elétrica CA trifásica registado pelo sistema de controlo ( $v_{gmax}$ ), a corrente no barramento CC ( $i_{dc}$ ) e o *duty cycle* aplicado aos contactores ( $d$ ). À semelhança dos valores utilizados no exemplo relativamente à rede elétrica CA monofásica, neste resultado é utilizada uma frequência de comutação de 500 Hz para os contactores e é definido um limite de 50 A para a corrente. Como se pode verificar, a corrente  $i_{dc}$  é pulsada, neste caso apresentando pulsos com maior taxa de repetição devido à existência de três fases do lado CA, com os pulsos mais elevados a atingir valores em torno do limite definido. Tal como

previamente verificado, o valor de  $d$  aumenta à medida que a tensão  $v_{dc}$  se aproxima da tensão  $v_{gmax}$ , tomando o valor 1 quando o processo de pré-carga se dá por concluído, ou seja, os contactores passam a estar em condução plena, podendo iniciar-se a operação do sistema integrado para interface com a rede elétrica CA trifásica.

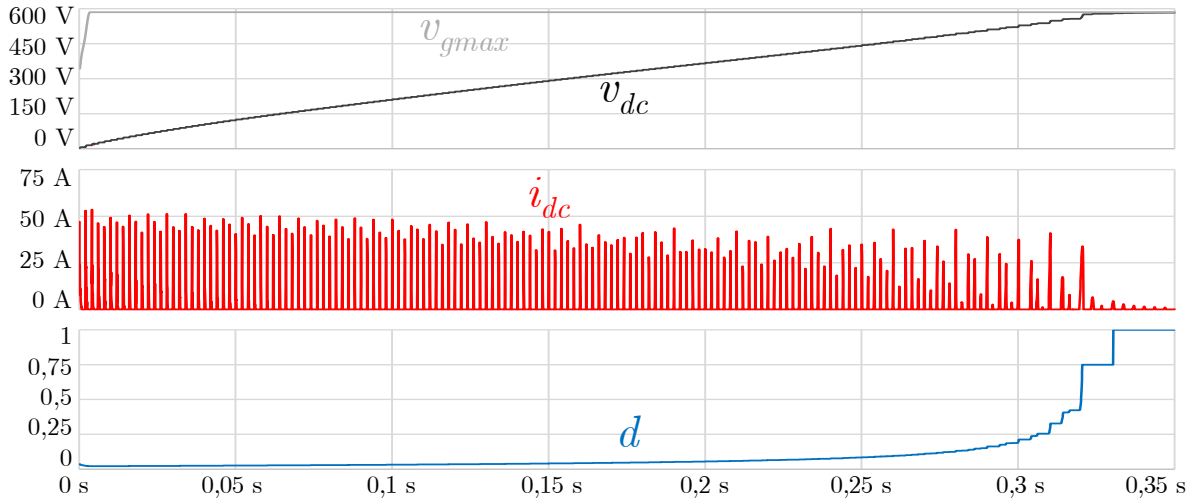


Figura 4.36 – Resultados de simulação do sistema de pré-carga dos condensadores do barramento CC para interface com a rede elétrica CA trifásica com limite de corrente de 50 A.

## Simulação Integral da Interface com Rede Elétrica CA Trifásica

Apresentadas a técnica de sincronização com a rede elétrica, a técnica de controlo de corrente e a pré-carga dos condensadores do barramento CC, segue-se a simulação integral da interface do sistema proposto com a rede elétrica CA trifásica. Na Figura 4.37 encontra-se um resultado de simulação do modo de operação principal para um sistema de carregamento de baterias de VEs, nomeadamente o modo G2V. Neste resultado são utilizados dois valores para a potência de carregamento das baterias, principiando com 96 kW no instante 1,025 s e sendo aplicada uma variação sob a forma de degrau no instante 1,1 s para 32 kW, correspondendo a correntes nas baterias ( $i_{bat}$ ) de 300 A e 100 A, respetivamente, para uma tensão nestas de 320 V. O carregamento das baterias é apenas iniciado no instante 1,025 s mas o conversor CA-CC inicia a sua operação no instante 1 s, controlando a tensão do barramento CC ( $v_{dc}$ ) para o valor de referência definido de 800 V, sendo que o valor inicial desta é de cerca de 580 V resultante do processo de pré-carga previamente apresentado. Após um *overshoot* nesta tensão, sendo atingido o valor máximo de 839 V, pode constatar-se que as correntes absorvidas à rede elétrica ( $i_{ga}$ ,  $i_{gb}$ ,  $i_{gc}$ ) são praticamente nulas, aumentando repentinamente no instante 1,025 s devido ao início da operação de carregamento das baterias. A partir deste instante, as correntes  $i_{ga}$ ,  $i_{gb}$ ,  $i_{gc}$  assumem uma forma de onda sinusoidal e em fase com as respetivas tensões simples ( $v_{ga}$ ,  $v_{gb}$ ,  $v_{gc}$ ),

apesar da distorção harmónica nestas, como analisado previamente. Devido ao aumento repentino da corrente  $i_{ga}$  no instante 1,025 s, que corresponde a um ângulo de fase de  $90^\circ$ , verifica-se que a tensão  $v_{ga}$  sofre uma pequena cava resultante da impedância de linha, correspondendo a uma situação realista. Naturalmente, também a tensão  $v_{dc}$  sofre uma cava neste instante, atingindo um valor mínimo de 750 V. Por outro lado, no instante 1,1 s é efetuado um degrau negativo na potência de carregamento, pelo que a tensão  $v_{dc}$  sofre um aumento e atinge um valor máximo de 838 V. Como expectável, as correntes  $i_{ga}$ ,  $i_{gb}$ ,  $i_{gc}$  diminuem de amplitude, mantendo-se sinusoidais e em fase com as respetivas tensões simples. Em relação ao conversor CC-CC, verifica-se que este atua rapidamente perante as variações na corrente de referência das baterias, como se pode ver nas imagens em pormenor, atingindo o novo valor em cerca de 100  $\mu$ s. Ao contrário do resultado análogo apresentado para a interface com a rede elétrica CA monofásica, neste caso a imagem em pormenor diz respeito a uma transição negativa na potência de carregamento, realçando o facto de o conversor reagir rapidamente independentemente de se tratar de um aumento ou de uma diminuição na potência requerida. Na imagem em pormenor à direita podem ser vistas as correntes em cada uma das bobinas do conversor CC-CC *buck-boost interleaved* ( $i_{Lbat1}$ ,  $i_{Lbat2}$ ,  $i_{Lbat3}$ ), verificando-se que possuem o mesmo valor médio e um desfasamento de  $120^\circ$  entre si, bem como uma frequência de 100 kHz. Consequentemente, o *ripple* visível na corrente total  $i_{bat}$  possui uma frequência de 300 kHz.

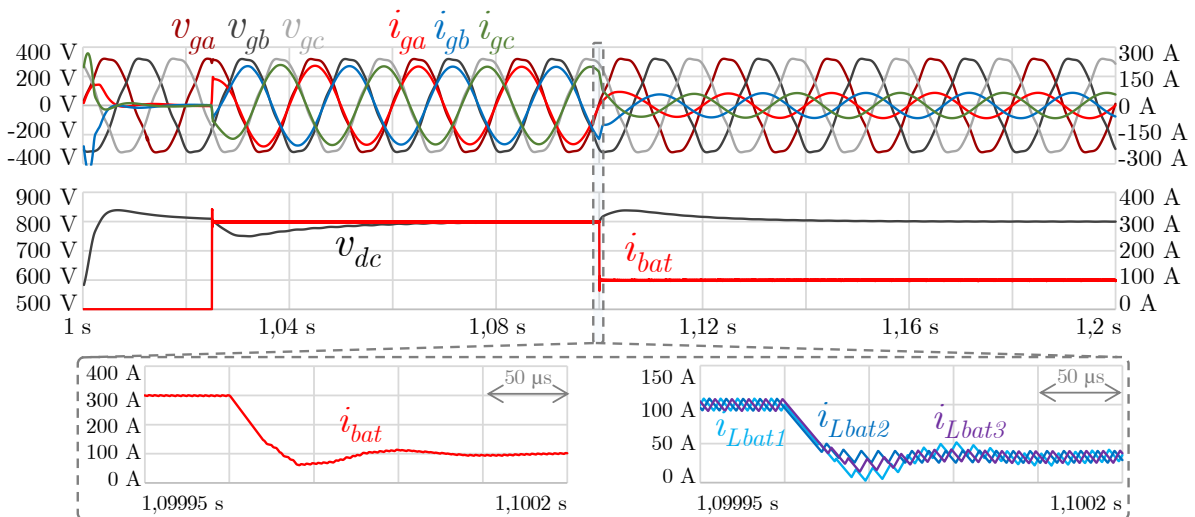


Figura 4.37 – Resultados de simulação da interface com a rede elétrica CA trifásica no modo de operação G2V com variação na potência de carregamento.

Para além do tradicional modo de operação G2V, um VE dotado de um sistema de carregamento de baterias bidirecional (ou, no caso em questão, de um sistema integrado para tração e carregamento de baterias) pode operar no modo V2G, fornecendo energia armazenada nas baterias à rede elétrica. A



Figura 4.38 ilustra um resultado de simulação no referido modo de operação para dois níveis de potência, principiando com 16 kW no instante 1,025 s e sendo aplicada uma variação sob a forma de degrau no instante 1,1 s para cerca de 103,7 kW, correspondendo a correntes nas baterias ( $i_{bat}$ ) de 50 A e 324 A em módulo, respetivamente, para uma tensão nestas de 320 V. Como se pode verificar, as correntes  $i_{ga}$ ,  $i_{gb}$ ,  $i_{gc}$  encontram-se em oposição de fase com a componente fundamental das respetivas tensões simples ( $v_{ga}$ ,  $v_{gb}$ ,  $v_{gc}$ ), significando que a rede elétrica deixa de se comportar como fonte e passa a comportar-se como carga, recebendo energia. Do mesmo modo, a corrente  $i_{bat}$  é negativa, significando que as baterias se encontram a ser descarregadas. Em relação à tensão  $v_{dc}$ , esta sofre aumentos em ambos os instantes transitórios, uma vez que a energia fornecida pelas baterias, que numa primeira instância é injetada nos condensadores do barramento CC, acresce em ambos os casos. No primeiro caso, em que a potência passa de 0 W a 16 kW, o incremento na tensão  $v_{dc}$  é inferior a 5 V, ao passo que no segundo, em que a potência passa de 16 W a 103,7 kW, o incremento na tensão  $v_{dc}$  é de 45 V. De referir que o valor de potência de 103,7 kW aplicado no instante 1,1 s tem o intuito de ser o mais próximo possível do nominal, não o sendo rigorosamente igual devido ao limite imposto de 212 A na amplitude das correntes  $i_{ga}$ ,  $i_{gb}$ ,  $i_{gc}$ , evitando saturar a regulação da tensão  $v_{dc}$  e, conseqüentemente, que esta atinja valores impraticáveis. Mais uma vez, pode constatar-se que o conversor CC-CC reage rapidamente às variações requeridas na corrente  $i_{bat}$ . Verifica-se também que o conversor CA-CC reage em concordância, sendo que as correntes  $i_{ga}$ ,  $i_{gb}$ ,  $i_{gc}$  permanecem sinusoidais e em oposição de fase com as respetivas tensões simples durante todo o processo, pelo que o sistema proposto não introduz perturbações significativas na rede elétrica.

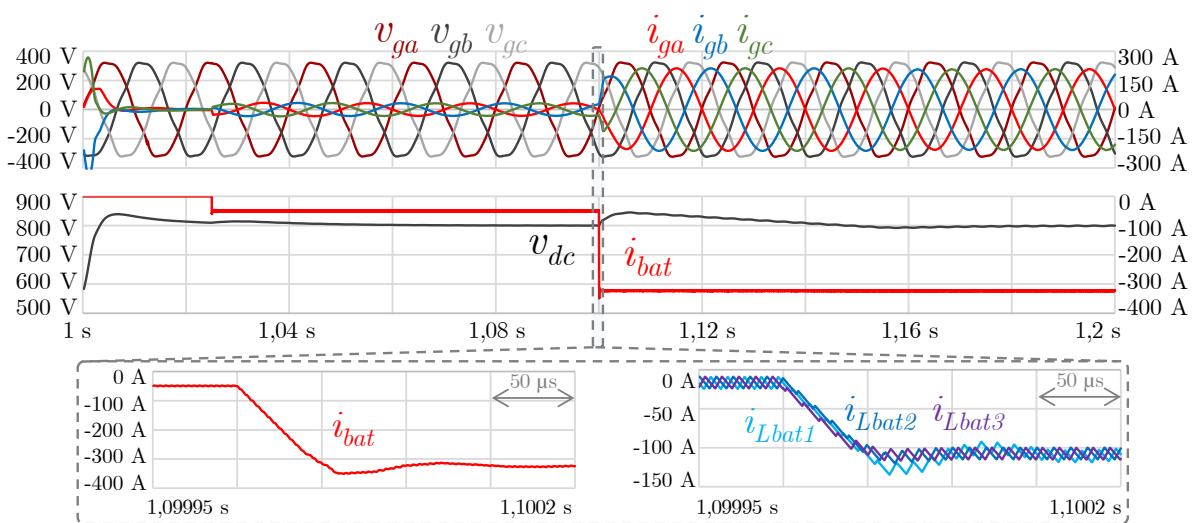


Figura 4.38 – Resultados de simulação da interface com a rede elétrica CA trifásica no modo de operação V2G com variação na potência de descarregamento.

Uma vez conectado à rede elétrica, o sistema de carregamento de baterias de um VE pode ser utilizado para compensar problemas de QEE relacionados com correntes, nomeadamente potência reativa e correntes harmónicas, no caso de um conversor CA-CC trifásico a três fios. Como referido na secção anterior relativamente à interface com a rede elétrica CA monofásica, este modo de operação denomina-se por V4G e pode ser utilizado exclusivamente ou combinado com os modos G2V ou V2G. Na Figura 4.39 encontra-se um resultado de simulação do modo de operação V4G, onde, para além das formas de onda anteriormente referidas, podem ser vistas as correntes consumidas por cargas conectadas à rede elétrica ( $i_{lda}$ ,  $i_{ldb}$ ,  $i_{ldc}$ ), as correntes produzidas pelo conversor CA-CC ( $i_{eva}$ ,  $i_{evb}$ ,  $i_{evc}$ ) e os valores de potência ativa na rede elétrica ( $p_g$ ), nas baterias do VE ( $p_{bat}$ ) e nas cargas ( $p_{ld}$ ). Neste resultado são visíveis cinco estados distintos de funcionamento. Durante o intervalo [2 s, 2,04 s] o sistema integrado apenas opera como carregador de baterias (50 A, 16 kW), existindo cargas não-lineares conectadas à rede elétrica mas não estando ativado o modo de operação V4G. Como tal, as correntes  $i_{eva}$ ,  $i_{evb}$ ,  $i_{evc}$  são sinusoidais e em fase com as componentes fundamentais das tensões  $v_{ga}$ ,  $v_{gb}$ ,  $v_{gc}$ , sendo as correntes  $i_{ga}$ ,  $i_{gb}$ ,  $i_{gc}$  distorcidas. Em termos de potências tem-se  $p_{ld} = 6$  kW,  $p_{bat} = 16$  kW e  $p_g = 22$  kW. No instante 2,04 s é ativado o modo de operação V4G, constatando-se que as correntes  $i_{eva}$ ,  $i_{evb}$ ,  $i_{evc}$  deixam de ser sinusoidais e passam a ser distorcidas, ao passo que as correntes  $i_{ga}$ ,  $i_{gb}$ ,  $i_{gc}$  seguem o caminho inverso, verificando-se o funcionamento devido deste modo de operação. De salientar que a ativação do modo de operação V4G não apresenta qualquer influência no carregamento das baterias, sendo que a corrente  $i_{bat}$  não sofre qualquer transitório. De seguida, no instante 2,08 s é ligada uma carga linear  $RL$  conectada em triângulo, sendo visível o *inrush* nas correntes do lado CA e, conseqüentemente, um abaixamento na tensão  $v_{dc}$ , sendo atingido um valor mínimo de 791 V. Apesar disso, as correntes  $i_{ga}$ ,  $i_{gb}$ ,  $i_{gc}$  permanecem sinusoidais e em fase com as respetivas tensões simples. Após este instante tem-se  $p_{ld} = 10$  kW e  $p_g = 26$  kW, sendo que a potência  $p_{bat}$  permanece inalterada. No instante 2,12 s é alterado o modo de operação G2V para V2G, tendo-se  $i_{bat} = -100$  A e  $p_{bat} = -32$  kW, mantendo ativo o modo de operação V4G. Tal como nos resultados anteriores, a corrente  $i_{bat}$  reage rapidamente à transição do modo de operação, provocando uma subida na tensão  $v_{dc}$  até um valor máximo de 827 V. Verifica-se que as correntes  $i_{ga}$ ,  $i_{gb}$ ,  $i_{gc}$  permanecem sinusoidais, como desejado no modo V4G, mas passam a estar em oposição de fase com as respetivas tensões simples. Tal deve-se ao facto de  $p_{bat}$  ser superior em módulo a  $p_{ld}$ , significando que a rede elétrica absorve mais energia proveniente das baterias do VE do que aquela que fornece às cargas. De facto, as baterias do VE passam a fornecer energia às cargas, sendo o excedente fornecido à rede elétrica ( $p_g = -22$  kW). Por fim, no instante 2,16 s, a operação do conversor CC-CC é interrompida, passando a

ter-se  $p_{bat} = 0$  W e  $p_g = p_{ld} = 10$  kW, pelo que o sistema passa a operar exclusivamente no modo V4G. As correntes  $i_{ga}$ ,  $i_{gb}$ ,  $i_{gc}$  ficam novamente em fase com as respetivas tensões, passando a assumir uma amplitude menor devido ao decréscimo na potência envolvida no sistema integrado. A remoção da injeção de energia na rede elétrica provoca também uma cava na tensão  $v_{dc}$ , atingindo um valor mínimo de 763 V. No entanto, a operação do sistema no modo V4G é assegurada, pelo que este resultado comprova a compensação dinâmica de potência reativa e correntes harmónicas pelo sistema integrado, bem como a interoperabilidade dos modos de operação V4G, G2V e V2G e o desacoplamento entre os mesmos.

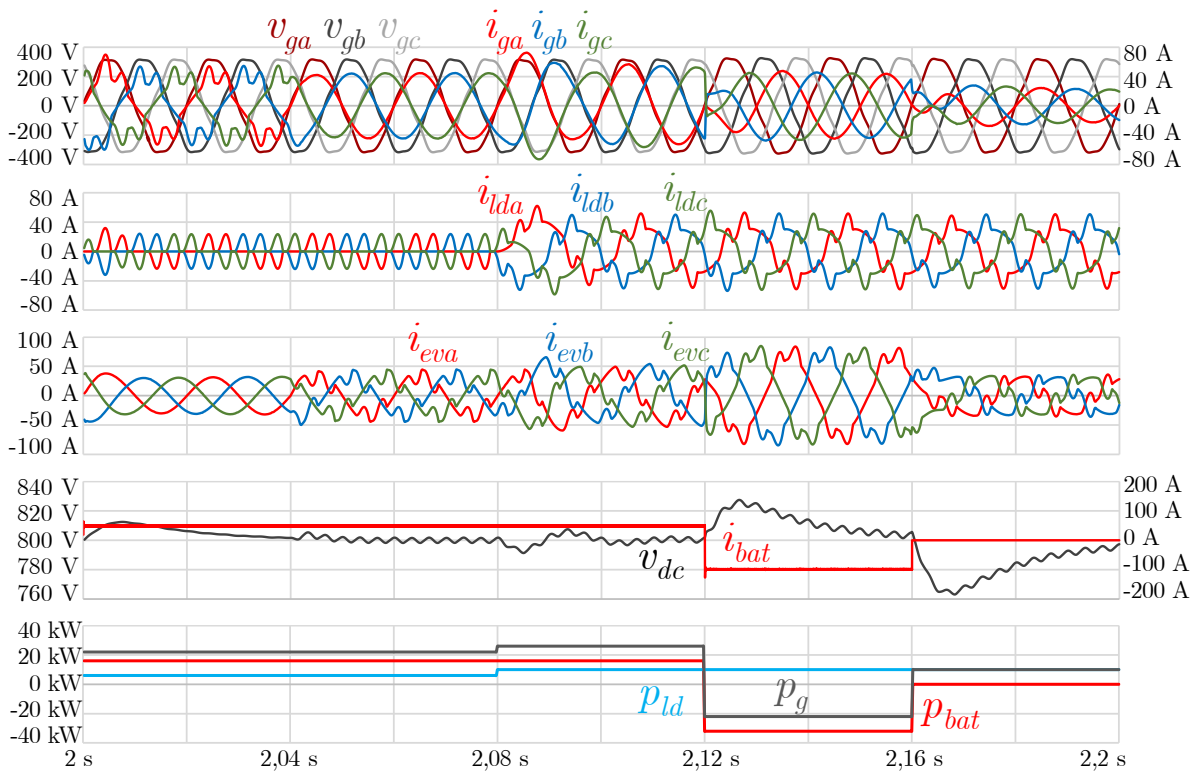


Figura 4.39 – Resultados de simulação da interface com a rede elétrica CA trifásica no modo de operação V4G em combinação com os modos de operação G2V e V2G.

#### 4.4.4 Simulações Computacionais da Interface com Rede Elétrica CC

O quarto e último tipo de interface para o sistema integrado proposto apresentado neste capítulo diz respeito à interface com redes elétricas CC. Este tipo de redes elétricas encontra-se cada vez mais em voga, principalmente em contextos de *smart grids* e *microgrids*, pelo que o sistema proposto nesta tese visa ir de encontro a tais perspetivas. Tal como nas secções anteriores, as simulações computacionais para este tipo de interface encontram-se divididas em elementos mais básicos antes de se abordar o funcionamento integral do sistema; porém, no caso da interface com redes elétricas CC não é necessário

qualquer sistema de sincronização, para além do facto de a técnica de controlo de corrente utilizada ser a mesma que as anteriormente referidas. Como tal, apenas se analisa separadamente o sistema de pré-carga dos condensadores do barramento CC, que é semelhante ao utilizado nas interfaces com redes elétricas CA monofásica e trifásica, apenas diferindo ligeiramente no cálculo do *duty cycle* aplicado aos contactores. Na Figura 4.40 encontra-se representada a topologia do sistema integrado durante a interface com a rede elétrica CC, onde são visíveis dois conversores CC-CC bidirecionais *buck-boost interleaved* de três fases ou, alternativamente, um único conversor CC-CC bidirecional *buck-boost split-pi interleaved* de três fases. Do lado esquerdo da figura (correspondente ao lado de menor tensão do primeiro conversor CC-CC *buck-boost interleaved*), o conversor é conectado à rede elétrica CC por intermédio de um filtro passivo do tipo  $L$ , enquanto do lado direito da figura (correspondente ao lado de menor tensão do segundo conversor CC-CC *buck-boost interleaved*), o conversor é conectado às baterias do VE por intermédio de um filtro do tipo  $LC$ . O lado de maior tensão de ambos os conversores CC-CC *buck-boost interleaved* é partilhado entre si, adotando-se também neste tipo de interface a denominação de barramento CC não obstante a sua redundância, uma vez que todos os terminais existentes neste caso são CC. Como referido previamente neste capítulo, esta abordagem permite a operação em quatro quadrantes, i.e., é possível a tensão da rede elétrica CC ser superior ou inferior à tensão das baterias do VE e garantir operação bidirecional para ambos os casos, sendo a única restrição o facto de a tensão no barramento CC necessitar de ser superior a todas as outras. Com base no dimensionamento apresentado previamente neste capítulo, a frequência de comutação utilizada para ambos os conversores CC-CC é de 100 kHz.

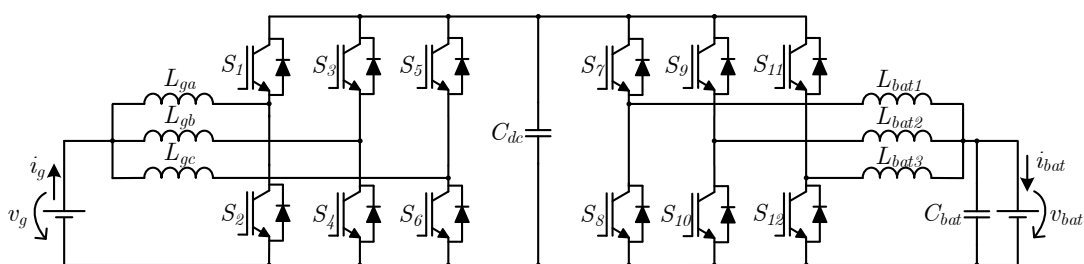


Figura 4.40 – Sistema integrado proposto para interface com redes elétricas CC.

## Sistema de Pré-Carga do Barramento CC

O sistema de pré-carga dos condensadores do barramento CC utilizado na interface com uma rede elétrica CC é o mesmo que os utilizados nas interfaces com redes elétricas CA monofásica e trifásica. Tal como anteriormente, a equação utilizada para o cálculo do *duty cycle* necessita de ser ajustada, sendo que neste caso a corrente do lado da rede elétrica, que é igual à corrente nos condensadores do

barramento CC, é superior às correntes em cada uma das bobinas por um fator de 3. Assim, o *duty cycle* aplicado aos contactores é calculado da seguinte forma:

$$d = \frac{\Delta i_{dc} L f_{sw}}{3 (V_{G_{MAX}} - v_{dc})}. \quad (4.22)$$

Na Figura 4.41 encontra-se representado um resultado de simulação para o sistema de pré-carga para uma rede elétrica CC com tensão de 380 V, podendo visualizar-se a tensão no barramento CC ( $v_{dc}$ ), a tensão da rede elétrica CC ( $v_g$ ), a corrente no barramento CC ( $i_{dc}$ ) e o *duty cycle* aplicado aos contactores ( $d$ ). Uma vez que uma rede elétrica CC requer uma dinâmica maior por parte dos conversores de potência comparativamente com redes elétricas CA de 50 Hz, neste resultado é utilizada uma frequência de comutação de 10 kHz para os contactores, ao contrário do valor de 500 Hz utilizado nas redes elétricas CA, e é definido um limite de 200 A para a corrente na rede elétrica e no barramento CC. Como se pode verificar novamente, a corrente  $i_{dc}$  é pulsada, neste caso apresentando pulsos com maior taxa de repetição devido ao valor superior da frequência de comutação e, antes de se ocorrer a saturação do valor de  $d$ , todos os pulsos atingem o valor de corrente definido, como se pode constatar nas imagens em pormenor. Nestas imagens é também visível a forma de onda da corrente em qualquer uma das três bobinas do conversor CC-CC que faz a interface com a rede elétrica ( $i_{L_{gx}}$ ), que é também igual à corrente nos semicondutores de potência deste conversor. Uma vez que a corrente  $i_{dc}$  é limitada a 200 A e as três fases entram em condução em simultâneo, sendo que apenas existe um sinal de comando para os três contactores, esta corrente apresenta um terço deste valor, nomeadamente 66,7 A. Tal como previamente verificado, o valor de  $d$  aumenta à medida que a tensão  $v_{dc}$  se aproxima da tensão  $v_g$ , tomando o valor 1 quando o processo de pré-carga se dá por concluído, ou seja, os contactores passam a estar em condução plena, podendo iniciar-se a operação do sistema integrado para interface com a rede elétrica CC.

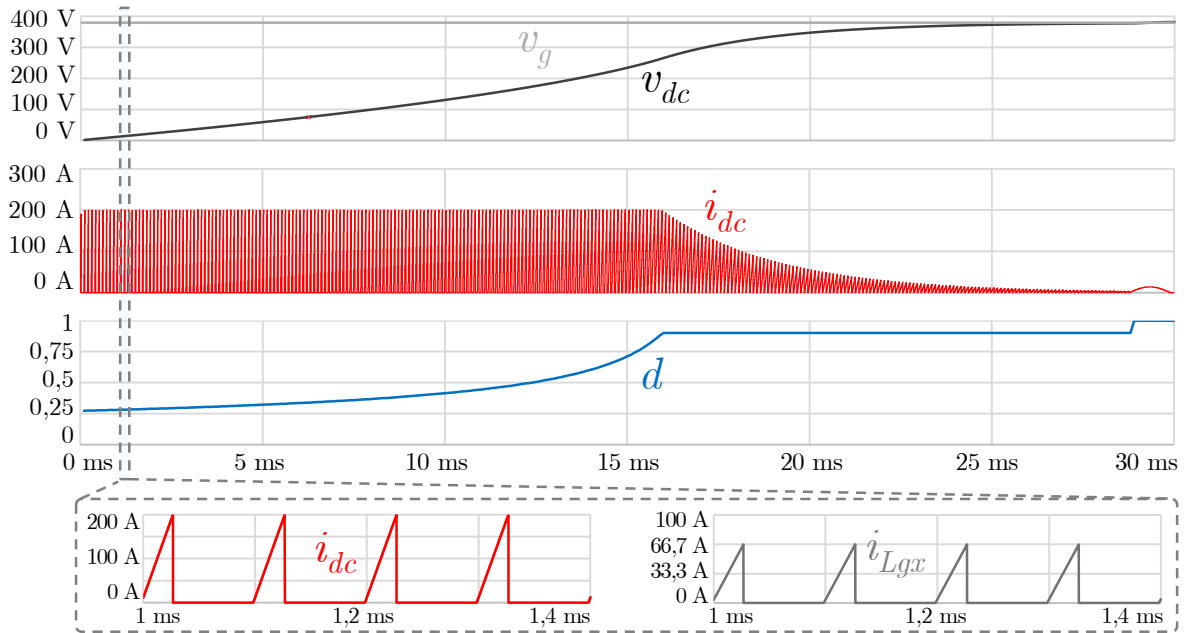


Figura 4.41 – Resultados de simulação do sistema de pré-carga dos condensadores do barramento CC para interface com uma rede elétrica CC de 380 V com limite de corrente de 200 A.

## Simulação Integral da Interface com Rede Elétrica CC

Após demonstrado o sistema de pré-carga dos condensadores do barramento CC, segue-se a simulação integral do sistema para interface com redes elétricas CC de diversos valores de tensão de modo a testar a operação do sistema em quatro quadrantes. À exceção do conversor CA-CC durante o funcionamento no modo de tração, ambos os conversores que constituem o sistema integrado são controlados com a técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* em todos os tipos de interface. O mesmo se aplica à interface com redes elétricas CC, sendo que os dois estágios do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost split- $\pi$  interleaved* formado (ou, por outras palavras, os dois conversores CC-CC bidirecionais *buck-boost interleaved*) possuem o mesmo controlo, que é igual ao apresentado no item Técnica de Controlo de Corrente nas Baterias da secção 4.4.1. Assim, o conversor CC-CC do lado das baterias controla a corrente nestas (mais concretamente, controla a corrente em cada uma das bobinas pertencentes às suas fases) em função da potência requerida para a carga ou descarga, enquanto o conversor CC-CC do lado da rede elétrica controla a tensão no barramento CC através de uma teoria de potência, mantendo a corrente na rede elétrica (mais concretamente, a corrente em cada uma das bobinas pertencentes às suas fases) o mais constante possível, idealmente contendo apenas *ripple* resultante da comutação dos semicondutores de potência. O controlo deste conversor é, por isso, similar ao controlo do conversor CC-CC que faz interface com as baterias no modo de tração.

Diferentemente dos restantes tipos de interface, a rede elétrica CC não possui um valor único de tensão, tendo esta uma gama alargada de valores, pelo que não faz sentido definir um valor único para a tensão do barramento CC partilhado pelos conversores. Com o intuito de reduzir ao máximo o *ripple* da corrente extraída ou fornecida às baterias, foi definida uma estratégia para definir a tensão de referência do barramento CC em função da tensão das baterias. Uma vez que a configuração *interleaved* utilizada nos conversores CC-CC é de três fases, o *ripple* na corrente das baterias poderá ser virtualmente anulado para valores de *duty cycle* de 33% e 66% (para além de 0% e 100%, como se sucede em conversores CC-CC *buck-boost* sem configuração *interleaved*). Valores de *duty cycle* de 33% e 66% correspondem, respetivamente, a tensões no barramento CC 1,5 e 3 vezes superiores à tensão nas baterias, traduzindo-se em tensões de 480 V e 960 V no barramento CC para uma tensão nas baterias de 320 V. O segundo valor é descartado à partida, uma vez que é superior ao valor máximo projetado para a tensão no barramento CC (800 V), para além do facto de provocar mais perdas nos conversores e um maior *ripple* nas correntes das bobinas. Assim, e de forma a compensar as variações na tensão das baterias, o valor de referência para a tensão no barramento CC é definido como sendo 1,5 vezes superior à tensão das baterias. De referir que é necessário ter em consideração a tensão da rede elétrica CC, pois esta necessita de ser inferior à tensão no barramento CC para o conversor CC-CC do lado da rede elétrica poder operar. Uma vez que o valor máximo de tensão definido para a interface com redes elétricas CC é de 380 V, pode ser seguida esta abordagem.

Na Figura 4.42 encontra-se representado um resultado de simulação da interface do sistema integrado proposto com uma rede elétrica CC de 380 V a operar no tradicional modo de carregamento de baterias (G2V), podendo observar-se, no plano principal, a corrente na rede elétrica ( $i_g$ ), a respetiva referência obtida por intermédio de uma teoria de potência ( $i_{ref,g}$ ), a tensão no barramento CC ( $v_{dc}$ ) e a corrente nas baterias ( $i_{bat}$ ). De referir que a tensão  $v_{dc}$  se encontra inicialmente (no instante 50 ms) com o valor de 380 V consequente do sistema de pré-carga previamente apresentado. Numa primeira etapa apenas o conversor CC-CC do lado da rede elétrica se encontra em funcionamento, controlando a tensão  $v_{dc}$  para um valor de referência inicial de 480 V (i.e., 1,5 vezes a tensão das baterias ( $v_{bat}$ )). Assim que este valor é atingido, o carregamento das baterias é iniciado (instante 52 ms) com uma corrente de referência de 320 A, valor que é atingido e estabilizado em cerca de 600  $\mu$ s. Este valor de corrente corresponde a uma potência aproximadamente igual à nominal para redes elétricas CA trifásicas (103,4 kW), tendo em conta uma resistência interna das baterias de 10 m $\Omega$ , o que resulta numa tensão  $v_{bat}$  de 323,2 V para a corrente em questão. Como se pode visualizar, a tensão  $v_{dc}$  estabiliza num valor ligeiramente superior após o início do carregamento das baterias, consequência da leve elevação da tensão  $v_{bat}$ , pelo que a

nova referência para  $v_{dc}$  passa a ser de 484,8 V. De referir que o controlo da tensão  $v_{dc}$  reage rapidamente ao aumento da potência requerida, como se pode ver pelo aumento repentino na corrente  $i_{ref.g}$  gerada pela teoria de potência e, concordantemente, na respetiva corrente produzida  $i_g$ . Nas imagens em pormenor podem ser vistas em detalhe, para além das correntes  $i_g$  e  $i_{bat}$ , as correntes em cada uma das bobinas dos conversores CC-CC ( $i_{Lg1}$ ,  $i_{Lg2}$ ,  $i_{Lg3}$ , para o conversor do lado da rede elétrica e  $i_{Lbat1}$ ,  $i_{Lbat2}$ ,  $i_{Lbat3}$  para o conversor do lado das baterias), sendo visíveis dois períodos de comutação (20  $\mu$ s) a partir do instante 53 ms. Em relação às correntes no conversor do lado da rede elétrica, pode constatar-se a multiplicação por 3 da frequência do *ripple* na corrente  $i_g$ , bem como uma diminuição do seu *ripple* pico-a-pico em relação às correntes individuais. Por outro lado, em relação às correntes no conversor do lado das baterias, pode verificar-se a performance da abordagem pretendida em termos de cancelamento de *ripple* na corrente  $i_{bat}$ , o que se sucede graças à utilização de uma tensão  $v_{dc}$  de referência dinâmica em função da tensão  $v_{bat}$ .

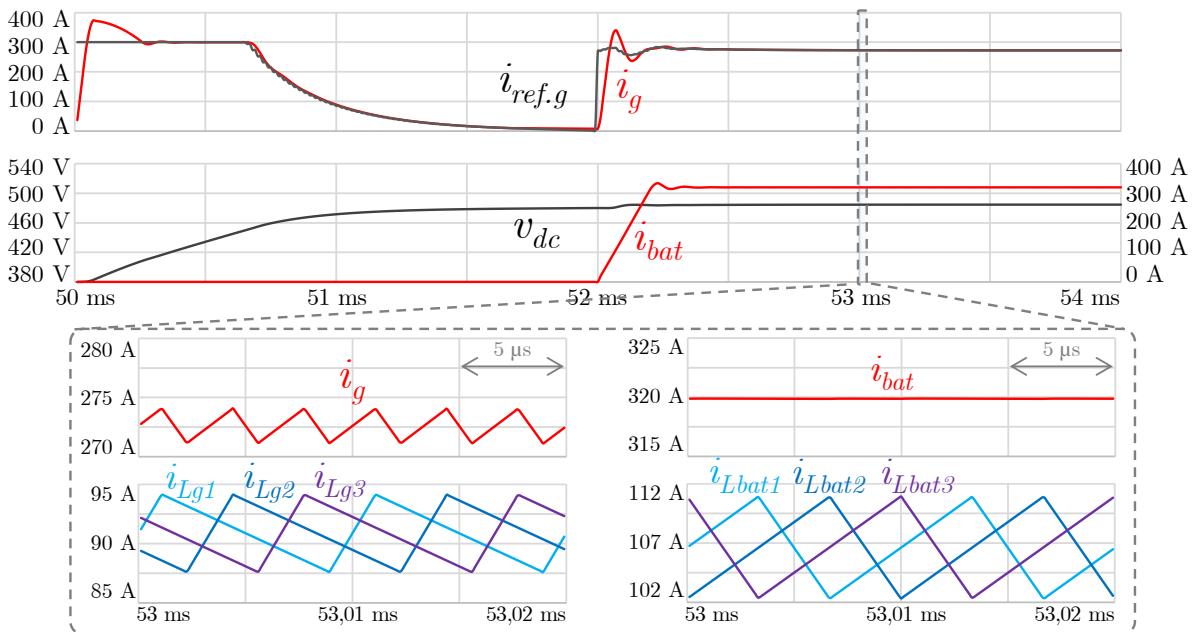


Figura 4.42 – Resultados de simulação da interface com uma rede elétrica CC de 380 V no modo de operação G2V com potência de carregamento de 103,4 kW.

Para além do tradicional modo de carregamento de baterias, também em redes elétricas CC é possível que o sistema integrado utilize energia armazenada nas baterias do VE para a fornecer à rede elétrica. Na Figura 4.43 pode ser visto um resultado de simulação para interface com a mesma rede elétrica CC de 380 V com transição entre os modos de operação G2V e V2G, sendo utilizado o mesmo valor de referência que anteriormente para a corrente  $i_{bat}$  (320 A). Neste resultado, o modo de operação G2V já se encontra ativo e estabilizado desde o instante inicial (60 ms), com a tensão  $v_{dc}$  regulada no valor de



484,8 V. No instante 62 ms é trocado o modo de operação de G2V para V2G, passando a corrente  $i_{bat}$  de 320 A para -320 A. Como consequência, a tensão  $v_{dc}$  sofre um aumento após este instante, atingindo um valor máximo de 497 V que é seguidamente compensado pelo controlo do conversor CC-CC do lado da rede elétrica, como se pode ver pelo aumento na corrente  $i_g$ . Devido à descarga das baterias, ao contrário do que acontece durante o carregamento, a tensão nestas é inferior à nominal (316,8 V para uma corrente de -320 A com resistência interna de 10 mΩ), pelo que a nova tensão  $v_{dc}$  de referência adquire um valor menor, estabilizando em cerca de 475 V. Como se pode visualizar nas imagens em pormenor, a corrente  $i_{bat}$  permanece com *ripple* praticamente nulo durante o modo V2G, confirmando-se a performance da abordagem definida também para este modo de operação.

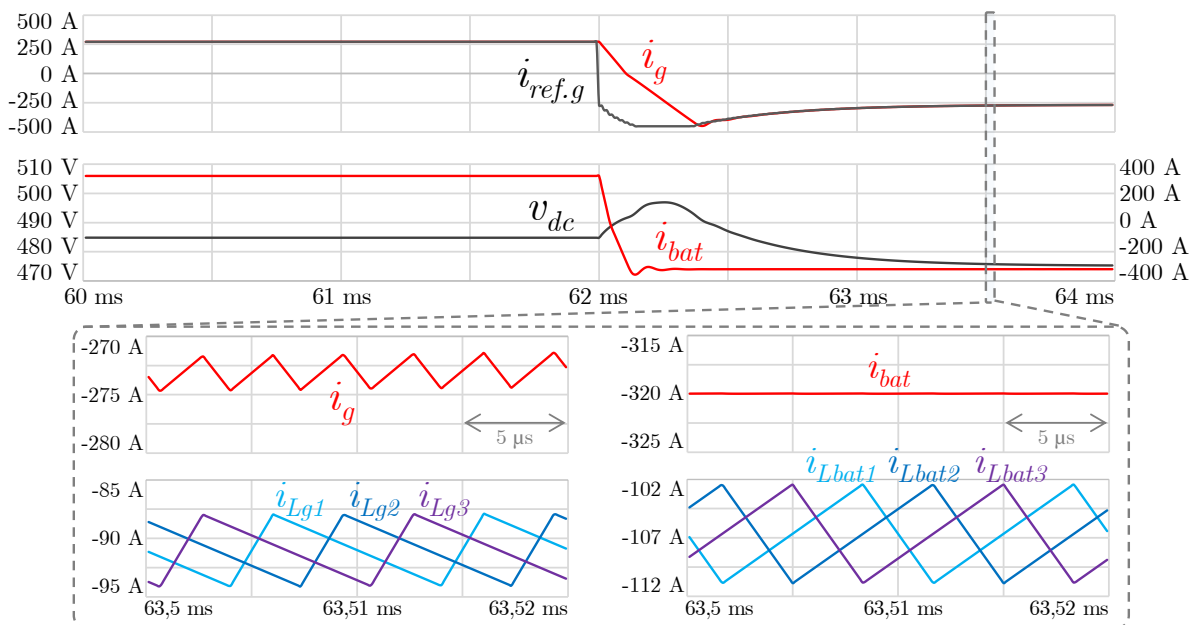


Figura 4.43 – Resultados de simulação da interface com uma rede elétrica CC de 380 V com transição dos modos de operação de G2V para V2G.

Como referido, o sistema integrado proposto permite a interface com redes elétricas CC com operação em quatro quadrantes, sendo que os resultados previamente apresentados são referentes a apenas dois (operação bidirecional com tensão da rede elétrica superior à tensão das baterias). Assim, os restantes dois quadrantes são referentes à operação bidirecional para uma tensão da rede elétrica inferior à tensão das baterias. Na Figura 4.44 pode ser visto um resultado de simulação ilustrando a operação nos dois quadrantes referidos, sendo para tal utilizada uma rede elétrica CC de 48 V. Neste resultado, a tensão  $v_{dc}$  já se encontra estabilizada desde o instante inicial apresentado (60 ms) e o carregamento das baterias é iniciado no instante 60,4 ms com uma corrente de 20 A, correspondendo a uma potência de 6,4 kW, valor relativamente reduzido de modo a ser concordante com a rede elétrica CC de 48 V. No instante 63 ms, o modo de operação G2V é alterado para V2G mantendo o mesmo valor em módulo da

corrente nas baterias e, como tal, da potência envolvida. Nesta figura é visível o pormenor da corrente  $i_{bat}$ , bem como das correntes individuais  $i_{Lbat1}$ ,  $i_{Lbat2}$ ,  $i_{Lbat3}$ , em cada um dos modos de operação, nomeadamente em torno dos instantes 61,5 ms (correspondente ao modo G2V) e 65 ms (correspondente ao modo V2G), onde se pode verificar que o seu *ripple* é anulado através da mesma estratégia utilizada anteriormente. No entanto, é necessário ter em conta que, no caso da interface a uma rede elétrica CC de 48 V, o valor óptimo para a tensão  $v_{dc}$  é dez vezes superior a esta (480 V para uma tensão nas baterias de 320 V), tratando-se de um rácio de tensões de entrada e saída bastante elevado para um conversor CC-CC não-isolado, pelo que, em regime permanente, este opera com um *duty cycle* de 90%. Na prática, cada conversor CC-CC *buck-boost* possui um limite de *duty cycle* para o qual a sua capacidade de elevar tensão é válida, dependendo essencialmente das resistências internas das bobinas e dos semicondutores de potência e das quedas de tensão nestes últimos. Assim, pode não ser possível seguir esta abordagem numa implementação prática, eventualmente sendo necessário utilizar um valor inferior para a tensão  $v_{dc}$ , mas sempre superior a 320 V para assegurar o funcionamento do conversor CC-CC do lado das baterias.

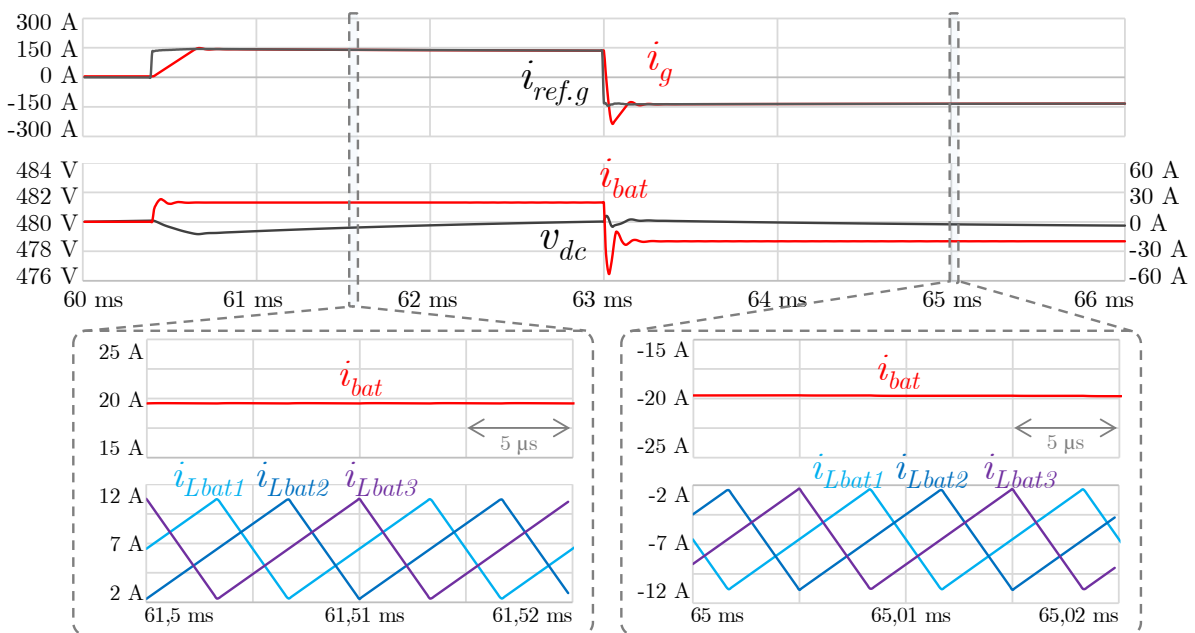


Figura 4.44 – Resultados de simulação da interface com uma rede elétrica CC de 48 V com transição dos modos de operação de G2V para V2G.

## 4.5 Conclusão

Este capítulo apresenta o sistema integrado proposto nesta tese, sendo apresentadas possibilidades para o mesmo que foram inicialmente delineadas mas acabando por ser descartadas devido às suas

desvantagens, sendo analisados os prós e contras de cada uma das possibilidades até se atingir a solução final. De seguida é apresentado o dimensionamento do sistema integrado proposto, tanto a nível de tensões, correntes e potências envolvidas como a nível dos componentes passivos que o constituem, desde o filtro passivo para interface com a rede elétrica às bobinas do conversor CC-CC e aos condensadores do barramento CC. Devido aos vários tipos de interface do sistema proposto, o dimensionamento dos componentes necessita de considerar sempre o pior caso. De entre as abordagens utilizadas para os componentes passivos destacam-se a utilização de um filtro passivo do tipo *LCL* para interface com a rede elétrica, o que permite reduzir o tamanho físico dos componentes que o constituem, e a utilização exclusiva de condensadores de filme para o barramento CC, evitando o uso da tecnologia eletrolítica, de menor performance e fiabilidade.

Após descrito o dimensionamento do sistema integrado proposto, são apresentadas simulações computacionais visando a validação dos modos de operação delineados para os quatro tipos de interface, todos eles contemplando operação bidirecional, nomeadamente: (1) Sistema de tração, correspondendo à operação principal de um VE; (2) Interface com uma rede elétrica CA monofásica, correspondendo à operação de carregamento lento das baterias do VE; (3) Interface com uma rede elétrica CA trifásica, correspondendo à operação de carregamento rápido das baterias do VE; (4) Interface com uma rede elétrica CC, podendo corresponder à operação de carregamento lento ou rápido das baterias do VE consoante a tensão da rede elétrica CC à qual o sistema se conecta. Inicialmente são validados blocos constituintes de cada um dos modos de operação de forma individual, como por exemplo a técnica de sincronização com a rede elétrica e a técnica de controlo de corrente no caso da interface com redes elétricas CA, apenas de seguida sendo apresentadas simulações de cada um dos tipos de interface a funcionar integralmente e, como referido, de forma bidirecional. No caso do sistema de tração são simuladas condições visando a operação de um VE, com variações de velocidade, binário e sentido de rotação da máquina elétrica, incluindo a operação de travagem regenerativa. Relativamente aos modos de interface com redes elétricas, para além do tradicional modo de carregamento de baterias (G2V) são também apresentados resultados de simulação dos modos de operação V2G e, no caso de redes elétricas CA monofásicas e trifásicas, V4G, que pode ser utilizado exclusivamente ou em combinação com os modos G2V ou V2G, visando dotar o VE de funcionalidades contextualizadas em *smart grids*. Por fim, em relação à interface com redes elétricas CC, foi simulada a operação do sistema em quatro quadrantes, i.e., estabelecendo um fluxo de energia da rede elétrica para as baterias e vice-versa com redes elétricas CC de tensão superior (380 V) e inferior (48 V) à tensão das baterias do VE, permitindo a operação com

níveis distintos de potência no mesmo sistema, ou seja, permitindo carregamento lento ou rápido das baterias, para além da possibilidade de suporte às redes elétricas por parte do VE.

# Capítulo 5

## Desenvolvimento do Sistema Integrado Proposto

### 5.1 Introdução

Após introduzido, dimensionado e simulado o sistema integrado proposto, neste capítulo é apresentado o desenvolvimento do protótipo laboratorial para o mesmo. O protótipo desenvolvido pode ser dividido em duas partes principais, nomeadamente o sistema de controlo e o andar de potência. Na primeira categoria situam-se os sensores de tensão, de corrente e de posição do rotor da máquina elétrica, bem como a unidade de processamento utilizada para controlar todo o sistema. A segunda categoria engloba todos os elementos constituintes da parte de potência do protótipo, nomeadamente as baterias, os semicondutores de potência, os respetivos circuitos de acionamento, as bobinas, os condensadores, o dissipador de calor e a parte de acoplamento à rede elétrica. Por fim, é apresentado o sistema integral, interligando o sistema de controlo e o andar de potência.

### 5.2 Sistema de Controlo

Qualquer sistema baseado em conversores de eletrónica de potência ativos necessita de um sistema de controlo que permita a regulação dos valores de tensão, corrente ou frequência por parte dos conversores, uma vez que estes, sendo controlados, não operam por si só. Como tal, para além de ser necessário gerar sinais de comando a aplicar aos semicondutores de potência constituintes dos conversores, é também necessário executar os algoritmos de controlo responsáveis pela geração destes sinais de comando, bem como ler valores de tensão e corrente para efetuar os algoritmos de controlo em malha fechada. Como tal, esta secção descreve os sensores e a unidade de processamento utilizados.

#### 5.2.1 Sensores

Como referido, para se executar um algoritmo de controlo em malha fechada, é necessário ter conhecimento das grandezas que se pretende controlar. No sistema proposto, estas grandezas correspondem a tensões, correntes e posição angular do rotor da máquina elétrica, sendo necessários

sensores apropriados para converter estas grandezas físicas em grandezas mensuráveis pelo sistema de controlo. No caso da posição angular do rotor da máquina elétrica, é expectável a utilização de um sensor de posição de forma a converter a posição angular numa grandeza elétrica, i.e., numa tensão. Por outro lado, no caso de tensões e correntes, tanto a entrada como a saída dos sensores constituem grandezas elétricas; de facto, para efetuar a medição de tensões, a grandeza de entrada e de saída é a mesma. Porém, isso não invalida a necessidade de utilização de sensores, uma vez que as tensões a serem medidas são de valor bastante mais elevado do que os valores comumente utilizados nos sistemas de controlo. Para além disso, no caso da medição de tensões e correntes, uma característica indispensável é o isolamento galvânico, visando preservar a integridade do sistema de controlo.

## Sensores de Tensão

Consoante o modo de interface, o funcionamento do sistema integrado proposto requer a medição de determinadas tensões. Duas destas tensões são comuns a todos os modos, nomeadamente a tensão nas baterias e a tensão no barramento CC partilhado pelos dois conversores que constituem o sistema integrado. No caso do modo de tração, não é necessário medir qualquer tensão adicional; no modo de interface com uma rede elétrica CC é necessário medir a tensão desta para o funcionamento do conversor CC-CC que faz interface com a mesma; nos modos de interface com redes elétricas CA é também necessário medir as tensões da rede elétrica, neste caso para ser efetuado o algoritmo de sincronização com a rede elétrica e a técnica de controlo da corrente absorvida ou fornecida à mesma, tratando-se de uma (no caso das monofásicas) e três (no caso das trifásicas) tensões adicionais. Desta forma, é necessário medir um máximo de cinco tensões distintas de forma não-concorrente.

Para efetuar a medição das tensões é utilizado o amplificador isolado *Si8920BC-IP* do fabricante *Silicon Labs* [1096], especialmente indicado para a medição isolada de correntes através de resistências de *shunt*, mas sendo utilizado juntamente com um divisor resistivo de modo a reduzir a tensão que se pretende ler, dado apenas permitir uma tensão de entrada máxima de  $\pm 200$  mV. Tanto a entrada como a saída deste amplificador são diferenciais, o que é uma vantagem em termos de ruído, tornando possível a leitura com exactidão de tensões de valores reduzidos em ambientes ruidosos, como é o caso de um conversor de potência a operar de forma comutada. Outras características interessantes deste amplificador são a sua largura de banda de 950 kHz e a sua tensão de isolamento de 3,75 kV.

## Sensores de Corrente

Tal como se sucede na medição de tensões, o número de correntes que é necessário medir varia em função do modo de interface utilizado para o sistema integrado. Analogamente às tensões nas baterias e no barramento CC, as três correntes envolvidas no conversor CC-CC de interface às baterias são medidas em todos os modos de interface. Para além destas, é medida uma corrente adicional no modo de interface com a rede elétrica CA monofásica (correspondente à corrente absorvida ou fornecida à rede elétrica) e são medidas três correntes adicionais nos modos de tração (correspondentes às três fases dos enrolamentos do estator da máquina elétrica), no modo de interface com a rede elétrica CA trifásica (correspondentes às correntes absorvidas ou fornecidas às três fases da rede elétrica) e no modo de interface com redes elétricas CC (correspondentes às três correntes envolvidas no conversor CC-CC de interface à rede elétrica). Como tal, o número máximo de correntes a medir de forma não-concorrente é seis.

Em eletrónica de potência, a medição de correntes pode ser efetuada de diversas formas [1097], sendo que tipicamente existe um *trade-off* entre magnitude e largura de banda. Por outras palavras, é comum os sensores capazes de medir correntes de elevado valor não apresentarem larguras de banda elevadas, assim como os sensores de corrente que suportam larguras de banda superiores tipicamente não serem capazes de medir correntes consideráveis. Para a aplicação em questão, as correntes no conversor CC-CC que faz interface às baterias, apesar de serem CC, possuem um *ripple* de amplitude considerável, como analisado no capítulo anterior, e com frequência de 100 kHz. Para além disso, a frequência deste *ripple* não se trata de uma única componente de 100 kHz, pois o *ripple* não é sinusoidal, mas sim em rampa de declive variável conforme o valor de *duty cycle*, pelo que o espectro harmónico destas correntes contém componentes superiores a 100 kHz. Inclusivamente, o próprio valor destas correntes é relativamente elevado (150 A), pelo que é crucial a utilização de sensores de corrente simultaneamente capazes de medir correntes elevadas e que variem rapidamente no tempo.

Face ao exposto, para efetuar a medição das correntes é utilizado o mesmo componente que o utilizado para efetuar a medição das tensões, i.e., o amplificador isolado *Si8920BC-IP* do fabricante *Silicon Labs*, juntamente com resistências de *shunt* inseridas em série com o circuito cuja corrente se pretende medir. Como referido no item anterior relativamente aos sensores de tensão, a medição de corrente de forma isolada é a aplicação principal indicada pelo fabricante deste componente, sendo que a sua elevada largura de banda (950 kHz) é indicada para a situação referida no parágrafo anterior. Relativamente ao valor máximo mensurável para a corrente, este não depende do amplificador mas sim do valor da

resistência de *shunt*. Esta deve ser selecionada de modo que a queda de tensão provocada aos seus terminais seja legível pelo amplificador mas que, simultaneamente, não provoque uma queda de tensão demasiado elevada a ponto de interferir no funcionamento do circuito, uma vez que a resistência é inserida em série com o mesmo. Esta condição deve ser assegurada pelo valor de resistência, sendo que há outra grandeza à qual é necessário prestar atenção, nomeadamente a potência dissipada. De modo a obter-se uma queda de tensão minimamente mensurável em simultâneo com um fluxo de correntes consideráveis, a dissipação de potência é inevitável, sendo tanto menor quanto menor for o valor da resistência. Desta forma, a gama de leitura e a potência dissipada representam um outro *trade-off* relativamente à medição de correntes que deve ser tido em consideração no design. Adicionalmente, de modo a evitar degradar a leitura da corrente com o aumento da temperatura na resistência, é importante que a mesma possua um coeficiente de temperatura reduzido, caso contrário o valor de resistência pode aumentar consideravelmente com a temperatura, originando quedas de tensão proporcionalmente maiores e, conseqüentemente, correntes lidas com um erro proporcional ao aumento das grandezas anteriores.

Como resistências de *shunt* são utilizadas as resistências *WSBM8518L5000JK* do fabricante *Vishay Dale* [1098], apresentando um valor de  $500\ \mu\Omega$  e uma potência nominal de 36 W. Através das leis de Ohm e de Joule, pode verificar-se que, para um valor de corrente de 212 A (correspondente ao valor de pico da corrente nominal), a queda de tensão na resistência é de 106 mV, valor que se encontra dentro da gama suportada pelo amplificador isolado, e a potência dissipada na mesma é de 22,5 W, valor inferior ao seu valor nominal, como desejado. Em termos de coeficiente de temperatura, esta resistência apresenta um valor de 10 ppm/°C. Exemplificativamente, a temperatura na resistência necessita de aumentar 100 °C em relação ao seu valor inicial para que o seu valor de resistência aumente 0,1%, ou seja, de  $500\ \mu\Omega$  para  $500,5\ \mu\Omega$ . Trata-se, por isso, de um coeficiente de temperatura reduzido e apropriado para a medição de correntes através de resistências de *shunt*, não introduzindo um erro significativo na medição quando a resistência se encontra com temperaturas elevadas. Na Figura 5.1 pode ver-se a referida resistência de *shunt*.

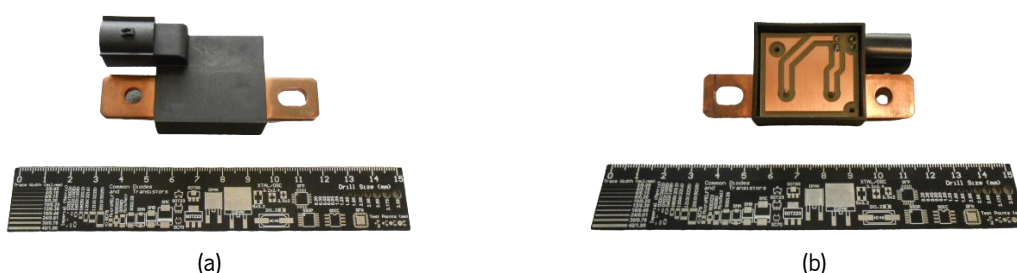


Figura 5.1 – Resistência de *shunt* *WSBM8518L5000JK* do fabricante *Vishay Dale* [1098]: vista: (a) Superior; (b) Inferior.



## Sensor de Posição *Resolver*

O sensor de posição do rotor da máquina elétrica é, naturalmente, utilizado apenas no modo de tração. Como já referido nesta tese nas secções 2.10 e 4.4.1 (item Sensor de Posição *Resolver*), a máquina elétrica utilizada possui um sensor de posição incorporado do tipo *resolver*, tratando-se essencialmente de um transformador rotativo com dois enrolamentos posicionados em quadratura e um enrolamento de excitação. O *resolver* em questão possui a referência *100XU9734-L1*, conforme indicação do fabricante da máquina elétrica *MC Motor*, apresentando quatro pares de polos (tal como a máquina elétrica), permitindo uma velocidade de rotação máxima de 20000 rpm e requerendo uma excitação de 7 V RMS com uma frequência de 10 kHz para a sua operação.

Como referido nas simulações computacionais, não é necessário ter em consideração a excitação do *resolver* para a simulação deste tipo de sensor, não se verificando o mesmo, contudo, numa implementação prática. Para efetuar esta excitação, bem como para processar os sinais obtidos nos dois enrolamentos em quadratura, são tipicamente utilizados circuitos próprios denominados conversores *resolver*-digital (*resolver-to-digital converter* – RDC), permitindo enviar a informação obtida, como a posição ou velocidade angulares, para uma unidade de processamento, por exemplo. Para a implementação do sistema proposto é utilizado um RDC do fabricante *Analog Devices* com a referência *AD2S1205* [1099], componente qualificado para aplicações automóveis e que permite efetuar leituras com uma velocidade de rotação máxima de 75000 rpm, oferecendo uma resolução de 12 bits e permitindo escolher uma frequência de excitação de entre quatro valores compreendidos entre 10 kHz e 20 kHz. A leitura, que pode ser selecionada entre a posição angular ou a velocidade de rotação, pode ser enviada por comunicação série ou paralela para um microcontrolador para posterior processamento, tendo-se optado pelo envio da posição angular por comunicação série no protótipo desenvolvido.

### 5.2.2 Unidade de Processamento

A unidade de processamento é o cérebro de um sistema de eletrónica de potência, sendo responsável pela execução de todos os algoritmos de controlo digital necessários ao funcionamento dos conversores. Para além do processamento propriamente dito, tratando-se de uma unidade digital, é necessário converter os valores analógicos lidos pelos sensores em valores digitais de modo a poderem ser processados, sendo para tal utilizado um conversor analógico-digital (*analog-to-digital converter* – ADC).

Como unidade de processamento foi selecionado um microcontrolador do fabricante *Texas Instruments* com a referência *TMS320F28379D* [1100]. De referir que a versão utilizada do microcontrolador se

encontra assente numa plataforma de desenvolvimento, não sendo possível aceder a todos os seus pinos mas, por outro lado, facilitando o acesso aos pinos necessários por intermédio de *headers*, como se pode visualizar na Figura 5.2. De entre as características deste microcontrolador destaca-se uma unidade de processamento central de dois núcleos independentes com frequência de operação de 200 MHz, cada um possuindo um acelerador de cálculos matemáticos com a mesma frequência de operação, o que permite um máximo de 800 milhões de instruções por segundo. Possui também 4 registos de ADC, distribuídos por 16 canais nesta versão, e 16 canais de PWM com possibilidade de programação de pares complementares e tempo morto ou de sobreposição entre ambos. Além disso, este microcontrolador possui também conversores digital-analógico (*digital-to-analog converter* – DAC), permitindo a visualização de formas de onda de variáveis internas, o que é uma mais-valia para a validação de sistemas de eletrónica de potência.

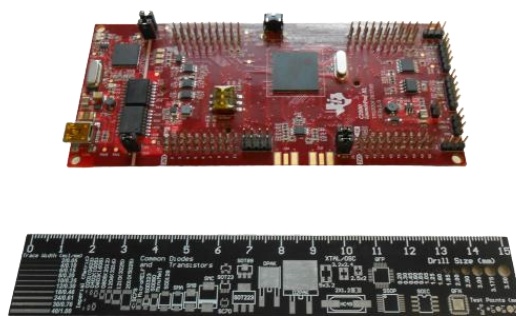


Figura 5.2 – Plataforma de desenvolvimento baseada no microcontrolador *TMS320F28379D* do fabricante *Texas Instruments* [1100].

### 5.2.3 Condicionamento de Sinal e Proteção

Como referido no item anterior, o microcontrolador utilizado possui canais de ADC, que são utilizados para ler os valores fornecidos pelos sensores de tensão e de corrente (o sensor de posição angular não necessita de qualquer canal de ADC pois não possui saída analógica). As saídas dos amplificadores isolados utilizados para a leitura das tensões e correntes são diferenciais, ou seja, possuem valores positivos e negativos, uma vez que não existe componente comum nem, consequentemente, valor médio. Por outro lado, os canais de ADC do microcontrolador apenas conseguem ler valores compreendidos entre 0 V e 3 V, pelo que é necessário adaptar a gama dos valores de saída dos amplificadores isolados à gama dos valores de entrada para o ADC, procedimento comumente designado por condicionamento de sinal. Para tal, é utilizado um circuito amplificador diferencial de modo a transpor a saída diferencial do amplificador isolado para uma saída *single-ended*, i.e., referenciada à massa do sistema de controlo. Para além disso, é utilizada uma referência de tensão de 1,5 V a fim de deslocar o sinal verticalmente

de modo que este possua apenas valores positivos. Para além do valor médio do sinal, é também necessário ter em consideração a sua amplitude, sendo selecionado um valor de ganho que se reflete no maior aproveitamento possível da gama de leitura de cada sensor sem que seja atingida a saturação do ponto de vista dos canais de ADC (sem atingir os valores 0 V e 3 V).

Após esta montagem, é utilizado um filtro passa-baixo de primeira ordem composto por uma resistência e um condensador de forma a satisfazer o teorema de Nyquist, i.e., o sinal a ser lido pelo ADC não poderá possuir uma frequência máxima superior a metade da frequência de amostragem utilizada no sistema de controlo, sendo dimensionada uma frequência de corte de 25 kHz para o filtro devido ao facto de se utilizar uma frequência de amostragem de 50 kHz no sistema de controlo. Para além do filtro, é também utilizado um diodo de zener de modo a proteger cada canal de ADC contra tensões excessivas e, simultaneamente, contra tensões negativas.

Para além dos circuitos de condicionamento de sinal, são também utilizados circuitos de proteção contra sobretensões e sobrecorrentes baseados nas medições efetuadas. Estes circuitos de proteção são implementados através de uma montagem comparadora em janela, sendo definidos limites superior e inferior que, quando atingidos, ativam um sinal de desativação dos conversores de potência que constituem o sistema integrado proposto, impedindo a operação dos mesmos em condições que o possam danificar. Para além disso, o sinal de deteção de anomalia é enviado para um circuito de *set* e *reset* de forma a impedir o rearme automático dos conversores de potência, sendo para tal necessário que o utilizador envie um sinal de *reset* a fim de os conversores retomarem a sua operação. De referir que este sinal de anomalia é utilizado juntamente com dois sinais de habilitação dos conversores de potência, um por hardware e o outro por software, pelo que ambos devem ser ativados pelo utilizador de modo a permitir a operação do sistema.

### 5.3 Andar de Potência

Enquanto a secção anterior é referente ao sistema de controlo do sistema integrado proposto, esta secção apresenta o andar de potência do mesmo. O andar de potência não engloba apenas os conversores de potência mas também os elementos armazenadores de energia, como as baterias, os elementos passivos necessários à implementação dos conversores, como as bobinas e os condensadores, e também o dissipador de calor. Nesta secção são também apresentados os circuitos de acionamento dos semicondutores de potência (*drivers*), bem como o acoplamento do sistema integrado proposto com a rede elétrica.

### 5.3.1 Baterias

Devido ao dimensionamento do sistema proposto efetuado no capítulo anterior, as baterias selecionadas foram já apresentadas (secção 4.3), tratando-se de 100 baterias do modelo *IFP36230218-100Ah* do fabricante *Wina Green Power* [1074] conectadas em série, perfazendo uma tensão máxima de 370 V e mínima de 250 V com uma capacidade de 100 Ah. Cada uma destas baterias pode ser vista na Figura 5.3.

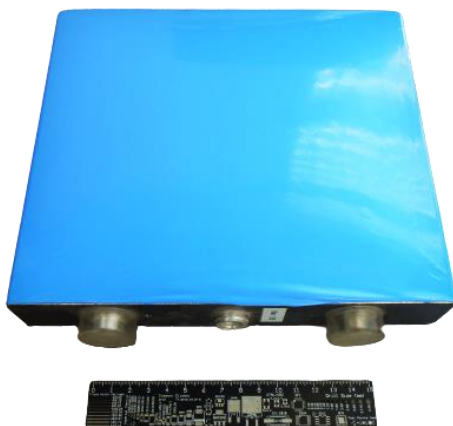


Figura 5.3 – Bateria *IFP36230218-100Ah* do fabricante *Wina Green Power* [1074].

### 5.3.2 Semicondutores de Potência

Os semicondutores de potência são o denominador comum entre os conversores de potência existentes, quer CA-CC, CC-CC e CC-CA, como apresentado no Capítulo 3 da presente tese, quer em conversores CA-CA. Como previamente apresentado, os conversores utilizados no sistema proposto são bidirecionais, contendo apenas semicondutores de potência totalmente controlados (sem necessidade de bloqueio de tensões inversas) com os respetivos díodos em antiparalelo. Este díodo existe intrinsecamente na grande maioria dos semicondutores de potência totalmente controlados, pelo que é geralmente dispensada a utilização de um díodo externo. No entanto, nem todos os díodos em antiparalelo internos aos semicondutores totalmente controlados possuem uma capacidade de corrente igual à deste e, além disso, podem apresentar características dinâmicas não totalmente satisfatórias sob o ponto de vista da comutação. Devido a estes e outros motivos explicados de seguida, no protótipo são utilizados semicondutores totalmente controlados que possuem díodos intrínsecos em antiparalelo mas também são utilizados díodos externos. Além disso, são utilizados supressores de tensão para proteção dos semicondutores contra tensões transitórias elevadas.

## Semicondutores Totalmente Controlados

Uma vez que não existe necessidade de bloqueio de tensões inversas, a escolha dos semicondutores de potência totalmente controlados recai naturalmente sobre duas hipóteses: IGBTs ou MOSFETs. Tendo em conta a aplicação e as características nominais do sistema integrado proposto, a escolha trivial recairia em IGBTs se se considerar apenas semicondutores fabricados em silício. No entanto, os MOSFETs baseados em carboneto de silício têm vindo a ganhar cada vez mais preponderância no mercado, pelo que o sistema integrado proposto é um bom exemplo de aplicação deste tipo de semicondutores.

Tal como se verifica relativamente aos sensores de corrente, nos semicondutores de potência é comum existir um *trade-off* entre capacidade de corrente e frequência de comutação. Como visto no capítulo anterior, para o sistema proposto foram dimensionadas correntes máximas instantâneas de 222,7 A (no pior caso) para os semicondutores de potência, pelo que estes devem suportar correntes de valor superior de modo a garantir uma margem de segurança, bem como devido ao inevitável *derating* causado pelo aumento de temperatura que é necessário ter em consideração. Para além disso, foram definidas frequências de comutação de 50 kHz e 100 kHz, pelo que a combinação destes requisitos num único semicondutor de potência é algo incomum e, quando existe, é dispendiosa.

De modo a suprir esta necessidade, e também para reduzir custos, optou-se pela associação em paralelo de semicondutores de potência totalmente controlados. A utilização de semicondutores com menor capacidade de corrente permite optar por semicondutores com melhores características dinâmicas, i.e., com menores tempos de subida e descida da corrente, o que permite operar com frequências de comutação superiores, para além de o custo total ser inferior ao de um semicondutor único de calibre mais elevado para os valores de corrente em questão. Além disso, a utilização de múltiplos componentes em paralelo oferece vantagens em termos de fiabilidade, uma vez que o sistema pode continuar a operar, ainda que com potência limitada, após a ocorrência de uma falha num semicondutor. Em termos térmicos, a utilização de semicondutores de potência em paralelo é também vantajosa em relação à utilização de um único componente, uma vez que os inevitáveis pontos de temperatura superior se encontram dispersos por uma área maior, mitigando a criação de *hotspots* e distribuindo mais eficazmente o aumento de temperatura pela área útil do dissipador de calor. Neste sentido, foi publicado um artigo efetuando uma comparação entre a utilização de um único semicondutor de potência e vários semicondutores de menor calibre conectados em paralelo, onde as vantagens referidas foram comprovadas com resultados experimentais tanto para IGBTs como para MOSFETs [1101].

Para além do requisito de necessitar de suportar tensões mínimas de 1200 V entre coletor e emissor, os semicondutores foram escolhidos tendo em conta determinados fatores, tais como os tempos de subida e descida da corrente e os tempos de propagação que ocorrem nas comutações, que influenciam diretamente a frequência de comutação e o índice de modulação máximos admissíveis, e também tendo em conta a capacidade de entrada, sendo que, quanto maior for o seu valor, maior o esforço requerido ao circuito de acionamento (*driver*) dos semicondutores. Como tal, foi analisado o rácio entre os valores nominais da corrente de coletor e da capacidade de entrada para vários semicondutores totalmente controlados de modo a obter-se a solução mais indicada para utilizar em paralelo, primando por correntes o mais elevado possível (tendo em conta as correntes envolvidas no sistema proposto) para menores capacidades de entrada. Além disso, o número de semicondutores e o preço total dos mesmos foi também um fator decisivo a ter em conta, motivo pelo qual não foram utilizados MOSFETs baseados em carboneto de silício, uma vez que seria necessário um número considerável de semicondutores em paralelo (aproximadamente dez para o estudo realizado), dificultando o *layout* comparativamente com outras soluções e aumentando consideravelmente o preço total, uma vez que, ainda que tenha vindo a baixar, o preço deste tipo de semicondutores ainda é superior ao de IGBTs baseados em silício para potências similares, por exemplo.

Assim, como semicondutores de potência totalmente controlados são utilizados IGBTs do fabricante *Infineon Technologies* com a referência *IKW40N120H3* [1102], com encapsulamento TO-247, sendo utilizados quatro destes em paralelo para implementar cada um dos semicondutores totalmente controlados referentes à topologia dos conversores de potência. A Tabela 5.1 ilustra as principais características deste semicondutor, sendo possível ver as mesmas para apenas um IGBT e para quatro IGBTs conectados em paralelo. Entre estas, apenas a tensão coletor-emissor se mantém constante com a utilização de semicondutores em paralelo, sendo as correntes de coletor e a dissipação de potência multiplicadas pelo número de semicondutores e a resistência térmica junção-carcaça sendo dividida, o que é desejável. O único inconveniente é a multiplicação das capacidades parasitas, quer a capacidade de entrada (também denominada capacidade de *gate*), quer a de saída (capacidade coletor-emissor) e a de transferência inversa (capacidade *gate*-coletor, também denominada capacidade de Miller). Não obstante, os valores de capacidade obtidos para o total dos quatro IGBTs são inferiores à grande maioria dos valores análogos para semicondutores de potência que suportam correntes similares ao conjunto, para além de apresentarem valores inferiores nos tempos de subida e descida da corrente de coletor durante as comutações, assim como o próprio preço. De referir que a temperatura de junção máxima permitida por este IGBT não é 150 °C, como se verifica na maioria dos semicondutores baseados em

silício, mas sim 175 °C, à semelhança da tecnologia baseada em carboneto de silício. É também importante referir que este IGBT possui coeficiente de temperatura positivo para tensões *gate*-emissor superiores a cerca de 9 V, facto importante a ter em consideração para a operação de semicondutores em paralelo, pois assim é garantido um equilíbrio entre as correntes de coletor dos vários IGBTs sob o ponto de vista térmico.

Tabela 5.1 – Características nominais dos IGBTs *IKW40N120H3* do fabricante *Infineon Technologies* [1102] selecionados para o sistema integrado proposto.

GRANDEZA	SEMICONDUTOR ÚNICO	QUATRO SEMICONDUTORES EM PARALELO
Tensão Coletor-Emissor	1200 V	
Corrente de Coletor CC (25 °C)	80 A	320 A
Corrente de Coletor CC (100 °C)	40 A	160 A
Corrente de Coletor Pulsada	160 A	640 A
Dissipação de Potência (25 °C)	483 W	1932 W
Dissipação de Potência (100 °C)	220 W	880 W
Resistência Térmica Junção-Carcaça	0,31 °C/W	0,0775 °C/W
Capacidade de Entrada	2330 pF	9320 pF
Capacidade de Saída	185 pF	740 pF
Capacidade de Transferência Inversa	130 pF	520 pF

Apesar de o IGBT referido possuir incorporado um diodo em antiparalelo, pode constatar-se que as características deste não se encontram apresentadas. Isto porque o diodo se encontra dimensionado apenas para metade da corrente de coletor do IGBT, para além de possuir tempos de recuperação inversa consideráveis. Como tal, foram utilizados diodos externos, apresentados de seguida.

## Díodos

Tal como a abordagem seguida para os semicondutores de potência totalmente controlados, optou-se por utilizar diodos em paralelo com capacidade de corrente menor em detrimento de um único diodo com capacidade de corrente mais elevada, mantendo-se válidos os motivos de disponibilidade e custo. No entanto, existe um fator crucial a ter em consideração relativamente à utilização de diodos em paralelo, nomeadamente o coeficiente de temperatura que, regra geral, é negativo nos diodos de silício. Tal significa que a queda de tensão aos terminais de um diodo diminui com o aumento da sua temperatura, o que pode ser vantajoso em aplicações onde é utilizado um diodo único. Porém, numa situação onde existem dois ou mais diodos conectados em paralelo, se um dos diodos possuir uma temperatura superior aos restantes, a sua queda de tensão irá diminuir, o que fará aumentar a sua corrente em relação à dos restantes diodos. Deste modo, cria-se um efeito de realimentação positiva que

eventualmente levará à destruição dos díodos conectados em paralelo. Uma solução para este problema consiste em utilizar resistências de equalização em série com cada um dos díodos, contudo trata-se de uma solução ineficiente, pois requer hardware adicional e, simultaneamente, aumenta a potência dissipada nos conversores de potência.

A existência de díodos com coeficiente de temperatura positivo deve-se ao advento de novas tecnologias de semicondutores, como é o caso do carboneto de silício e do nitreto de gálio. Tendo um coeficiente de temperatura positivo, um díodo possuirá uma queda de tensão aos seus terminais tanto maior quanto maior for a sua temperatura, o que não é conveniente tendo em conta que as perdas em condução aumentam. No entanto, para dois ou mais díodos conectados em paralelo, se um dos díodos possuir uma temperatura superior aos restantes, a sua queda de tensão irá aumentar, pelo que a sua corrente passará a ser inferior à dos outros díodos, conseqüentemente reduzindo a sua temperatura. Ou seja, se os díodos possuírem um coeficiente de temperatura positivo, é estabelecido um efeito de realimentação negativa, balanceando a temperatura e as correntes de forma natural entre os díodos.

Neste sentido, para os díodos a utilizar em antiparalelo com os semicondutores totalmente controlados foram selecionados díodos schottky baseados em carboneto de silício do fabricante *Cree/Wolfspeed* com a referência *C4D08120E* [1103], estando na Tabela 5.2 representadas as suas características principais, quer para um díodo único quer para quatro díodos conectados em paralelo. Estes díodos possuem um encapsulamento TO-252, encapsulamento este que é baseado em tecnologia de montagem superficial (*surface mounted device* – SMD), contribuindo para a compactação dos conversores de potência. Tal como os semicondutores totalmente controlados, estes díodos bloqueiam uma tensão máxima de 1200 V; porém, a corrente máxima suportada pelos mesmos é inferior à dos semicondutores totalmente controlados, como se pode averiguar na tabela. Apesar disso, este facto não é limitativo, uma vez que estes díodos são utilizados em conjunto com os díodos em antiparalelo internos dos semicondutores totalmente controlados, sendo a corrente dividida não por quatro mas sim por oito díodos. Para além disso, a corrente nos díodos nunca é puramente contínua, sendo pulsada durante um semiciclo da tensão da rede elétrica e nula no outro, no caso do conversor CA-CC, e sendo também pulsada com duração inversamente proporcional ao valor de *duty cycle*, no caso do conversor CC-CC. Convém salientar também que, por se tratar de díodos baseados em carboneto de silício, o tempo de recuperação inversa dos mesmos é desprezável, uma vez que a carga por eles armazenada quando se encontram diretamente polarizados (denominada carga de recuperação inversa) é praticamente inexistente.



Tabela 5.2 – Características nominais dos díodos schottky *C4D08120E* do fabricante *Cree/Wolfspeed* [1103] selecionados para o sistema integrado proposto.

GRANDEZA	SEMICONDUTOR ÚNICO	QUATRO SEMICONdutoRES EM PARALELO
Tensão Inversa	1200 V	
Corrente CC (25 °C)	24,5 A	98 A
Corrente Pulsada 100 Hz (25 °C)	37,5 A	150 A
Corrente Pulsada Não-Repetitiva 10 ms (25 °C)	64 A	50 A
Corrente Pulsada Não-Repetitiva 10 $\mu$ s (25 °C)	600 A	480 A
Dissipação de Potência (25 °C)	136,5 W	546 W
Dissipação de Potência (110 °C)	59 W	236 W
Resistência Térmica Junção-Carcação	1,1 °C/W	0,275 °C/W
Capacidade (800 V)	27 pF	108 pF

## Supressores de Tensão

Um supressor de tensão (*transient voltage suppressor* – TVS) é um semicondutor que opera similarmente a um diodo de zener e é utilizado para proteger componentes de sobretensões transitórias, sendo tipicamente utilizado para proteger componentes sensíveis como semicondutores de potência. No sistema desenvolvido nesta tese, cada TVS é conectado nos terminais coletor-emissor de cada conjunto de IGBTs em paralelo ou, por outras palavras, em paralelo com os díodos que se encontram em antiparalelo com os IGBTs.

Para a seleção do TVS é necessário ter em conta a tensão que se pretende limitar. Atendendo aos níveis de tensão envolvidos no sistema proposto, tem-se: (1) Tensão nominal do barramento CC (no pior caso), de 800 V; (2) Tensão nominal dos condensadores do barramento CC (como visto no capítulo anterior, na secção 4.3.3), de 1100 V; (3) Tensão nominal dos semicondutores de potência (IGBTs e díodos) de 1200 V. Uma vez que se pretende proteger essencialmente os semicondutores de potência (os condensadores também podem ser alvo desta proteção, no entanto são bastante mais robustos que os semicondutores, inclusivamente suportando tensões superiores às nominais durante alguns segundos), a tensão selecionada para os TVSs tem de ser superior à tensão do barramento CC por uma margem considerável, para evitar que os mesmos conduzam desnecessariamente, e inferior à tensão nominal dos semicondutores. Com base nos componentes existentes no mercado, foram selecionados TVSs do fabricante *Littelfuse* com a referência *1.5KE600A* [1104], tratando-se de TVSs com encapsulamento DO-201 com tensão nominal de bloqueio de 512 V e, como tal, sendo utilizados dois TVSs conectados em série aos terminais de cada conjunto de quatro IGBTs e díodos, perfazendo uma tensão de bloqueio

de 1024 V. Estes TVSs suportam uma potência máxima instantânea de 1,5 kW mas apenas durante pulsos com 0,01% de *duty cycle*, denotando a sua adequabilidade para sobretensões transitórias.

### 5.3.3 Acionamento dos Semicondutores de Potência

Para a operação de um semicondutor de potência totalmente controlado é necessário o seu respetivo circuito de acionamento, tipicamente designado por circuito de *driver*. Apesar de a *gate* de um IGBT (ou de um MOSFET) ser um terminal controlado por tensão, a existência de uma capacidade parasita na mesma faz com que surja um pico de corrente aquando da mudança de estado do semicondutor, uma vez que tal mudança é efetuada através da alteração da tensão *gate*-emissor (no caso de um IGBT) ou *gate*-source (no caso de um MOSFET). Uma vez que num conversor de potência se pretende tempos de comutação curtos de modo a minimizar as perdas de comutação e permitir a operação com frequências de comutação elevadas, é desejável que a alteração de estado da tensão *gate*-emissor de um IGBT se dê no menor tempo possível, sendo que, para os mesmos valores de capacidade parasita e diferença de tensões entre o estado ligado e desligado, quanto menor este tempo, maior o pico de corrente na *gate*.

Para além disso, a ligação de IGBTs em série, como se sucede no caso de um braço, faz com que o terminal de emissor do IGBT superior oscile entre sensivelmente a tensão do barramento CC (quando o IGBT superior se encontra ativo) e uma tensão nula (quando o IGBT inferior se encontra ativo). Isto acontece se ambos os IGBTs forem baseados em dopagem do tipo *n*, solução mais vastamente utilizada em eletrónica de potência do que a dopagem do tipo *p*, uma vez que os eletrões (portadores de carga maioritários em semicondutores com dopagem do tipo *n*) possuem uma mobilidade superior à das lacunas (portadores de carga maioritários em semicondutores com dopagem do tipo *p*), dotando os semicondutores com dopagem do tipo *n* de características dinâmicas superiores aos seus análogos do tipo *p*. Consequentemente, torna-se necessário estabelecer um potencial isolado para o terminal de emissor do IGBT superior a fim de ser possível controlar apropriadamente o seu acionamento.

Por estes motivos, bem como devido ao valor de tensão necessário para manter um IGBT na saturação (sendo tipicamente cerca de 15 V), o terminal de *gate* de um IGBT não pode ser diretamente ligado a um pino de um microcontrolador. Para este efeito pode ser utilizado um circuito de *driver*, recebendo um sinal proveniente de uma fonte de alta impedância, como é o caso de um sinal de PWM providenciado por um microcontrolador, e transpondo para a sua saída um sinal de baixa impedância com a tensão desejada, apropriado para ser aplicado à *gate* de um IGBT. Dependendo da aplicação, o isolamento

galvânico pode ser ou não importante, tratando-se de algo imprescindível na aplicação em questão devido aos elevados valores de tensão com que os conversores operam.

Assim sendo, para o sistema proposto é utilizado o *driver 1EDI60N12AF* [1105] do fabricante *Infineon Technologies*. Este *driver* possui um canal único, ou seja, é necessário utilizar um por cada IGBT (neste caso, um por cada quatro IGBTs conectados em paralelo). Características interessantes deste componente incluem uma tensão máxima de isolamento entre a entrada e a saída de 1200 V, frequência de operação máxima de 4 MHz, a existência de canais separados para *turn-on* e *turn-off*, corrente máxima de saída de 10 A e uma tensão máxima de alimentação de saída de 40 V, o que permite utilizar uma vasta gama de tensões negativas para *turn-off*. Para além disso, este *driver* suporta tensões de alimentação de entrada relativamente baixas, sendo possível conectar um pino de PWM do microcontrolador utilizado (que opera com valores de 0 V e 3,3 V) diretamente ao pino de entrada do *driver*, eliminando a necessidade de circuitos adicionais para conversão de nível. Este *driver* possui também um pino de entrada de desativação, apropriado para se utilizar juntamente com os circuitos de proteção referidos na secção 5.2.3.

Como referido, este *driver* permite uma gama de alimentação máxima de saída de 40 V, sendo que este valor representa a diferença máxima entre a tensão de *turn-on* e a tensão de *turn-off* dos IGBTs. Tipicamente, estes valores são de  $\pm 20$  V para IGBTs, o que corresponde a uma tensão de alimentação de 40 V na saída do *driver*. A utilização de tensões negativas para *turn-off* é vantajosa em termos de tempos de comutação, descarregando a capacidade parasita da *gate* mais rapidamente do que se fosse utilizada uma tensão nula. Para além disso, uma vez que o valor médio da tensão *gate*-emissor é inferior e, conseqüentemente, se encontra mais afastado da tensão de *threshold* do IGBT, existe menos risco de *turn-on* involuntário em situações de *ringing* na tensão *gate*-emissor, proporcionando maior robustez aos conversores de potência.

Assim sendo, para aplicar uma tensão negativa para *turn-off* é necessário utilizar uma alimentação adicional ou uma fonte de alimentação de três terminais ao invés de dois, onde os terminais extremos são conectados à alimentação de saída do *driver* e o terminal central é conectado ao emissor do IGBT. Para tal, foi selecionado o conversor CC-CC isolado *MGJ2D151505SC* [1106] do fabricante *Murata Power Solutions*. Este conversor é alimentado com 15 V e gera duas saídas isoladas da entrada, uma de 15 V e outra de -5 V com um terminal de massa comum. Neste caso, o *driver* é alimentado com uma tensão de apenas 20 V. Apesar de tanto o *driver* como o IGBT suportarem tensões superiores (em valor absoluto) para se utilizar no *turn-off*, a utilização de uma tensão de -5 V é justificada pela intenção em criar um

design versátil para o sistema proposto, tratando-se do valor de tensão de *turn-off* mais comumente utilizado em MOSFETs baseados em carboneto de silício. Algumas características interessantes do conversor CC-CC isolado *MGJ2D151505SC* comparativamente com produtos similares incluem uma tensão máxima de isolamento de 5,2 kV, uma potência de operação máxima de 2 W, uma capacidade de isolamento de 3 pF, valor bastante reduzido e apropriado para frequências elevadas, e uma proteção temporalmente ilimitada contra curtos-circuitos.

### 5.3.4 Elementos Passivos

Para além das baterias e dos semicondutores, o andar de potência do sistema proposto é também constituído por elementos passivos, nomeadamente bobinas e condensadores. Apesar de o dimensionamento destes componentes ter sido efetuado no capítulo anterior, para o caso das bobinas é necessário um outro nível de dimensionamento, mais concretamente a um nível físico. Enquanto no capítulo anterior foram dimensionados valores de indutância com base na operação dos conversores de potência onde as mesmas se encontram inseridas, neste capítulo é apresentado o procedimento utilizado para implementar as mesmas, i.e., determinando o número de espiras para um dado núcleo magnético a fim de se obter o valor desejado de indutância. São também mostrados testes efetuados às bobinas de modo a comprovar o valor de indutância dimensionado. Em relação aos condensadores, uma vez que o seu dimensionamento se encontra exposto no capítulo anterior, bem como a referência dos condensadores selecionados para o barramento CC, neste capítulo apenas são apresentadas fotografias dos mesmos, sendo também introduzidos os condensadores utilizados no filtro passivo do tipo *LCL*.

### Bobinas

Todas as bobinas dimensionadas no capítulo anterior foram projetadas e desenvolvidas no laboratório de investigação onde a presente tese se encontra inserida, tendo sido adquiridos os núcleos magnéticos e fio de cobre necessários e a sua montagem executada no laboratório. O dimensionamento das bobinas do filtro passivo foi efetuado tendo em consideração núcleos magnéticos capazes de suportar elevados valores de força magnetomotriz (vulgarmente designada por ampere-espira) sem incorrer em elevadas perdas do coeficiente de indutância (grandeza designada por  $A_L$ ). Com tal abordagem pretende-se que o valor de indutância das bobinas não decaia abruptamente com o aumento da corrente, ou seja, evitando-se a sua saturação magnética, sendo os núcleos magnéticos baseados em pó de ferro especialmente indicados para esta aplicação. Assim sendo, recorrendo a um software do fabricante

*Micrometals* tendo em conta as especificações desejadas, onde se estipulou um valor base de 100  $\mu\text{H}$  para a indutância de maior valor, foram selecionados núcleos magnéticos de pó de ferro com a referência *OE-520026-2*, do mesmo fabricante [1107]. Desprezando a saturação magnética, o número de espiras de uma bobina ( $N$ ) em função dos valores de  $A_L$  do núcleo e da indutância desejada ( $L$ ) é calculado por:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}, \quad (5.1)$$

sendo que  $A_L = 54 \text{ nH/N}^2$  para o núcleo selecionado. Utilizando dois núcleos, o que em termos práticos corresponde a duplicar o valor de  $A_L$ , para  $L = 100 \mu\text{H}$  tem-se  $N \approx 30$ . No entanto, a saturação magnética não é considerada, sendo que o valor nominal de  $A_L$  corresponde a uma força magnetomotriz nula. Para as condições de operação nominais (150 A RMS) e um número de espiras igual a 30, a força magnetomotriz na bobina é de aproximadamente 6364 ampere-espira, pelo que, consultando o *datasheet* do núcleo, se verifica que o valor de  $A_L$  de cada núcleo decai para 36 nH/N<sup>2</sup>. Recalculando o número de espiras passa a obter-se o valor de 37, o que resulta num valor superior de força magnetomotriz (aproximadamente 7849 ampere-espira) e, conseqüentemente, um valor menor de  $A_L$ . Trata-se, por isso, de um processo iterativo, pelo que a utilização do simulador fornecido pelo fabricante constitui uma alternativa eficaz para determinar o número de espiras da bobina. Na prática, de modo a preencher totalmente a circunferência formada pelos núcleos magnéticos, sem incorrer em desvantagens consideráveis, o número de espiras utilizado foi de 52. De referir que este procedimento é válido tanto para as bobinas do lado do conversor do filtro passivo *LCL* como para as bobinas do conversor CC-CC para interface com as baterias. Em relação à bobina com menor valor de indutância, i.e., a bobina do lado da rede elétrica do filtro passivo *LCL*, cujo valor base estipulado foi de 20  $\mu\text{H}$ , apenas foi utilizado um núcleo em vez de dois, sendo utilizado um número de espiras igual a 25.

Para além do número de espiras, é necessário ter em consideração o fio utilizado. Naturalmente, fios de secção maior suportam correntes mais elevadas para um dado aumento de temperatura e queda de tensão, ou seja, possuem menor resistência (e indutância) do que fios de secção menor para um mesmo comprimento. No entanto, para além do valor das correntes envolvidas, é também necessário ter em atenção a frequência utilizada. Devido a um fenómeno denominado efeito pelicular, a corrente num condutor circular tem tendência a aproximar-se da sua borda à medida que a frequência aumenta, o que na prática se traduz na presença de uma resistência CA no condutor. Como tal, um fio de secção considerável pode ver o seu propósito deteriorado quando é atravessado por correntes de elevada frequência. Este inconveniente pode ser colmatado através da utilização de múltiplos condutores em

paralelo de secção menor ao invés de um único condutor de secção mais elevada. Assim sendo, para as bobinas desenvolvidas foram utilizados 100 fios em paralelo de 0,3 mm. Na Figura 5.4 pode ver-se uma das bobinas desenvolvidas no âmbito da presente tese, onde se pode verificar a utilização de fita isoladora de tecido para evitar eventuais problemas que possam surgir por ruturas de isolamento nos fios.



Figura 5.4 – Bobina desenvolvida baseada nos núcleos *OE-520026-2* do fabricante *Micrometals* [1107].

A fim de averiguar o valor de indutância das bobinas em função da corrente, foi efetuado um teste que consiste na aplicação de um pulso de tensão de modo a analisar a evolução temporal da corrente. Na Figura 5.5 pode ser visto o resultado deste mesmo teste para os dois tipos de bobinas desenvolvidas, estando na Figura 5.5(a) ilustrado o caso para a bobina de maior valor de indutância (valor base de 100  $\mu\text{H}$ ) e na Figura 5.5(b) o caso para a bobina de menor valor de indutância (valor base de 20  $\mu\text{H}$ ). Em ambos os casos pode ser vista a corrente na bobina (CH1, a amarelo, com escala de 50 A/div), bem como a tensão aos seus terminais (CH2, a azul, com escala de 2 V/div). Idealmente, a tensão aplicada à bobina deveria manter-se constante (neste caso, no valor de 15 V), o que não se verifica mesmo utilizando baterias e um conjunto de condensadores de filme com baixos valores de ESR e ESL na alimentação do circuito de teste. Apesar disso, verifica-se que a corrente nas bobinas cresce de forma praticamente linear até um valor máximo registado de cerca de 260 A, valor este que é o máximo suportado pelo circuito de teste. Com este resultado depreende-se que as bobinas utilizadas apresentam uma boa performance a nível magnético, i.e., não apresentando uma saturação abrupta, mesmo para valores de corrente superiores ao projetado.

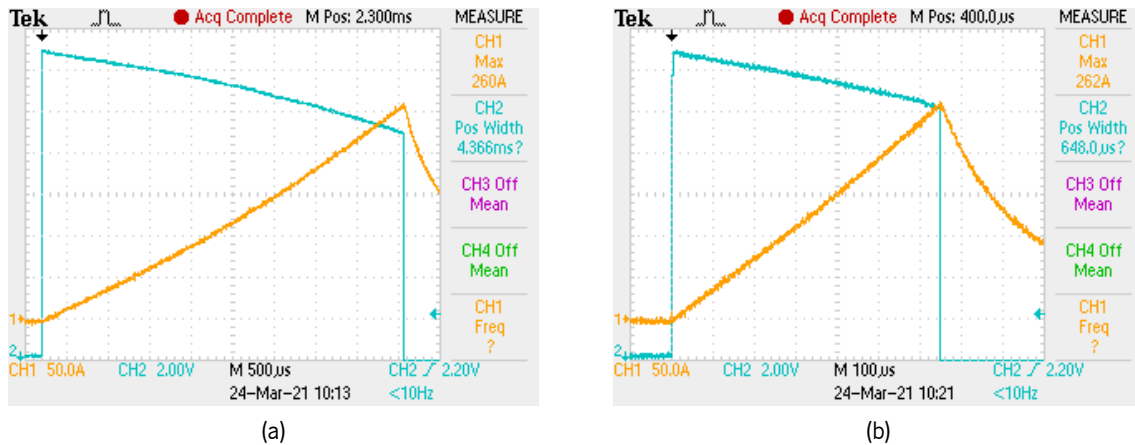
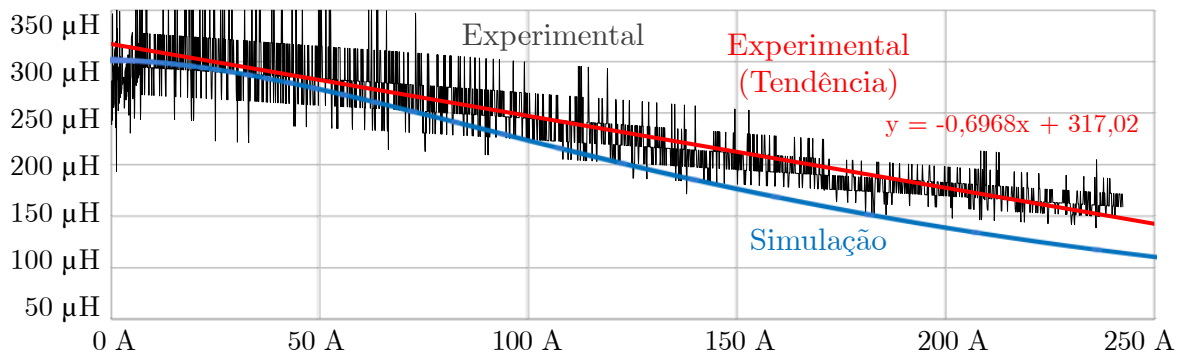
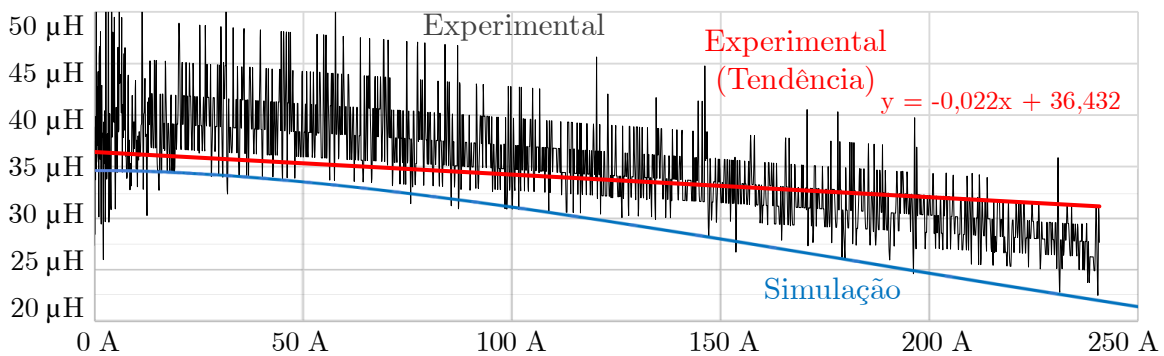


Figura 5.5 – Corrente (CH1: 50 A/div) em função do tempo após aplicação de um pulso de tensão (CH2: 2 V/div) para bobina desenvolvida com valor base de: (a) 100  $\mu$ H; (b) 20  $\mu$ H.

Com base nos valores registados pelo osciloscópio no resultado anterior, é possível determinar o valor de indutância de cada bobina em função da corrente, uma vez que há conhecimento da tensão aos seus terminais e do intervalo de tempo que decorre entre os diferentes valores de corrente. No entanto, convém referir que a informação registada pelo osciloscópio sofre de erros de quantização, sendo que o mesmo possui uma memória de aquisição de 2500 pontos. Deste modo, a resolução do osciloscópio é de 2  $\mu$ s para uma escala de 500  $\mu$ s/div e de 400 ns para uma escala de 100  $\mu$ s/div, no que diz respeito à escala horizontal, e de 2 A para uma escala de 50 A/div e de 80 mV para uma escala de 2 V/div, no que diz respeito às escalas verticais. Assim, foram efetuadas médias deslizantes de 200 amostras para os valores de tensão e de corrente a fim de efetuar o cálculo da indutância entre dois valores consecutivos das médias deslizantes de tensão e corrente. O resultado pode ser visto na Figura 5.6, sendo a Figura 5.6(a) referente à bobina com maior valor de indutância (100  $\mu$ H) e a Figura 5.6(b) referente à bobina com menor valor de indutância (20  $\mu$ H). Em cada uma das figuras pode ver-se o cálculo referido (experimental, a preto), sendo que a utilização de médias deslizantes contribui para reduzir o ruído no cálculo resultante dos erros de quantização mas não o elimina, pelo que foi traçada uma reta de tendência (experimental (tendência), a vermelho) de modo a proporcionar uma melhor percepção da evolução da indutância com a corrente. A equação da referida reta pode ser vista na figura, também representada a vermelho. Para além dos valores experimentais, as curvas de indutância em função da corrente são confrontadas com as curvas fornecidas pela simulação do software do fabricante dos núcleos (simulação, a azul), podendo constatar-se que estes valores são conservativos tendo em conta os valores obtidos experimentalmente.



(a)



(b)

Figura 5.6 – Indutância em função da corrente para bobina desenvolvida com valor base de: (a) 100  $\mu\text{H}$ ; (b) 20  $\mu\text{H}$ .

Uma vez que a indutância das bobinas varia com a sua corrente e as mesmas são aplicadas num filtro passivo do tipo  $LCL$  para interface às redes elétricas CA monofásica e trifásica, significa que a frequência de ressonância do filtro varia com a corrente que atravessa o mesmo. Assim, na Figura 5.7 é visível a variação tanto da frequência de ressonância ( $f_{res}$ ) como da resistência característica ( $R_{res}$ ) do filtro passivo do tipo  $LCL$  em função da corrente. Os valores de indutância utilizados para o cálculo de ambas as grandezas são baseados nas equações das retas de tendência supramencionadas, tendo sido utilizadas as equações (4.5) e (4.6) apresentadas no capítulo anterior (secção 4.3.1) para o cálculo de  $f_{res}$  e  $R_{res}$ , respetivamente. O valor de capacidade do filtro foi considerado constante com a corrente. Uma vez que a indutância das bobinas diminui com a corrente, a frequência de ressonância aumenta e a resistência característica diminui, como expectável. No entanto, uma vez que ambas as grandezas variam com a raiz quadrada dos valores de indutância e capacidade, o desvio entre os seus valores mínimo e máximo não é considerável, com a frequência de ressonância a variar entre 8,8 kHz e 10,0 kHz e a resistência característica entre 1,59  $\Omega$  e 1,81  $\Omega$ . A frequência de ressonância dimensionada no capítulo anterior é de aproximadamente 11,5 kHz, pelo que os limites verificados na referida secção são cumpridos para toda a gama de corrente. Em relação à resistência característica, o valor nominal



dimensionado é de aproximadamente  $1,39 \Omega$ , pelo que o desvio existente não afeta consideravelmente o fator de qualidade do filtro passivo do tipo *LCL*, variando entre 1,11 e 1,26.

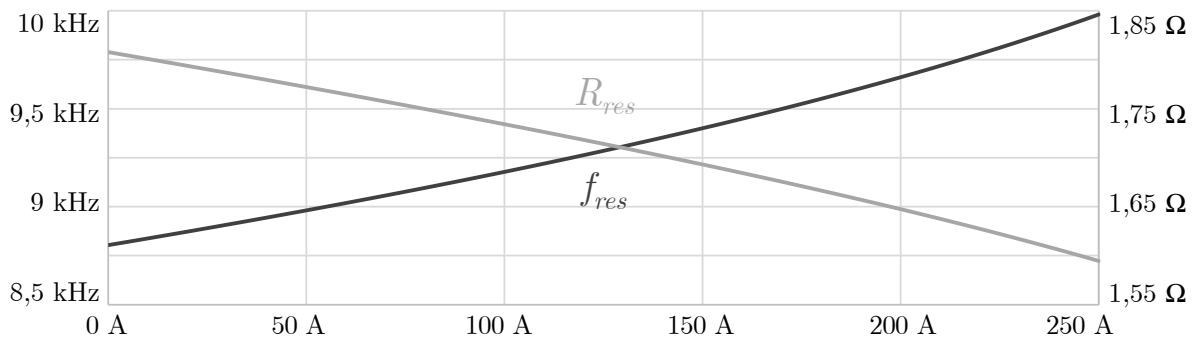


Figura 5.7 – Frequência de ressonância e resistência característica do filtro passivo do tipo *LCL* em função da corrente para as bobinas desenvolvidas.

## Condensadores

Como previamente referido, os condensadores utilizados nos conversores de potência foram dimensionados no capítulo anterior, mais concretamente na secção 4.3. Como tal, em relação aos condensadores do barramento CC, neste capítulo apenas são apresentadas fotografias dos mesmos.

Os condensadores principais do barramento CC (i.e., os que mais contribuem em termos de capacidade e corrente de *ripple*) são os condensadores com a referência *B25620B1427A101* [1090] do fabricante *TDK*, sendo utilizados seis condensadores em paralelo. Estes condensadores podem ser vistos na Figura 5.8(a), podendo constatar-se as suas dimensões consideráveis comparativamente aos restantes. Na Figura 5.8(b) pode ver-se o condensador com a referência *C4AQQBW5250A30J* [1091], e na Figura 5.8(c) o condensador *A72SQ2220AA00J* [1092], ambos pertencentes ao fabricante *KEMET* e ambos sendo utilizados em quantidade igual a doze.

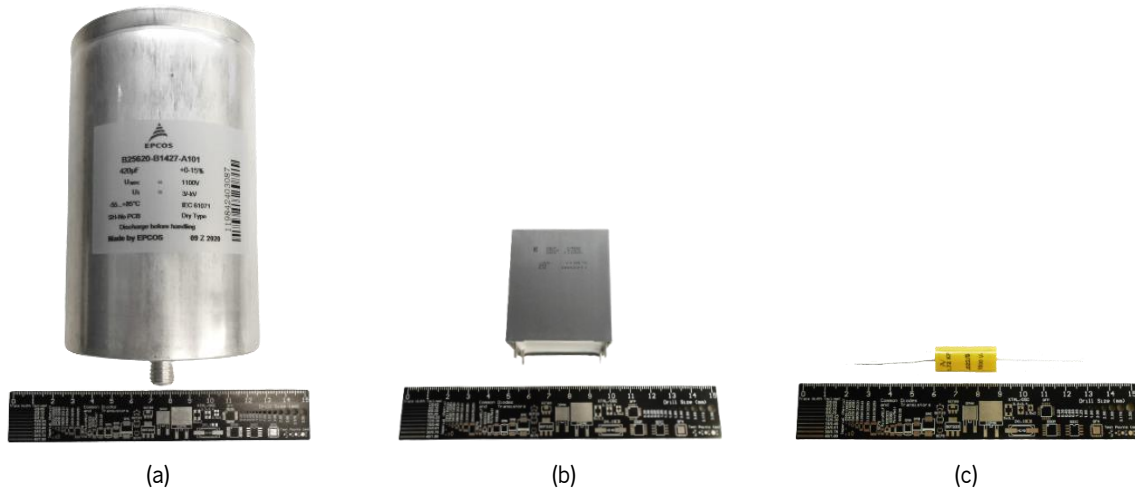


Figura 5.8 – Condensadores utilizados no barramento CC dos conversores do sistema proposto com referência e fabricante: (a) *B25620B1427A101*, TDK [1090]; (b) *C4AQQBW5250A30J*, KEMET [1091]; (c) *A72SQ2220AA00J*, KEMET [1092].

Para além dos condensadores do barramento CC, há também os condensadores do filtro passivo do tipo *LCL* para interface à rede elétrica. À semelhança dos condensadores do barramento CC, o valor de capacidade para estes condensadores foi também dimensionado na secção 4.3, no entanto não sendo indicada qualquer referência para os mesmos. Assim, para os condensadores do filtro passivo do tipo *LCL* foram utilizados condensadores com a referência *MKP1847610444Y* [1108] do fabricante *Vishay Roederstein*, como se pode visualizar na Figura 5.9. Apenas um destes condensadores é utilizado em cada fase, visto que a capacidade de cada um deles é  $10\ \mu\text{F}$  (valor dimensionado na secção 4.3). De referir que estes condensadores são especialmente designados para aplicações CA, sendo a sua tensão nominal CA de 440 V.



Figura 5.9 – Condensador *MKP1847610444Y* do fabricante *Vishay Roederstein* [1108] utilizado no filtro passivo do tipo *LCL* do sistema proposto.

### 5.3.5 Dissipador de Calor

Em sistemas de eletrónica de potência é imprescindível efetuar uma gestão térmica dos componentes constituintes dos conversores, uma vez que elevadas temperaturas deterioram a performance e o tempo de vida da maioria dos componentes eletrónicos. Os componentes nos quais é dissipada maior potência

são geralmente os semicondutores, tanto pela condução da corrente como pela comutação de estado. Para tal, é conveniente utilizar-se dissipadores de calor nos mesmos de modo a impedir que a temperatura na sua junção tome valores demasiado elevados.

Quando utilizado num dissipador de calor, a temperatura na junção de um semicondutor ( $T_j$ ) pode ser calculada com base na seguinte equação:

$$T_j = P_D (R_{thjc} + R_{thcd} + R_{thda}) + T_a, \quad (5.2)$$

onde  $P_D$  é a potência dissipada no semicondutor,  $R_{thjc}$ ,  $R_{thcd}$ , e  $R_{thda}$  são as resistências térmicas entre junção-carcaça, carcaça-dissipador e dissipador-ambiente, respetivamente, e  $T_a$  é a temperatura ambiente. Esta equação permite dimensionar um dissipador a utilizar nos semicondutores tendo em conta a sua temperatura máxima de junção, a temperatura ambiente à qual o sistema opera e a potência máxima dissipada. Considerando que a maior parte da potência é dissipada pelos IGBTs e não pelos díodos, fazendo  $T_a = 25$  °C,  $R_{thjc} = 0,31$  °C/W dividido por 48 (número total de IGBTs),  $T_j = 175$  °C e admitindo um rendimento de 90% para o sistema integrado proposto ( $P_D = 7,5$  kW, considerando que a totalidade das perdas ocorre nos IGBTs), obtém-se um valor máximo para o conjunto  $R_{thcd} + R_{thda}$  de 0,0135 °C/W ou 13,5 °C/kW. Como se pode verificar, trata-se de um valor reduzido e praticamente impossível de atingir com dissipadores passivos e materiais de interface mais comuns.

Assim sendo, como dissipador de calor optou-se por uma solução baseada em circulação de água que, para além de mais eficiente na extração do calor do que um dissipador baseado em convecção natural, é também uma solução de menor peso e volume, o que é conveniente para a aplicação em questão. De facto, a circulação de água é um método de arrefecimento bastante utilizado em sistemas de tração de VEs [1109]. O dissipador em questão trata-se do modelo *416601U00000G* [1110] do fabricante *Aavid*, como se pode ver na Figura 5.10, possuindo um valor máximo de resistência térmica indicado no *datasheet* de cerca de 14 °C/kW para um fluxo volumétrico de água de 2 L/min. Naturalmente, a resistência térmica é tanto menor quanto maior o fluxo volumétrico de água, pelo que o valor mínimo indicado no *datasheet* é de cerca de 4 °C/kW para um fluxo volumétrico de 15 L/min. É necessário ter em consideração, contudo, que a utilização de fluxos volumétricos elevados causa uma queda na pressão, o que por sua vez origina uma queda no fluxo volumétrico. Como analisado adiante nesta tese, uma vez que são utilizadas duas PCBs para os conversores de potência, são também utilizados dois dissipadores iguais, pelo que, para efeitos de cálculo da temperatura na junção de cada IGBT, a resistência térmica dissipador-ambiente passa para metade ou, alternativamente, mantém-se mas a

resistência térmica junção-carcaça passa para o dobro (sendo dividida por 24 IGBTs em vez de 48) e a potência dissipada passa para metade, correspondendo, respetivamente, ao cálculo da temperatura na junção de cada IGBT considerando os dois dissipadores ou apenas um dos dissipadores.

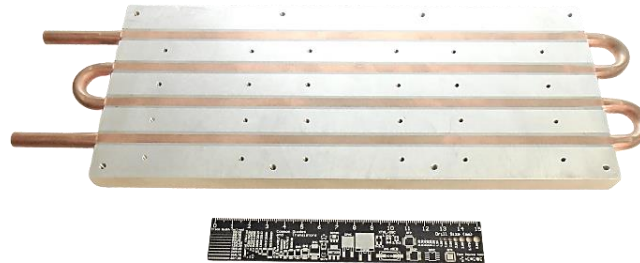


Figura 5.10 – Dissipador de calor 416601U00000G do fabricante Aavid [1110].

A resistência térmica dissipador-ambiente do dissipador apresentado satisfaz a restrição dimensionada de 13,5 °C/kW para toda a gama de valores de fluxo volumétrico referidos no *datasheet*, uma vez que o pior caso se trata de 7 °C/kW considerando os dois dissipadores. No entanto, a este valor torna-se necessário somar o valor de resistência térmica carcaça-dissipador, que seria praticamente desprezável se os IGBTs pudessem ser diretamente aplicados no dissipador. Porém, uma vez que a chapa metálica existente nestes se encontra eletricamente ligada ao terminal de coletor, a aplicação direta dos IGBTs no dissipador incorreria num curto-circuito. De qualquer forma, ainda que todos os IGBTs possuíssem o coletor ligado de forma comum, tal abordagem sujeitaria o dissipador à tensão do barramento CC, o que não é conveniente.

Para evitar este problema são comumente utilizados materiais de interface entre a parte condutiva da carcaça dos semicondutores e o dissipador. O principal inconveniente desta abordagem reside no facto de a maioria dos materiais isolantes a nível elétrico também o serem a nível térmico, criando uma resistência térmica carcaça-dissipador que, naturalmente, faz aumentar a resistência térmica total entre a junção do semiconductor e o ambiente. Deste modo, como material de interface entre os IGBTs e o dissipador do sistema proposto foi selecionada grafite, nomeadamente o produto *GCS-017-A10* [1111] do fabricante *Global Component Sourcing*. Apesar de a grafite se tratar de um condutor elétrico, um dos lados do produto em questão possui uma camada adesiva isoladora com espessura de 10 µm, tendo a grafite propriamente dita uma espessura de 17 µm. A tensão máxima suportada é de 1 kV e a condutividade térmica é de 1750 W/mK ao longo do plano e 11 W/mK através da espessura. De modo a converter o valor de condutividade térmica ( $k_{th}$ ) para resistência térmica ( $R_{th}$ ) pode ser usada a seguinte equação:

$$R_{th} = \frac{t}{A k_{th}}, \quad (5.3)$$

onde  $t$  é a espessura e  $A$  a área do material. Uma vez que o material possui um lado adesivo, foram recortados paralelogramos do mesmo com as medidas da carcaça de um encapsulamento TO-247 e posteriormente adesivados aos IGBTs. Considerando, de forma conservativa, uma área de  $202 \text{ mm}^2$  (subtraindo a área correspondente ao furo circular destinado à colocação de um parafuso), para  $t = 27 \text{ }\mu\text{m}$  e  $k_{th} = 11 \text{ W/mK}$ , obtém-se  $R_{th} = 12,15 \text{ }^\circ\text{C/kW}$ . De referir que este valor corresponde apenas a um IGBT, pelo que deverá ser dividido por 24 se se considerar o cálculo para apenas um dissipador ou por 48 se se considerar os dois dissipadores. Considerando o total, tem-se  $R_{thcd} = 0,253 \text{ }^\circ\text{C/kW}$ , o que, somado ao valor de  $R_{thda} = 7 \text{ }^\circ\text{C/kW}$  (correspondente ao pior caso de  $14 \text{ }^\circ\text{C/kW}$  indicado no *datasheet* dividido pelos dois dissipadores), resulta num valor que cumpre facilmente a restrição imposta de  $R_{thcd} + R_{thda} < 13,5 \text{ }^\circ\text{C/kW}$ . Efetuando o cálculo de forma inversa, para as condições referidas obtém-se uma temperatura na junção de cada IGBT de  $127,8 \text{ }^\circ\text{C}$  para o fluxo volumétrico mínimo indicado no *datasheet* ( $2 \text{ L/min}$ ) ou  $90,3 \text{ }^\circ\text{C}$  para o fluxo volumétrico máximo ( $15 \text{ L/min}$ ). Pode, por isso, constatar-se que existe uma margem considerável para um aumento da potência dissipada e/ou da temperatura ambiente, sendo teoricamente possível que o sistema opere em locais com  $70 \text{ }^\circ\text{C}$  de temperatura ambiente com uma dissipação de potência de  $7,5 \text{ kW}$  sem que os IGBTs atinjam a sua temperatura máxima de junção de  $175 \text{ }^\circ\text{C}$  utilizando um fluxo volumétrico de apenas  $2 \text{ L/min}$ .

### 5.3.6 Acoplamento à Rede Elétrica

Para o acoplamento de conversores de potência à rede elétrica é comum a utilização de contactores. Contudo, para os níveis de corrente com o qual o sistema proposto opera, a utilização de contactores torna-se mais dispendiosa do que a própria utilização de um sistema integrado para tração de carregamento de baterias de VEs, pelo que se perde as vantagens inerentes à unificação destes dois sistemas. Para além disso, os contactores são dispositivos eletromecânicos que, quando acionados, emitem ruído que pode interferir com a comunicação existente entre o utilizador e o microcontrolador, comunicação que é imprescindível para a realização de testes experimentais ao sistema proposto.

De forma a evitar a utilização de contactores optou-se pela utilização de relés de estado sólido. Estes são dispositivos que permitem o funcionamento que se pretende para os contactores, i.e., conectar e desconectar conversores de potência à rede elétrica. Porém, ao invés de consistirem em dispositivos eletromecânicos, estes são baseados em semicondutores de potência. Como referido no capítulo anterior

relativamente às simulações computacionais, a utilização de contactores baseados em semicondutores de potência permite utilizar os mesmos para efetuar a pré-carga dos condensadores do barramento CC dos conversores aquando da sua conexão à rede elétrica, dispensando o uso de NTCs ou resistências de pré-carga e contactores adicionais. Apesar destas vantagens, o custo de relés de estado sólido é elevado para os níveis de potência envolvidos no sistema proposto.

Assim sendo, optou-se por implementar relés de estado sólido de forma discreta, i.e., utilizando dois semicondutores de potência em ligação costas com costas, utilizando o terminal de emissor em comum de modo a facilitar o circuito de acionamento. Uma vez que para estes semicondutores não se pretende os mesmos tempos de comutação curtos desejados para os conversores de potência, não foram utilizados os mesmos semicondutores dos conversores mas sim um único semicondutor com capacidade de corrente superior à corrente nominal do sistema. O semicondutor em questão trata-se do IGBT *FGY120T65SPD-F085* [1112] do fabricante *ON Semiconductor*, permitindo uma tensão coletor-emissor máxima de 650 V e uma corrente de coletor máxima de 240 A para uma temperatura de 25 °C e de 220 A para 100 °C. De referir que estes semicondutores não necessitam de suportar a tensão do barramento CC, ao contrário dos semicondutores do conversor de potência. Como tal, a sua tensão de bloqueio não necessita de ser tão elevada quanto a destes (1200 V), devendo ser apenas necessária para bloquear a tensão da rede elétrica, sendo que o seu valor instantâneo mais elevado é de  $400\sqrt{2}$  V ( $\approx 565$  V), tratando-se do valor máximo da componente fundamental da tensão composta da rede elétrica CA trifásica.

## 5.4 Integração do Sistema

Após apresentados os vários estágios utilizados no protótipo do sistema proposto, tanto para o sistema de controlo como para o andar de potência, nesta secção é apresentada a integração dos estágios referidos nas PCBs desenhadas para o efeito, bem como a interação entre as várias PCBs. De referir que todas as PCBs foram desenhadas de raiz no âmbito do trabalho documentado nesta tese.

### 5.4.1 PCB de Sensores

Para os sensores de tensão e de corrente foram desenvolvidas três PCBs idênticas, ou seja, foi efetuado um design único que posteriormente foi impresso três vezes. O design em questão engloba três sensores de tensão e três de corrente, no entanto não necessitando de estar completamente preenchido nas três PCBs. Uma destas PCBs é utilizada imediatamente à entrada (lado CA) do conversor CA-CC, sendo

referente à máquina elétrica, outra é utilizada a montante do filtro passivo do tipo *LCL*, sendo referente à rede elétrica, e outra é utilizada entre as bobinas do conversor CC-CC e as baterias, sendo referente a estas. Na Figura 5.11 pode ver-se uma das PCB de sensores desenvolvidas, distinguindo-se a medição de tensão e de corrente pela presença de resistências de maior potência e de conectores com maior espaçamento para a medição da tensão. Pode constatar-se que as medições de tensão e de corrente se encontram alternadas de forma a criar maior isolamento entre as tensões medidas, uma vez que a medição de corrente engloba tensões máximas de apenas 106 mV provenientes das resistências de *shunt*. Pode também verificar-se que estas não se encontram nesta PCB, sendo tirado proveito do facto de o amplificador isolado possuir entradas diferenciais para manter as correntes elevadas do sistema afastadas de circuitos mais sensíveis, como é o caso dos sensores. De referir que a figura ilustra a PCB de sensores para a rede elétrica pois é a única que se encontra totalmente preenchida, possuindo três sensores de tensão (sendo o pior caso a rede elétrica CA trifásica) e três sensores de corrente (o pior caso aplica-se à rede elétrica CA trifásica e à rede elétrica CC devido à configuração *interleaved* de três fases do conversor CC-CC de entrada). A PCB de sensores da máquina elétrica apenas utiliza sensores de corrente, um para cada uma das três fases da máquina, não utilizando qualquer sensor de tensão. Em relação à PCB de sensores das baterias, são utilizados dois sensores de tensão (sendo nesta PCB efetuada a medição da tensão do barramento CC partilhado pelos dois conversores, para além da medição da tensão das baterias) e três sensores de corrente devido à configuração *interleaved* de três fases do conversor CC-CC. De salientar que os amplificadores isolados necessitam de alimentações isoladas, sendo para tal utilizados conversores CC-CC isolados *MEVIS1505SC* [1113] do fabricante *Murata Power Solutions*. Estes conversores em particular operam com 15 V de entrada e 5 V de saída, a última sendo imposta pelos requisitos de alimentação dos amplificadores isolados e a primeira sendo escolhida de modo a reduzir a corrente consumida por estes conversores, sendo apenas um terço do valor correspondente caso se utilizasse 5 V de entrada.

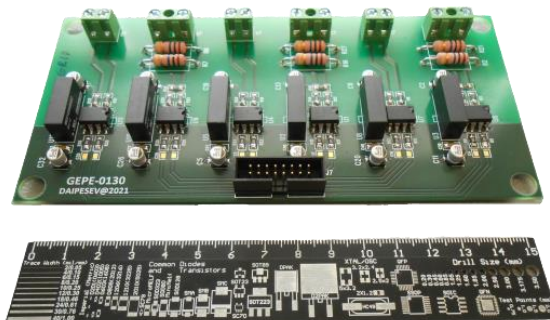


Figura 5.11 – PCB de sensores desenvolvida para o sistema integrado proposto.

### 5.4.2 PCB de Controlo

A PCB de controlo é a única PCB constituinte do sistema integrado proposto cuja quantidade utilizada é um. Esta trata-se da PCB responsável por alimentar todos os circuitos de baixa potência existentes no sistema, nomeadamente sensores, unidade de processamento, circuitos de condicionamento de sinal e proteção e, por fim, os circuitos de *driver* dos semicondutores de potência, funcionando como uma estrela de massa de forma a evitar acoplamento por impedância e *loops* de massa entre as PCBs. Uma vez que o sistema integrado proposto tem em vista a sua aplicação em VEs, a alimentação externa do sistema pode variar no máximo entre 9 V e 18 V, gama que engloba os valores típicos de tensão de uma bateria de serviço, responsável pela alimentação de todos os circuitos de baixa potência. Para além da alimentação do sistema, a PCB de controlo contém os circuitos de condicionamento de sinal e proteção e serve de suporte à plataforma de desenvolvimento, como se pode constatar na Figura 5.12. O circuito do RDC utilizado em conjunto com o sensor de posição *resolver* para a leitura da posição angular da máquina elétrica também se encontra nesta PCB, assim como fichas BNC para ligação a um osciloscópio dos sinais provenientes dos canais de DAC internos do microcontrolador. De referir que, para além do microcontrolador mencionado, responsável pelo processamento dos algoritmos de controlo dos conversores de potência, esta PCB contém um segundo microcontrolador para comunicação com uma interface gráfica e monitorização de erros, nomeadamente o modelo *ATmega2560* [1114] do fabricante *Atmel*.



Figura 5.12 – PCB de controlo desenvolvida para o sistema integrado proposto.



Em relação ao número total de leituras de tensão e corrente, como analisado na secção anterior, são contabilizadas 14 leituras, o que, somando às leituras da posição dos pedais tanto do acelerador como do travão, resulta no número de canais de ADC disponíveis na plataforma de desenvolvimento utilizada. Contudo, apesar de não se encontrar no âmbito desta tese, o sistema integrado proposto pressupõe a medição da tensão e da corrente referentes à bateria de serviço de um VE, ultrapassando o número de canais de ADC disponibilizados pela plataforma de desenvolvimento. Assim, e uma vez que nem todas as medições são concorrentes, é utilizado um *multiplexer* para determinadas medições. Como referido no item Sensores de Corrente da secção 5.2.1, o número máximo de correntes a serem medidas de forma não-concorrente é seis, apesar de existirem nove medições de corrente. Isto porque as correntes do lado da rede elétrica e as correntes na máquina elétrica nunca irão coexistir, uma vez que o sistema opera ora no modo de tração ora no modo de carregamento. Por este motivo é utilizado um *multiplexer* triplo de dois canais, possuindo um total de seis entradas e três saídas que o tornam adequado para a comutação da leitura entre as três correntes da rede elétrica e as da máquina elétrica.

### 5.4.3 PCB de *Driver*

Para os circuitos de *driver* foram desenvolvidas duas PCBs idênticas, ou seja, foi efetuado um design único que posteriormente foi impresso em duplicado. Esta abordagem pôde ser efetuada devido ao facto de ambos os conversores que constituem o sistema proposto serem baseados em três braços de semicondutores de potência, pelo que se optou pela utilização de uma PCB para cada conversor e, de forma concordante, uma PCB de *driver* para cada um dos conversores. Uma destas PCBs pode ser vista na Figura 5.13, onde são claramente visíveis três zonas idênticas, cada uma sendo referente ao acionamento de um braço de semicondutores de potência. Uma vez que são utilizados quatro IGBTs em paralelo em vez de um único, cada braço é composto por oito IGBTs, pelo que cada um deles possui as suas resistências de *gate*, tanto para *turn-on* como para *turn-off*, bem como uma resistência de emissor que é utilizada devido ao eventual *loop* de massa consequente da utilização de IGBTs em paralelo, onde quatro terminais de emissor distintos são conectados. A utilização de resistências de *gate* individuais é preferível em relação a uma única de modo a equalizar a impedância do circuito de acionamento para os quatro IGBTs em paralelo, como pode ser analisado na publicação já referida [1101]. No entanto, é apenas utilizado um único *driver* para os quatro IGBTs, pois evita-se a existência de tempos de propagação distintos no caso de se utilizar múltiplos *drivers*. De referir que, para além das resistências de *gate* e de emissor, também é utilizada uma resistência entre os terminais de *gate* e emissor de modo a funcionar como *pull-down*, protegendo o IGBT de acionamentos indesejados no caso de o circuito de

*driver* não se encontrar alimentado. São também utilizados díodos de zener de modo a proteger a *gate* de cada IGBT de sobretensões (e subtensões). Tanto a resistência *gate*-emissor como os díodos de zener não se encontram na PCB de *driver* mas sim do conversor de potência de modo a conferir aos IGBTs uma proteção mais eficaz, uma vez que se encontram mais próximos destes. Em relação à conexão entre as PCBs de *driver* e dos conversores, cada par de PCBs é conectado por intermédio de *headers*, ficando cada PCB de *driver* sobreposta em cada PCB dos conversores de potência, o que, para além de proporcionar uma compactação do hardware, minimiza a impedância do circuito de acionamento dos IGBTs.

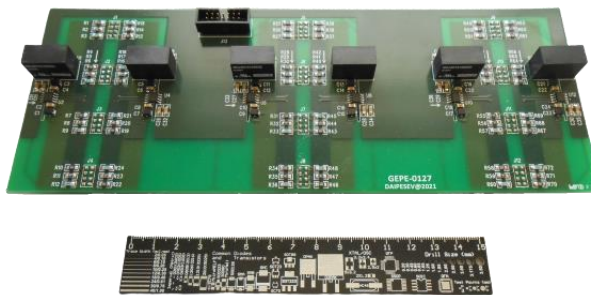


Figura 5.13 – PCB de *driver* desenvolvida para o sistema integrado proposto.

#### 5.4.4 PCB dos Conversores de Potência

Como referido no item anterior relativamente à PCB de *driver*, para os conversores de potência foi efetuado um design de PCB único que posteriormente foi impresso em duplicado. Na Figura 5.14 pode visualizar-se uma das PCBs de potência desenvolvidas, estando na Figura 5.14(a) representada a vista superior e na Figura 5.14(b) a vista inferior da mesma. Do lado superior da PCB podem ser vistos dois dos três tipos de condensadores do barramento CC, nomeadamente os de capacidade intermédia e inferior. Os condensadores de capacidade intermédia encontram-se na periferia da PCB, ao passo que os condensadores de capacidade inferior, mais críticos na operação com frequências mais elevadas, se encontram mais próximos do centro, onde os semicondutores de potência se encontram. Consta-se que existem semicondutores de potência de ambos os lados da PCB, estando no lado superior os díodos em antiparalelo e TVSs e do lado inferior os IGBTs. Na figura constata-se que os IGBTs se encontram adesivados ao material de interface ao dissipador (grafite). Por outro lado, os díodos não são conectados a qualquer dissipador, tirando-se proveito do facto de o seu encapsulamento ser baseado em tecnologia SMD para utilizar a própria PCB para dissipar o calor. Para além dos condensadores e semicondutores de potência, nesta PCB podem também ser vistos os conectores para ligação à placa de *driver*, bem como os terminais para conexão às bobinas ou aos enrolamentos do estator da máquina elétrica

(terminais com a designação *A*, *B*, *C*) e os terminais para conexão aos condensadores do barramento CC de capacidade superior (que se encontram fora desta PCB), bem como para interligar ambas as PCBs de potência (terminais com a designação +, -).

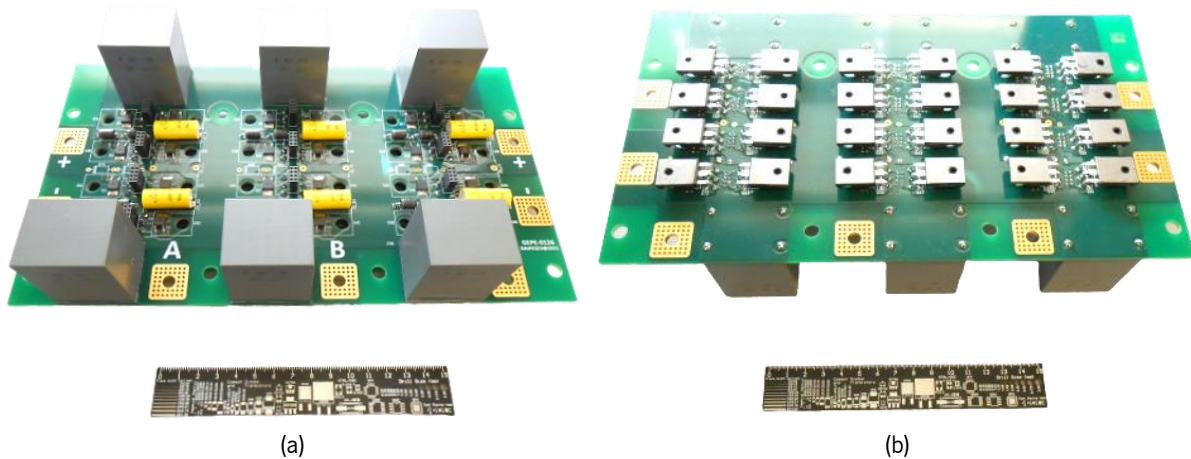


Figura 5.14 – PCB dos conversores de potência desenvolvida: vista: (a) Superior; (b) Inferior.

#### 5.4.5 PCB de Relés de Estado Sólido

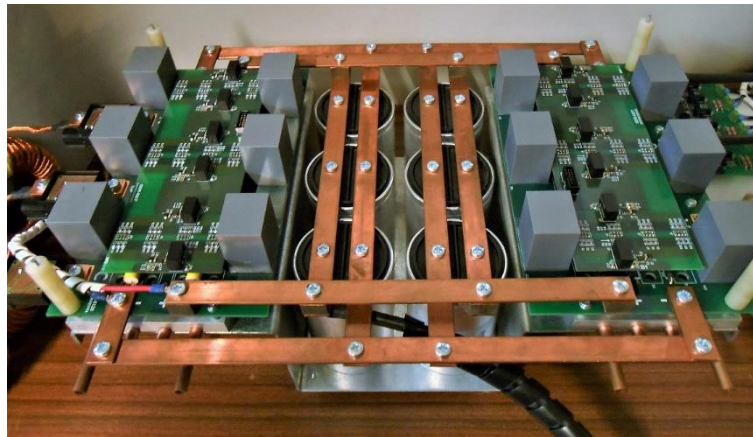
O sistema proposto necessita de cinco relés de estado sólido (ou seja, dez IGBTs) de modo a configurar a sua interface com redes elétricas CA monofásicas, CA trifásicas e CC. No entanto, optou-se também por desconectar a máquina elétrica do conversor de potência quando o sistema não opera no modo de tração, pelo que são utilizados três relés de estado sólido (ou seja, seis IGBTs) adicionais. Deste modo, a abordagem escolhida é semelhante àquela utilizada com as PCBs de *driver* e dos conversores de potência, i.e., foi efetuado um design único que posteriormente foi impresso em duplicado. Assim, uma das PCBs encontra-se totalmente preenchida, contendo cinco relés de estado sólido e sendo utilizada para interface com os três tipos de redes elétricas, ao passo que a outra PCB contém apenas três relés de estado sólido, não contendo aqueles que curto-circuitam as fases. Uma destas PCBs pode ser vista na Figura 5.15, onde se pode ver um total de seis terminais de entrada e saída (*A*, *B*, *C*, *a*, *b*, *c*). O circuito de acionamento utilizado para os IGBTs desta PCB é o mesmo que o utilizado para os IGBTs dos conversores de potência, apesar de os requisitos em termos de *driver* não serem tão elevados quanto os destes, uma vez que não se encontrarão a comutar continuamente. De referir que cada uma destas PCBs se encontra afixada a um dissipador de calor do tipo passivo, pois a potência dissipada nos IGBTs dever-se-á praticamente apenas a perdas por condução (por comutação apenas ocorrerão durante o processo de pré-carga).



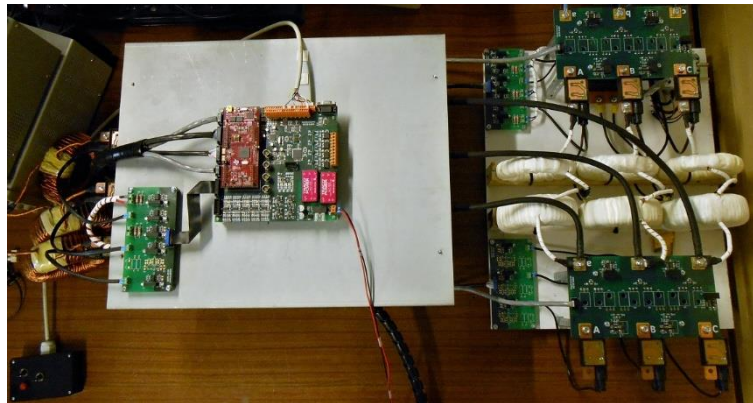
Figura 5.15 – PCB de relés de estado sólido desenvolvida para o sistema integrado proposto.

### 5.4.6 Protótipo Final

Após apresentadas as PCBs constituintes do sistema integrado proposto de forma isolada, na Figura 5.16 pode ver-se o aspecto final do protótipo desenvolvido. Na Figura 5.16(a) pode visualizar-se os condensadores principais do barramento CC ao centro, ladeados por cada uma das PCBs dos conversores de potência, cada uma com o seu dissipador de calor colocado por baixo e com a sua PCB de *driver* encaixada por cima. Pode constatar-se que as ligações ao barramento CC partilhado pelos conversores são efetuadas por intermédio de barras de cobre. Nesta figura não se vê a PCB de controlo, sendo apenas visível na Figura 5.16(b). Tal deve-se à utilização de uma caixa de alumínio utilizada para fins de blindagem do ruído eletromagnético provocado pela parte de potência, pelo que a PCB de controlo se encontra assente na referida caixa. Nesta encontra-se ainda uma das PCBs de sensores, nomeadamente a das baterias. Do lado esquerdo da Figura 5.16(b) podem ser vistas três bobinas, tratando-se das bobinas do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* de interface às baterias. Pode também verificar-se que a PCB referente a este conversor de potência, do lado esquerdo, contém acopladas as resistências de *shunt* para medição das correntes. No canto inferior esquerdo da figura pode também ver-se uma caixa que permite habilitar a operação dos conversores de potência, selecionar o sentido de rotação da máquina elétrica no modo de tração e efetuar *reset* ao sinal de deteção de anomalias referido na secção 5.2.3. Do lado direito da figura pode ser vista a interface do sistema com as redes elétricas e com a máquina elétrica, sendo visíveis as seis bobinas que constituem o filtro passivo do tipo *LCL*, as duas PCBs de relés de estado sólido e duas das PCBs de sensores. Pode constatar-se que seis das resistências de *shunt* se encontram acopladas às PCBs de relés de estado sólido (três para a rede elétrica e três para a máquina elétrica).



(a)



(b)

Figura 5.16 – Protótipo desenvolvido para o sistema integrado proposto: vista: (a) Interna; (b) Externa.

## 5.5 Conclusão

Este capítulo apresenta o desenvolvimento do protótipo laboratorial para o sistema integrado proposto. Este pode ser separado na parte de controlo, contendo elementos tais como sensores de tensão, de corrente e de posição angular do rotor da máquina elétrica, a unidade de processamento e os circuitos de condicionamento de sinal e proteção, e na parte de potência, nomeadamente as baterias, os conversores de potência, os dissipadores de calor e os elementos passivos como bobinas e condensadores. O protótipo laboratorial foi desenvolvido de raiz para a presente tese, sendo todas as PCBs desenhadas, impressas e montadas no laboratório onde a tese foi desenvolvida. Tendo em conta a aplicação em questão, algumas abordagens menos convencionais foram utilizadas, tais como a adoção de IGBTs em paralelo para permitir maiores valores de corrente de coletor sem sacrificar as frequências de comutação e a implementação de relés de estado sólido de forma discreta para efetuar a interface do sistema à rede elétrica, bem como para reconfigurar o mesmo consoante o modo de operação. Apesar do dimensionamento efetuado no capítulo anterior, neste capítulo é também exposto o dimensionamento das bobinas sob o ponto de vista físico, i.e., determinando o número de espiras necessário para se obter

os valores de indutância desejados, uma vez que também as bobinas foram desenvolvidas no laboratório de investigação no qual a tese se encontra inserida. Para além disso, são também apresentados resultados de testes experimentais efetuados às mesmas para se averiguar os seus valores de indutância em função da corrente, sendo os mesmos comparados com os resultados obtidos pelo simulador do fabricante dos núcleos ferromagnéticos utilizados, tendo-se verificado resultados satisfatórios.

# Capítulo 6

## Resultados Experimentais do Sistema Integrado Proposto

### 6.1 Introdução

Este capítulo apresenta os resultados experimentais obtidos com o protótipo desenvolvido e apresentado no capítulo anterior. Inicialmente são validadas as técnicas de controlo necessárias ao funcionamento integral do sistema em cada modo de operação, tal como efetuado no Capítulo 4 relativamente às simulações computacionais. No entanto, neste capítulo são acrescentados itens adicionais, nomeadamente a validação do conversor CC-CC e do conversor CA-CC de forma independente antes de se proceder à validação de ambos a operar integralmente. Os resultados experimentais apresentados são provenientes de um osciloscópio digital *Yokogawa DL716*.

### 6.2 Resultados Experimentais do Conversor CC-CC

O conversor CC-CC de interface às baterias opera de forma similar em todos os modos de operação do sistema proposto, tendo dois modos possíveis: *buck* (no caso da travagem regenerativa no modo de tração ou no modo de operação G2V no caso da interface com redes elétricas CA monofásica, CA trifásica e CC) e *boost* (no funcionamento normal da máquina elétrica no modo de tração ou no modo de operação V2G, por exemplo, no caso da interface com redes elétricas CA monofásica, CA trifásica e CC). Em ambos os casos, a função deste conversor é controlar a corrente fornecida ou absorvida às baterias, podendo o seu valor de referência ser arbitrado (no caso da interface com redes elétricas) ou calculado através de uma malha de controlo superior para o controlo da tensão do barramento CC partilhado por ambos os conversores (no caso do modo de tração). Assim, o seu funcionamento detalhado é analisado nesta secção, sendo inicialmente apresentado o mesmo a operar em malha aberta, seguido do controlo de corrente (com referência arbitrária) e, por fim, com a malha de controlo superior para controlo da tensão do barramento CC (sendo designado por controlo de tensão por questões de simplicidade). De referir que, apesar de ser inicialmente designada uma frequência de comutação de 100 kHz para o conversor

CC-CC, devido aos valores superiores de indutância das bobinas desenvolvidas em relação aos valores mínimos projetados, a frequência de comutação foi reduzida para 50 kHz.

### 6.2.1 Conversor CC-CC a Operar em Malha Aberta

A operação do conversor CC-CC em malha aberta tem o intuito de comprovar as características da configuração *interleaved* de três fases, nomeadamente a divisão das correntes, a multiplicação da frequência do *ripple* da corrente total e o seu cancelamento para determinados valores de *duty cycle*. Como tal, na Figura 6.1 pode ser visto um resultado experimental do mesmo a operar em modo *buck* para três valores distintos de *duty cycle*, nomeadamente 33,3% (Figura 6.1(a)), 50% (Figura 6.1(b)) e 66,7% (Figura 6.1(c)). Para a obtenção deste resultado experimental foi utilizada uma fonte de tensão CC de 90 V no barramento CC e uma carga resistiva de 9  $\Omega$  ao invés de baterias, podendo ser vistas as formas de onda da corrente total ( $i_{bat}$ ) e das correntes individuais nas bobinas do conversor CC-CC ( $i_{Lbat1}$ ,  $i_{Lbat2}$ ,  $i_{Lbat3}$ ). Tratando-se de uma configuração de três fases, os valores de *duty cycle* 33,3% e 66,7% correspondem à situação mais desejável, sendo que o *ripple* na corrente  $i_{bat}$  é virtualmente nulo, como se pode verificar na Figura 6.1(a) e Figura 6.1(c). No entanto, o *ripple* em  $i_{bat}$  não é completamente nulo, existindo microcortes coincidentes com as mudanças de estado dos semicondutores de potência, como se pode verificar nas correntes  $i_{Lbat1}$ ,  $i_{Lbat2}$ ,  $i_{Lbat3}$ . Este fenómeno poderia ser devido à recuperação inversa dos díodos em antiparalelo caso não fossem utilizados díodos baseados em carboneto de silício, para além do facto de as trocas de estado dos semicondutores de uma dada fase ser visível nas correntes das restantes fases, tratando-se presumivelmente de ruído causado pelo sistema de aquisição. Por outro lado, um valor de *duty cycle* de 50% corresponde ao pior caso em termos de *ripple* na corrente  $i_{bat}$  (juntamente com 16,7% e 83,3%), sendo, mesmo assim, três vezes inferior ao *ripple* das correntes  $i_{Lbat1}$ ,  $i_{Lbat2}$ ,  $i_{Lbat3}$ , como se pode verificar na Figura 6.1(b). Para além disso, constata-se o efeito multiplicativo na frequência, sendo que as correntes  $i_{Lbat1}$ ,  $i_{Lbat2}$ ,  $i_{Lbat3}$  possuem uma frequência de 50 kHz e a corrente total  $i_{bat}$  possui uma frequência de 150 kHz. Em termos de tensão de saída, para os valores de *duty cycle* de 33,3%, 50% e 66,7% verifica-se um abaixamento para 30 V, 45 V e 60 V, respetivamente, resultando numa corrente  $i_{bat}$  com valores médios de aproximadamente 3,3 A, 5 A e 6,7 A.



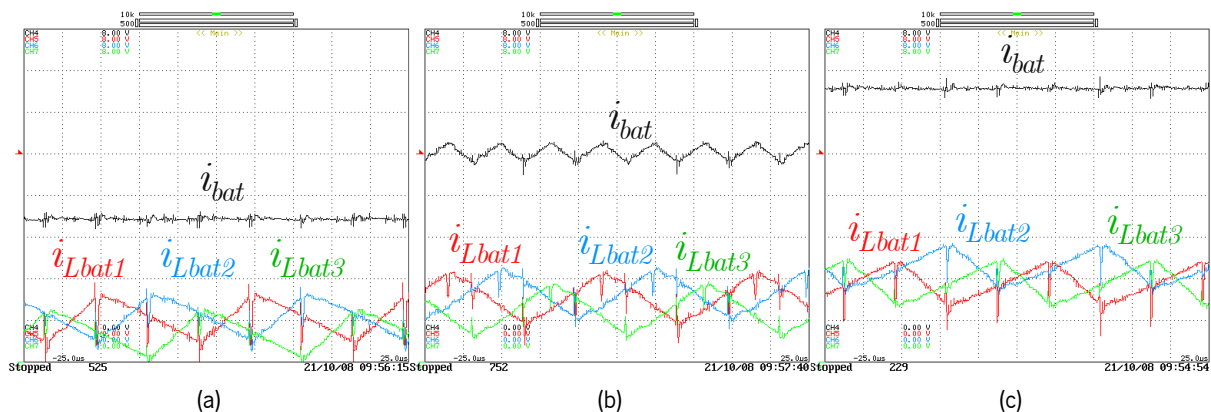


Figura 6.1 – Resultado experimental do conversor CC-CC em malha aberta e em modo *buck* com valor de *duty cycle* igual a: (a) 33,3%; (b) 50%; (c) 66,7%. Escala: 5  $\mu$ s/div; 1 A/div.

De forma a testar o conversor CC-CC nos seus dois modos possíveis, a Figura 6.2 ilustra o resultado experimental análogo em modo *boost* para os mesmos valores de *duty cycle*, nomeadamente 33,3% (Figura 6.2(a)), 50% (Figura 6.2(b)) e 66,7% (Figura 6.2(c)), onde se pode verificar novamente o cancelamento do *ripple* na corrente  $i_{bat}$  para os valores de *duty cycle* 33,3% e 66,7%. Neste caso, uma vez que a tensão de saída é superior à tensão de entrada, foi utilizada uma fonte de tensão CC de 30 V no lugar das baterias, com a mesma carga resistiva de 9  $\Omega$  conectada aos terminais do barramento CC. Assim, a tensão no barramento CC é elevada para 45 V, 60 V e 90 V para os valores de *duty cycle* de 33,3%, 50% e 66,7%, respetivamente, resultando numa corrente  $i_{bat}$  com valores médios de aproximadamente -7,5 A, -13,3 A e -27,5 A. De referir que a fonte de tensão CC utilizada não possui regulação, pelo que a sua tensão de saída tende a diminuir com o aumento da corrente requerida, justificando a discrepância no último valor de corrente que, teoricamente, seria de -30 A.

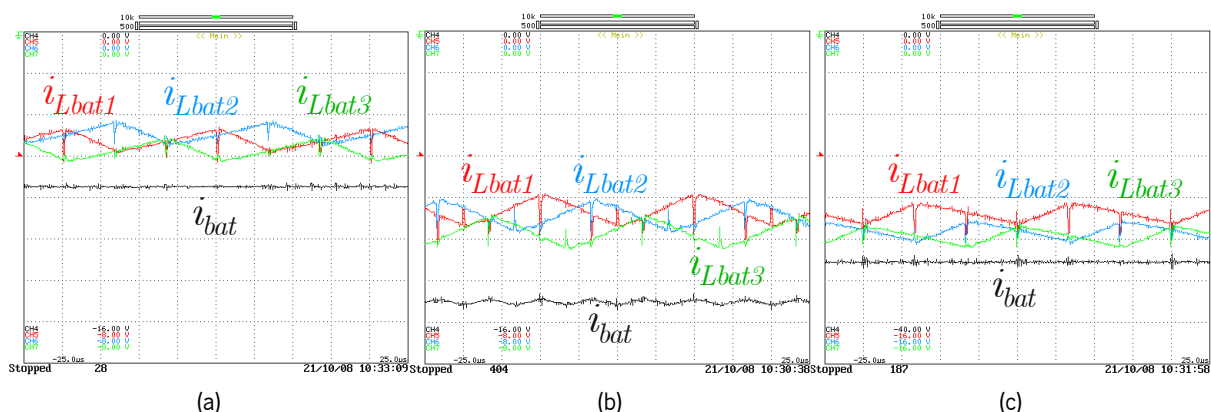


Figura 6.2 – Resultado experimental do conversor CC-CC em malha aberta e em modo *boost* com valor de *duty cycle* igual a: (a) 33,3%; (b) 50%; (c) 66,7%. Escala: 5  $\mu$ s/div; (a) e (b)  $i_{Lbatx}$  1 A/div,  $i_{bat}$  2 A/div; (c)  $i_{Lbatx}$  2 A/div,  $i_{bat}$  5 A/div.

### 6.2.2 Conversor CC-CC a Operar com Controlo de Corrente

Validada a operação em malha aberta, o passo seguinte para a validação do conversor CC-CC consiste em aplicar controlo ao mesmo, inicialmente com uma corrente de referência arbitrária. Como referido nas simulações computacionais, para o controlo das correntes do conversor CC-CC é utilizada a técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* devido à sua resposta transitória satisfatória e baixa complexidade em termos computacionais. Na Figura 6.3 pode ser visto um resultado experimental da operação referida, estando na Figura 6.3(a) representada a operação em modo *buck* com uma corrente de referência de 45 A e na Figura 6.3(b) representada a operação em modo *boost* com uma corrente de referência de -120 A, sendo que a referência é relativa à corrente  $i_{bat}$  em ambos os casos. Nas figuras estão representadas as correntes  $i_{Lbat1}$ ,  $i_{Lbat2}$ ,  $i_{Lbat3}$  e também a tensão utilizada à entrada do conversor, nomeadamente  $v_{dc}$  em modo *buck* (cerca de 130 V) e  $v_{bat}$  em modo *boost* (cerca de 160 V). Pode constatar-se que, para uma corrente  $i_{bat}$  de referência de 45 A, cada uma das correntes  $i_{Lbatx}$  possui um valor médio de aproximadamente 15 A, i.e., três vezes menor que o valor de referência total, como esperado. O mesmo verifica-se para uma corrente  $i_{bat}$  de referência de -120 A, onde cada corrente  $i_{Lbatx}$  possui um valor médio de aproximadamente -40 A. Em relação à tensão de saída, uma vez que são utilizadas cargas resistivas em ambos os casos, esta depende do valor de corrente utilizado, sendo que, para o resultado em questão, tal não constitui informação relevante. De referir que a corrente de referência utilizada em modo *boost* é consideravelmente mais elevada do que a sua análoga em modo *buck* devido às fontes de tensão CC, sendo que em modo *boost* a corrente  $i_{bat}$  corresponde à corrente requerida a estas fontes, que, devido às bobinas do conversor CC-CC, possui um *ripple* reduzido. Contudo, em modo *buck*, a corrente de entrada do conversor CC-CC é pulsada, tratando-se da corrente requerida às fontes de tensão CC. Apesar da inclusão de um banco de condensadores na saída das fontes de tensão CC, para além dos condensadores já existentes no barramento CC de ambos os conversores, a demanda de correntes mais elevadas em regime pulsado (especialmente à frequência de comutação utilizada de 50 kHz) não é aconselhável. Também devido a este facto se verifica um abaixamento da tensão de saída das fontes de tensão CC, motivo pelo qual a tensão  $v_{dc}$  é de apenas 130 V quando deveria ser 168 V (12 fontes de tensão CC de 14 V).

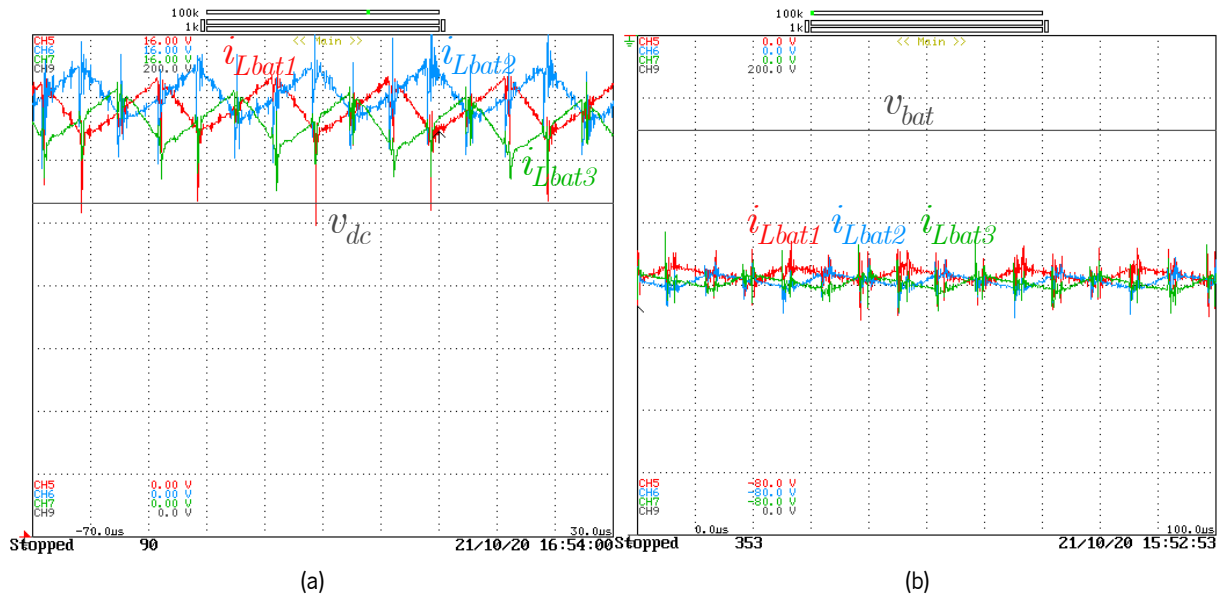


Figura 6.3 – Resultado experimental do conversor CC-CC a operar com controlo de corrente em regime permanente com referência de: (a) 45 A (modo *buck*); (b) -120 A (modo *boost*).

Escala: 10  $\mu$ s/div; 25 V/div; (a) 2 A/div; (b) 10 A/div.

O resultado exposto valida a operação do conversor CC-CC em malha fechada com corrente de referência arbitrária mas apenas em regime permanente, pelo que, de modo a validar a sua operação de forma mais completa, é importante aferir o seu comportamento em situações transitórias. Assim sendo, a Figura 6.4 ilustra um resultado do conversor CC-CC a operar com controlo de corrente com variação da corrente de referência, novamente para os modos *buck* (Figura 6.4(a)) e *boost* (Figura 6.4(b)) e estando representadas as mesmas variáveis. Em modo *buck*, a corrente  $i_{bat}$  de referência é alterada de 10 A para 20 A, ao passo que em modo *boost* é alterada de -60 A para -120 A. Em ambos os casos pode constatar-se que a transição é efetuada sem distúrbios nas correntes produzidas, não sendo verificado qualquer *overshoot* nas mesmas, com os valores médios de cada corrente  $i_{Lbatx}$  a variar de cerca de 3 A para 6 A em modo *buck* e de -20 A para -40 A em modo *boost*. De referir que as escalas de tempo utilizadas não são iguais para ambos os casos devido ao facto de o *duty cycle* em modo *buck* já ser relativamente elevado antes da alteração da corrente de referência, pelo que a resposta dinâmica perante um aumento de corrente é mais lenta, além do facto de o *duty cycle* se encontrar limitado a 80% pelo sistema de controlo como medida de proteção. Assim, em modo *boost* a transição é dada mais rapidamente mesmo para correntes de valor mais elevado, algo que também pode ser justificado pelo facto de a tensão de saída em modo *boost* aumentar exponencialmente com o valor de *duty cycle*, enquanto em modo *buck* apenas aumenta linearmente. Verifica-se também que a tensão de entrada do conversor CC-CC em modo *buck* ( $v_{dc}$ ) sofre um abaixamento, coisa que não se verifica na tensão de entrada em modo *boost* ( $v_{bat}$ ) mesmo para correntes mais elevadas. Tal como anteriormente

mencionado, este fenómeno deve-se à absorção de uma corrente pulsada às fontes de tensão CC. Apesar disso, com este resultado comprova-se o funcionamento do conversor CC-CC em malha fechada com corrente de referência arbitrária quer em regime permanente quer em regime transitório.

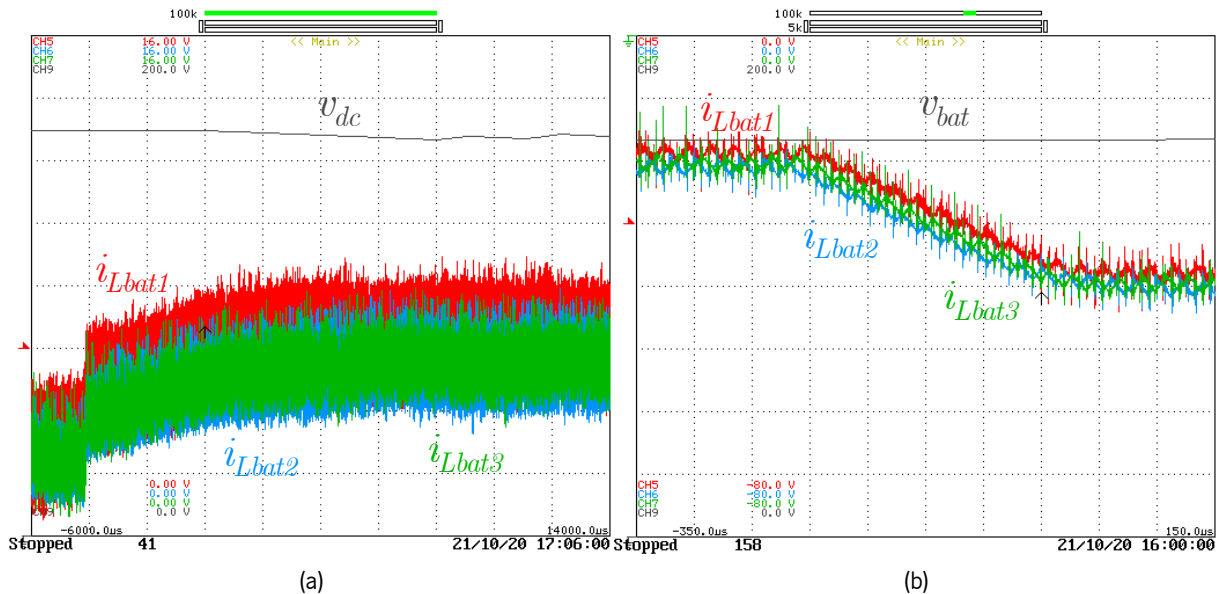


Figura 6.4 – Resultado experimental do conversor CC-CC a operar com controlo de corrente em regime transitório com variação da corrente de referência: (a) De 10 A para 20 A (modo *buck*); (b) De -60 A para -120 A (modo *boost*).

Escala: 25 V/div; (a) 2 ms/div; 2 A/div; (b) 50 μs/div; 10 A/div.

### 6.2.3 Conversor CC-CC a Operar com Controlo de Tensão

A operação do conversor CC-CC com controlo de corrente dá-se nos modos de interface do sistema proposto com as redes elétricas, onde o conversor de interface à rede (CA-CC no caso de redes elétricas CA monofásicas e trifásicas, CC-CC no caso de redes elétricas CC) é responsável por regular a tensão do barramento CC. No entanto, no modo de tração, o conversor CA-CC (a operar maioritariamente como conversor CC-CA) necessita de controlar a velocidade e/ou o binário da máquina elétrica, pelo que o controlo da tensão do barramento CC fica a cargo do conversor CC-CC. De referir que o controlo aplicado a este conversor não incide diretamente sobre a tensão do barramento CC mas sim sobre a corrente das baterias, sendo gerada uma corrente de referência através de uma teoria de potência responsável por controlar a tensão do barramento CC para o valor desejado. Esta abordagem é seleccionada com o intuito de minimizar a *ripple* na corrente absorvida ou fornecida às baterias, onde se pretende que apenas exista *ripple* de comutação; caso contrário, se o algoritmo de controlo incidisse diretamente sobre a tensão do barramento CC, a corrente nas baterias poderia ser pulsada e tomar valores mais elevados do que o necessário para a potência envolvida, dando azo a perdas desnecessárias no conversor e nas próprias baterias. Como tal, a corrente de referência para controlo da tensão no barramento CC é calculada

através de um controlo PI juntamente com uma parcela *feedforward* baseada na conservação da potência entre a entrada e a saída do conversor.

Posto isto, na Figura 6.5 é possível ver um resultado experimental do conversor CC-CC a controlar a tensão no barramento CC ( $v_{dc}$ ). De referir que este resultado foi obtido não com o conversor CC-CC de interface às baterias mas sim com o conversor CA-CC a operar como conversor CC-CC (tal como se verifica na interface do sistema a redes elétricas CC), sendo utilizada uma fonte de tensão CC de aproximadamente 70 V como rede elétrica CC, i.e., no lado de menor tensão do conversor, pelo que os resultados obtidos na figura dizem respeito à operação como *boost* (neste conversor, a operação em modo *boost* corresponde a correntes positivas devido ao sentido convencionado para os sensores de corrente, apontando na direção da rede elétrica para o conversor). No barramento CC é utilizada uma carga resistiva de aproximadamente 17,3  $\Omega$  de forma a aferir a operação do controlo de tensão com carga. A Figura 6.5(a) retrata a variação da tensão de referência de 100 V para 200 V, enquanto a Figura 6.5(b) é referente a uma transição descendente de 200 V novamente para 100 V. Ambas as figuras ilustram a tensão do barramento CC ( $v_{dc}$ ) a ser controlada, bem como as correntes individuais nas bobinas do conversor CC-CC ( $i_{Lg1}$ ,  $i_{Lg2}$ ,  $i_{Lg3}$ ). Como se pode constatar, as transições na tensão de referência são cumpridas de forma satisfatória, sem *overshoot* em nenhum dos casos. Convém salientar a importância de limitar a corrente de referência gerada, impedindo que tome valores demasiado elevados. Neste caso, a corrente de referência total ( $i_g$ ) encontra-se limitada a 150 A, ou seja, cada uma das correntes  $i_{Lgx}$  encontra-se limitada a 50 A, valor próximo do que se verifica no resultado da Figura 6.5(a). Pode constatar-se que as correntes aumentam rapidamente de modo a responder ao aumento da tensão de referência, pelo que este resultado evidencia também a resposta dinâmica do controlo de corrente preditivo utilizado. Deve ser referido que um limite diferente para a corrente não invalidaria o controlo de tensão, apenas diferindo na rapidez da resposta transitória obtida, desde que a corrente seja suficiente para manter a tensão no valor desejado. Como se pode constatar na Figura 6.5(a), após a tensão  $v_{dc}$  atingir o seu valor de referência, as correntes  $i_{Lgx}$  tomam valores reduzidos quando comparados com os valores obtidos na transição (cerca de 15 A de valor médio). Relativamente à transição negativa na tensão de referência, pode constatar-se na Figura 6.5(b) que a corrente de referência é praticamente anulada de modo a permitir o abaixamento da tensão  $v_{dc}$ , voltando a subir quando a nova referência de 100 V é atingida. Deste modo, este resultado valida a operação do conversor CC-CC nas condições de operação pretendidas para o funcionamento integral do sistema.

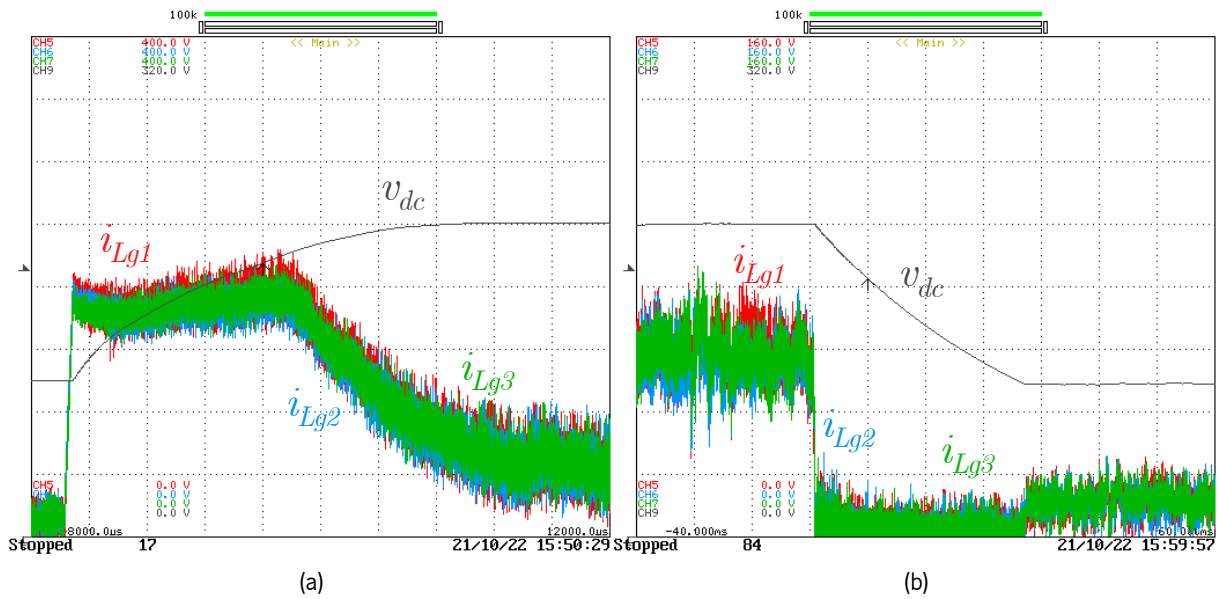


Figura 6.5 – Resultado experimental do conversor CC-CC a operar com controlo de tensão em regime transitório com variação da tensão de referência: (a) De 100 V para 200 V; (b) De 200 V para 100 V.

Escala: 40 V/div; (a) 2 ms/div; 12,5 A/div; (b) 10 ms/div, 5 A/div.

## 6.3 Resultados Experimentais do Conversor CA-CC

O conversor CA-CC é responsável por fazer a interface tanto à máquina elétrica como aos possíveis tipos de redes elétricas (CA monofásica, CA trifásica e CC), pelo que nesta secção apenas são mostrados resultados experimentais preliminares deste conversor que são comuns a mais do que um dos modos de interface. Assim, nesta categoria incluem-se a técnica de sincronização com redes elétricas CA, a técnica de modulação e a técnica de controlo de corrente com referência CA, referentes à interface do sistema com redes elétricas CA monofásicas e trifásicas. Em relação à interface do sistema com redes elétricas CC, a técnica de controlo de corrente é a mesma que apresentada na secção anterior relativamente ao conversor CC-CC, pelo que não é apresentada novamente. Em relação ao modo de operação restante (sistema de tração), uma vez que as suas características de controlo são bastante distintas dos modos de interface com redes elétricas, não são apresentados resultados experimentais do mesmo na presente secção.

### 6.3.1 Sincronização com as Redes Elétricas CA

Nas simulações computacionais foi utilizada a técnica SOGI-PLL para a sincronização com a rede elétrica CA monofásica, ao passo que para a rede elétrica CA trifásica se optou pela técnica de PLL baseada na transformada de Park. Contudo, após a realização de testes experimentais, verificou-se que a unidade de processamento utilizada executava mais rapidamente a técnica SOGI-PLL três vezes (demorando

aproximadamente 500 ns) do que a técnica de PLL baseada na transformada de Park (demorando aproximadamente 1  $\mu$ s, ou seja, o dobro do tempo), pelo que a primeira foi adotada como técnica de sincronização para redes elétricas CA quer monofásicas quer trifásicas. Como tal, nesta secção apenas são apresentados resultados da técnica de sincronização SOGI-PLL com a rede elétrica CA trifásica, não sendo apresentados resultados para a rede elétrica CA monofásica por não conter informação adicional de interesse.

Como referido aquando da validação em termos de simulação computacional, a técnica de sincronização SOGI-PLL possui um ganho que se traduz numa relação de compromisso entre rapidez de sincronização e rejeição de componentes harmónicas no sinal de entrada. Assim, na Figura 6.6 pode ser visto um resultado experimental em regime transitório da técnica de sincronização SOGI-PLL para três valores distintos de ganho, sendo o menor valor utilizado no resultado da Figura 6.6(a) e o maior valor no da Figura 6.6(c). Cada uma das figuras ilustra as tensões da rede elétrica ( $v_{ga}$ ,  $v_{gb}$ ,  $v_{gc}$ ) e os respetivos sinais de saída da técnica de sincronização SOGI-PLL ( $v_{ga}'$ ,  $v_{gb}'$ ,  $v_{gc}'$ ), obtidos por intermédio do DAC interno do microcontrolador, e sendo utilizado um valor eficaz de 50 V para as tensões simples da rede elétrica. O resultado em questão demonstra a maior rapidez de sincronização para valores de ganho mais elevados, como verificado nas simulações computacionais.

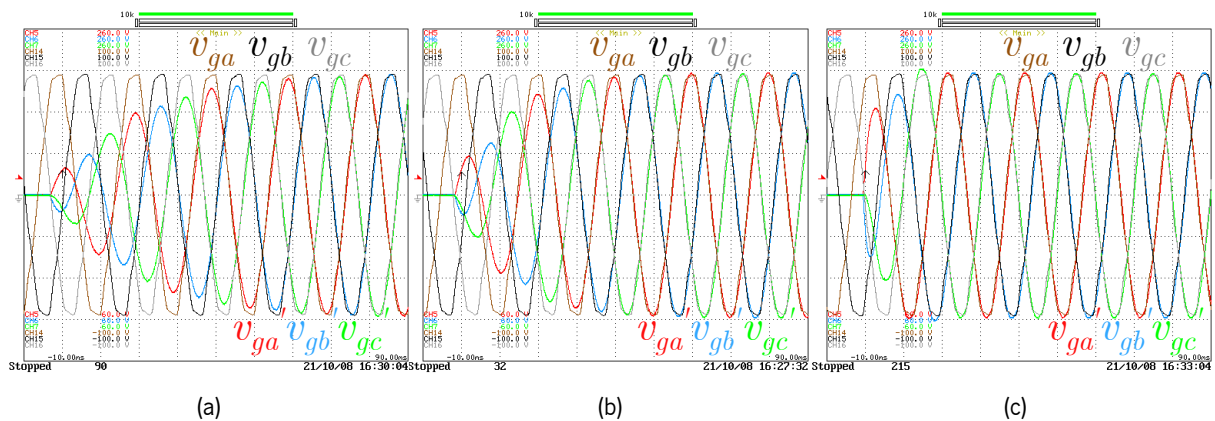


Figura 6.6 – Resultado experimental da técnica SOGI-PLL para sincronização com a rede elétrica CA trifásica em regime transitório para três valores distintos de ganho: (a) Inferior; (b) Intermédio; (c) Superior. Escala: 10 ms/div; 25 V/div.

Apesar da maior rapidez na obtenção do sincronismo, tanto em amplitude como em fase, a utilização de um valor mais elevado de ganho traduz-se numa rejeição menos eficaz das componentes harmónicas das tensões da rede elétrica. Como tal, na Figura 6.7 pode ser visto o resultado em regime permanente para os valores de ganho utilizados, tendo o valor intermédio sido excluído por não possuir diferenças visualmente significativas. Constata-se que a utilização de um valor de ganho menor (Figura 6.7(a)) resulta em sinais de saída com menor distorção, como pretendido, ao passo que um valor de ganho

mais elevado (Figura 6.7(b)) faz com que os sinais de saída possuam uma forma de onda mais semelhante aos sinais de entrada, sendo visível um ligeiro achatamento no pico de cada um dos sinais de saída da PLL. Para além disso, verifica-se que existe um desfaseamento entre os sinais de entrada e saída em ambas as figuras, podendo levar erroneamente à conclusão de que o sincronismo não se encontra corretamente efetuado. Contudo, deve ser referido que, devido à presença de componentes harmónicas nas tensões da rede eléctrica, o zero da componente total não corresponde necessariamente ao zero da componente fundamental, uma vez que as componentes harmónicas não possuem fase nula.

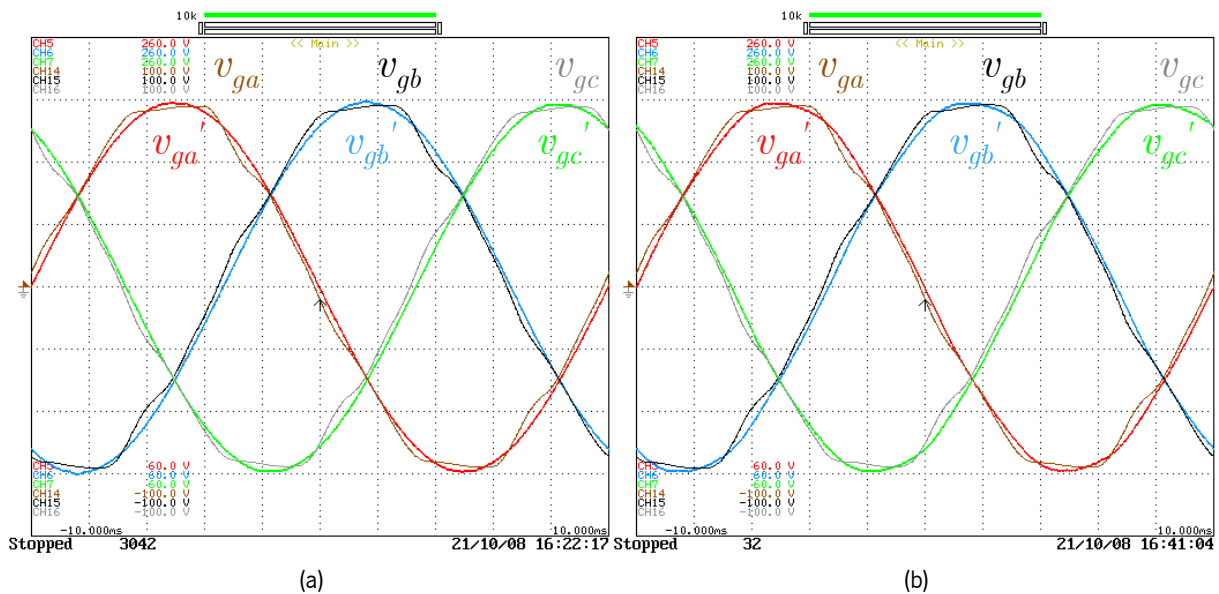


Figura 6.7 – Resultado experimental da técnica SOGI-PLL para sincronização com a rede eléctrica CA trifásica em regime permanente para dois valores distintos de ganho: (a) Inferior; (b) Superior. Escala: 2 ms/div; 25 V/div.

### 6.3.2 Conversor CA-CC a Operar em Malha Aberta

Tal como verificado para o conversor CC-CC, a operação do conversor CA-CC em malha aberta consiste num resultado preliminar, neste caso tendo o intuito de validar a técnica de modulação aplicada aos semicondutores de potência. Na Figura 6.8 pode ser visto um resultado experimental da técnica de PWM aplicada ao conversor CA-CC a operar em modo trifásico com tensões de 50 Hz, sendo o barramento CC alimentado por uma tensão CC de cerca de 130 V em vazio (não-regulada, obtida por intermédio de uma rede eléctrica CA trifásica de 50 V de tensão simples, uma ponte retificadora e um banco de condensadores) e sendo utilizada do lado CA uma carga resistiva de  $3,7 \Omega$  conectada em estrela. As formas de onda representadas consistem nas tensões compostas produzidas ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ca}$ ), a tensão no barramento CC ( $v_{dc}$ ), as correntes resultantes do lado CA ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ) e as ondas moduladoras aplicadas a cada um dos braços do conversor CA-CC ( $m_a$ ,  $m_b$ ,  $m_c$ ). A Figura 6.8(a) diz respeito à técnica de PWM convencional, ao passo que a Figura 6.8(b) ilustra a técnica de PWM com injeção de terceiro harmónico



com um sexto da amplitude da componente fundamental. Pode constatar-se que os valores máximo e mínimo de *duty cycle* aplicado aos semicondutores de potência é o mesmo nos dois casos (92,5% e 7,5%, respetivamente, correspondendo a um índice de modulação de 0,85 e que se trata do valor máximo estipulado para o conversor para uma frequência de comutação de 50 kHz). Contudo, uma vez que a injeção de terceiro harmónico permite a produção de tensões com amplitude 1,1547 vezes superior, o índice de modulação em termos de componente fundamental é de 0,98 para o caso da Figura 6.8(b), podendo constatar-se que as tensões compostas e, conseqüentemente, as correntes por fase produzidas são superiores (90 V e 14 A de amplitude contra 80 V e 12 A, aproximadamente). Verifica-se também que cada uma das ondas moduladoras se encontra em oposição de fase com a corrente produzida na respetiva fase do conversor, uma vez que este se encontra a operar como conversor CC-CA. Por outro lado, cada tensão composta  $v_{xy}$  encontra-se  $30^\circ$  adiantada em relação a cada onda moduladora  $m_x$ . De referir que as tensões CA trifásicas utilizadas para alimentar o barramento CC não se encontram equilibradas, motivo pelo qual a tensão  $v_{dc}$  possui uma oscilação com frequência de 100 Hz para além da expectável de 300 Hz.

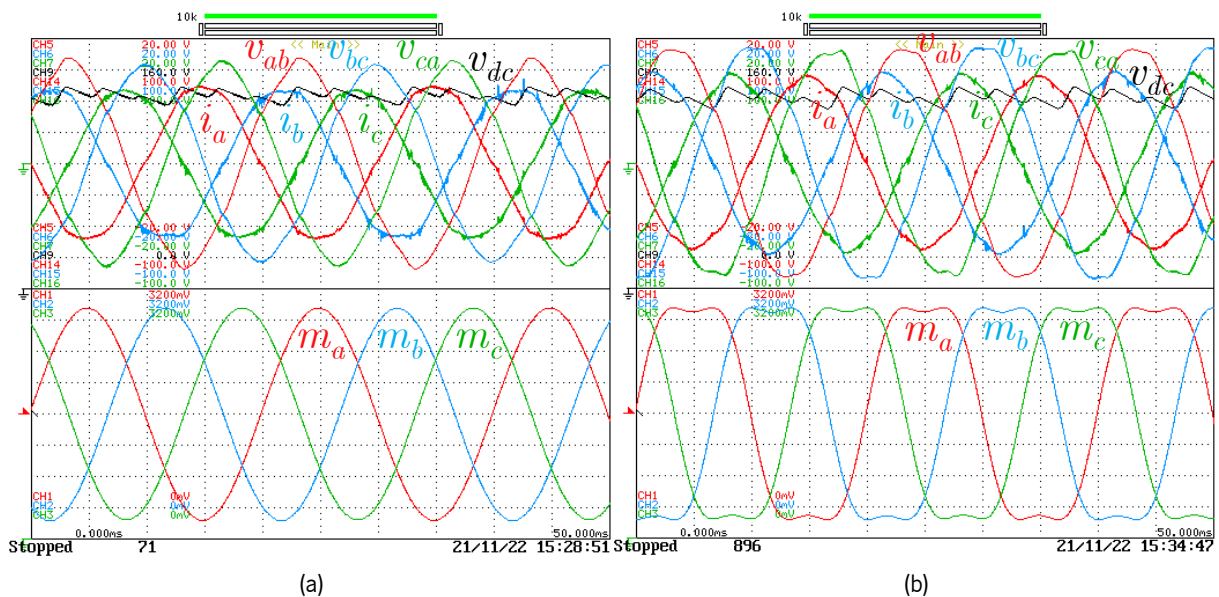


Figura 6.8 – Resultado experimental do conversor CA-CC em malha aberta em modo trifásico utilizando técnica de PWM:

(a) Sem injeção de terceiro harmónico; (b) Com injeção de terceiro harmónico.

Escala: 5 ms/div;  $v_{ab,bc,ca}$  25 V/div,  $v_{dc}$  20 V/div,  $i_{abc}$  5 A/div,  $m_{abc}$  0,125/div.

### 6.3.3 Conversor CA-CC a Operar com Controlo de Corrente

Como referido nas simulações computacionais, para controlar a corrente do lado CA do conversor CA-CC é utilizada a técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat*, à semelhança da técnica de controlo de corrente utilizada no conversor CC-CC, sendo capaz de proporcionar uma resposta transitória satisfatória

sem requerer um custo computacional elevado. Na Figura 6.9 pode ser visto um resultado experimental da técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* para o conversor CA-CC a operar em modo monofásico (Figura 6.9(a)) e em modo trifásico (Figura 6.9(b)), em ambos os casos sendo utilizadas correntes de referência com frequência de 50 Hz e sendo provocada uma variação no seu valor de amplitude para o dobro (de 7,5 A para 15 A em modo monofásico e de 20 A para 40 A em modo trifásico). Este resultado foi obtido utilizando uma carga resistiva de aproximadamente  $3,7 \Omega$  no lado CA (três cargas do mesmo valor conectadas em estrela no caso do modo trifásico), sendo utilizada uma fonte de tensão CC no barramento CC de 90 V em modo monofásico e de 400 V (não-regulada, em aberto) em modo trifásico. Pode ver-se que, em ambos os casos, as correntes produzidas acompanham as correntes de referências, reagindo rapidamente a variações nas mesmas. Pode também constatar-se que, em modo trifásico, as fontes de tensão CC diminuem de cerca de 363 V para 342 V devido ao facto de não serem reguladas, mas, apesar disso, as correntes produzidas acompanham as respetivas referências. Este resultado experimental permite também comprovar a equação utilizada no controlo de corrente preditivo *deadbeat* como se fosse utilizado apenas um filtro passivo do tipo  $L$  em vez de  $LCL$ , uma vez que a reatância capacitiva do condensador do filtro é bastante mais elevada do que as reatâncias indutivas das bobinas para a frequência fundamental sintetizada. De referir também que no filtro passivo do tipo  $LCL$  não é utilizada qualquer resistência de amortecimento, verificando-se que a resistência interna das bobinas é suficiente para se obter resultados satisfatórios.

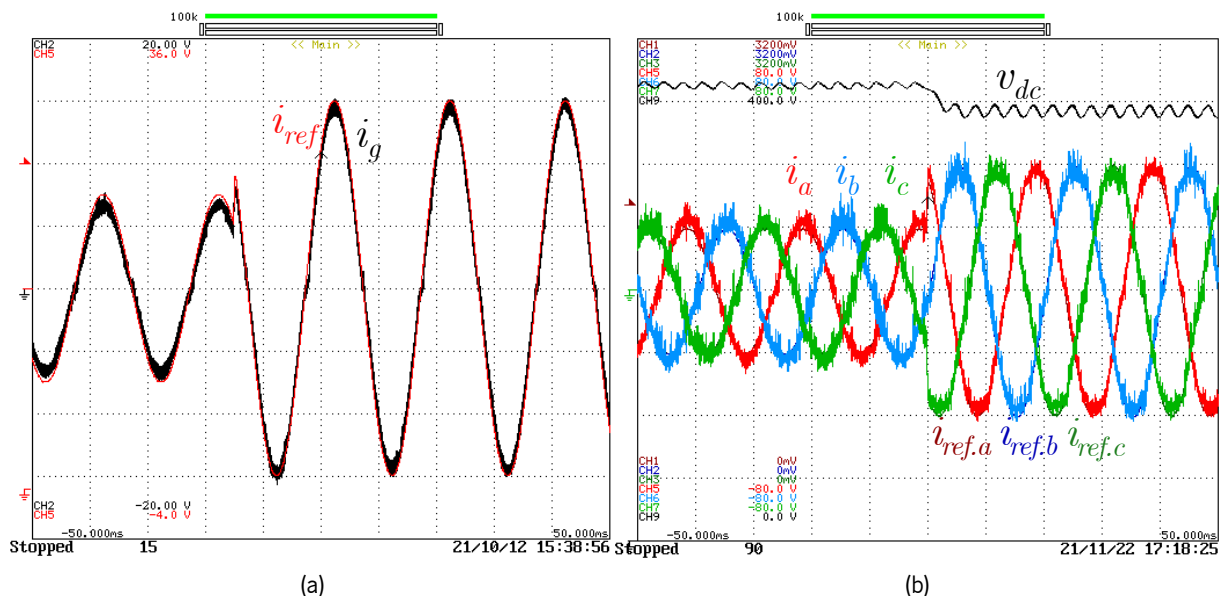


Figura 6.9 – Resultado experimental da técnica de controlo de corrente preditivo *deadbeat* com variação da corrente de referência para o conversor CA-CC a operar em modo: (a) Monofásico, com variação de amplitude de 7,5 A para 15 A; (b) Trifásico, com variação de amplitude de 20 A para 40 A. Escala: 10 ms/div; (a) 5 A/div; (b) 20 A/div, 50 V/div.

## 6.4 Resultados Experimentais do Sistema de Tração

Após validados os blocos básicos do conversor CA-CC comuns a mais do que um dos modos de interface, nesta secção são apresentados os resultados experimentais obtidos para o sistema de tração a operar com a máquina elétrica SRPM selecionada e apresentada na secção 2.10. Inicialmente é apresentada a operação do sistema de tração com a técnica FOC de forma a validar o controlo das componentes de corrente  $i_d$  e  $i_q$ , de seguida sendo apresentada uma otimização no cálculo da corrente de referência  $i_d$  de forma a garantir a operação em MTPA e, posteriormente, a operação da máquina elétrica com controlo de velocidade. São também testadas situações de inversão do sentido de rotação e de travagem regenerativa, nas quais a máquina elétrica opera como gerador e, como tal, existe um fluxo de energia no sentido inverso ao convencional, devendo o sistema reagir em conformidade.

### 6.4.1 Controlo por Orientação de Campo (FOC)

De forma a validar tanto a transformada de Park como a técnica FOC, a Figura 6.10 apresenta um resultado experimental do sistema de tração com correntes de referência  $i_d$  e  $i_q$  arbitrárias. Este resultado foi obtido utilizando uma fonte de tensão CC de 168 V no barramento CC partilhado por ambos os conversores, não sendo utilizado o conversor CC-CC, estando a máquina elétrica acoplada mecanicamente a um travão elétrico com carga variável. Na figura encontram-se representadas as correntes nos enrolamentos do estator em coordenadas  $abc$  ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ), medidas com sensores de corrente, as correntes em coordenadas  $dq$  ( $i_d$ ,  $i_q$ ), calculadas pelo sistema de controlo e externalizadas pelo DAC, e a posição angular elétrica do rotor da máquina elétrica ( $\theta$ ), obtida através do sensor de posição *resolver* e também externalizada pelo DAC. Na Figura 6.10(a) foram utilizados como valores de referência  $i_d = 0$  A e  $i_q = 40$  A, i.e., operando a máquina elétrica como uma PMSM. Pode constatar-se que a corrente  $i_a$  se encontra sincronizada com o ângulo  $\theta$ , como expectável quando apenas é utilizada a componente de corrente  $i_q$ . Consequentemente, o valor de  $i_q$  é aproximadamente igual à amplitude das correntes  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ . Neste caso, a máquina elétrica encontra-se a operar em regime permanente com uma velocidade de rotação de 1100 rpm e um binário de 5 Nm. Por outro lado, na Figura 6.10(b) foram utilizados como valores de referência  $i_d = i_q = 50$  A, i.e., operando a máquina elétrica como uma SynRM. Nestas condições já não se verifica um sincronismo entre a corrente  $i_d$  e o ângulo  $\theta$ , uma vez que o ângulo da corrente é 45°. Neste caso, a máquina elétrica opera em regime permanente com uma velocidade de rotação de 2800 rpm e um binário de 3 Nm. De referir que a forma de onda do ângulo  $\theta$  sofre de *aliasing* provocado pelo próprio DAC do microcontrolador utilizado, uma vez que este é baseado

num registo de PWM com filtro  $RC$  à saída, sendo notória a sua resposta lenta aquando da variação em degrau do ângulo desde o valor máximo até zero. Tal é particularmente evidenciado na Figura 6.10(b), onde a velocidade de rotação é superior.

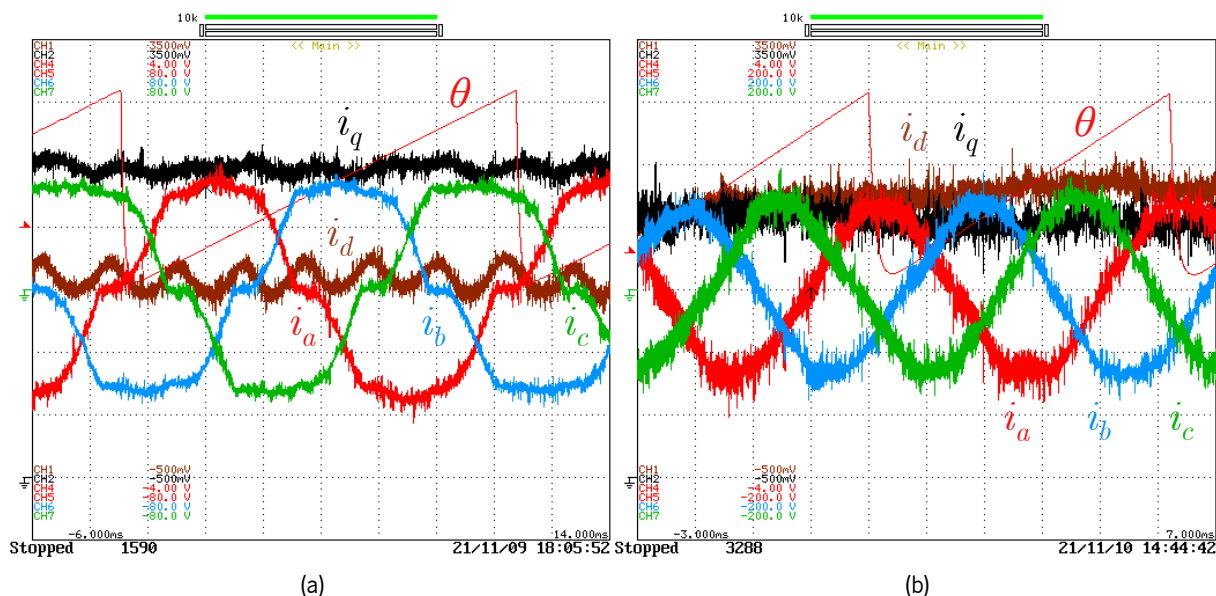


Figura 6.10 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo FOC com correntes de referência  $i_d$  e  $i_q$  arbitrárias: (a)  $i_d = 0$  A,  $i_q = 40$  A; (b)  $i_d = 50$  A,  $i_q = 50$  A.

Escala: (a) 2 ms/div; 20 A/div; (b) 1 ms/div; 50 A/div.

### 6.4.2 Controlo de Máximo Binário por Ampere (MTPA)

O resultado anteriormente apresentado valida a técnica FOC, desde a transformada de Park a cada um dos controladores PI para as correntes  $i_d$  e  $i_q$ , assim como a transformada inversa de Park. No entanto, a abordagem adotada consiste em utilizar valores arbitrários para as correntes de referência  $i_d$  e  $i_q$ , sendo que, para uma máquina elétrica SRPM, tal não se traduz na abordagem mais eficiente. Assim, nesta secção são apresentados resultados experimentais da máquina elétrica a operar com a técnica de controlo MTPA, onde a corrente de referência  $i_q$  é arbitrada pelo utilizador, de forma semelhante ao pedal de acelerador de um VE, e a corrente de referência  $i_d$  é calculada em conformidade através da equação (2.14) apresentada na secção 2.11.3. Efetivamente é utilizado um pedal de acelerador de um veículo para atribuição do valor de referência para  $i_q$ , sendo a sua saída conectada a um dos canais de ADC do microcontrolador, como referido na secção 5.4.2. A fim de aferir a dependência da corrente  $i_d$  em relação à corrente  $i_q$ , a Figura 6.11 ilustra um diagrama  $xy$  das mesmas em resultado do cálculo referido, podendo constatar-se que a curvatura desenvolvida é semelhante à curva MTPA presente na Figura 2.23(b). O intervalo utilizado para o cálculo é de 0 A a 200 A para  $i_q$  (representada no eixo vertical).

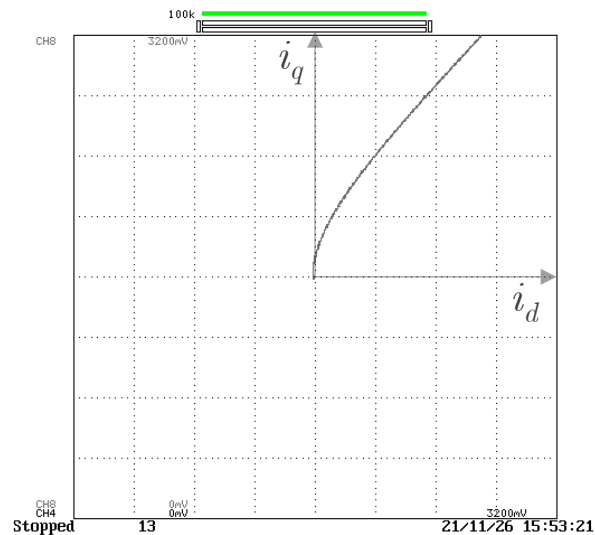


Figura 6.11 – Diagrama  $xy$  das correntes de referência  $i_d$  e  $i_q$  resultantes da técnica de controlo MTPA. Escala: 50 A/div.

Posto isto, na Figura 6.12 pode ver-se um resultado experimental da técnica de controlo MTPA aplicada à máquina elétrica, com esta a rodar a uma velocidade de 3000 rpm e produzindo um binário de 5 Nm. Para além da rotação da máquina elétrica no sentido positivo (Figura 6.12(a)), este resultado permite também visualizar a operação no sentido de rotação inverso, como se pode constatar na Figura 6.12(b). No primeiro caso constata-se que a variação do ângulo  $\theta$  se dá positivamente, descrevendo uma onda dente de serra ascendente e verificando-se a sequência convencional das correntes ( $a$ ,  $b$ ,  $c$ ), sendo as componentes  $i_d$  e  $i_q$  ambas positivas. Por outro lado, no segundo caso verifica-se que o ângulo  $\theta$  descreve uma onda dente de serra descendente, para além de a sequência das correntes ser diferente da convencional ( $a$ ,  $c$ ,  $b$ ) e, como tal, a corrente  $i_q$  tomando valores negativos. Em ambos os casos, a máquina elétrica encontra-se a operar como motor, pelo que  $i_q$  possui o mesmo sinal da velocidade de rotação. De referir que, neste resultado, a tensão no barramento CC não é suficiente para fazer aumentar a velocidade acima do valor registado (3000 rpm), motivo pelo qual a corrente  $i_q$  não toma o valor de referência arbitrado de 100 A, sendo que a tensão de referência  $v_q$  se encontra saturada. No entanto, uma vez que a corrente de referência  $i_d$  é calculada com base na corrente de referência  $i_q$  e não no seu valor medido, ambas as correntes possuem valores próximos.

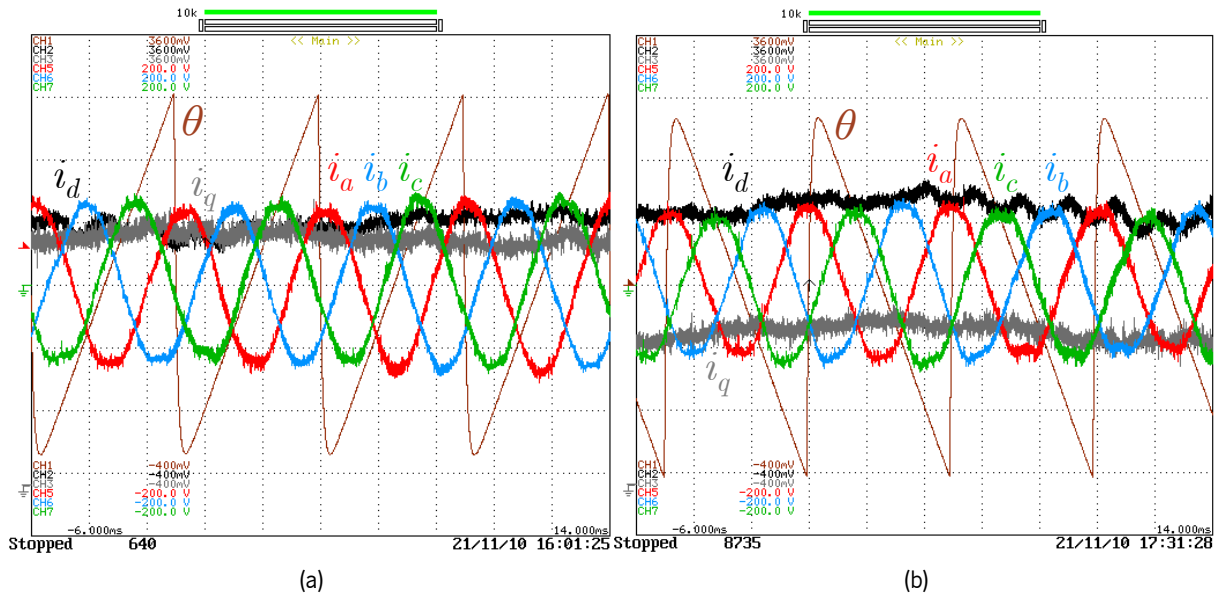


Figura 6.12 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo MTPA com velocidade de rotação de 3000 rpm e binário de 5 Nm com sentido de rotação: (a) Direto; (b) Inverso. Escala: 2 ms/div; 50 A/div.

Na Figura 6.13 encontra-se representado um outro resultado experimental da técnica de controlo MTPA aplicada à máquina elétrica, desta feita com um menor valor de velocidade de rotação (1800 rpm) mas com um valor superior de carga (15 Nm), o que resulta em correntes de valor superior e garantindo que a tensão de referência  $v_q$  não sature. Mais uma vez pode ser vista a operação da máquina elétrica no sentido de rotação positivo (Figura 6.13(a)) e negativo (Figura 6.13(b)), verificando-se a diferente sequência das correntes  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  e o sinal da corrente  $i_q$ . Uma vez que a PCB de controlo desenvolvida apenas permite a visualização simultânea de quatro canais de DAC, neste resultado experimental não é exibida a posição angular elétrica do rotor mas sim as correntes de referência em coordenadas  $dq$  ( $i_{ref,d}$ ,  $i_{ref,q}$ ). Verifica-se que as correntes  $i_d$  e  $i_q$  produzidas acompanham as respetivas referências com alguma oscilação, i.e., de alta frequência no caso de  $i_d$  e de baixa frequência no caso de  $i_q$ , fazendo com que as correntes  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  possuam distorção harmónica devido à primeira e variação na amplitude devido à segunda. De referir que as correntes de referência em coordenadas  $dq$  possuem o mesmo valor que no resultado anterior, tendo-se  $i_d \approx 50$  A e  $i_q \approx 100$  A, sendo que desta feita é possível sintetizar os valores desejados devido à velocidade inferior e binário de carga superior, resultando num valor de  $v_q$  dentro dos limites estipulados tendo em conta a tensão do barramento CC e o índice de modulação máximo aplicado aos semicondutores de potência.

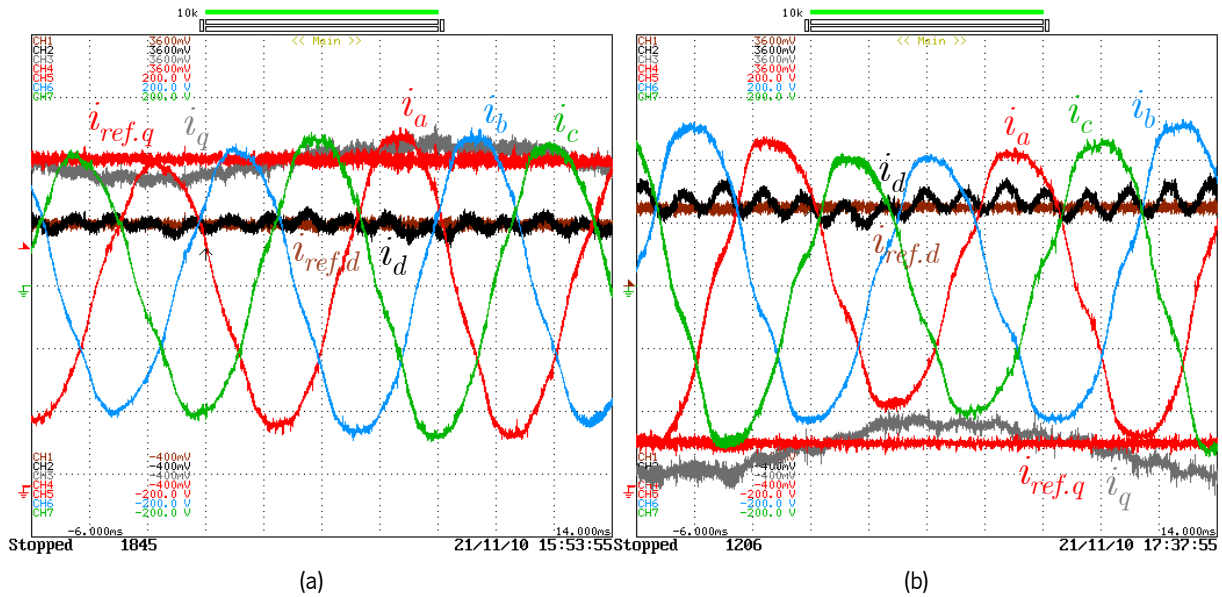


Figura 6.13 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo MTPA com velocidade de rotação de 1800 rpm e binário de 15 Nm com sentido de rotação: (a) Direto; (b) Inverso. Escala: 2 ms/div; 50 A/div.

### 6.4.3 Inversão do Sentido de Rotação

Ambos os resultados previamente apresentados mostram a operação da máquina elétrica nos dois sentidos de rotação em regime permanente para cada um dos casos, não mostrando, contudo, em regime transitório. Assim, a Figura 6.14 retrata a situação de inversão do sentido de rotação, estando inicialmente a máquina elétrica a rodar no sentido negativo, como se pode constatar pela variação descendente do ângulo  $\theta$  e pela sequência das correntes  $(a, c, b)$ , sendo posteriormente dada ordem ao sistema de controlo para inverter o sinal da corrente  $i_q$ . Pode constatar-se que esta passa rapidamente a positiva, fazendo abrandar a máquina, como se pode verificar pela variação mais lenta da posição angular do rotor, até atingir um ponto em que a variação se passa a dar no sentido oposto, aumentando a velocidade de rotação. Após este ponto pode verificar-se que a sequência das correntes passa a ser positiva  $(a, b, c)$  e a corrente  $i_q$  vai diminuindo até ser atingida nova saturação da tensão de referência  $v_q$ . Convém referir que este resultado foi obtido com um limite bastante reduzido para as tensões de referência  $v_d$  e  $v_q$  (utilizando um índice de modulação máximo de 0,2) de forma a efetuar a inversão do sentido de rotação a velocidades reduzidas, facilitando a sua visualização no osciloscópio e também de modo a limitar a subida da tensão no barramento CC, uma vez que, tratando-se de uma situação de travagem, a máquina elétrica opera como gerador.

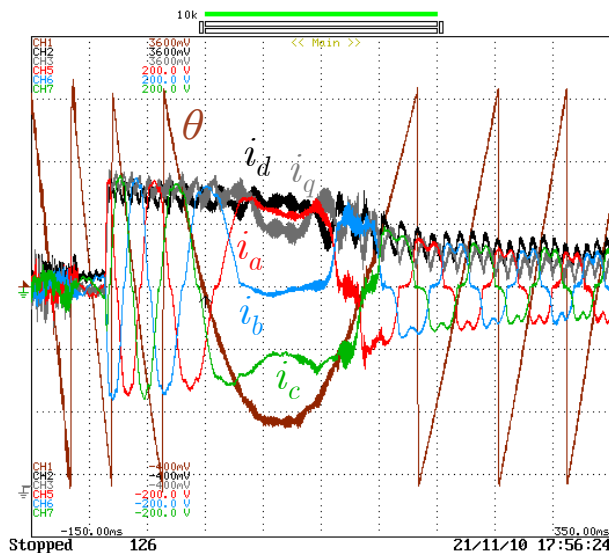


Figura 6.14 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo MTPA com inversão do sentido de rotação. Escala: 50 ms/div; 50 A/div.

#### 6.4.4 Travagem Regenerativa

Os resultados experimentais apresentados anteriormente em relação ao sistema de tração são referentes apenas à operação da máquina elétrica como motor ou, como no caso do resultado anterior, com uma passagem fugaz pela operação como gerador, a velocidades reduzidas. A operação como gerador é algo que deve ser tido em conta pelo sistema de tração, uma vez que a máquina elétrica devolve energia ao conversor de potência responsável pelo seu acionamento que, se não for corretamente gerida, pode resultar na sua danificação por tensão excessiva no barramento CC. Para tal deve ser utilizado o conversor CC-CC de interface às baterias, controlando a tensão do barramento CC de modo a impedir que tome valores excessivos. Como referido, para a obtenção dos resultados experimentais anteriormente apresentados é utilizada uma fonte de tensão CC no barramento CC, sendo apenas utilizado o conversor CA-CC conectado à máquina elétrica. Assim sendo, o procedimento expectável seria conectar a fonte de tensão CC nos terminais destinados às baterias, com o conversor CC-CC a controlar a tensão do barramento CC; porém, uma vez que as fontes de tensão CC utilizadas não permitem a absorção de energia, estas permanecem conectadas ao barramento CC partilhado pelos dois conversores, sendo o conversor CC-CC utilizado apenas quando é detetada uma tensão superior a um valor predeterminado, descarregando o excesso de energia num banco de resistências com valor de  $3,7 \Omega$  conectado aos terminais das baterias.

Posto isto, na Figura 6.15(a) encontra-se representado um resultado experimental de uma situação de desaceleração, i.e., após a máquina elétrica se encontrar à velocidade de rotação máxima permitida pela



tensão de referência  $v_q$  (dependente da tensão do barramento CC e do índice de modulação máximo), com o pedal de acelerador pressionado no máximo (correspondendo a uma corrente de referência  $i_q$  de 100 A, apesar de apenas ser possível obter correntes com 50 A de amplitude), este é largado de forma relativamente brusca, pelo que, devido ao momento de inércia do conjunto formado pela máquina e pelo travão elétrico, resulta imediatamente na operação da máquina elétrica como gerador. Constata-se que a tensão no barramento CC ( $v_{dc}$ ), que inicialmente se encontra ligeiramente abaixo do valor de 150 V, sofre um rápido aumento até cerca de 200 V, valor definido no sistema de controlo para entrada em operação do conversor CC-CC em situações de travagem regenerativa. Verifica-se que a tensão  $v_{dc}$  cessa de aumentar quando as correntes nas bobinas do conversor CC-CC ( $i_{Lbat1}$ ,  $i_{Lbat2}$ ,  $i_{Lbat3}$ ) deixam de ser nulas, sinalizando a operação deste conversor. A tensão  $v_{dc}$  permanece em torno do valor médio de 200 V até começar a diminuir, representando o regresso da operação da máquina elétrica como motor. O conversor CC-CC acaba por ser desativado quando a tensão  $v_{dc}$  atinge um limite inferior estabelecido, neste caso sendo de 170 V. A Figura 6.15(b) ilustra um outro exemplo de operação em situação de travagem regenerativa, desta feita uma inversão do sentido de rotação. Neste caso, uma vez que a energia envolvida é menor, o limite superior definido para a tensão  $v_{dc}$  é de 180 V. De referir que, à semelhança do resultado previamente obtido para inversão do sentido de rotação, neste resultado foram definidos limites mais baixos para as tensões de referência  $v_d$  e  $v_q$ , mas superiores àqueles utilizados no resultado anterior, como se pode constatar pela frequência mais elevada nas correntes  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ . É visível um aumento na tensão  $v_{dc}$  a partir do momento em que a corrente  $i_q$  toma o valor de -100 A, representando o pedido de inversão do sentido de rotação de positivo para negativo por parte do utilizador. Como esperado, quando é atingida uma tensão de cerca de 180 V, as correntes  $i_{Lbat1}$ ,  $i_{Lbat2}$ ,  $i_{Lbat3}$  deixam de ser nulas, evitando que a tensão  $v_{dc}$  ultrapasse o valor referido, voltando a ser nulas quando esta baixa de cerca de 150 V e a máquina volta a operar como motor. Apesar de estes resultados não envolverem a utilização de baterias, onde a energia devolvida pela máquina elétrica seria aproveitada de forma mais rentável, do ponto de vista da operação dos conversores de potência não existe qualquer diferença, sendo validada a operação de travagem regenerativa.

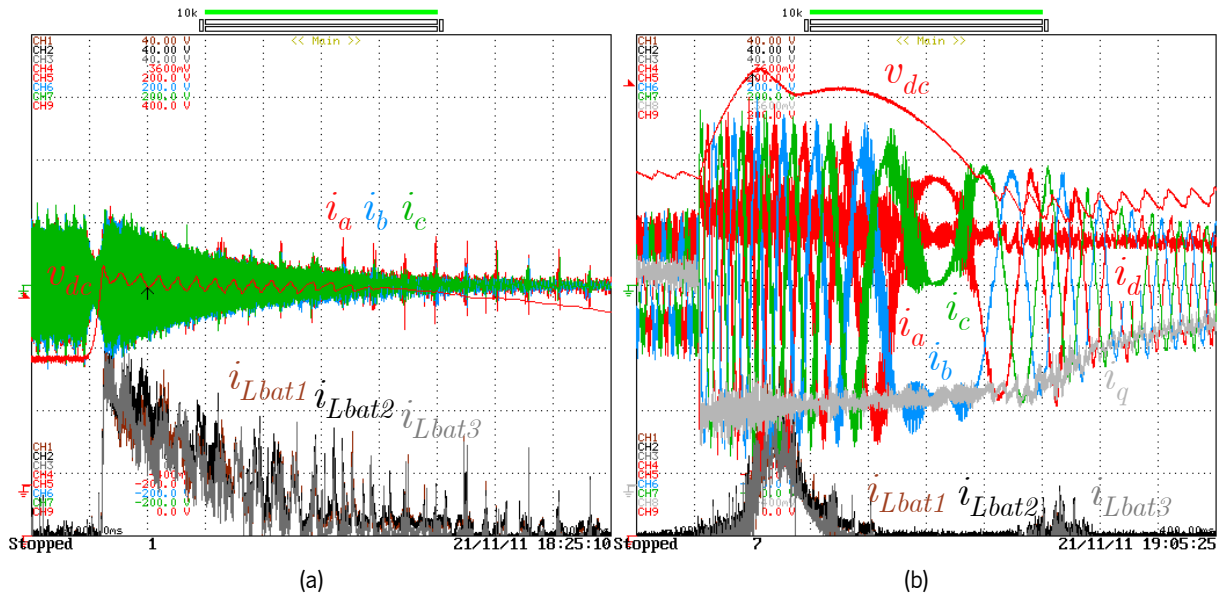


Figura 6.15 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo MTPA em situação de travagem regenerativa: (a) Desaceleração; (b) Inversão do Sentido de Rotação.

Escala: 50 ms/div;  $i_{abcdq}$  50 A/div,  $i_{Lbatx}$  5 A/div; (a)  $v_{dc}$  50 V/div; (b)  $v_{dc}$  25 V/div.

### 6.4.5 Controlo de Velocidade

Os resultados previamente apresentados relativamente ao sistema de tração pressupõem uma operação manual do VE por parte do utilizador, sendo controlado o binário aplicado à máquina indiretamente através da corrente de referência  $i_q$ . No entanto, é também possível aplicar um controlo de velocidade à máquina, operação que consiste no modo de controlo de velocidade de *cruise control* que equipa tanto VEs como VCIs. Assim, esta secção apresenta resultados experimentais obtidos com este tipo de controlo.

Para além das três correntes nos enrolamentos do estator ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ), nas figuras seguintes podem ser vistas a velocidade de rotação ( $n_m$ ) e o binário ( $T_m$ ) desenvolvidos pela máquina elétrica, ambas as grandezas sendo calculadas pelo sistema de controlo e externalizadas pelo DAC. A velocidade de rotação é calculada através da derivada da posição angular obtida pelo sensor de posição *resolver*, sendo posteriormente utilizada no algoritmo de controlo de velocidade. De modo a aferir a sua veracidade, a mesma é comparada com os valores medidos por um tacómetro e pelo sensor de velocidade presente na bancada de ensaios acoplada ao motor, confirmando-se a igualdade dos valores. Em relação ao binário, não existindo qualquer sensor capaz de o tornar visível no osciloscópio, o mesmo é calculado pelo microcontrolador através da equação (2.7) utilizando os valores calculados de  $i_d$  e  $i_q$  e os valores teóricos de  $\lambda_{pm}$ ,  $L_d$  e  $L_q$ , tendo como limitação o facto de não se considerar a saturação magnética e, por isso, existindo a possibilidade de os valores apresentados serem superiores aos reais. No entanto,

tal desvio será mais proeminente para valores de binário mais elevados, próximos do nominal, pelo que nos resultados apresentados pressupõe-se que o desvio não seja considerável. Tal como nos resultados experimentais anteriormente apresentados, a corrente de referência  $i_q$  é limitada a um valor máximo de 100 A. Os resultados experimentais presentes nesta secção foram obtidos utilizando uma fonte de tensão CC não-regulada de 400 V no barramento CC partilhado pelos dois conversores do sistema integrado.

Na Figura 6.16 pode ver-se um resultado experimental de uma situação de arranque, sendo a velocidade de referência de 1000 rpm. Constata-se que a velocidade aumenta linearmente numa primeira fase, uma vez que é aplicado binário com valor médio praticamente constante. É visível um *ripple* de binário mais proeminente no início devido à saturação da tensão de referência  $v_q$  que, por questões de segurança, é limitada a cerca de 50% do valor máximo possível tendo em conta o índice de modulação máximo e a tensão do barramento CC. Antes de estabilizar no valor de referência de 1000 rpm, verifica-se que  $n_m$  apresenta um *overshoot* de 100 rpm, tratando-se de um valor de 10% e que diz respeito a velocidades reduzidas em comparação com a nominal. Nesse momento,  $T_m$  reduz e acaba por estabilizar no valor necessário para manter a máquina na velocidade de referência, que, estando a operar sem carga, é bastante próximo de zero. A máquina demora pouco mais de 0,5 s desde o repouso até atingir a velocidade de 1000 rpm, sendo que este tempo poderia ser encurtado caso os limites das referências  $i_q$  e  $v_q$  fossem superiores. Verifica-se também que a amplitude das correntes  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  possui uma variação similar à de  $T_m$ , como seria expectável. De referir que, na escala de tempo utilizada, mesmo tendo sido aumentada a memória para o máximo permitido para o número de canais utilizados, o osciloscópio introduz ruído inexistente nas correntes, o que é particularmente visível quando a sua amplitude é reduzida.

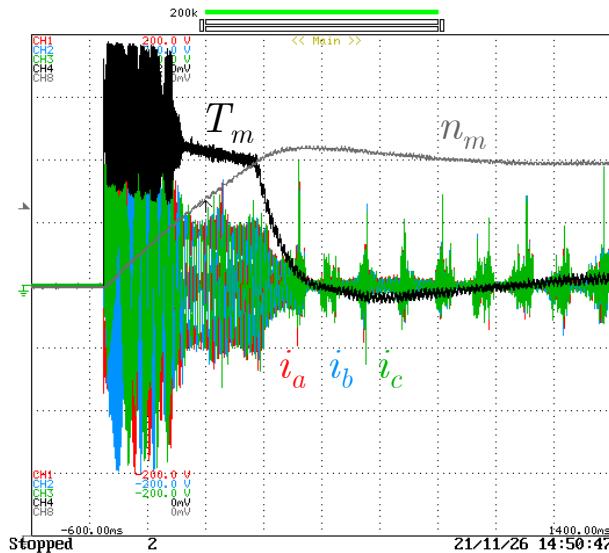


Figura 6.16 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo MTPA com controlo de velocidade para uma referência de 1 krpm em situação de arranque.

Escala: 200 ms/div; 50 A/div, 500 rpm/div, 5 Nm/div.

Na Figura 6.17 pode ver-se um resultado experimental ilustrando a variação da velocidade de referência com a máquina já em rotação a uma velocidade de 3000 rpm, estando na Figura 6.17(a) representada uma transição ascendente (para 6000 rpm) e na Figura 6.17(b) uma transição descendente (para 2000 rpm). No primeiro caso verifica-se que  $T_m$  toma valores positivos, provocando uma aceleração e fazendo com que a velocidade da máquina varie de 3000 rpm para 6000 rpm em pouco mais de 1 s, sendo atingido um valor médio máximo para  $T_m$  de cerca de 12 Nm e uma amplitude das correntes de cerca de 100 A. O *overshoot* em  $n_m$  é também visível neste resultado, também com um valor de cerca de 100 rpm mas que, para o valor de referência em questão, se traduz num *overshoot* percentual de apenas 1,7% (3,3% se se considerar apenas o intervalo de variação de  $n_m$ ). Em relação ao segundo caso, verifica-se que o valor de  $T_m$  aplicado à máquina é negativo (inicialmente de cerca de -10 Nm), o que origina uma travagem, fazendo  $n_m$  variar de 3000 rpm para 2000 rpm em pouco mais de 0,5 s. Neste caso ocorre um *undershoot* em  $n_m$  de cerca de 150 rpm, correspondendo a um valor percentual de 7,5% (ou 15% se se considerar o intervalo de variação de  $n_m$ ).

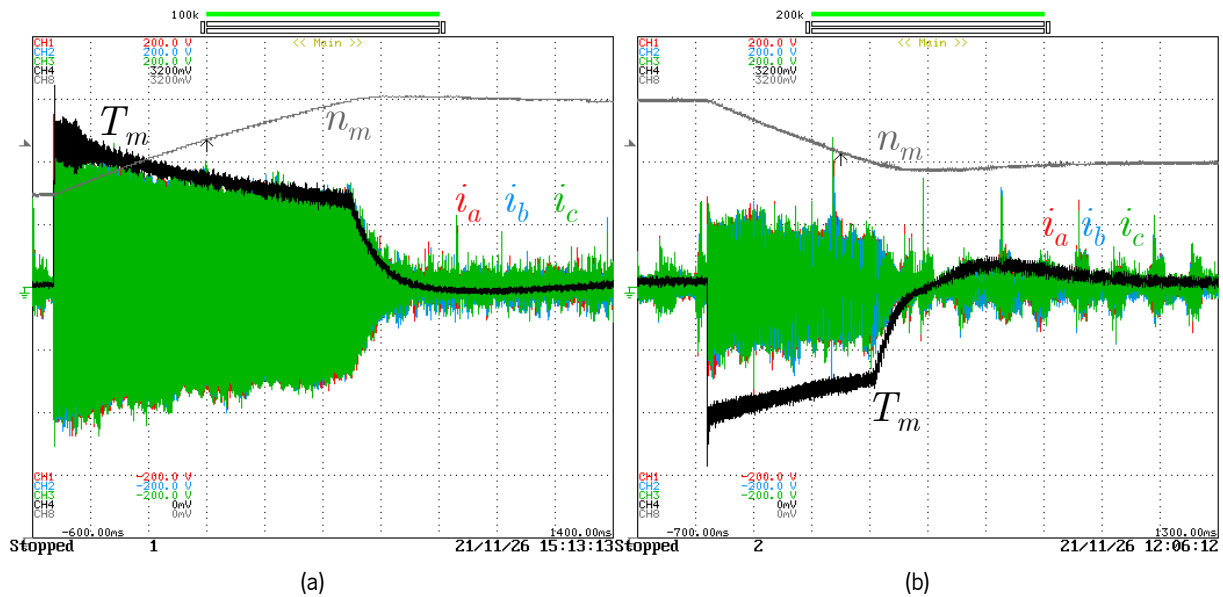


Figura 6.17 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo MTPA com controlo de velocidade para uma referência inicial de 3 krpm com variação: (a) Positiva (para 6 krpm); (b) Negativa (para 2 krpm).

Escala: 200 ms/div; 50 A/div, 5 Nm/div; (a) 2 krpm/div; (b) 1 krpm/div.

Para além de variações na velocidade de referência mantendo o sentido de rotação, é também possível variar ambos. A Figura 6.18 ilustra dois casos de inversão do sentido de rotação para o mesmo valor de  $n_m$  em módulo (1000 rpm), sendo esta na Figura 6.18(a) variada de 1000 rpm para -1000 rpm, ou seja, havendo uma inversão do sentido de rotação de positivo para negativo, e estando na Figura 6.18(b) representada a situação inversa. Uma vez que os valores envolvidos são os mesmos, pode verificar-se que as figuras são simétricas em relação ao eixo horizontal, sendo que tal simetria existe quer nas correntes  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ , quer em  $n_m$  quer em  $T_m$ . Em ambos os casos constata-se a aplicação de  $T_m$  com sinal contrário ao de  $n_m$  a fim de provocar uma travagem, sendo que a máquina elétrica opera como gerador até que  $n_m$  troque de sinal, momento no qual volta à operação como motor. É possível visualizar a troca de sequência das correntes  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  quando  $n_m$  cruza o valor zero. Assim, nas duas figuras é possível visualizar a operação da máquina elétrica nos quatro quadrantes possíveis. O *overshoot* em  $n_m$  é de cerca de 50 rpm em ambos os casos, traduzindo-se num valor percentual de 5% (ou 2,5% se se considerar o intervalo de variação de  $n_m$ ), e a inversão é efetuada em pouco mais de 1,5 s para ambos os casos.

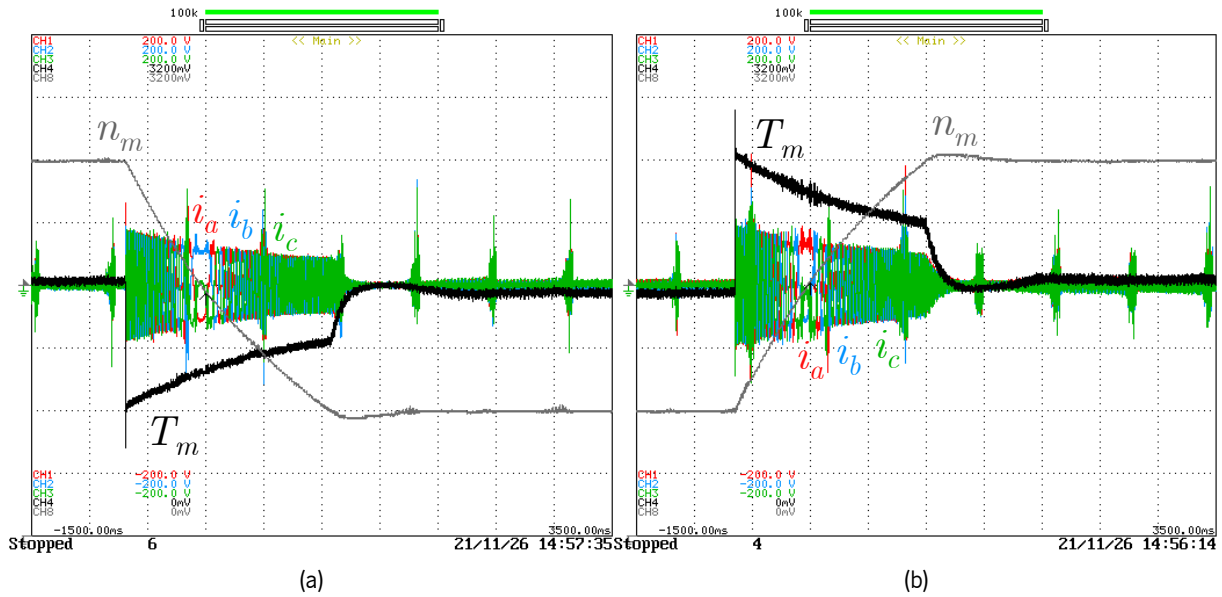


Figura 6.18 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo MTPA com controlo de velocidade para uma referência de 1 krpm em valor absoluto com variação no sentido de rotação: (a) Negativa; (b) Positiva.

Escala: 500 ms/div; 50 A/div, 500 rpm/div, 5 Nm/div.

Os resultados anteriormente apresentados para o controlo de velocidade têm em comum o facto de a máquina operar em vazio, pelo que o binário desenvolvido pela mesma tem apenas o intuito de provocar acelerações ou travagens, sendo praticamente nulo em regime permanente. Como tal, a Figura 6.19 apresenta um resultado experimental do controlo de velocidade perante a aplicação (Figura 6.19(a)) e remoção (Figura 6.19(b)) de carga sob a forma de degrau. Neste caso é utilizada uma velocidade de referência fixa de 3000 rpm, sendo a carga utilizada de 15 Nm. Na Figura 6.19(a) pode notar-se a redução de  $n_m$  quando a carga é aplicada, atingindo um valor mínimo de aproximadamente 2800 rpm (6,7% de desvio), momento em que o valor de  $T_m$  desenvolvido consegue vencer o binário da carga e fazer acelerar a máquina de volta para o valor de  $n_m$  pretendido. Como tal, em regime permanente, o valor de  $T_m$  é praticamente igual ao valor do binário da carga, como expectável, resultando em correntes  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  com amplitude de cerca de 70 A. De forma contrária, como se pode visualizar na Figura 6.19(b), a remoção de carga resulta numa pequena aceleração, uma vez que a máquina se encontra inicialmente a produzir o binário necessário para manter a carga a velocidade constante. Tal como no caso da aplicação de carga, o desvio máximo em  $n_m$  é de 200 rpm (6,7%). De referir que este desvio poderia ser minimizado utilizando limites mais elevados para as referências  $i_q$  e  $v_q$ , naturalmente, resultando em valores de  $T_m$  mais elevados e, conseqüentemente, em respostas transitórias mais rápidas.

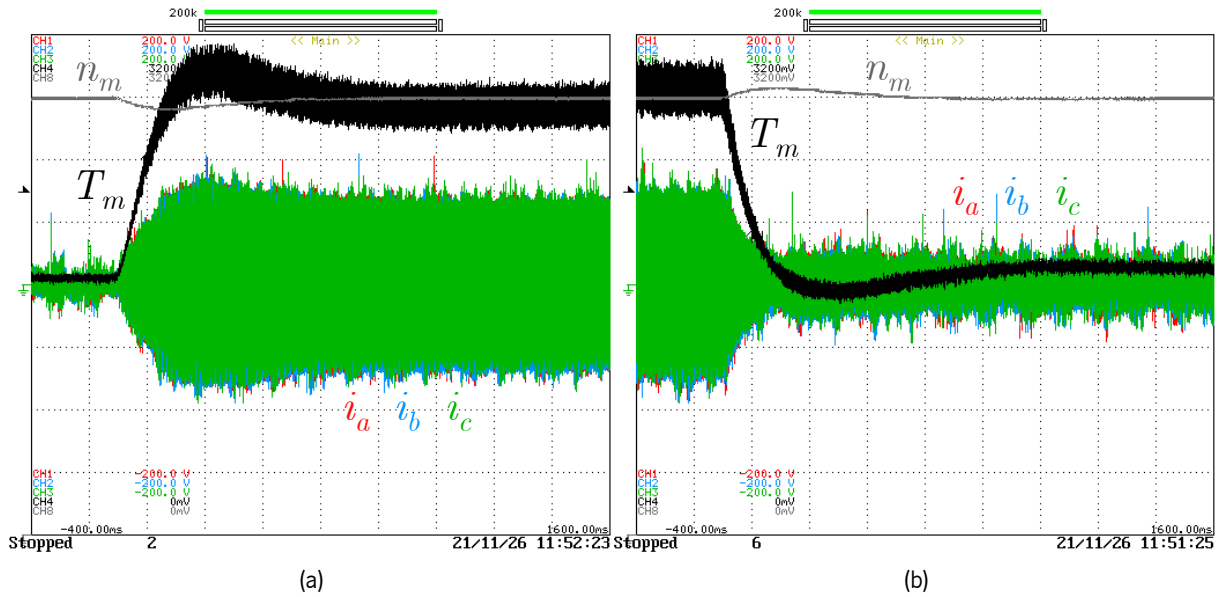


Figura 6.19 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo MTPA com controlo de velocidade para uma referência de 3 krpm com variação de carga em degrau: (a) Positivo (0 Nm – 15 Nm); (b) Negativo (15 Nm – 0 Nm). Escala: 200 ms/div; 50 A/div, 1 krpm/div, 5 Nm/div.

Na Figura 6.20 pode ver-se um resultado semelhante ao anterior mas utilizando um valor de  $n_m$  mais elevado, desta feita de 6000 rpm (metade do valor nominal da máquina elétrica). Também o valor de  $T_m$  é mais elevado que no caso anterior, sendo de 20 Nm (aproximadamente um terço do valor nominal da máquina elétrica). Ou seja, em termos de potência, neste resultado experimental é utilizado um sexto do valor nominal da máquina elétrica, i.e., 12,5 kW. Pode constatar-se que a resposta transitória nos dois casos é semelhante aos casos para 3000 rpm, desta feita o desvio máximo em  $n_m$  sendo de cerca de 300 rpm, dado  $T_m$  ser maior, mas correspondendo apenas a 5% do valor de referência para  $n_m$ . No caso da remoção de carga, o desvio máximo em  $n_m$  é até inferior a 200 rpm, ou seja, inferior a 3%. Em relação às correntes, verifica-se que a sua amplitude é de cerca de 30 A enquanto a carga não é inserida, atingindo uma amplitude máxima de aproximadamente 120 A de modo a provocar a aceleração da máquina após o acionamento da carga e estabilizando posteriormente em cerca de 110 A. Naturalmente, para o caso da remoção de carga verifica-se o oposto.

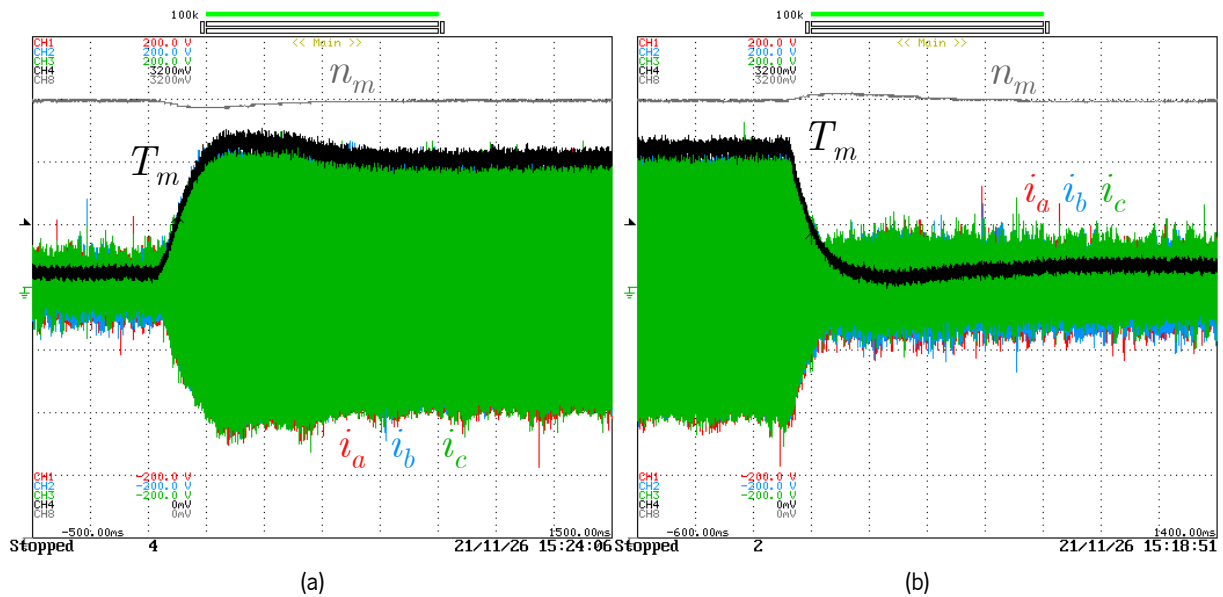


Figura 6.20 – Resultado experimental do sistema de tração a operar com a técnica de controlo MTPA com controlo de velocidade para uma referência de 6 krpm com variação de carga em degrau: (a) Positivo (0 Nm – 20 Nm); (b) Negativo (20 Nm – 0 Nm). Escala: 200 ms/div; 50 A/div, 2 krpm/div, 10 Nm/div.

## 6.5 Resultados Experimentais da Interface com Rede Elétrica CA Monofásica

Nesta secção são apresentados os resultados experimentais do sistema a operar conectado a uma rede elétrica CA monofásica, tendo sido utilizado um valor eficaz de 50 V para a tensão da mesma. Na Figura 6.21 encontra-se representado um resultado experimental apenas do conversor CA-CC no modo de operação G2V, correspondente ao carregamento das baterias do VE, para uma corrente de referência do lado da rede elétrica de 20 A de amplitude, podendo na Figura 6.21(a) ver-se a operação em regime permanente e na Figura 6.21(b) uma variação na amplitude da corrente de referência de 10 A para 20 A. Neste resultado foi conectada uma carga resistiva de 52  $\Omega$  no barramento CC de forma a emular a potência absorvida pelas baterias, permitindo absorver correntes de valor considerável à rede elétrica sem que a tensão no barramento CC atinja valores demasiado elevados. Na figura podem ser vistas a tensão da rede elétrica ( $v_g$ ), a corrente produzida ( $i_g$ ) e a respetiva referência ( $i_{ref}$ ), a tensão no barramento CC ( $v_{dc}$ ) e a corrente na carga resistiva ( $i_{dcl}$ ). Constata-se que a corrente  $i_{ref}$  se encontra sincronizada com a tensão  $v_g$ , sendo utilizado o sinal de saída do algoritmo de PLL para gerar a forma de onda da corrente  $i_{ref}$ , sendo este sinal posteriormente multiplicado por uma constante de forma a criar um sinal sinusoidal com uma amplitude definida. Pode visualizar-se que a corrente  $i_g$  acompanha a sua referência quer em regime permanente quer transitório, reagindo eficazmente à variação na sua amplitude que, como se pode constatar, ocorre num ângulo de fase de 90°, onde a transição ocorre de



forma mais abrupta. Em relação à tensão  $v_{dc}$ , pode constatar-se que possui um valor médio de cerca de 118 V quando a amplitude de  $i_g$  é 10 A, aumentando para 167 V quando a amplitude de  $i_g$  duplica. Em relação à corrente  $i_{dcl}$ , verifica-se um aumento de 2,3 A para 3,2 A (valor médio).

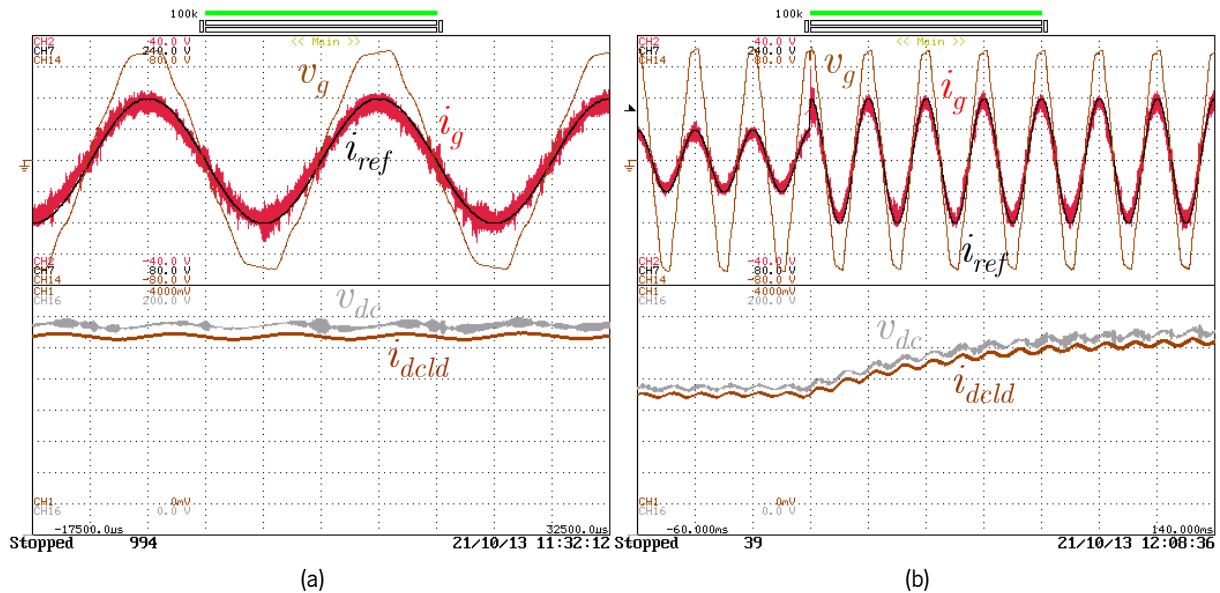


Figura 6.21 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA monofásica no modo de operação G2V (apenas conversor CA-CC) com corrente de 20 A de amplitude: (a) Regime permanente; (b) Regime transitório, com variação de 10 A para 20 A. Escala:  $v_g$  20 V/div,  $v_{dc}$  25 V/div,  $i_g$  10 A/div,  $i_{dcl}$  0,5 A/div; (a) 5 ms/div; (b) 20 ms/div.

Na Figura 6.22 pode ver-se um resultado experimental do modo de operação V2G, para tal sendo utilizada uma fonte de tensão CC de 168 V no barramento CC a fim de efetuar a injeção de energia na rede elétrica. À semelhança do resultado anterior relativamente ao modo de operação G2V, na Figura 6.22(a) pode ver-se a operação em regime permanente com uma corrente de referência de 20 A de amplitude, estando na Figura 6.22(b) ilustrada a variação da corrente de referência de 10 A para 20 A de amplitude. A principal diferença entre este resultado experimental e o anterior consiste na oposição de fase entre a tensão  $v_g$  e a corrente  $i_g$ , significando que a rede elétrica se encontra a absorver energia. Para tal, o sinal de saída do algoritmo de PLL utilizado para a definição da corrente de referência é invertido. Neste caso, a variação de amplitude da corrente de referência dá-se num ângulo de fase um pouco menor do que  $-90^\circ$ , próximo do pico negativo da corrente, sendo visível alguma oscilação na corrente produzida mas acompanhando a referência rapidamente.

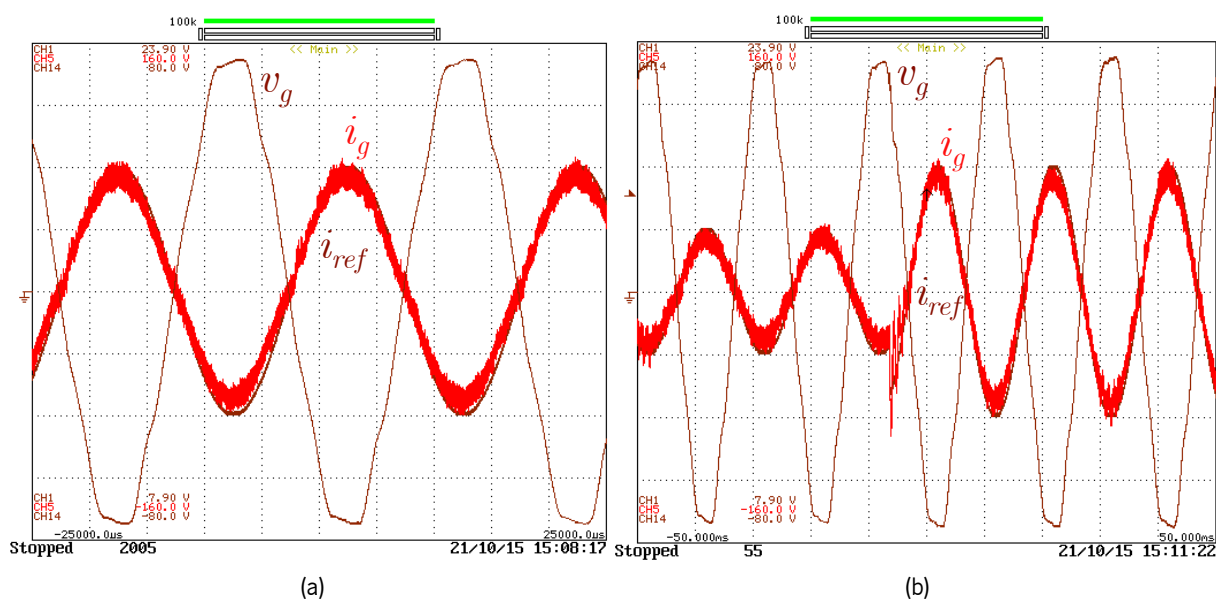


Figura 6.22 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA monofásica no modo de operação V2G (apenas conversor CA-CC) com corrente de 20 A de amplitude: (a) Regime permanente; (b) Regime transitório, com variação de 10 A para 20 A. Escala: 20 V/div, 10 A/div; (a) 5 ms/div; (b) 10 ms/div.

Os resultados apresentados anteriormente apenas envolvem a operação do conversor CA-CC, pelo que a amplitude da corrente do lado da rede elétrica é meramente arbitrada. De forma a operar com ambos os conversores em simultâneo, o conversor CA-CC deve controlar a tensão do barramento CC, para tal gerando uma amplitude de referência para a corrente do lado da rede elétrica de modo que a tensão  $v_{dc}$  adquira o valor pretendido, enquanto o conversor CC-CC opera com uma corrente de referência nas baterias de valor arbitrado. Neste caso, em vez de baterias foi utilizada uma carga resistiva de  $3,7 \Omega$ . Na Figura 6.23 pode ver-se um resultado experimental do início de operação do conversor CA-CC, controlando a tensão  $v_{dc}$  para um valor de 100 V, tensão esta que se inicia com cerca de 70 V, i.e., o valor máximo instantâneo da tensão da rede elétrica. Pode constatar-se que a tensão sobe progressivamente até estabilizar no valor de referência, sendo que, durante este processo, a corrente  $i_g$  é sinusoidal e encontra-se em fase com a tensão  $v_g$ . A amplitude de  $i_g$  é reduzida durante o processo pois a potência envolvida no conversor apenas é direcionada para o aumento da tensão nos condensadores do barramento CC, sendo de seguida praticamente nula. Pode também constatar-se através da forma de onda das correntes  $i_{Lbat1}$ ,  $i_{Lbat2}$ ,  $i_{Lbat3}$  que o conversor CC-CC se encontra desativado, sendo que o que se encontra visível na figura é apenas ruído sensorial.

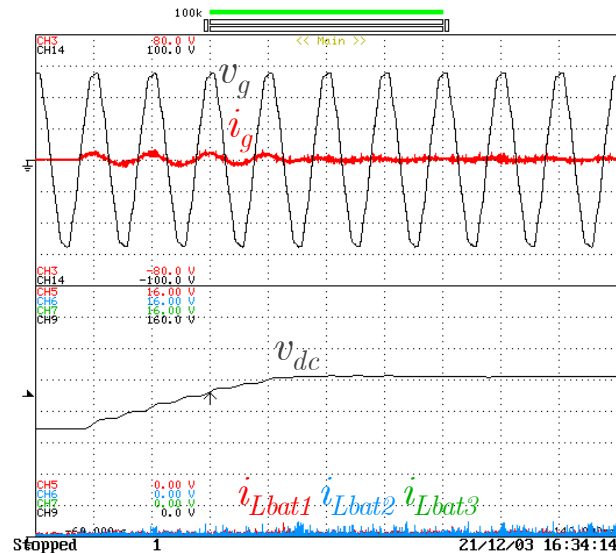


Figura 6.23 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA monofásica com controlo da tensão do barramento CC para 100 V. Escala: 20 ms/div;  $v_g$  25 V/div,  $v_{dc}$  20 V/div,  $i_g$  20 A/div,  $i_{Lbatx}$  2 A/div.

Após a tensão  $v_{dc}$  se encontrar estabilizada no valor de referência de 100 V é dado início à operação do conversor CC-CC em modo *buck* (correspondendo ao modo de operação G2V), podendo na Figura 6.24 ser vista a entrada (Figura 6.24(a)) e saída (Figura 6.24(b)) de funcionamento do mesmo para uma corrente de referência nas baterias de 15 A. Uma vez que a entrada em operação do conversor CC-CC corresponde a um aumento da potência requerida à rede elétrica, a tensão  $v_{dc}$  sofre um abaixamento momentâneo (atingindo um mínimo de cerca de 80 V), sendo seguidamente compensado pelo controlo do conversor CA-CC. Como tal, a corrente  $i_g$  passa a apresentar uma amplitude superior (cerca de 30 A em regime permanente), podendo visualizar-se a sua forma de onda sinusoidal e que se encontra em fase com a tensão  $v_g$ . Por outro lado, como se pode verificar na Figura 6.24(b), a remoção de carga provoca um aumento momentâneo da tensão  $v_{dc}$  (atingindo um valor máximo de cerca de 124 V), novamente verificando-se uma rápida compensação por parte do conversor CA-CC. Em relação às correntes  $i_{Lbat1}$ ,  $i_{Lbat2}$ ,  $i_{Lbat3}$ , verifica-se que possuem um valor médio próximo de 5 A, ou seja, um terço do valor de referência, como pretendido. Pode constatar-se em ambas as figuras que a amplitude da tensão  $v_g$  diminui ligeiramente (cerca de 5 V) quando o conversor CA-CC se encontra a absorver energia da rede elétrica, o que é causado pela impedância do transformador utilizado para obter a tensão  $v_g$  de 50 V de valor eficaz.

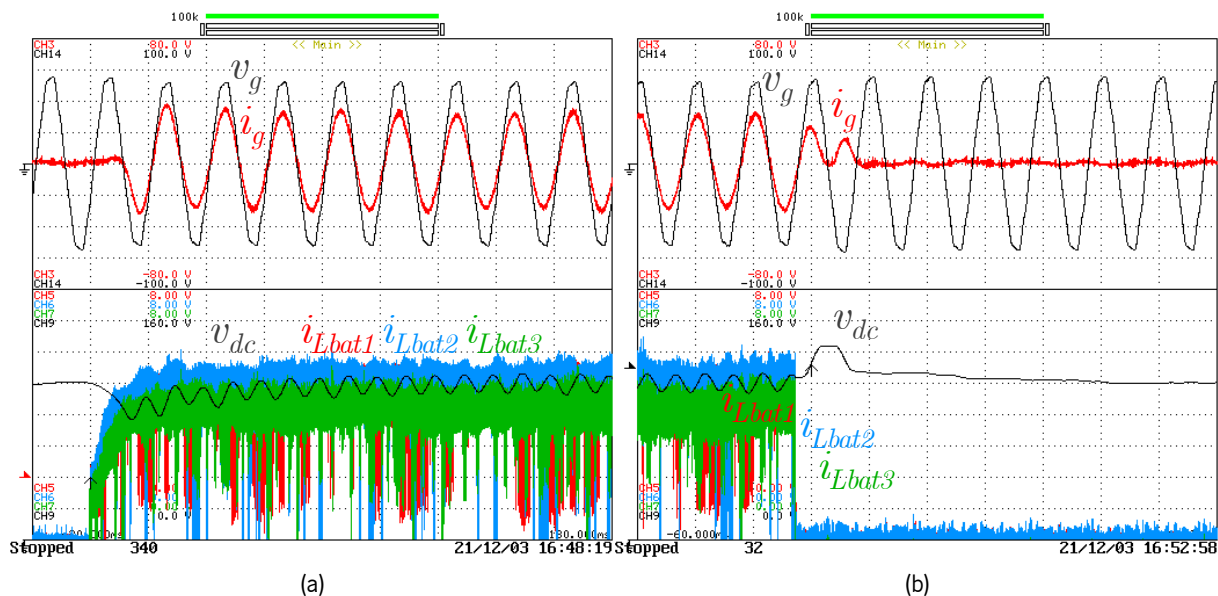


Figura 6.24 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA monofásica no modo de operação G2V (ambos os conversores em operação) com corrente nas baterias de 15 A durante: (a) Ativação; (b) Desativação.

Escala: 20 ms/div;  $v_g$  25 V/div,  $v_{dc}$  20 V/div,  $i_g$  20 A/div,  $i_{Lbatx}$  2 A/div.

Na Figura 6.25 pode ver-se um resultado análogo para o modo de operação V2G, sendo utilizada uma fonte de tensão CC não-regulada de 70 V no lugar das baterias ( $v_{bat}$ ). À semelhança do resultado anterior, inicialmente apenas o conversor CA-CC se encontra em operação, controlando a tensão  $v_{dc}$  para o valor de referência de 100 V. De seguida, como ilustrado na Figura 6.25(a), o conversor CC-CC entra em operação, desta feita em modo *boost*, com uma corrente de referência de igualmente 15 A (neste caso apresentando sinal negativo). Ao contrário do que se verifica no modo G2V, a entrada em operação do conversor CC-CC provoca um aumento momentâneo da tensão  $v_{dc}$ , uma vez que a energia proveniente da fonte de tensão CC é injetada no barramento CC. Esta subida momentânea da tensão  $v_{dc}$  é mais uma vez rapidamente compensada pelo conversor CA-CC, podendo constatar-se que, neste caso, a corrente  $i_g$  encontra-se em oposição de fase com a tensão  $v_g$ , significando a absorção de energia por parte da rede elétrica. De modo oposto, a desativação do conversor CC-CC provoca um abaixamento momentâneo da tensão  $v_{dc}$ , como se pode ver na Figura 6.25(b), invariavelmente compensado pelo conversor CA-CC. Contrariamente ao resultado anterior, pode constatar-se que a tensão  $v_g$  sofre um ligeiro aumento de amplitude (cerca de 4 V) quando o conversor CA-CC se encontra a fornecer energia à rede elétrica, consequência da impedância do transformador utilizado para se obter a tensão  $v_g$ . Verifica-se também a não-regulação da fonte de tensão CC através do *ripple* da tensão  $v_{bat}$ , que possui frequência de 300 Hz, i.e., seis vezes a frequência fundamental da tensão da rede elétrica, uma vez que as fontes de tensão CC utilizadas empregam um retificador trifásico, tendo sido colocado externamente um filtro capacitivo.

Para além disso, o próprio valor médio da tensão  $v_{bat}$  diminui de 80 V para cerca de 64 V quando é requerida energia às fontes de tensão CC.

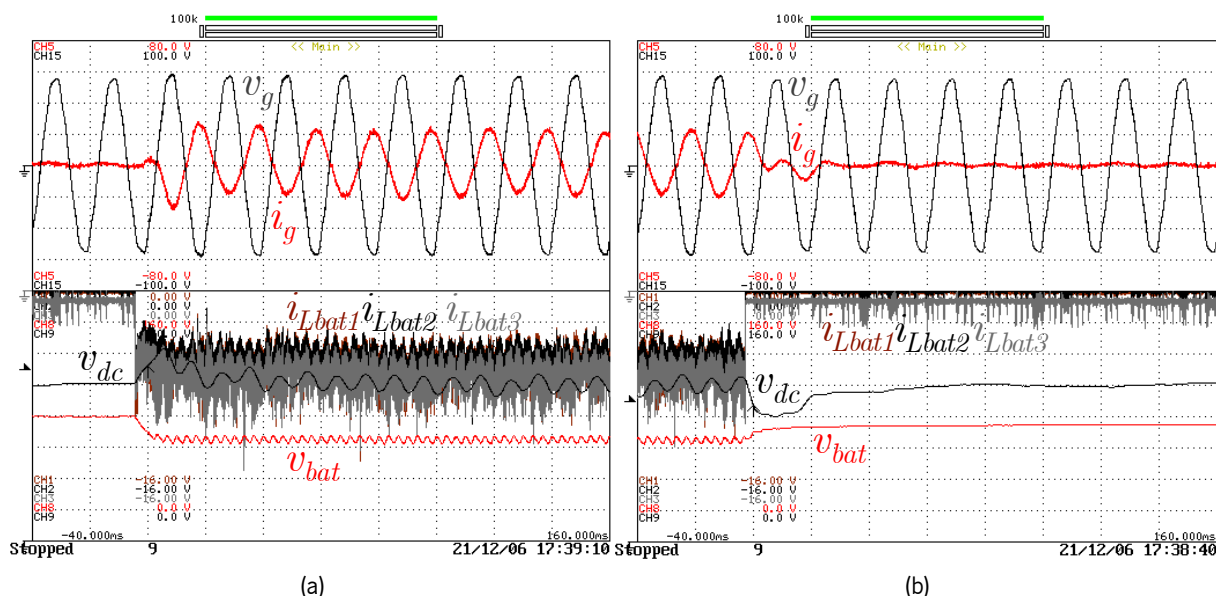


Figura 6.25 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA monofásica no modo de operação V2G (ambos os conversores em operação) com corrente nas baterias de 15 A durante: (a) Ativação; (b) Desativação.

Escala: 20 ms/div;  $v_g$  25 V/div,  $v_{dc}$  20 V/div,  $v_{bat}$  20 V/div,  $i_g$  20 A/div,  $i_{Lbatx}$  2 A/div.

## 6.6 Resultados Experimentais da Interface com Rede Elétrica CA Trifásica

Nesta secção são apresentados os resultados experimentais do sistema a operar conectado a uma rede elétrica CA trifásica, tendo sido utilizado um valor eficaz de 50 V para a tensão simples da mesma. Na Figura 6.26 encontra-se representado um resultado experimental do modo de operação G2V, correspondente ao carregamento das baterias do VE, para uma corrente de referência do lado da rede elétrica de 50 A de amplitude, podendo na Figura 6.26(a) ver-se a operação em regime permanente e na Figura 6.26(b) uma variação na amplitude da corrente de referência de 25 A para 50 A. Também neste resultado foi conectada uma carga resistiva de  $9 \Omega$  no barramento CC de forma a emular a potência absorvida pelas baterias, permitindo absorver correntes de valor considerável à rede elétrica sem que a tensão no barramento CC atinja valores demasiado elevados. Na figura podem ser vistas as tensões da rede elétrica ( $v_{ga}$ ,  $v_{gb}$ ,  $v_{gc}$ ), as correntes produzidas ( $i_{ga}$ ,  $i_{gb}$ ,  $i_{gc}$ ) e as respetivas referências ( $i_{ref,a}$ ,  $i_{ref,b}$ ,  $i_{ref,c}$ ), a tensão no barramento CC ( $v_{dc}$ ) e a corrente na carga resistiva ( $i_{dcl}$ ). Tal como no caso da interface do sistema com a rede elétrica CA monofásica, cada corrente  $i_{ref,x}$  encontra-se sincronizada com a respetiva tensão  $v_{gx}$ , sendo utilizados os sinais de saída do algoritmo de PLL para gerar a forma de onda das correntes de referência. Pode novamente visualizar-se que cada uma das

correntes  $i_{gx}$  acompanha a respetiva referência quer em regime permanente quer transitório, reagindo eficazmente à variação na sua amplitude que, como se pode constatar, ocorre num ângulo de fase de  $90^\circ$  no caso da fase  $c$ , onde a transição ocorre de forma mais abrupta, existindo razoável *overshoot* no caso desta. Em relação à tensão  $v_{dc}$ , pode constatar-se que possui um valor médio de cerca de 162 V quando a amplitude de  $i_g$  é 25 A, aumentando para 203 V quando a amplitude de  $i_g$  duplica. Em relação à corrente  $i_{dcl}$ , verifica-se um aumento de 18 A para 23 A (valor médio).

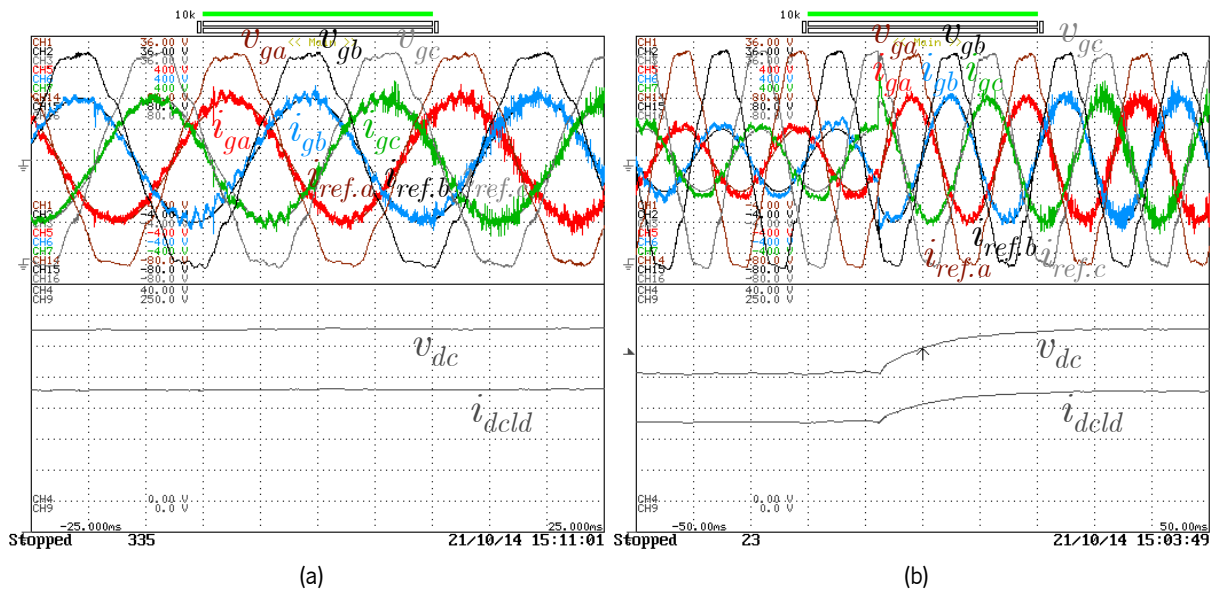


Figura 6.26 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA trifásica no modo de operação G2V (apenas conversor CA-CC) com corrente de 50 A de amplitude: (a) Regime permanente; (b) Regime transitório, com variação de 25 A para 50 A. Escala:  $v_{gx}$  20 V/div,  $v_{dc}$  31,25 V/div,  $i_g$  25 A/div,  $i_{dcl}$  5 A/div; (a) 5 ms/div; (b) 10 ms/div.

Na Figura 6.27 pode ver-se um resultado experimental do modo de operação V2G, para tal sendo utilizada uma fonte de tensão CC de 168 V no barramento CC a fim de efetuar a injeção de energia na rede elétrica. Neste caso, a tensão da rede elétrica teve de ser reduzida para um valor eficaz da tensão simples de 25 V para permitir a injeção de energia na mesma. Na Figura 6.27(a) pode ver-se a operação em regime permanente com uma corrente de referência de 30 A de amplitude, estando na Figura 6.27(b) ilustrada a variação da corrente de referência de 15 A para 30 A de amplitude. A principal diferença entre este resultado experimental e o anterior consiste na oposição de fase entre as tensões  $v_{gx}$  e as correntes  $i_{gx}$ , significando que a rede elétrica se encontra a absorver energia. Desta feita, a variação de amplitude da corrente de referência dá-se num ângulo de fase de  $90^\circ$  da fase  $a$ , no pico positivo da corrente, constatando-se que a corrente produzida reage rapidamente à variação na referência sem perturbações significativas.

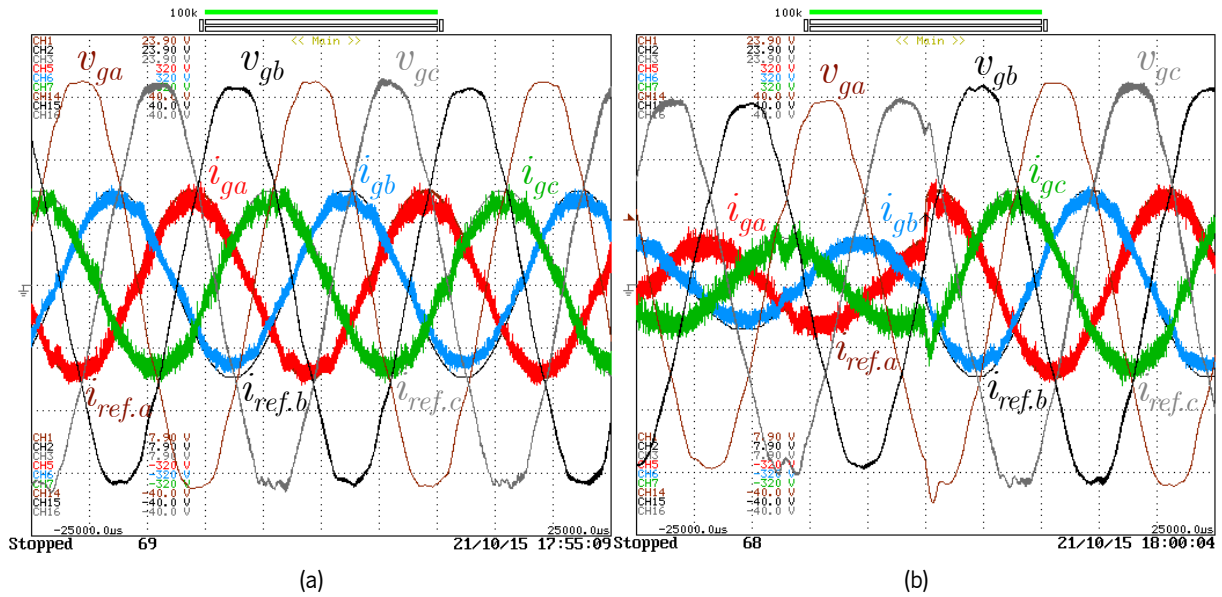


Figura 6.27 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA trifásica no modo de operação V2G (apenas conversor CA-CC) com corrente de 30 A de amplitude: (a) Regime permanente; (b) Regime transitório, com variação de 15 A para 30 A. Escala: 5 ms/div; 10 V/div, 20 A/div.

Tal como procedido em relação à interface com a rede elétrica CA monofásica, os resultados apresentados anteriormente nesta secção apenas envolvem a operação do conversor CA-CC, pelo que a amplitude da corrente do lado da rede elétrica é meramente arbitrada. De forma a operar com ambos os conversores em simultâneo, o conversor CA-CC deve controlar a tensão do barramento CC, para tal gerando uma amplitude de referência para a corrente do lado da rede elétrica, enquanto o conversor CC-CC opera com uma corrente de referência nas baterias de valor arbitrado. Tal como efetuado para a interface com a rede elétrica CA monofásica, em vez de baterias foi utilizada uma carga resistiva de  $3,7 \Omega$ . Na Figura 6.28 pode ver-se um resultado experimental do início de operação do conversor CA-CC, controlando a tensão  $v_{dc}$  para um valor de 200 V, tensão esta que se inicia em cerca de 128 V, i.e., o valor máximo instantâneo da tensão composta da rede elétrica. Pode constatar-se que a tensão sobe progressivamente até estabilizar no valor de referência, sendo que, durante este processo, as correntes  $i_{gx}$  são sinusoidais e encontram-se em fase com as respetivas tensões  $v_{gx}$ . A amplitude das correntes  $i_{gx}$  é reduzida durante o processo pois a potência envolvida no conversor apenas é direcionada para o aumento da tensão nos condensadores do barramento CC, sendo de seguida praticamente nula.

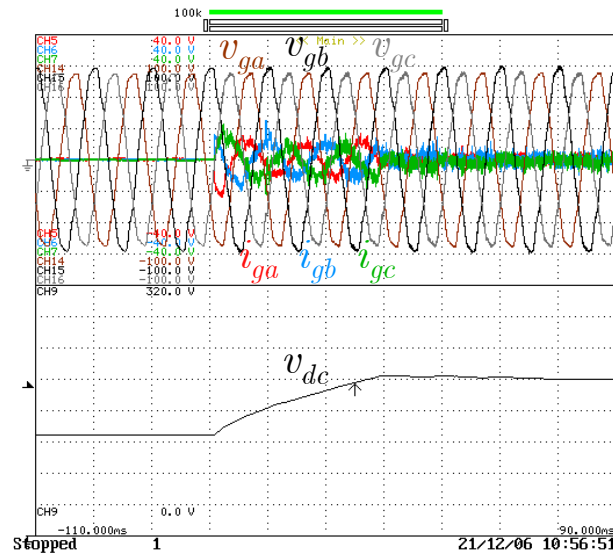


Figura 6.28 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA trifásica com controlo da tensão do barramento CC para 200 V. Escala: 20 ms/div;  $v_g$  25 V/div,  $v_{dc}$  40 V/div,  $i_g$  10 A/div.

Na Figura 6.29 pode ver-se a operação dos dois conversores após a tensão  $v_{dc}$  se encontrar estabilizada no valor de referência de 200 V, sendo dado início à operação do conversor CC-CC em modo *buck* (modo de operação G2V), podendo ser vista a entrada (Figura 6.29(a)) e saída (Figura 6.29(b)) de operação do mesmo para uma corrente de referência nas baterias de 45 A. Uma vez que a entrada em operação do conversor CC-CC corresponde a um aumento da potência requerida à rede elétrica, a tensão  $v_{dc}$  sofre um abaixamento momentâneo (atingindo um mínimo de cerca de 164 V), sendo seguidamente compensado pelo controlo do conversor CA-CC. Como tal, as correntes  $i_{gx}$  passam a apresentar uma amplitude superior (cerca de 75 A em regime permanente), podendo visualizar-se a sua forma de onda sinusoidal e que se encontram em fase com as tensões  $v_{gx}$  respetivas. Como se pode verificar na Figura 6.29(b), de modo oposto, a remoção de carga provoca um aumento momentâneo da tensão  $v_{dc}$ , verificando-se um valor máximo de aproximadamente 256 V que é seguidamente compensado pelo conversor CA-CC. Em relação às correntes  $i_{Lbat1}$ ,  $i_{Lbat2}$ ,  $i_{Lbat3}$ , verifica-se que possuem um valor médio próximo de 15 A, ou seja, um terço do valor de referência, como pretendido. Pode constatar-se em ambas as figuras que a amplitude das tensões  $v_{gx}$  diminui ligeiramente (cerca de 5 V) quando o conversor CA-CC se encontra a absorver energia da rede elétrica, o que é causado pela impedância dos transformadores utilizados para obter as tensões  $v_{gx}$  de 50 V de valor eficaz. Também se verifica que as tensões  $v_{gx}$  se encontram desequilibradas apesar de serem três utilizados três transformadores monofásicos iguais, pelo que o desequilíbrio pode ser proveniente das tensões de 400 V (tensão composta) do lado primário.



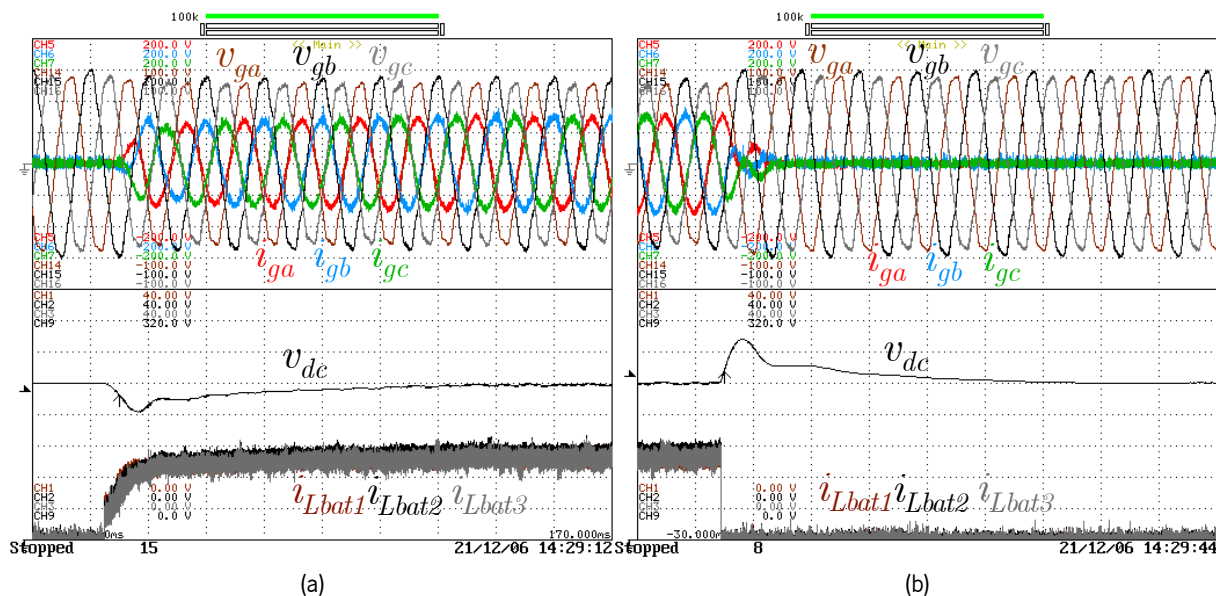


Figura 6.29 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA trifásica no modo de operação G2V (ambos os conversores em operação) com corrente nas baterias de 45 A durante: (a) Ativação; (b) Desativação.

Escala: 20 ms/div,  $v_g$  25 V/div,  $v_{dc}$  40 V/div,  $i_g$  50 A/div,  $i_{Lbatx}$  5 A/div.

Na Figura 6.30 encontra-se um resultado experimental no modo de operação V2G, sendo utilizada uma fonte de tensão CC não-regulada de 168 V no lugar das baterias ( $v_{bat}$ ). À semelhança do resultado anterior, inicialmente apenas o conversor CA-CC se encontra em operação, controlando a tensão  $v_{dc}$  para o valor de referência de 200 V. De seguida, como ilustrado na Figura 6.30(a), o conversor CC-CC entra em operação, desta feita em modo *boost*, com uma corrente de referência de 30 A (neste caso apresentando sinal negativo). Ao contrário do que se verifica no modo G2V, a entrada em operação do conversor CC-CC provoca um aumento momentâneo da tensão  $v_{dc}$ , uma vez que a energia proveniente da fonte de tensão CC é injetada no barramento CC. Esta subida momentânea da tensão  $v_{dc}$  é mais uma vez rapidamente compensada pelo conversor CA-CC, podendo constatar-se que, neste caso, as correntes  $i_{gx}$  encontram-se em oposição de fase com as respetivas tensões  $v_{gx}$ , comprovando que a rede elétrica se encontra a absorver energia. Por outro lado, a desativação do conversor CC-CC provoca um abaixamento momentâneo da tensão  $v_{dc}$ , como se pode ver na Figura 6.30(b), novamente compensado rapidamente pelo conversor CA-CC. Contrariamente ao resultado anterior, pode constatar-se que as tensões  $v_{gx}$  sofrem um ligeiro aumento de amplitude (cerca de 5 V) quando o conversor CA-CC se encontra a fornecer energia à rede elétrica, consequência da impedância dos transformadores utilizados para se obter as tensões  $v_{gx}$ , verificando-se novamente o desequilíbrio nas mesmas. De referir que as fontes de tensão CC de 168 V, que são compostas por doze fontes de tensão CC de 14 V, se encontram parcialmente danificadas, como se pode constatar através da forma de onda de  $v_{bat}$ , uma vez que não

só apresentam *ripple* de 300 Hz mas também de 50 Hz, provocando também oscilação nas correntes  $i_{Lbatx}$  e na tensão  $v_{dc}$ .

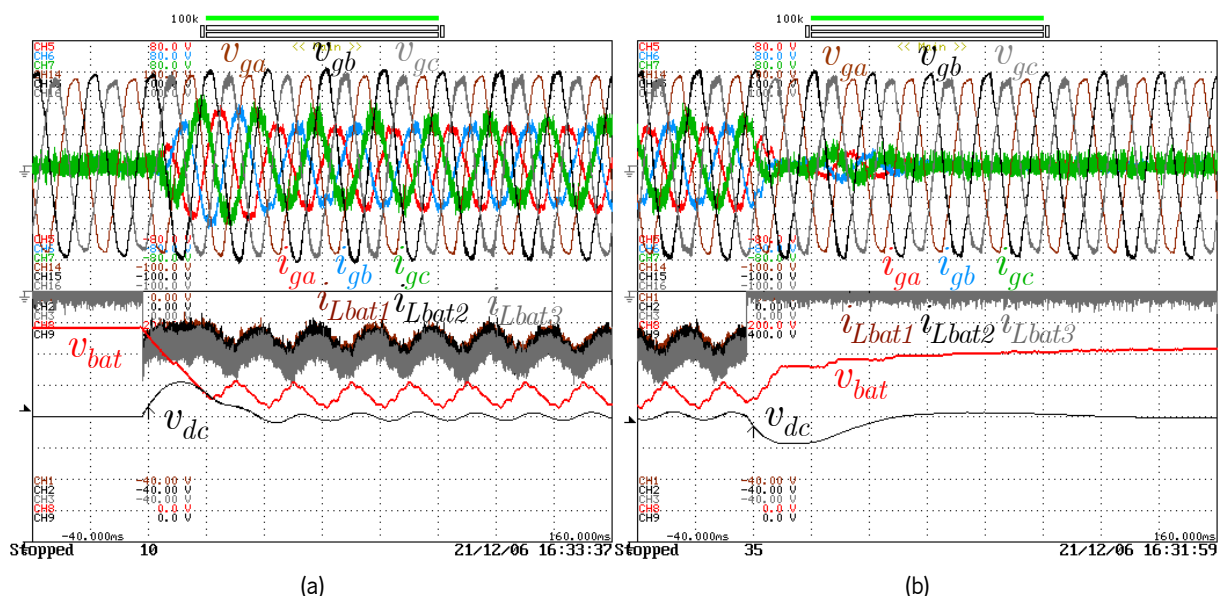


Figura 6.30 – Resultado experimental da interface com a rede elétrica CA monofásica no modo de operação V2G (ambos os conversores em operação) com corrente nas baterias de 15 A durante: (a) Ativação; (b) Desativação.

Escala: 20 ms/div;  $v_g$  25 V/div,  $v_{dc}$  50 V/div,  $v_{bat}$  25 V/div,  $i_g$  20 A/div,  $i_{Lbatx}$  5 A/div.

## 6.7 Resultados Experimentais da Interface com Rede Elétrica CC

Nesta secção são apresentados os resultados experimentais do sistema a operar conectado a uma rede elétrica CC, tendo sido utilizado um valor médio de 70 V para a tensão da mesma. Uma vez que o sistema integrado proposto permite a operação com redes elétricas CC de tensão superior ou inferior à das baterias, e uma vez que nos resultados experimentais não foram utilizadas baterias mas sim cargas resistivas, manteve-se a tensão da rede elétrica CC constante (sendo utilizada uma fonte de tensão CC não-regulada) e variou-se a tensão na carga de modo a emular as duas situações. Na Figura 6.31 encontra-se representado um resultado experimental do modo de operação G2V com uma rede elétrica CC de 70 V, estando na Figura 6.31(a) ilustrada a situação em que a tensão nas baterias é inferior à da rede elétrica e na Figura 6.31(b) o caso oposto. A carga resistiva utilizada é de aproximadamente  $3,7 \Omega$ , sendo no primeiro caso definida uma corrente de referência de 10 A para as baterias e no segundo caso de 30 A. Na figura podem ser vistas a tensão da rede elétrica CC ( $v_g$ ), as correntes em cada uma das bobinas do conversor que efetua a interface à rede elétrica ( $i_{Lg1}$ ,  $i_{Lg2}$ ,  $i_{Lg3}$ ), a tensão no barramento CC partilhado por ambos os conversores ( $v_{dc}$ ), as correntes em cada uma das bobinas do conversor que efetua a interface às baterias ( $i_{Lbat1}$ ,  $i_{Lbat2}$ ,  $i_{Lbat3}$ ) e a corrente ( $i_{bat}$ ) e tensão ( $v_{bat}$ ) resultantes. Neste resultado experimental, o conversor de interface às baterias é controlado por corrente, operando em

modo *buck*, pelo que o conversor de interface à rede elétrica é controlado por tensão (em modo *boost*), efetuando a mesma abordagem apresentada em simulação em relação a controlar a tensão  $v_{dc}$  de forma dinâmica a fim de anular o *ripple* da corrente  $i_{bat}$ . Como se pode visualizar em ambos os casos, o *ripple* nesta corrente é praticamente inexistente, uma vez que a tensão  $v_{dc}$  é controlada para cerca de 123 V no primeiro caso (com  $v_{bat}$  aproximadamente igual a 39 V) e para 148 V no segundo caso (com  $v_{bat}$  aproximadamente igual a 110 V), correspondendo a valores de *duty cycle* de 33% e 66%, respetivamente, para o conversor de interface às baterias. Neste resultado, o valor de referência para a tensão  $v_{dc}$  é atribuído manualmente de forma a anular o *ripple* da corrente  $i_{bat}$ , podendo verificar-se que os valores de *duty cycle* não correspondem exatamente aos rácios expectáveis entre as tensões  $v_{bat}$  e  $v_{dc}$ . De referir que as tensões apresentadas neste resultado experimental ( $v_g$ ,  $v_{bat}$  e  $v_{dc}$ ) são medidas recorrendo a canais do osciloscópio com largura de banda inferior à dos restantes, motivo pelo qual são visíveis degraus nas formas de onda destas tensões, como se pode verificar na tensão  $v_g$ , por exemplo. É também visível a não-regulação das fontes de tensão CC, verificando-se que a tensão  $v_g$  cai de cerca de 68 V para 51 V perante um aumento da corrente  $i_{bat}$  de 10 A para 30 A.

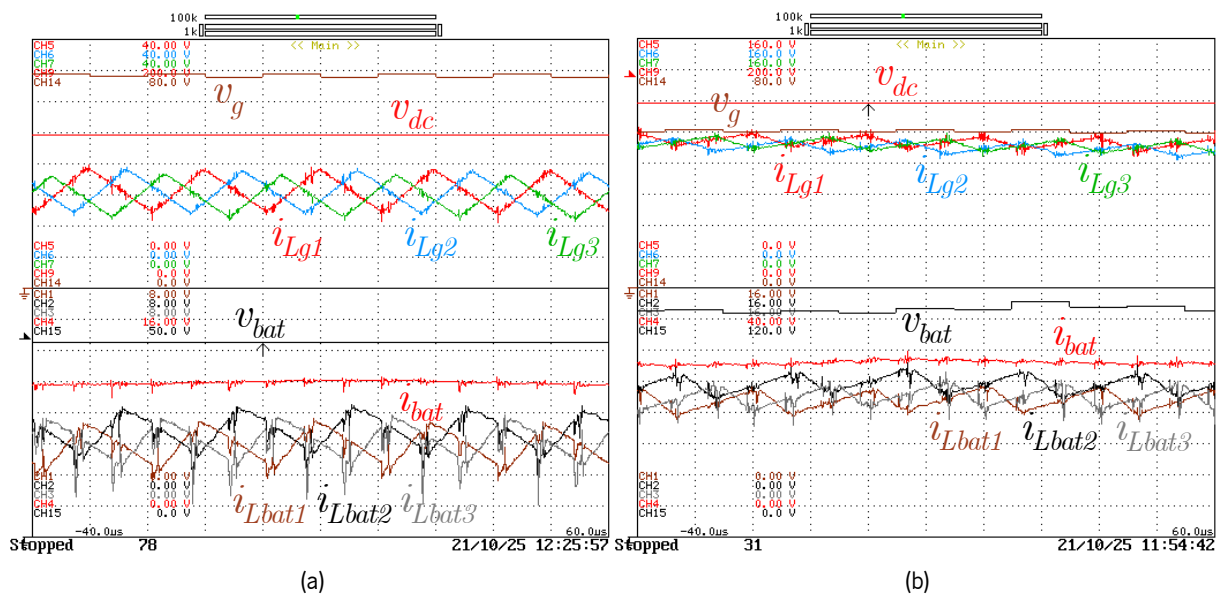


Figura 6.31 – Resultado experimental da interface com uma rede elétrica CC no modo de operação G2V em regime permanente com corrente nas baterias de: (a) 10 A (resultando em  $v_{bat} < v_g$ ); (b) 30 A (resultando em  $v_{bat} > v_g$ ).

Escala: 10  $\mu$ s/div;  $v_g$  10 V/div,  $v_{dc}$  25 V/div; (a)  $v_{bat}$  6,25 V/div,  $i_{Lgx}$  1,25 A/div,  $i_{Lbatx}$  1 A/div,  $i_{bat}$  2 A/div; (b)  $v_{bat}$  15 V/div,  $i_{Lgx}$  5 A/div,  $i_{Lbatx}$  2 A/div,  $i_{bat}$  5 A/div.

De modo a validar a operação do controlo adaptativo da tensão  $v_{dc}$ , a Figura 6.32 ilustra a transição entre ambas as situações apresentadas na figura anterior, i.e., com a corrente  $i_{bat}$  a variar de 10 A para 30 A, sendo que na Figura 6.32(a) é utilizado um valor de referência fixo de 150 V para a tensão  $v_{dc}$  e na Figura 6.32(b) é utilizada a abordagem adaptativa. Em relação ao controlo com referência fixa, pode

ver-se que este reage rapidamente à variação na corrente requerida às baterias, sendo que a tendência seria a tensão  $v_{dc}$  diminuir perante o aumento da corrente  $i_{bat}$ , verificando-se, contudo, que aumenta ligeiramente (menos de 5 V em 150 V) numa fase inicial. Tal verifica-se devido à utilização da parcela *feedforward* baseada na potência requerida às baterias no controlo da tensão  $v_{dc}$ , pelo que esta tensão estabiliza depois de a corrente  $i_{bat}$  também estabilizar no novo valor. Relativamente ao controlo com referência adaptativa, pode constatar-se que a forma de onda da tensão  $v_{dc}$  acompanha a forma de onda da tensão  $v_{bat}$  (e da corrente  $i_{bat}$ , dado a carga ser resistiva), verificando-se a dependência da primeira tensão em relação à segunda. Também se pode constatar que o *ripple* na corrente  $i_{bat}$  é inferior neste caso em relação ao anterior, como pretendido, apesar de não ser anulado completamente devido à discrepância anteriormente referida entre os rácios das tensões  $v_{bat}$  e  $v_{dc}$  e os valores expectáveis para anular o *ripple* da corrente. Convém também salientar o facto de a tensão  $v_g$ , proveniente de uma fonte de tensão CC, ser obtida por intermédio de um retificador trifásico com filtro capacitivo sem qualquer regulação, motivo pelo qual apresenta o *ripple* de 300 Hz visível na figura.

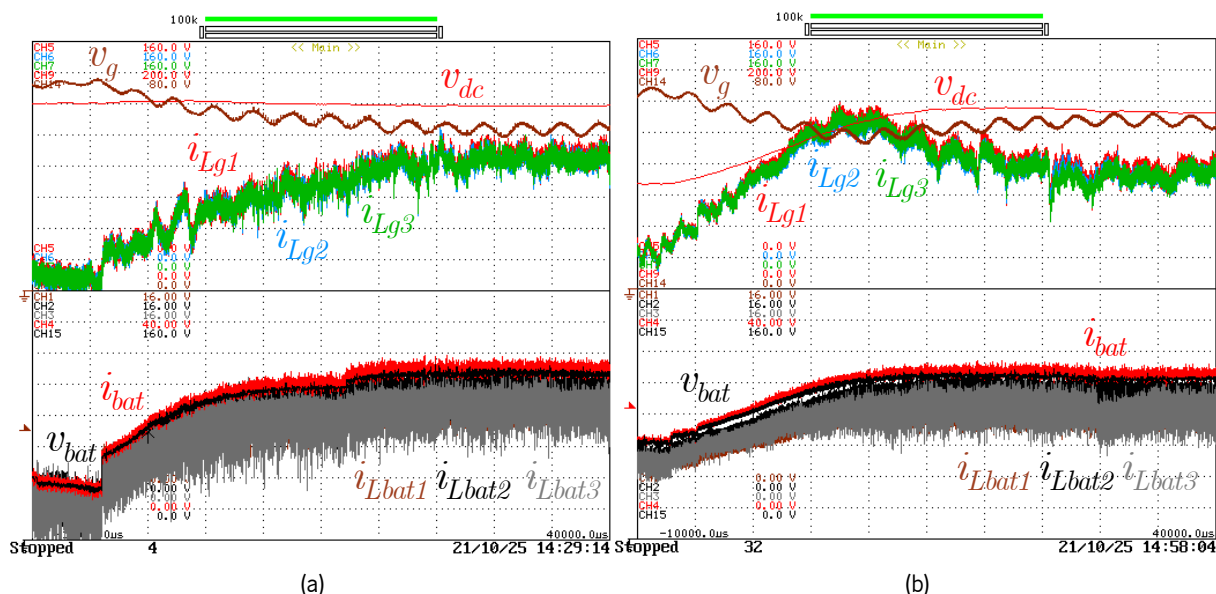


Figura 6.32 – Resultado experimental da interface com uma rede elétrica CC no modo de operação G2V em regime transitório com variação na corrente nas baterias de 10 A (resultando em  $v_{bat} < v_g$ ) para 30 A (resultando em  $v_{bat} > v_g$ ):

(a) Sem controlo adaptativo da tensão  $v_{dc}$ ; (b) Com controlo adaptativo da tensão  $v_{dc}$ .

Escala: 5 ms/div;  $v_g$  10 V/div,  $v_{dc}$  25 V/div,  $v_{bat}$  20 V/div,  $i_{Lgx}$  5 A/div,  $i_{Lbatx}$  2 A/div,  $i_{bat}$  5 A/div.

Na Figura 6.33 encontra-se representado um resultado experimental do modo de operação V2G, neste caso sendo utilizada uma fonte de tensão CC de 70 V nas baterias e uma carga resistiva de 3,7  $\Omega$  no lugar da rede elétrica CC, i.e., o oposto da situação anteriormente apresentada. Mais uma vez podem ser vistas duas situações possíveis, sendo que na Figura 6.33(a) é utilizada uma corrente na rede elétrica de 15 A (resultando em  $v_g < v_{bat}$ ) e na Figura 6.33(b) uma corrente de 30 A (resultando em  $v_g > v_{bat}$ ).

Ao contrário do caso anterior, o conversor de interface às baterias é controlado por tensão (em modo *boost*), controlando a tensão  $v_{dc}$  de forma dinâmica, ao passo que o conversor de interface à rede elétrica é controlado por corrente (em modo *buck*), produzindo a corrente  $i_g$  de acordo com a sua referência. Esta corrente não se encontra visível nos resultados, mas o seu valor médio pode ser comprovado através das correntes  $i_{Lg1}$ ,  $i_{Lg2}$ ,  $i_{Lg3}$ , sendo próximo de -5 A no primeiro caso e próximo de -10 A no segundo. Deve ser referido que, devido à troca no modo de operação de cada conversor, todas as correntes passam a ser negativas. Mais uma vez verifica-se que o *ripple* na corrente  $i_{bat}$  é anulado através da estratégia adaptativa para o controlo da tensão  $v_{dc}$ , uma vez que a única restrição para esta tensão é que seja superior quer a  $v_{bat}$  quer a  $v_g$ . No primeiro caso tem-se um valor médio de aproximadamente 100 V para  $v_{dc}$ , sendo  $v_{bat}$  cerca de 65 V, o que resulta num *duty cycle* próximo de 33% para o conversor de interface às baterias, e a tensão  $v_g$  é de aproximadamente 52 V. Em relação à corrente  $i_{bat}$ , esta toma um valor médio de cerca de -15 A. Os valores referidos resultam em potências de 975 W na entrada (baterias) e 731 W na saída (rede elétrica), resultando num rendimento de apenas 75%, o que é expectável para potências reduzidas. No segundo caso,  $v_{bat}$  baixa para cerca de 52 V devido à não-regulação das fontes de tensão CC, sendo a tensão  $v_g$  resultante de 108 V. Deste modo, a tensão  $v_{dc}$  toma o valor de 150 V, não podendo ser apenas 1,5 vezes superior à tensão  $v_{bat}$  (i.e., 78 V) por ser inferior à tensão  $v_g$ , sendo por isso utilizado o triplo do seu valor e fazendo com que o conversor de interface às baterias opere com um *duty cycle* próximo de 67%. Em relação à corrente  $i_{bat}$ , o seu valor médio é de cerca de -61 A. As potências resultantes são de 3,172 kW para a entrada e 2,916 kW para a saída, resultando num rendimento de 92%. Constata-se que as diferenças entre a potência de entrada e de saída, i.e., as perdas, são bastante similares em ambos os casos, sendo de 244 W no primeiro e de 256 W no segundo, o que justifica o baixo rendimento obtido para o primeiro caso.

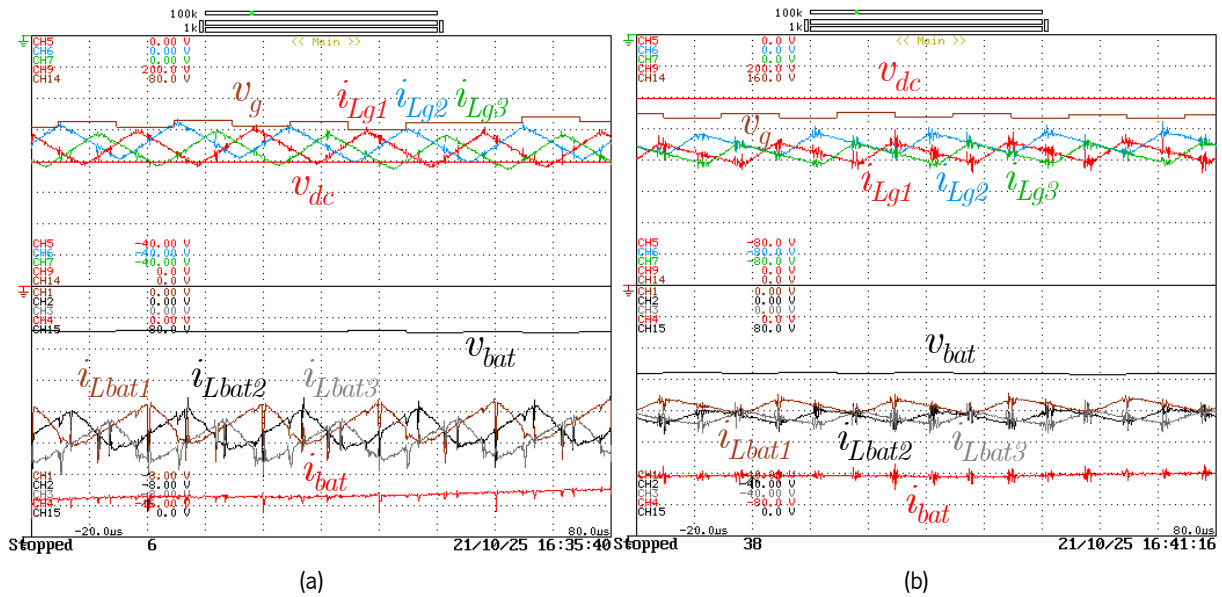


Figura 6.33 – Resultado experimental da interface com uma rede elétrica CC no modo de operação V2G em regime permanente com corrente na rede elétrica CC de: (a) 15 A (resultando em  $v_g < v_{bat}$ ); (b) 30 A (resultando em  $v_g > v_{bat}$ ).

Escala: 10  $\mu$ s/div;  $v_{bat}$  10 V/div,  $v_{dc}$  25 V/div; (a)  $v_g$  10 V/div,  $i_{Lgx}$  1,25 A/div,  $i_{Lbatx}$  1 A/div,  $i_{bat}$  2 A/div;

(b)  $v_g$  20 V/div,  $i_{Lgx}$  2,5 A/div,  $i_{Lbatx}$  5 A/div,  $i_{bat}$  10 A/div.

Na Figura 6.34 pode ver-se um resultado experimental do modo de operação V2G em regime transitório, sendo variada a corrente de referência da rede elétrica CC de 20 A para 30 A. Para além da resposta transitória quer das correntes do lado da rede elétrica ( $i_{Lg1}$ ,  $i_{Lg2}$ ,  $i_{Lg3}$ ) quer das correntes do lado das baterias ( $i_{Lbat1}$ ,  $i_{Lbat2}$ ,  $i_{Lbat3}$ ), este resultado mostra também a resposta transitória do controlo adaptativo da tensão  $v_{dc}$ , neste caso sendo efetuado em função da tensão  $v_g$  e não  $v_{bat}$  devido ao ripple de 300 Hz presente na última (consequente das fontes de tensão CC não-reguladas), o que faria a tensão  $v_{dc}$  possuir também este *ripple*. De salientar o facto de o *ripple* ser proeminente na tensão  $v_{bat}$  mas não na corrente  $i_{bat}$ , sendo rejeitado pelo controlo de corrente preditivo *deadbeat* utilizado no conversor de interface às baterias.

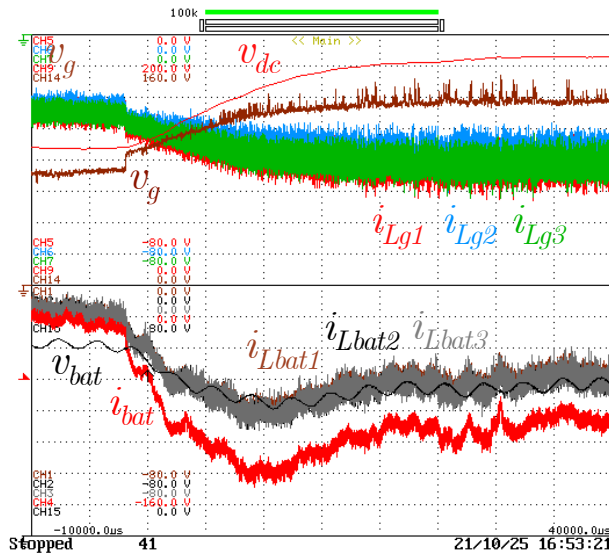


Figura 6.34 – Resultado experimental da interface com uma rede elétrica CC no modo de operação V2G em regime transitório com variação na corrente da rede elétrica CC de 20 A (resultando em  $v_g < v_{bat}$ ) para 30 A (resultando em  $v_g > v_{bat}$ ) com controlo adaptativo da tensão  $v_{dc}$ .

Escala: 5 ms/div;  $v_g$  20 V/div;  $v_{dc}$  25 V/div;  $v_{bat}$  10 V/div;  $i_{Lgx}$  2,5 A/div;  $i_{Lbatx}$  10 A/div;  $i_{bat}$  20 A/div.

## 6.8 Conclusão

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais do sistema integrado proposto nesta tese. A abordagem seguida é semelhante àquela utilizada nas simulações computacionais, com a adição de uma validação inicial dos conversores CC-CC e CA-CC separadamente, mostrando a sua operação em malha aberta e em malha fechada. De seguida são apresentados os resultados experimentais do sistema nos seus quatro tipos de interface, principiando pelo sistema de tração. Neste é inicialmente apresentada a implementação da técnica FOC para controlo de máquinas elétricas, validando o controlo das correntes  $i_d$  e  $i_q$ , sendo posteriormente implementada a técnica MTPA por permitir uma otimização da amplitude das correntes aplicadas aos enrolamentos do estator da máquina elétrica SRPM. São apresentados resultados experimentais em situações de inversão do sentido de rotação e de travagem regenerativa utilizando um pedal de acelerador de um veículo como referência de binário, como se verifica em qualquer VE ou VCI, e posteriormente são apresentados resultados experimentais com controlo de velocidade, sendo testada a resposta da máquina elétrica perante variações tanto na velocidade de referência como na carga mecânica aplicada. De seguida são apresentados os resultados experimentais do sistema a operar nos modos de interface com redes elétricas, inicialmente com uma rede elétrica CA monofásica de 50 V, depois com uma rede elétrica CA trifásica de 50 V de tensão simples (cerca de 87 V de tensão composta) e, por fim, com uma rede elétrica CC de 70 V. Para os três casos são apresentados resultados experimentais nos modos de operação G2V e V2G, com a condicionante de, na rede elétrica

CC, serem utilizadas cargas resistivas no modo V2G ao invés de uma fonte de energia. Apesar disso, os resultados obtidos permitem validar o sistema integrado para tração e carregamento de baterias de VEs proposto nesta tese.



# Capítulo 7

## Conclusão

### 7.1 Conclusões

Esta tese de doutoramento visa propor um sistema integrado para tração e carregamento de baterias de VEs com interface universal com a rede elétrica, sendo que por “universal” se depreende a possibilidade de interface com redes elétricas CA monofásicas, CA trifásicas e CC utilizando um único sistema de eletrónica de potência. Para além disso, todos os modos de interface permitem operação bidirecional, dotando o sistema proposto de características adequadas ao paradigma de *smart grids*.

A unificação dos sistemas de tração e de carregamento de baterias em VEs não é uma temática recente, sendo reportada na literatura científica pela primeira vez em 1985. Além de permitir reduzir o número de conversores de potência presentes num VE, a integração destes dois sistemas possibilita a operação de carregamento de baterias com níveis de potência que não são tipicamente encontrados em sistemas de carregamento de baterias *on-board*, uma vez que a potência envolvida nos sistemas de tração é bastante superior. Enquanto os sistemas de carregamento de baterias *on-board* possuem potências máximas de 19,2 kW (apesar de na prática os valores mais comuns se situarem entre 3 kW e 6 kW), os sistemas de tração de VEs lidam com potências na ordem da centena (ou várias centenas) de kW. Exemplificativamente, atentando aos VEs disponíveis atualmente no mercado, entre os modelos mais acessíveis encontram-se o *Renault Zoe*, com potências entre 66 kW e 100 kW, o *Hyundai Ioniq*, com uma potência de 100 kW e o *Nissan Leaf*, cuja primeira versão contava com uma potência de 80 kW mas sendo aumentada para 110 kW na segunda geração, constatando-se que mesmo os modelos de VEs mais massificados possuem sistemas de tração projetados para potências consideravelmente acima da potência dos sistemas de carregamento de baterias *on-board*. Olhando mais além, se se considerar VEs de performance mais elevada, como é o caso dos modelos do fabricante *Tesla, Inc.*, a começar em potências superiores a 200 kW e estendendo-se até 760 kW para a versão *Plaid* do *Model S*, ou ainda os modelos do fabricante de hiper carros *Rimac Automobili*, cujas potências excedem a marca de 1 MW, verifica-se que os sistemas de tração podem ser projetados para potências uma ordem de grandeza acima das potências mais elevadas utilizadas nos sistemas de carregamento de baterias *on-board*.

Aliando os modos de operação permitidos pelos sistemas de carregamento de baterias bidirecionais aos sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs, torna-se possível a operação em contexto de *smart grids* tanto em instalações de baixa potência, como é o caso de instalações domésticas, como em instalações de potências mais elevadas, como é o caso de instalações industriais. Para além disso, a interface com redes elétricas CC insere o sistema proposto num contexto de *microgrids*, sendo que as *microgrids* CC têm vindo a ganhar destaque pelo facto de elementos como baterias, células de combustível e painéis solares fotovoltaicos operarem em CC, além do facto de a transferência de energia em CC eliminar problemas característicos da operação em CA, tais como correntes harmónicas e potência reativa.

Antes de se proceder à escolha da topologia proposta para o sistema integrado, uma vez que o mesmo é enquadrado em VEs, foi necessário selecionar o tipo e as especificações da máquina elétrica a empregar no sistema. Neste sentido, foi efetuado um estudo acerca das máquinas elétricas aplicáveis a VEs, estudo este apresentado no Capítulo 2, tendo sido de seguida definidos os requisitos aplicados à máquina a selecionar. Estes foram definidos tendo em conta os VEs atualmente disponíveis no mercado, atendendo a características como a potência nominal, a densidade de potência e a velocidade de rotação, mas também tendo em conta o número de fases e a tensão nominal de modo a aproximar estes parâmetros o máximo possível das restrições já impostas para o sistema integrado, i.e., a interface com uma rede elétrica CA trifásica de 400 V. Atendendo não só a estes requisitos mas também a fatores como disponibilidade no mercado e custo, foi adquirida uma máquina elétrica do tipo SRPM que, para além de satisfazer as restrições impostas, representa uma tecnologia de máquina elétrica em expansão nos VEs atualmente existentes no mercado, como é o caso do VE *Tesla Model 3* e dos fabricantes *BMW* e *Jaguar Land Rover*. Este tipo de máquina elétrica alia o mecanismo de produção de binário das PMSMs e das SynRMs, sendo que alguns fabricantes de VEs que utilizam PMSMs têm identificado uma oportunidade para a introdução de saliência magnética nos seus rotores e, assim, produzir binário através de duas componentes, o que também permite uma redução do material magnético empregue nas suas máquinas elétricas. A seleção de uma máquina elétrica trifásica do tipo SRPM oferece também uma maior flexibilidade ao sistema integrado proposto, podendo este ser utilizado com qualquer tipo de máquina elétrica trifásica com enrolamentos conectados em estrela.

Como estudado na secção 3.4, denominada Sistemas Integrados para Tração e Carregamento de Baterias de Veículos Elétricos, os sistemas integrados propostos na literatura permitem interface com apenas um ou dois tipos de rede elétrica. Uma das propostas analisadas (referência [918],

esquematizada na Figura 3.78(a)) permite interface com redes elétricas CA monofásicas, CA trifásicas e CC, no entanto apenas permite efetuar o carregamento das baterias do VE, uma vez que se trata de uma topologia unidirecional, para além do facto de ser aplicada apenas a máquinas elétricas do tipo SRM. Assim sendo, após o estudo dos sistemas integrados presentes na literatura e a respetiva identificação das suas lacunas, procedeu-se à proposta de um novo sistema integrado que satisfizesse os tipos de interface inicialmente delineados, garantindo operação bidirecional em cada um deles. Esta metodologia é apresentada na secção 4.2, denominada “Sistema Integrado Proposto”, onde são apresentadas as possibilidades delineadas para o sistema integrado proposto até se atingir a solução final que, naturalmente, não surgiu imediatamente na primeira formulação. A forma final deste é constituída por dois conversores bidirecionais, nomeadamente um CA-CC de interface à máquina elétrica e às redes elétricas e um CC-CC de interface às baterias, sendo utilizados contactores para efetuar a reconfiguração do sistema consoante o modo de interface. De referir que a topologia do conversor CC-CC de interface às baterias, do tipo *interleaved* de três fases, teve como principal motivação o estabelecimento de uma estrutura simétrica com o conversor CA-CC, que deveria possuir no mínimo três braços de semicondutores de modo a operar em modo trifásico (quer com a máquina elétrica quer com a rede elétrica). Deste modo, o stress de corrente tanto nos semicondutores de potência como nas bobinas é similar entre ambos os conversores, facilitando e uniformizando o projeto do sistema integrado.

Uma vez que a máquina elétrica selecionada não possui acesso a todos os terminais dos enrolamentos do estator, a utilização de bobinas externas para interface do sistema às redes elétricas é inevitável. No entanto, visto que se pretende tirar partido da potência nominal do sistema de tração para os modos de interface com as redes elétricas, é necessário ter em consideração os valores de corrente envolvidos nas bobinas, bem como a noção de que o tamanho físico destas é proporcional à quantidade de energia armazenada, que, por sua vez, varia proporcionalmente com o seu valor de indutância e quadraticamente com o seu valor de corrente. Assim, o uso de simples filtros passivos do tipo  $L$  ou  $LC$  incorreria em valores de indutância consideráveis que, conjugados com valores de corrente também consideráveis, resultaria em bobinas de tamanho físico e peso elevados, o que é inadequado para a utilização em VEs, já que a densidade de potência da própria máquina elétrica foi um fator preponderante na sua escolha. A utilização de filtros passivos mais simples com valores reduzidos de indutância poderia ser alcançada utilizando frequências de comutação bastante elevadas nos semicondutores de potência, mas não para os níveis de corrente pretendidos. Como tal, foram utilizados filtros passivos do tipo  $LCL$ , permitindo utilizar valores reduzidos de indutância e, simultaneamente, obter uma filtragem adequada das componentes de alta frequência das correntes produzidas. Assim sendo, foram dimensionadas,

projetadas e desenvolvidas em laboratório nove bobinas no âmbito desta tese, sendo as bobinas desenvolvidas para o conversor CC-CC iguais às bobinas desenvolvidas para o filtro passivo do tipo *LCL* do lado do conversor de modo a simplificar o design, não descurando o cumprimento dos requisitos determinados aquando do seu dimensionamento.

Uma abordagem a salientar em termos de design do protótipo é o descarte da tecnologia eletrolítica para os condensadores utilizados nos conversores de potência. Como já indicado nesta tese, na secção 4.3.3, os condensadores eletrolíticos são o ponto de falha mais frequente nos conversores fonte de tensão, para além do facto de parâmetros indesejáveis como ESR e ESL serem superiores aos de outras tecnologias de condensadores como filme, por exemplo. Para além disso, as tensões máximas suportadas pelos condensadores eletrolíticos são inferiores a 600 V, valor inferior ao nominal definido para o barramento CC (800 V). Tal significa que, caso fossem utilizados condensadores eletrolíticos no barramento CC dos conversores, teriam de ser utilizados condensadores em série, fazendo aumentar os parâmetros indesejáveis (ESR e ESL) e diminuir a capacidade equivalente do conjunto. Para além disso, uma vez que a associação em série de condensadores iguais não garante uma divisão equitativa das tensões, teriam de ser usadas resistências de equalização, criando mais um ponto de perdas de potência no conversor, para além de aumentar o número de componentes e, conseqüentemente, o custo do protótipo. Assim, para além de se utilizar condensadores de filme, com características mais interessantes em termos de ESR, ESL e corrente de *ripple*, não houve necessidade de associar elementos em série por serem utilizados condensadores de 1100 V, sendo que todos os condensadores utilizados foram conectados em paralelo, diminuindo os parâmetros de ESR e ESL e aumentando capacidade e corrente de *ripple*. Para além disso, em vez de um único tipo de condensadores foram utilizados três de modo a melhorar a resposta em frequência do barramento CC, aumentando a performance dos conversores de potência.

Em conjunto com o dimensionamento efetuado para os componentes passivos do sistema foi estipulada uma frequência de comutação de 50 kHz para os semicondutores de potência. Trata-se de um valor relativamente elevado para a utilização de módulos de IGBTs, a abordagem mais comum para os níveis de potência utilizados no sistema dimensionado. Por outro lado, as correntes envolvidas (acima de 200 A de valor máximo) representam valores bastante elevados para a utilização de semicondutores discretos. Como tal, a solução optada consistiu em utilizar semicondutores discretos em paralelo, inclusivamente tendo sido efetuada uma publicação comparando a utilização de um único semicondutor de maior capacidade de corrente com a utilização de vários semicondutores em paralelo com menor capacidade

de corrente, tendo sido feita tanto para IGBTs como para MOSFETs e verificando-se vantagens não só a nível de desempenho dinâmico como também a nível de custo acima de um determinado valor de corrente, sendo que as correntes com as quais o sistema proposto opera se situam acima deste patamar. Para a seleção dos semicondutores a utilizar no sistema proposto foi efetuado um estudo relativamente à sua oferta no mercado e às suas características dinâmicas, como tempos de comutação e capacidades parasitas em função das correntes admissíveis, tendo sido escolhidos os semicondutores que melhor satisfaziam estes requisitos e ainda o preço e o número de semicondutores em paralelo necessários de modo a não aumentar em demasia o volume dos conversores.

Relativamente à conexão do sistema às redes elétricas foi também utilizada uma abordagem diferente da convencional. Tal como se verifica em grande parte dos sistemas integrados para tração e carregamento de baterias de VEs propostos na literatura, a topologia proposta recorre a contactores para reconfigurar o sistema consoante o modo de interface pretendido para a sua operação. No entanto, os contactores disponíveis no mercado para os níveis de corrente com os quais o sistema opera são dispendiosos, desacreditando a proposta de sistema integrado. Para além disso, os contactores são dispositivos eletromecânicos cujo acionamento provoca ruído que pode causar falhas de comunicação entre o microcontrolador e o utilizador durante a realização de testes experimentais. Face a estes inconvenientes, em vez de contactores optou-se pela utilização de relés de estado sólido, capazes de efetuar as mesmas funções mas tratando-se de dispositivos baseados em semicondutores. Todavia, devido ao seu elevado custo de aquisição, foram implementados relés de estado sólido de forma discreta, i.e., empregando dois IGBTs numa conexão costas com costas (com emissor comum de modo a facilitar o circuito de acionamento). Esta abordagem permite também eliminar mecanismos suplementares para pré-carga dos condensadores do barramento CC, tais como resistências (utilizadas em conjunto com contactores adicionais) ou NTCs, pelo que a pré-carga destes condensadores pode ser efetuada pela comutação dos relés de estado sólido, juntando-se duas funcionalidades num mesmo subsistema.

Com base nas abordagens referidas foi desenvolvido um protótipo e obtidos os respetivos resultados experimentais do mesmo em ambiente laboratorial, comprovando o funcionamento do sistema com operação bidirecional nos quatro modos de interface propostos (sistema de tração, redes elétricas CA monofásicas, CA trifásicas e CC). Os níveis de tensão e corrente (e, por conseguinte, potência) envolvidos não foram os nominais projetados para o sistema quer devido a questões de segurança, tanto para o protótipo como para o utilizador, quer devido a limitações nos equipamentos para operar com potências

elevadas. Apesar disso, a ideia proposta pôde ser validada, satisfazendo-se o objetivo primordial de uma tese de doutoramento com carácter académico.

Numa nota de cariz pessoal, deve ser referido que existiu a intenção de criar um documento didático que possa servir como base à formação ou aprofundamento de conhecimentos por parte de engenheiros e investigadores da área da eletrónica de potência, justificando em parte a extensão deste documento, em especial o Capítulo 3, onde cada topologia de conversor de potência CA-CC e CC-CC apresentada é discriminada nos seus estados de operação e complementada com simulações computacionais de modo a ilustrar o seu funcionamento. O mesmo aplica-se a técnicas de sincronização com redes elétricas CA, técnicas de controlo de corrente e técnicas de modulação, bem como ao dimensionamento de componentes, em especial aos condensadores do barramento CC para conversores fonte de tensão, filtros passivos do tipo *LCL* para interface com redes elétricas CA e também os dissipadores de calor, pretendendo-se desmistificar alguns destes conceitos e tornar possível a sua implementação por parte do leitor. Esta intenção, aliada ao gosto pela escrita por parte do autor, bem como devido ao facto de o trabalho desenvolvido se contextualizar numa época de pandemia a nível mundial, onde o teletrabalho começou por ser uma obrigatoriedade, resultou na considerável extensão deste documento.

## 7.2 Sugestões de Trabalho Futuro

Não obstante a concretização com sucesso da proposta apresentada nesta tese, há aspetos merecedores de melhorias, os quais são seguidamente deixados como sugestões de trabalho futuro.

Tratando-se de um sistema desenvolvido no âmbito dos VEs, o mesmo deveria ser testado com baterias. Para além de se emular as baterias de um VE, a utilização destes elementos permitiria a realização de testes experimentais à interface com redes elétricas CC no modo de operação V2G, onde foram utilizadas cargas resistivas ao invés de uma fonte de energia. Para além disso, a utilização de baterias em cada um dos terminais de entrada e saída do sistema integrado no modo de interface com redes elétricas CC permitiria a validação experimental do modo de operação V2V segundo a conexão proposta na publicação [46], utilizando uma configuração *interleaved* em vez da simples *buck-boost*, sendo que esta publicação apenas conta com resultados de simulação. Também a validação da operação em travagem regenerativa no modo de tração seria mais interessante utilizando baterias, nesse caso podendo ser utilizado o conversor CC-CC para elevar a tensão do barramento CC para o valor nominal em vez de entrar em operação apenas em situações de travagem, dissipando o excesso de energia em resistências.

Por motivos de logística, não foi possível testar os relés de estado sólido, tendo sido o sistema testado efetuando um *bypass* às PCBs de acoplamento às redes elétricas e à máquina elétrica. O teste experimental do sistema de pré-carga seria uma mais-valia não só para o sistema integrado proposto como também para futuras implementações de conversores de potência conectados à rede elétrica.

Durante a realização de testes experimentais verificou-se que as proteções por hardware relativamente às correntes nos enrolamentos do estator da máquina elétrica eram acionadas com uma sensibilidade considerável, motivo pelo qual foi necessário limitar as variáveis de referência  $v_q$  e  $i_q$  a valores um pouco inferiores ao máximo admissível, principalmente em situações de arranque ou de inversão do sentido de rotação. Assim, os valores de corrente utilizados nas proteções por hardware ( $\approx 219$  A) deveriam ser aumentados ou permitidos durante um determinado intervalo de tempo, contudo assegurando que tal alteração não comprometeria os semicondutores de potência ou a máquina elétrica. Para além disso, ou de forma alternativa, o limite atribuído à variável de referência  $v_q$  deveria ser dinâmico em função da velocidade de rotação da máquina elétrica, impedindo que sejam produzidas tensões demasiado elevadas a velocidades de rotação demasiado baixas, resultando em correntes elevadas.

O sistema de refrigeração a água permitiu manter a temperatura dos dissipadores em valores pouco superiores à temperatura ambiente (atingindo máximos pouco superiores a 30 °C nos testes efetuados). No entanto, durante a realização de testes experimentais mais longos (superiores a uma hora), notou-se um aquecimento da água em circulação, pelo que poderia ser utilizado um radiador para arrefecer a mesma se se pretender emular condições reais de operação.

Um aspeto interessante a implementar no modo de tração seria a travagem elétrica em situações de carga com velocidade de rotação nula, funcionando como uma espécie de assistente de arranque em inclinação numa aplicação real. Apesar de, teoricamente, tal ser efetuado recorrendo a um controlo de velocidade em que a velocidade de referência é nula, sendo que o controlo de velocidade foi corretamente validado nesta tese, esta situação não foi testada na prática devido a fenómenos de interferência eletromagnética consequentes da operação a velocidades extremamente baixas, onde inclusivamente era acionada a proteção por hardware, como referido.

Por fim, tratando-se de um sistema integrado para tração e carregamento de baterias de VEs, o mesmo deveria ser implementado num VE, para posteriormente ser aferida a sua exequibilidade num caso real de implementação.

## Lista de Referências

- [1] J. Ansari, A. Gholami, A. Kazemi, and M. Jamei, "Environmental/economic dispatch incorporating renewable energy sources and plug-in vehicles," *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 8, no. 12, pp.2183–2198, Dec. 2014. DOI: 10.1049/iet-gtd.2014.0235.
- [2] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp.2151–2169, May 2013. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2212917.
- [3] ABB, "ABB launches world's fastest e-vehicle charger at Hannover Messe, strengthening its leadership in sustainable mobility," 2018. [Online]. Available: <https://new.abb.com/news/detail/4412/abb-launches-worlds-fastest-e-vehicle-charger-at-hannover-messe-strengthening-its-leadership-in-sustainable-mobility>
- [4] G. Liu, Y. Jang, M. M. Jovanović, and J. Q. Zhang, "Implementation of a 3.3-kW DC-DC Converter for EV On-Board Charger Employing the Series-Resonant Converter with Reduced-Frequency-Range Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 6, pp.4168–4184, 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2598173.
- [5] Y. Kim and J. Lee, "Full-Bridge+SRT Hybrid DC/DC Converter for a 6.6-kW EV On-Board Charger," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 6, pp.4419–4428, Jun. 2016. DOI: 10.1109/TVT.2016.2535237.
- [6] I. O. Lee, "Hybrid PWM-Resonant Converter for Electric Vehicle On-Board Battery Chargers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, pp.3639–3649, 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2456635.
- [7] S. H. Ryu, D. H. Kim, M. J. Kim, J. S. Kim, and B. K. Lee, "Adjustable frequency-duty-cycle hybrid control strategy for full-bridge series resonant converters in electric vehicle chargers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp.5354–5362, 2014. DOI: 10.1109/TIE.2014.2300036.
- [8] B.-K. Lee, J.-P. Kim, S. Kim, and J. Lee, "An Isolated/Bidirectional PWM Resonant Converter for V2G(H) EV On-Board Charger," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 9, pp.7741–7750, Sep. 2017. DOI: 10.1109/TVT.2017.2678532.
- [9] M. Kwon and S. Choi, "An Electrolytic Capacitorless Bidirectional EV Charger for V2G and V2H Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 9, pp.6792–6799, Sep. 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2630711.
- [10] S. G. Jeong, W. J. Cha, S. H. Lee, J. M. Kwon, and B. H. Kwon, "Electrolytic Capacitor-Less Single-Power-Conversion On-Board Charger with High Efficiency," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp.7488–7497, 2016. DOI: 10.1109/TIE.2016.2590998.
- [11] D. Patil and V. Agarwal, "Compact Onboard Single-Phase EV Battery Charger with Novel Low-Frequency Ripple Compensator and Optimum Filter Design," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 4, pp.1948–1965, 2016. DOI: 10.1109/TVT.2015.2424927.
- [12] B. Whitaker *et al.*, "A High-Density, High-Efficiency, Isolated On-Board Vehicle Battery Charger Utilizing Silicon Carbide Power Devices," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 5, pp.2606–2617, May 2014. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2279950.
- [13] V. Torres-Sanz, J. A. Sanguesa, F. J. Martinez, P. Garrido, and J. M. Marquez-Barja, "Enhancing the Charging Process of Electric Vehicles at Residential Homes," *IEEE Access*, vol. 6, pp.22875–22888, 2018. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2829158.



- [14] J. Milberg and A. Schlenker, "Plug into the Future," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 9, no. 1, pp.56–65, Jan. 2011. DOI: 10.1109/MPE.2010.939162.
- [15] V. Monteiro, J. G. Pinto, and J. L. Afonso, "Operation Modes for the Electric Vehicle in Smart Grids and Smart Homes: Present and Proposed Modes," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 3, pp.1007–1020, Mar. 2016. DOI: 10.1109/TVT.2015.2481005.
- [16] K. Mahmud, M. J. Hossain, and G. E. Town, "Peak-Load Reduction by Coordinated Response of Photovoltaics, Battery Storage, and Electric Vehicles," *IEEE Access*, vol. 6, pp.29353–29365, 2018. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2837144.
- [17] D. Chapman, "The Cost of Poor Power Quality," *Power Quality Application Guide*, no. 0b, p.8, 2001 [Online]. Available: <http://www.cda.org.uk>
- [18] M. McGranaghan and B. Roettger, "Economic evaluation of power quality," *IEEE Power Engineering Review*, vol. 22, no. 2, pp.8–12, 2002. DOI: 10.1109/39.981334.
- [19] C. Patrao, J. Delgado, A. T. de Almeida, and P. Fonseca, "Power Quality Costs estimation in Portuguese industry," in *11th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, 2011, pp.1–6. DOI: 10.1109/EPQU.2011.6128961.
- [20] S. Küfeoğlu and M. Lehtonen, "Macroeconomic Assessment of Voltage Sags," *Sustainability*, vol. 8, no. 12, p.1304, Dec. 2016. DOI: 10.3390/su8121304.
- [21] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp.960–971, 1999. DOI: 10.1109/41.793345.
- [22] V. Khadkikar, "Enhancing Electric Power Quality Using UPQC: A Comprehensive Overview," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 5, pp.2284–2297, May 2012. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2172001.
- [23] X. Liang, "Emerging Power Quality Challenges Due to Integration of Renewable Energy Sources," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 2, pp.855–866, Mar. 2017. DOI: 10.1109/TIA.2016.2626253.
- [24] T. J. C. Sousa, V. Monteiro, J. G. Pinto, A. A. N. Melendez, and J. L. Afonso, "Single-phase shunt active power filter with UPS operation using a bidirectional Dc-Dc converter for energy storage interface," in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017, pp.4972–4977. DOI: 10.1109/IECON.2017.8216858.
- [25] T. J. C. Sousa, V. Monteiro, J. A. Afonso, and J. L. Afonso, "Selective Harmonic Measurement and Compensation Using Smart Inverters in a Microgrid with Distributed Generation," in *2018 IEEE 16th International Conference on Industrial Informatics (INDIN)*, 2018, pp.439–444. DOI: 10.1109/INDIN.2018.8471952.
- [26] V. Monteiro, B. Exposto, J. C. Ferreira, and J. L. Afonso, "Improved Vehicle-to-Home (iV2H) Operation Mode: Experimental Analysis of the Electric Vehicle as Off-Line UPS," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, no. 6, pp.2702–2711, 2017. DOI: 10.1109/TSG.2016.2535337.
- [27] D. Thimmesch, "An SCR Inverter with an Integral Battery Charger for Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 4, pp.1023–1029, Jul. 1985. DOI: 10.1109/TIA.1985.349573.
- [28] T. J. C. Sousa, V. Monteiro, M. J. Sepúlveda, J. S. Martins, and J. L. Afonso, "Unified Power Converters for Battery Charging and Traction Drive Systems for Electric Vehicles: Cost and Performance Analysis," in *4th International Conference on Energy and Environment: bringing together Engineering and Economics*, 2019.
- [29] T. J. C. Sousa, L. Machado, D. Pedrosa, V. Monteiro, and J. L. Afonso, "Unified Traction and Battery Charging Systems for Electric Vehicles: A Sustainability Perspective," in *Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social-Informatics and Telecommunications Engineering, LNICST*, 2020, vol. 8, no. 34, pp.58–69 [Online]. DOI: 10.1007/978-3-030-45694-8\_5.

- [30] T. J. C. Sousa, V. Monteiro, D. Pedrosa, L. Machado, and J. L. Afonso, "Unified Systems for Traction and Battery Charging of Electric Vehicles: A Sustainability Perspective," *EAI Endorsed Transactions on Energy Web*, vol. 8, no. 34, p.170557, Jul. 2021. DOI: 10.4108/eai.23-7-2021.170557.
- [31] C. Liu, K. T. Chau, D. Wu, and S. Gao, "Opportunities and challenges of vehicle-to-home, vehicle-to-vehicle, and vehicle-to-grid technologies," *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 11, pp.2409–2427, 2013. DOI: 10.1109/JPROC.2013.2271951.
- [32] R. Alvaro, J. Gonzalez, C. Gamallo, J. Fraile-Ardanuy, and L. Knapen, "Vehicle to vehicle energy exchange in smart grid applications," *IEEE Conference on Connected Vehicles and Expo*, pp.1–7, 2014. DOI: 10.1109/ICCVE.2014.63.
- [33] R. Alvaro-Hermana, J. Fraile-Ardanuy, P. J. Zufiria, L. Knapen, and D. Janssens, "Peer to Peer Energy Trading with Electric Vehicles," *IEEE Intelligent Transportation Systems Magazine*, vol. 8, no. 3, pp.33–44, 2016. DOI: 10.1109/MITS.2016.2573178.
- [34] M. Wang, M. Ismail, R. Zhang, X. S. Shen, E. Serpedin, and K. Qaraqe, "A semi-distributed V2V fast charging strategy based on price control," *2014 IEEE Global Communications Conference, GLOBECOM 2014*, pp.4550–4555, 2014. DOI: 10.1109/GLOCOM.2014.7037525.
- [35] P. Dutta and A. Boulanger, "Game theoretic approach to offering participation incentives for electric vehicle-to-vehicle charge sharing," *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pp.1–5, 2014. DOI: 10.1109/ITEC.2014.6861834.
- [36] P. You and Z. Yang, "Efficient optimal scheduling of charging station with multiple electric vehicles via V2V," *2014 IEEE International Conference on Smart Grid Communications, SmartGridComm 2014*, pp.716–721, 2015. DOI: 10.1109/SmartGridComm.2014.7007732.
- [37] M. Wang, M. Ismail, R. Zhang, X. Shen, E. Serpedin, and K. Qaraqe, "Spatio-Temporal Coordinated V2V Fast Charging Strategy for Mobile GEVs via Price Control," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 3, pp.1–1, 2016. DOI: 10.1109/TSG.2016.2593667.
- [38] O. T. T. Kim, N. H. Tran, V. Nguyen, S. M. Kang, and C. S. Hong, "Cooperative between V2C and V2V charging: Less range anxiety and more charged EVs," in *2018 International Conference on Information Networking (ICOIN)*, 2018, pp.679–683. DOI: 10.1109/ICOIN.2018.8343205.
- [39] M. A. Masrur *et al.*, "Military-Based Vehicle-to-Grid and Vehicle-to-Vehicle Microgrid—System Architecture and Implementation," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, no. 1, pp.157–171, Mar. 2018. DOI: 10.1109/TTE.2017.2779268.
- [40] E. Bulut and M. C. Kisacikoglu, "Mitigating Range Anxiety via Vehicle-to-Vehicle Social Charging System," in *2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2017, vol. 2017-June, pp.1–5. DOI: 10.1109/VTCSpring.2017.8108288.
- [41] G. Li, L. Boukhatem, L. Zhao, and J. Wu, "Direct Vehicle-to-Vehicle Charging Strategy in Vehicular Ad-Hoc Networks," in *2018 9th IFIP International Conference on New Technologies, Mobility and Security (NTMS)*, 2018, pp.1–5. DOI: 10.1109/NTMS.2018.8328689.
- [42] M. Nasr, K. Gupta, C. da Silva, C. H. Amon, and O. Trescases, "SiC based on-board EV power-hub with high-efficiency DC transfer mode through AC port for vehicle-to-vehicle charging," in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2018, vol. 1, pp.3398–3404. DOI: 10.1109/APEC.2018.8341591.
- [43] T. Sousa, V. Monteiro, J. Pinto, and J. Afonso, "Performance Comparison of a Typical Nonlinear Load Supplied by ac and dc Voltages," *EAI Endorsed Transactions on Energy Web*, vol. 7, no. 25, p.161748, Jan. 2020. DOI: 10.4108/eai.13-7-2018.161748.
- [44] T. J. C. Sousa, V. Monteiro, J. Cunha, J. C. A. Fernandes, and J. L. Afonso, "On the viability of dc homes: an economic perspective from domestic electrical appliances," in *Proceedings of the 4th International*

- Conference on Energy and Environment (ICEE 2019): bringing together Engineering and Economics*, 2019, pp.732–737.
- [45] T. J. C. Sousa, V. Monteiro, J. S. Martins, M. J. Sepulveda, A. Lima, and J. L. Afonso, “Comparative Analysis of Power Electronics Topologies to Interface dc Homes with the Electrical ac Power Grid,” in *2019 International Conference on Smart Energy Systems and Technologies (SEST)*, 2019, pp.1–6. DOI: 10.1109/SEST.2019.8849046.
- [46] T. J. C. Sousa, V. Monteiro, J. C. A. Fernandes, C. Couto, A. A. N. Melendez, and J. L. Afonso, “New Perspectives for Vehicle-to-Vehicle (V2V) Power Transfer,” in *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2018, pp.5183–5188. DOI: 10.1109/IECON.2018.8591209.
- [47] T. J. C. Sousa, L. Machado, D. Pedrosa, C. Martins, V. Monteiro, and J. L. Afonso, “Comparative Analysis of Vehicle-to-Vehicle (V2V) Power Transfer Configurations without Additional Power Converters,” in *2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, 2020, pp.88–93. DOI: 10.1109/CPE-POWERENG48600.2020.9161697.
- [48] X. Mou, R. Zhao, and D. T. Gladwin, “Vehicle to vehicle charging (V2V) bases on wireless power transfer technology,” *Proceedings: IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 1, pp.4862–4867, 2018. DOI: 10.1109/IECON.2018.8592888.
- [49] X. Mou, R. Zhao, Y. Wang, and D. Gladwin, “Angular Offset Analysis in Wireless Vehicle to Vehicle (V2V) Charging System,” in *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2019, vol. 1, pp.4293–4297. DOI: 10.1109/IECON.2019.8927707.
- [50] X. Mou, R. Zhao, and D. T. Gladwin, “Vehicle-to-Vehicle charging system fundamental and design comparison,” in *2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2019, vol. 2019-Febru, pp.1628–1633. DOI: 10.1109/ICIT.2019.8755057.
- [51] S. Taghizadeh, P. Jamborsalamati, M. J. Hossain, and J. Lu, “Design and Implementation of an Advanced Vehicle-to-Vehicle (V2V) Power Transfer Operation Using Communications,” in *2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)*, 2018, pp.1–6. DOI: 10.1109/EEEIC.2018.8494480.
- [52] J. Yuan, L. Dorn-Gomba, A. D. Callegaro, J. Reimers, and A. Emadi, “A Review of Bidirectional On-Board Chargers for Electric Vehicles,” *IEEE Access*, vol. 9, pp.51501–51518, 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3069448.
- [53] E. Bulut, M. C. Kisacikoglu, and K. Akkaya, “Spatio-Temporal Non-Intrusive Direct V2V Charge Sharing Coordination,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 10, pp.9385–9398, Oct. 2019. DOI: 10.1109/TVT.2019.2931954.
- [54] E. Ucer *et al.*, “Analysis, Design, and Comparison of V2V Chargers for Flexible Grid Integration,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, no. 4, pp.4143–4154, Jul. 2021. DOI: 10.1109/TIA.2021.3084576.
- [55] S. Wang *et al.*, “Multifunction Capability of SiC Bidirectional Portable Chargers for Electric Vehicles,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 5, pp.6184–6195, Oct. 2021. DOI: 10.1109/JESTPE.2021.3052841.
- [56] M. E. Kabir, I. Sorkhoh, B. Moussa, and C. Assi, “Joint Routing and Scheduling of Mobile Charging Infrastructure for V2V Energy Transfer,” *IEEE Transactions on Intelligent Vehicles*, vol. 6, no. 4, pp.736–746, Dec. 2021. DOI: 10.1109/TIV.2021.3063221.
- [57] S. Afshar, P. Macedo, F. Mohamed, and V. Disfani, “Mobile charging stations for electric vehicles – A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 152, no. September, p.111654, Dec. 2021. DOI: 10.1016/j.rser.2021.111654.
- [58] F. C. Silva, M. A. Ahmed, J. M. Martinez, and Y.-C. Kim, “Design and Implementation of a Blockchain-Based

- Energy Trading Platform for Electric Vehicles in Smart Campus Parking Lots,” *Energies*, vol. 12, no. 24, p.4814, Dec. 2019. DOI: 10.3390/en12244814.
- [59] G. M. Rosenberry, “A new brushless D-C excited rotating field synchronous motor,” *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry*, vol. 79, no. 3, pp.136–139, 1960. DOI: 10.1109/TAI.1960.6371656.
- [60] N. Mohan, *Electric Machines and Drives*. InTech, 2011. DOI: 10.5772/600.
- [61] A. Hughes and B. Drury, *Electric Motors and Drives*. Elsevier, 2013. DOI: 10.1016/C2011-0-07555-5.
- [62] S. Evershed, “Permanent magnets in theory and practice,” *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 58, no. 295, pp.780–825, Sep. 1920. DOI: 10.1049/jiee-1.1920.0064.
- [63] C. E. Webb, “Recent developments in magnetic materials,” *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 82, no. 495, pp.303–324, Mar. 1938. DOI: 10.1049/jiee-1.1938.0042.
- [64] R. M. Saunders and R. H. Weakley, “Design of Permanent-Magnet Alternators,” *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 70, no. 2, pp.1578–1581, Jul. 1951. DOI: 10.1109/T-AIEE.1951.5060603.
- [65] F. W. Merrill, “Permanent magnet excited synchronous motors,” *Electrical Engineering*, vol. 74, no. 2, pp.143–143, Feb. 1955. DOI: 10.1109/EE.1955.6439788.
- [66] M. Sagawa, S. Fujimura, H. Yamamoto, Y. Matsuura, and K. Hiraga, “Permanent magnet materials based on the rare earth-iron-boron tetragonal compounds,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 20, no. 5, pp.1584–1589, Sep. 1984. DOI: 10.1109/TMAG.1984.1063214.
- [67] F. Camp, K. Narasimhan, and J. Hurt, “Temperature Compensation in the ‘2:17’ type magnets,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 21, no. 5, pp.1970–1972, Sep. 1985. DOI: 10.1109/TMAG.1985.1064029.
- [68] E. Richter and T. Neumann, “Line start permanent magnet motors with different materials,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 20, no. 5, pp.1762–1764, Sep. 1984. DOI: 10.1109/TMAG.1984.1063427.
- [69] A. Levran and E. Levi, “Design of polyphase motors with PM excitation,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 20, no. 3, pp.507–515, May 1984. DOI: 10.1109/TMAG.1984.1063113.
- [70] T. J. E. Miller, “Synchronization of Line-Start Permanent-Magnet AC Motors,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-103, no. 7, pp.1822–1828, Jul. 1984. DOI: 10.1109/TPAS.1984.318630.
- [71] K. J. Binns and T. M. Wong, “Analysis and performance of a high-field permanent-magnet synchronous machine,” *IEE Proceedings B Electric Power Applications*, vol. 131, no. 6, p.252, 1984. DOI: 10.1049/ip-b.1984.0038.
- [72] M. A. Rahman and T. A. Little, “Dynamic Performance Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motors,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-103, no. 6, pp.1277–1282, Jun. 1984. DOI: 10.1109/TPAS.1984.318460.
- [73] T. M. Jahns, “Flux-Weakening Regime Operation of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-23, no. 4, pp.681–689, Jul. 1987. DOI: 10.1109/TIA.1987.4504966.
- [74] P. Pillay and R. Krishnan, “Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 2, pp.265–273, 1989. DOI: 10.1109/28.25541.
- [75] T. M. Jahns, G. B. Kliman, and T. W. Neumann, “Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 4, pp.738–747, Jul.

1986. DOI: 10.1109/TIA.1986.4504786.
- [76] I. Boldea, L. N. Tutelea, L. Parsa, and D. Dorrell, "Automotive electric propulsion systems with reduced or no permanent magnets: An overview," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp.5696–5711, 2014. DOI: 10.1109/TIE.2014.2301754.
- [77] T. Jahns, "Getting Rare-Earth Magnets Out of EV Traction Machines: A review of the many approaches being pursued to minimize or eliminate rare-earth magnets from future EV drivetrains," *IEEE Electrification Magazine*, vol. 5, no. 1, pp.6–18, 2017. DOI: 10.1109/MELE.2016.2644280.
- [78] L. Chen, D. Hopkinson, J. Wang, A. Cockburn, M. Sparkes, and W. O'Neill, "Reduced Dysprosium Permanent Magnets and Their Applications in Electric Vehicle Traction Motors," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 11, pp.2–5, 2015. DOI: 10.1109/TMAG.2015.2437373.
- [79] J. de Santiago *et al.*, "Electrical Motor Drivelines in Commercial All-Electric Vehicles: A Review," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 2, pp.475–484, Feb. 2012. DOI: 10.1109/TVT.2011.2177873.
- [80] L. Shao, A. E. H. Karci, D. Tavernini, A. Sornioti, and M. Cheng, "Design Approaches and Control Strategies for Energy-Efficient Electric Machines for Electric Vehicles—A Review," *IEEE Access*, vol. 8, pp.116900–116913, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2993235.
- [81] —, "ultimateSPECS - Polestar 1 T8R Ficha Técnica," 2021. [Online]. Available: <https://www.ultimatespecs.com/pt/car-specs/Polestar/119441/Polestar-1-T8R.html>. [Accessed: 10-May-2021]
- [82] —, "ultimateSPECS - Porsche Taycan 4S Ficha Técnica," 2021. [Online]. Available: <https://www.ultimatespecs.com/pt/car-specs/Porsche/117996/Porsche-Taycan-4S.html>. [Accessed: 10-May-2021]
- [83] —, "Rimac C-Two Tech Specs," 2021. [Online]. Available: <https://ctwo.rimac-automobili.com/>. [Accessed: 10-May-2021]
- [84] M. Zeraouia, M. E. H. Benbouzid, and D. Diallo, "Electric Motor Drive Selection Issues for HEV Propulsion Systems: A Comparative Study," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 6, pp.1756–1764, Nov. 2006. DOI: 10.1109/TVT.2006.878719.
- [85] —, "ultimateSPECS - BMW G20 3 Series 320e Ficha Técnica," 2021. [Online]. Available: <https://www.ultimatespecs.com/pt/car-specs/BMW/125585/BMW-G20-3-Series-320e.html>. [Accessed: 10-May-2021]
- [86] —, "ultimateSPECS - BMW G30 5 Series Sedan LCI 530e xDrive Ficha Técnica," 2021. [Online]. Available: <https://www.ultimatespecs.com/pt/car-specs/BMW/119582/BMW-G30-5-Series-Sedan-LCI-530e-xDrive.html>. [Accessed: 10-May-2021]
- [87] —, "ultimateSPECS - Porsche Panamera 2021 4 E-Hybrid Ficha Técnica," 2021. [Online]. Available: <https://www.ultimatespecs.com/pt/car-specs/Porsche/124062/Porsche-Panamera-2021-4-E-Hybrid.html>. [Accessed: 10-May-2021]
- [88] J. D. Widmer, R. Martin, and M. Kimiabeigi, "Electric vehicle traction motors without rare earth magnets," *Sustainable Materials and Technologies*, vol. 3, pp.7–13, Apr. 2015. DOI: 10.1016/j.susmat.2015.02.001.
- [89] T. M. Jahns, "Torque Production in Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives with Rectangular Current Excitation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 4, pp.803–813, Jul. 1984. DOI: 10.1109/TIA.1984.4504490.
- [90] G. Bauerlein, "A Brushless DC Motor with Solid-State Commutation," in *1962 IRE National Convention*, 1962, pp.184–190. DOI: 10.1109/IRENC.1962.199239.

- [91] N. Sato and V. V. Semenov, "Adjustable Speed Drive with a Brushless DC Motor," *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, vol. IGA-7, no. 4, pp.539–543, Jul. 1971. DOI: 10.1109/TIGA.1971.4181338.
- [92] N. Sato, "A Brushless DC Motor With Armature Induced Voltage Commutation," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-91, no. 4, pp.1485–1492, Jul. 1972. DOI: 10.1109/TPAS.1972.293298.
- [93] J. Inagaki, M. Kuniyoshi, and S. Tadakuma, "Commutators get the brushoff," *IEEE Spectrum*, vol. 10, no. 6, pp.52–58, Jun. 1973. DOI: 10.1109/MSPEC.1973.5217266.
- [94] J. R. Woodbury, "The Design of Brushless DC Motor Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, vol. IECI-21, no. 2, pp.52–60, May 1974. DOI: 10.1109/TIECI.1974.351185.
- [95] B. J. Chalmers, K. Pacey, and J. P. Gibson, "Brushless d.c. traction drive," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 122, no. 7, p.733, 1975. DOI: 10.1049/piee.1975.0199.
- [96] Yong Wang, K. T. Chau, C. C. Chan, and J. Z. Jiang, "Transient analysis of a new outer-rotor permanent-magnet brushless DC drive using circuit-field-torque coupled time-stepping finite-element method," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no. 2, pp.1297–1300, Mar. 2002. DOI: 10.1109/20.996331.
- [97] Jinyun Gan, K. T. Chau, Yong Wang, C. C. Chan, and J. Z. Jiang, "Design and analysis of a new permanent magnet brushless DC machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 5, pp.3353–3356, 2000. DOI: 10.1109/20.908798.
- [98] M. Markovic and Y. Perriard, "Simplified Design Methodology for a Slotless Brushless DC Motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 12, pp.3842–3846, Dec. 2006. DOI: 10.1109/TMAG.2006.884108.
- [99] B. Boukais and H. Zeroug, "Magnet Segmentation for Commutation Torque Ripple Reduction in a Brushless DC Motor Drive," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 11, pp.3909–3919, Nov. 2010. DOI: 10.1109/TMAG.2010.2057439.
- [100] T. Ishikawa and K. Nakayama, "Topology Optimization of Rotor Structure in Brushless DC Motor With Concentrated Windings Using Genetic Algorithm Combined With Cluster of Material," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 2, pp.899–902, Feb. 2012. DOI: 10.1109/TMAG.2011.2176470.
- [101] C. Xia, Y. Xiao, W. Chen, and T. Shi, "Torque Ripple Reduction in Brushless DC Drives Based on Reference Current Optimization Using Integral Variable Structure Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 2, pp.738–752, Feb. 2014. DOI: 10.1109/TIE.2013.2254093.
- [102] Y. Isomura, K. Yamamoto, S. Morimoto, T. Maetani, A. Watanabe, and K. Nakano, "Study of the Further Reduction of Shaft Voltage of Brushless DC Motor With Insulated Rotor Driven by PWM Inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp.3738–3743, Nov. 2014. DOI: 10.1109/TIA.2014.2311591.
- [103] R. Nasiri-Zarandi, M. Mirsalim, and A. Cavagnino, "Analysis, Optimization, and Prototyping of a Brushless DC Limited-Angle Torque-Motor With Segmented Rotor Pole Tip Structure," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 8, pp.4985–4993, Aug. 2015. DOI: 10.1109/TIE.2015.2402115.
- [104] A.-C. Lee, S. Wang, and C.-J. Fan, "A Current Index Approach to Compensate Commutation Phase Error for Sensorless Brushless DC Motors With Nonideal Back EMF," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 6, pp.4389–4399, Jun. 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2468081.
- [105] M. Markovic, V. Muller, A. Hodder, and Y. Perriard, "Optimal design of an in-wheel BLDC motor for a kick scooter," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp.292–296. DOI: 10.1109/ECCE.2010.5618023.
- [106] F. Ravigan, L. Alboteanu, M. Dumitriu, and I. Zglimbea, "BLDC Controller for two-wheel vehicles," in *2018*

- International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE)*, 2018, pp.1–4. DOI: 10.1109/ICATE.2018.8551476.
- [107] K. F. I. Faruque, N. Nawshin, M. F. Bhuiyan, M. R. Uddin, M. Hasan, and K. M. Salim, “Design and Development of BLDC controller and its Implementation on E-Bike,” in *2018 International Conference on Recent Innovations in Electrical, Electronics & Communication Engineering (ICRIEECE)*, 2018, pp.1461–1465. DOI: 10.1109/ICRIEECE44171.2018.9008597.
- [108] H. Rangkuti, J. Manalu, and F. Fahmi, “Design of Efficient Electric Motorcycle Using Brushless DC Motor,” in *2020 4rd International Conference on Electrical, Telecommunication and Computer Engineering (ELTICOM)*, 2020, pp.201–204. DOI: 10.1109/ELTICOM50775.2020.9230505.
- [109] S. S. Thakur, E. Ankit Roy, S. K. Dhakad, and E. Alpesh jain, “Design of Electric Motorcycle,” in *2020 IEEE International Students’ Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS)*, 2020, no. Prototype I, pp.1–4. DOI: 10.1109/SCEECS48394.2020.116.
- [110] A. N. de Lima Neto and J. Antenor Pomilio, “Model, Simulation and Analysis of BLDCM for a Differential Controlled Electric-Powered Wheelchair,” in *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 2019, no. 1, pp.1–6. DOI: 10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065705.
- [111] F. J. T. E. Ferreira and A. T. de Almeida, “Induction motor downsizing as a low-cost strategy to save energy,” *Journal of Cleaner Production*, vol. 24, pp.117–131, Mar. 2012. DOI: 10.1016/j.jclepro.2011.11.014.
- [112] B. G. Lamme, “The story of the induction motor,” *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 40, no. 3, pp.203–223, Mar. 1921. DOI: 10.1109/JoAIEE.1921.6592844.
- [113] J. F. H. Douglas, “Characteristics of Induction Motors with Permanent-Magnet Excitation,” *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems*, vol. 78, no. 3, pp.221–225, Apr. 1959. DOI: 10.1109/AIEEPAS.1959.4500298.
- [114] Y. Shibata, N. Tsuchida, and K. Imai, “Performance of induction motor with free-rotating magnets inside its rotor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 3, pp.646–652, Jun. 1999. DOI: 10.1109/41.767074.
- [115] T. Tsuda, T. Fukami, Y. Kanamaru, and T. Miyamoto, “Effects of the Built-in Permanent Magnet Rotor on the Equivalent Circuit Parameters of a Permanent Magnet Induction Generator,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 3, pp.798–799, Sep. 2007. DOI: 10.1109/TEC.2007.902674.
- [116] I. Hofman, P. Sergeant, and A. Van den Bossche, “Influence of Soft Magnetic Material in a Permanent Magnet Synchronous Machine With a Commercial Induction Machine Stator,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 4, pp.1645–1648, Apr. 2012. DOI: 10.1109/TMAG.2011.2173470.
- [117] R. Ni *et al.*, “Efficiency Enhancement of General AC Drive System by Remanufacturing Induction Motor With Interior Permanent-Magnet Rotor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 2, pp.808–820, Feb. 2016. DOI: 10.1109/TIE.2015.2477478.
- [118] G. Pellegrino, A. Vagati, B. Boazzo, and P. Guglielmi, “Comparison of Induction and PM Synchronous Motor Drives for EV Application Including Design Examples,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pp.2322–2332, Nov. 2012. DOI: 10.1109/TIA.2012.2227092.
- [119] J. K. Kostko, “Polyphase reaction synchronous motors,” *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 42, no. 11, pp.1162–1168, Nov. 1923. DOI: 10.1109/JoAIEE.1923.6591529.
- [120] P. J. Lawrenson, J. M. Stephenson, N. N. Fulton, P. T. Blenkinsop, and J. Corda, “Variable-speed switched reluctance motors,” *IEE Proceedings B Electric Power Applications*, vol. 127, no. 4, p.253, 1980. DOI: 10.1049/ip-b.1980.0034.
- [121] Shang-Hsun Mao and Mi-Ching Tsai, “A novel switched reluctance motor with C-core stators,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 12, pp.4413–4420, Dec. 2005. DOI:

- 10.1109/TMAG.2005.858372.
- [122] N. R. Patel, V. A. Shah, and M. Lokhande, "A Novel Approach to the Design and Development of 12/15 Radial Field C-Core Switched Reluctance Motor for Implementation in Electric Vehicle Application," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 9545, no. c, pp.1–1, 2018. DOI: 10.1109/TVT.2018.2839695.
- [123] H. Eskandari and M. Mirsalim, "An improved 9/12 two-phase e-core switched reluctance machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 4, pp.951–958, 2013. DOI: 10.1109/TEC.2013.2279344.
- [124] C. Lee, R. Krishnan, and N. S. Lobo, "Novel two-phase switched reluctance machine using common-pole E-core structure: concept, analysis, and experimental verification," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 2, pp.703–711, 2009. DOI: 10.1109/TIA.2009.2013592.
- [125] Z. Xu, J. Liu, M.-J. Kim, D. H. Lee, and J.-W. Ahn, "Characteristics Analysis and Comparison of Conventional and Segmental Rotor Type 12/8 Switched Reluctance Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. PP, no. c, pp.1–1, 2018. DOI: 10.1109/TIA.2018.2859324.
- [126] I. Husain and M. Ehsani, "Torque ripple minimization in switched reluctance motor drives by PWM current control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp.83–88, 1996. DOI: 10.1109/63.484420.
- [127] H. Li, B. Bilgin, and A. Emadi, "An Improved Torque Sharing Function for Torque Ripple Reduction in Switched Reluctance Machines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp.1–1, 2018. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2835773.
- [128] C. Gan, J. Wu, Q. Sun, W. Kong, H. Li, and Y. Hu, "A Review on Machine Topologies and Control Techniques for Low-Noise Switched Reluctance Motors in Electric Vehicle Applications," *IEEE Access*, vol. 6, pp.31430–31443, 2018. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2837111.
- [129] C. M. Spargo, B. C. Mecrow, J. D. Widmer, and C. Morton, "Application of Fractional-Slot Concentrated Windings to Synchronous Reluctance Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 2, pp.1446–1455, Mar. 2015. DOI: 10.1109/TIA.2014.2341733.
- [130] M. A. Kabir and I. Husain, "Application of Multilayer AC winding to Design Synchronous Reluctance Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. PP, no. c, pp.1–1, 2018. DOI: 10.1109/TIA.2018.2859033.
- [131] M. N. F. Ibrahim, A. S. Abdel-khalik, E. E. M. Rashad, and P. Sergeant, "An Improved Torque Density Synchronous Reluctance Machine with a Combined Star-Delta Winding Layout," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 8969, no. c, pp.1–10, 2017. DOI: 10.1109/TEC.2017.2782777.
- [132] H. Hwang, S. Bae, and C. Lee, "Analysis and Design of a Hybrid Rare-Earth-Free Permanent Magnet Reluctance Machine by Frozen Permeability Method," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 7, pp.1–4, Jul. 2016. DOI: 10.1109/TMAG.2016.2527632.
- [133] E. Farmahini Farahani, M. A. Jalali Kondelaji, and M. Mirsalim, "An Innovative Hybrid-Excited Multi-Tooth Switched Reluctance Motor for Torque Enhancement," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 0046, no. c, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/TIE.2020.2969073.
- [134] A. Fratta, A. Vagati, and F. Villata, "On the evolution of AC machines for spindle drive applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 5, pp.1081–1086, 1992. DOI: 10.1109/28.158832.
- [135] S. Ooi, S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Inoue, "Performance Evaluation of a High-Power-Density PMASynRM With Ferrite Magnets," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 3, pp.1308–1315, May 2013. DOI: 10.1109/TIA.2013.2253293.
- [136] T. A. Lipo, "Synchronous Reluctance Machines-A Viable Alternative for AC Drives?," *Electric Machines & Power Systems*, vol. 19, no. 6, pp.659–671, Nov. 1991. DOI: 10.1080/07313569108909556.



- [137] E. Bostanci, M. Moallem, A. Parsapour, and B. Fahimi, "Opportunities and Challenges of Switched Reluctance Motor Drives for Electric Propulsion: A Comparative Study," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, no. 1, pp.58–75, 2017. DOI: 10.1109/TTE.2017.2649883.
- [138] C. H. T. Lee, K. T. Chau, C. Liu, D. Wu, and S. Gao, "Quantitative Comparison and Analysis of Magnetless Machines With Reluctance Topologies," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 7, pp.3969–3972, Jul. 2013. DOI: 10.1109/TMAG.2013.2242862.
- [139] C. Gan, J. Wu, Q. Sun, W. Kong, H. Li, and Y. Hu, "A Review on Machine Topologies and Control Techniques for Low-Noise Switched Reluctance Motors in Electric Vehicle Applications," *IEEE Access*, vol. 6, pp.31430–31443, 2018. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2837111.
- [140] R. Krishnan, "An energy-efficiency-enhanced switched reluctance motor [From Mind To Market]," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 1, no. 1, pp.4–6, 2007. DOI: 10.1109/MIE.2007.357182.
- [141] C. Gan, Y. Chen, R. Qu, Z. Yu, W. Kong, and Y. Hu, "An Overview of Fault-Diagnosis and Fault-Tolerance Techniques for Switched Reluctance Machine Systems," *IEEE Access*, vol. 7, pp.174822–174838, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2956552.
- [142] K. Aiso and K. Akatsu, "High Speed SRM Using Vector Control for Electric Vehicle," *China Electrotechnical Society Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 4, no. 1, pp.61–68, Mar. 2020. DOI: 10.30941/CESTEMS.2020.00009.
- [143] S. Li, S. Zhang, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Modeling, Design Optimization, and Applications of Switched Reluctance Machines—A Review," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 3, pp.2660–2681, May 2019. DOI: 10.1109/TIA.2019.2897965.
- [144] P. Azer, B. Bilgin, and A. Emadi, "Mutually Coupled Switched Reluctance Motor: Fundamentals, Control, Modeling, State of the Art Review and Future Trends," *IEEE Access*, vol. 7, pp.100099–100112, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2930895.
- [145] H. Hua, W. Hua, G. Zhao, and M. Cheng, "Torque Production Mechanism of Switched Reluctance Machines with Air-gap Field Modulation Principle," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 8969, no. c, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/TEC.2020.2987647.
- [146] —, "The Tesla Team, 'The Longest-Range Electric Vehicle Now Goes Even Farther,'" 2019. [Online]. Available: <https://www.tesla.com/blog/longest-range-electric-vehicle-now-goes-even-farther>. [Accessed: 12-May-2021]
- [147] C. Thackwell and A. Michaelides, "Rare-earth Free Drive Units For Powertrain Electrification," in *Coiltech International Coil Winding Expo 2019*, 2019 [Online]. Available: [http://www.refreedrive.eu/wp-content/downloads/Coiltech\\_2019\\_ReFreeDrive\\_JLR.pdf](http://www.refreedrive.eu/wp-content/downloads/Coiltech_2019_ReFreeDrive_JLR.pdf)
- [148] J. Merwerth, J. Halbedel, and G. Schlangen, "Electrical Drive Motor for a Vehicle," U.S. Patent 20120267977A1,2012.
- [149] X. Vinamata, A. Michaelides, and P. Topping, "A switched reluctance motor with reduced torque ripple," International Patent WO2015189137A1,2015.
- [150] J. Deguchi, H. Kubonoya, and T. Fujiyoshi, "Controller for Switched Reluctance Motor," European Patent EP3490137A1,2017.
- [151] —, "Press BMW Group, BMW i Ventures Announces Investment in Software Motor Company," 2020. [Online]. Available: [https://www.press.bmwgroup.com/usa/article/detail/T0304834EN\\_US/bmw-i-ventures-announces-investment-in-software-motor-company](https://www.press.bmwgroup.com/usa/article/detail/T0304834EN_US/bmw-i-ventures-announces-investment-in-software-motor-company). [Accessed: 12-May-2021]
- [152] L. C. Packer, "Universal Type Motors," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. XLIV, pp.587–591, Jan. 1925. DOI: 10.1109/T-AIEE.1925.5061140.
- [153] L. C. Packer, "Commutation in Universal-Type Motors," *Transactions of the American Institute of Electrical*

- Engineers*, vol. 70, no. 1, pp.170–178, Jul. 1951. DOI: 10.1109/T-AIEE.1951.5060384.
- [154] W. E. Wier, “Iron Loss in Universal Motors [includes discussion],” *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems*, vol. 73, no. 2, pp.1546–1552, Jan. 1954. DOI: 10.1109/AIEEPAS.1954.4499002.
- [155] C. Ozturk, B. Gok, H. Acikgoz, and A. Balikcioglu, “Noise emission of universal motor drives,” *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 4, no. 4, pp.49–66, 1998. DOI: 10.1109/2943.692534.
- [156] G. Papa, B. Korusic-Seljak, B. Benedicic, and T. Kmecl, “Universal motor efficiency improvement using evolutionary optimization,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 3, pp.602–611, Jun. 2003. DOI: 10.1109/TIE.2003.812455.
- [157] A. Di Gerlando and R. Perini, “Model of the commutation phenomena in a universal motor,” in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC’03.*, 2003, vol. 1, no. 1, pp.173–179. DOI: 10.1109/IEMDC.2003.1211259.
- [158] K. Kurihara and S. Sakamoto, “Steady-State and Transient Performance Analysis for Universal Motors With Appropriate Turns Ratio of Lead Coils to Lag Coils,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 6, pp.1506–1509, Jun. 2008. DOI: 10.1109/TMAG.2007.916406.
- [159] C.-D. Oancea, V. C. Petre, and V. A. Boicea, “Educational and Experimental Study for Evaluation of an Universal Motor,” in *2019 11th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*, 2019, pp.1–4. DOI: 10.1109/ATEE.2019.8724929.
- [160] D. S. Nayak and R. Shivarudra Swamy, “Loss and Efficiency Analysis of Universal Motor Used in Mixer Grinder by Mathematical Modelling,” in *2018 IEEE International Conference on Automatic Control and Intelligent Systems (I2CACIS)*, 2018, pp.105–110. DOI: 10.1109/I2CACIS.2018.8603693.
- [161] R. Garg, “Behavioral Analysis of a Universal Motor When Operated On DC and AC Supply,” in *2019 International Conference on Intelligent Computing and Control Systems (ICCS)*, 2019, no. Iccs, pp.705–710. DOI: 10.1109/ICCS45141.2019.9065475.
- [162] Y. Xia, H. Zhao, S. Wang, X. Huo, and Y. Yao, “Software and Hardware Development of a Universal AC/DC Motor Drive Control System,” in *2019 IEEE 3rd Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference (IMCEC)*, 2019, no. Imcec, pp.170–174. DOI: 10.1109/IMCEC46724.2019.8983906.
- [163] V. Umesh, S. Mishra, S. Simon, A. K. Singh, and P. Moses, “Universal Electrical Motor Acoustic Noise Reduction based on Rotor Surface Modification,” in *2019 International Conference on Data Science and Communication (IconDSC)*, 2019, pp.1–5. DOI: 10.1109/IconDSC.2019.8817005.
- [164] H. Kielgas and R. Nill, “Converter Propulsion Systems with Three-Phase Induction Motors for Electric Traction Vehicles,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-16, no. 2, pp.222–233, Mar. 1980. DOI: 10.1109/TIA.1980.4503775.
- [165] G. G. Balazs, P. Kiss, M. Horvath, and I. Schmidt, “Application of the double domain simulation in comparison of new current control methods for PWM controlled AC electric locomotives,” in *2012 IEEE 15th International Conference on Harmonics and Quality of Power*, 2012, pp.232–237. DOI: 10.1109/ICHQP.2012.6381234.
- [166] I. M. Gottlieb, *Practical Electric Motor Handbook*, 2nd ed. Newnes, 1997.
- [167] H. C. Roters, “The hysteresis motor,” *Electrical Engineering*, vol. 67, no. 3, pp.241–245, Mar. 1948. DOI: 10.1109/EE.1948.6444010.
- [168] D. O’Kelly, “Hysteresis motor with overexcitation and solid-state control,” *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 125, no. 4, p.288, 1978. DOI: 10.1049/piee.1978.0073.
- [169] A. M. Osheiba and M. A. Rahman, “Transient Performance of Hysteresis Motors with Ferrite Magnets,”

- Electric Machines & Power Systems*, vol. 11, no. 2, pp.147–157, Jan. 1986. DOI: 10.1080/07313568608909169.
- [170] A. M. Osheiba, J. Qian, and M. A. Rahman, “Performance of Hysteresis Permanent Magnet Motors,” *Electric Machines & Power Systems*, vol. 16, no. 4, pp.265–280, Jan. 1989. DOI: 10.1080/07313568908909383.
- [171] R. Qin and M. A. Rahman, “Magnetic equivalent circuit of pm hysteresis synchronous motor,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, no. 5, pp.2998–3000, Sep. 2003. DOI: 10.1109/TMAG.2003.816719.
- [172] M. A. Rahman and Ruifeng Qin, “A permanent magnet hysteresis hybrid synchronous motor for electric vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 1, pp.46–53, 1997. DOI: 10.1109/41.557498.
- [173] M. Repetto and P. Uzunov, “Analysis of Hysteresis Motor Starting Torque Using Finite Element Method and Scalar Static Hysteresis Model,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 5, pp.2405–2408, May 2013. DOI: 10.1109/TMAG.2013.2239972.
- [174] L. Zhou, W. Gruber, and D. L. Trumper, “Position Control for Hysteresis Motors: Transient-Time Model and Field-Oriented Control,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 4, pp.3197–3207, Jul. 2018. DOI: 10.1109/TIA.2018.2812143.
- [175] M. Noh, W. Gruber, and D. L. Trumper, “Hysteresis Bearingless Slice Motors With Homopolar Flux-Biasing,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 22, no. 5, pp.2308–2318, Oct. 2017. DOI: 10.1109/TMECH.2017.2740429.
- [176] K. Kurihara, N. Kurihara, and T. Kubota, “Torque Analysis of the Hysteresis Motor with Over-excitation Using Play Model,” in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2019, pp.1–6. DOI: 10.1109/ICEMS.2019.8921724.
- [177] J.-H. Han, D.-J. Choi, S.-U. Park, and S.-K. Hong, “A Study on a Computation Method of the Loop Variance of Hysteresis Motors after Entering Synchronous Speed,” in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2019, pp.1–4. DOI: 10.1109/ICEMS.2019.8922299.
- [178] X. Gao and B. Sun, “Adaptive Control for Hysteresis Motor Driving Servo System with Preisach Model,” in *2018 IEEE 8th Annual International Conference on CYBER Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems (CYBER)*, 2018, vol. 0, no. 2, pp.1563–1566. DOI: 10.1109/CYBER.2018.8688125.
- [179] S. F. Rabbi, M. Halloran, T. LeDrew, A. Matchem, and M. A. Rahman, “Modeling and V/F control of a Hysteresis Interior Permanent Magnet Motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 2, pp.1–1, 2015. DOI: 10.1109/TIA.2015.2505666.
- [180] S. F. Rabbi, P. Zhou, and M. A. Rahman, “Design and Performance Analysis of a Self-Start Radial Flux-Hysteresis Interior Permanent Magnet Motor,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, no. 11, pp.1–4, Nov. 2017. DOI: 10.1109/TMAG.2017.2695079.
- [181] M. Gedikpinar, “Design and Implementation of a Self-Starting Permanent Magnet Hysteresis Synchronous Motor for Pump Applications,” *IEEE Access*, vol. 7, pp.186211–186216, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2961425.
- [182] C. P. Steinmetz, “Operating Alternating Motors,” U.S. Patent 587340, 1897.
- [183] Siemens & Halske, “Verfahren, die Umdrehungszahl von Wechselstrom-Treibmaschinen mit Magnetischem Drehfelde zu Verringern,” German Patent 73050, 1894.
- [184] L. J. Hunt, “A new type of induction motor,” *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 39, no. 186, pp.648–667, Sep. 1907. DOI: 10.1049/jiee-1.1907.0074.
- [185] L. J. Hunt, “The ‘cascade’ induction motor,” *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 52, no.

- 230, pp.406–426, Mar. 1914. DOI: 10.1049/jjee-1.1914.0031.
- [186] A. R. W. Broadway and L. Burbridge, “Self-cascaded machine: a low-speed motor or high-frequency brushless alternator,” *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 117, no. 7, p.1277, 1970. DOI: 10.1049/piee.1970.0247.
- [187] A. R. W. Broadway, B. J. Cook, and P. W. Neal, “Brushless cascade alternator,” *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 121, no. 12, p.1529, 1974. DOI: 10.1049/piee.1974.0317.
- [188] R. Li, A. Wallace, R. Spee, and Y. Wang, “Two-axis model development of cage-rotor brushless doubly-fed machines,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 6, no. 3, pp.453–460, Sep. 1991. DOI: 10.1109/60.84321.
- [189] A. Kusko and C. B. Somuah, “Speed Control of a Single-Frame Cascade Induction Motor with Slip-Power Pump Back,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-14, no. 2, pp.97–105, Mar. 1978. DOI: 10.1109/TIA.1978.4503502.
- [190] A. R. W. Broadway, “Cageless induction machine,” *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 118, no. 11, p.1593, 1971. DOI: 10.1049/piee.1971.0290.
- [191] L. Xu, F. Liang, and T. A. Lipo, “Transient model of a doubly excited reluctance motor,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 6, no. 1, pp.126–133, Mar. 1991. DOI: 10.1109/60.73799.
- [192] F. Liang, L. Xu, and T. A. Lipo, “D-q analysis of a variable speed doubly ac excited reluctance motor,” *Electric Machines and Power Systems*, vol. 19, no. 2, pp.125–138, Mar. 1991. DOI: 10.1080/07313569108909511.
- [193] O. Ojo and Z. Wu, “Synchronous operation of a dual-winding reluctance generator,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 12, no. 4, pp.357–362, 1997. DOI: 10.1109/60.638929.
- [194] R. E. Betz and M. G. Jovanovic, “The brushless doubly fed reluctance machine and the synchronous reluctance machine—a comparison,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 4, pp.1103–1110, 2000. DOI: 10.1109/28.855966.
- [195] A. M. Knight, R. E. Betz, and D. G. Dorrell, “Design and Analysis of Brushless Doubly Fed Reluctance Machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 1, pp.50–58, Jan. 2013. DOI: 10.1109/TIA.2012.2229451.
- [196] K. Protsenko and Dewei Xu, “Modeling and Control of Brushless Doubly-Fed Induction Generators in Wind Energy Applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp.1191–1197, May 2008. DOI: 10.1109/TPEL.2008.921187.
- [197] M. Cheng and Y. Zhu, “The state of the art of wind energy conversion systems and technologies: A review,” *Energy Conversion and Management*, vol. 88, pp.332–347, Dec. 2014. DOI: 10.1016/j.enconman.2014.08.037.
- [198] P. Han, M. Cheng, X. Wei, and Y. Jiang, “Steady-State Characteristics of the Dual-Stator Brushless Doubly Fed Induction Generator,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp.200–210, Jan. 2018. DOI: 10.1109/TIE.2017.2716904.
- [199] R. E. Betz and M. G. Jovanovic, “Theoretical analysis of control properties for the brushless doubly fed reluctance machine,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 3, pp.332–339, Sep. 2002. DOI: 10.1109/TEC.2002.801997.
- [200] H. Chaal and M. Jovanovic, “Toward a Generic Torque and Reactive Power Controller for Doubly Fed Machines,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp.113–121, Jan. 2012. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2160731.
- [201] Fengxiang Wang, Fengge Zhang, and Longya Xu, “Parameter and performance comparison of doubly fed brushless machine with cage and reluctance rotors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38,

- no. 5, pp.1237–1243, Sep. 2002. DOI: 10.1109/TIA.2002.802917.
- [202] F. Zhang, G. Jia, Y. Zhao, Z. Yang, W. Cao, and J. L. Kirtley, “Simulation and Experimental Analysis of a Brushless Electrically Excited Synchronous Machine With a Hybrid Rotor,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 12, pp.1–7, Dec. 2015. DOI: 10.1109/TMAG.2015.2450684.
- [203] S. Abdi, E. Abdi, A. Oraee, and R. McMahon, “Optimization of Magnetic Circuit for Brushless Doubly Fed Machines,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 4, pp.1611–1620, Dec. 2015. DOI: 10.1109/TEC.2015.2468063.
- [204] F. Zhang, S. Yu, X. Wang, H. Wang, and S. Jin, “Research of a Novel Brushless Doubly-Fed Generator With Hybrid Rotor,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 26, no. 7, pp.1–5, Oct. 2016. DOI: 10.1109/TASC.2016.2594865.
- [205] I. Scian, D. G. Dorrell, and P. J. Holik, “Assessment of Losses in a Brushless Doubly-Fed Reluctance Machine,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 10, pp.3425–3427, Oct. 2006. DOI: 10.1109/TMAG.2006.879068.
- [206] D. G. Dorrell, A. M. Knight, and R. E. Betz, “Improvements in Brushless Doubly Fed Reluctance Generators Using High-Flux-Density Steels and Selection of the Correct Pole Numbers,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp.4092–4095, Oct. 2011. DOI: 10.1109/TMAG.2011.2159300.
- [207] P. Han, M. Cheng, X. Wei, and N. Li, “Modeling and Performance Analysis of A Dual-Stator Brushless Doubly-Fed Induction Machine Based on Spiral Vector Theory,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 2, pp.1–1, 2015. DOI: 10.1109/TIA.2015.2491893.
- [208] X. Wei, M. Cheng, W. Wang, P. Han, and R. Luo, “Direct Voltage Control of Dual-Stator Brushless Doubly Fed Induction Generator for Stand-Alone Wind Energy Conversion Systems,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 7, pp.1–4, Jul. 2016. DOI: 10.1109/TMAG.2016.2526049.
- [209] F. Zhang, H. Wang, G. Jia, D. Ma, and M. G. Jovanovic, “Effects of Design Parameters on Performance of Brushless Electrically Excited Synchronous Reluctance Generator,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 11, pp.9179–9189, Nov. 2018. DOI: 10.1109/TIE.2018.2821109.
- [210] P. Han, M. Cheng, S. Ademi, and M. G. Jovanovi, “Brushless Doubly-Fed Machines : Opportunities and Challenges,” *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 4, no. 2, pp.1–17, 2018. DOI: 10.23919/CJEE.2018.8409345.
- [211] Yuefeng Liao, Feng Liang, and T. A. Lipo, “A novel permanent magnet motor with doubly salient structure,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp.1069–1078, 1995. DOI: 10.1109/28.464521.
- [212] Y. Fan and K. T. Chau, “Design, modeling, and analysis of a brushless doubly fed doubly salient machine for electric vehicles,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 3, pp.727–734, 2008. DOI: 10.1109/TIA.2008.921406.
- [213] K. T. Chau, *Electric Vehicle Machines and Drives*. Singapore: John Wiley & Sons, Singapore Pte. Ltd, 2015. DOI: 10.1002/9781118752555.
- [214] L. Yu, Z. Zhang, Z. Chen, and Y. Yan, “Analysis and verification of the doubly salient brushless DC generator for automobile auxiliary power unit application,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 12, pp.6655–6663, 2014. DOI: 10.1109/TIE.2014.2320224.
- [215] X. Liu and Z. Q. Zhu, “Electromagnetic performance of novel variable flux reluctance machines with DC-field coil in stator,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 6, pp.3020–3028, 2013. DOI: 10.1109/TMAG.2012.2235182.
- [216] X. Liu and Z. Q. Zhu, “Stator/Rotor Pole Combinations and Winding Configurations of Variable Flux Reluctance Machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp.3675–3684, Nov. 2014. DOI: 10.1109/TIA.2014.2315505.

- [217] J. T. Shi and Z. Q. Zhu, "Analysis of Novel Multi-Tooth Variable Flux Reluctance Machines With Different Stator and Rotor Pole Combinations," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 5, pp.1–11, May 2015. DOI: 10.1109/TMAG.2014.2364264.
- [218] L. R. Huang, J. H. Feng, S. Y. Guo, J. X. Shi, W. Q. Chu, and Z. Q. Zhu, "Fast Design Method of Variable Flux Reluctance Machines," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 2, no. 1, pp.152–159, 2018. DOI: 10.23919/TEMS.2018.8326462.
- [219] X. Liu and Z. Q. Zhu, "Comparative Study of Novel Variable Flux Reluctance Machines With Doubly Fed Doubly Salient Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 7, pp.3838–3841, Jul. 2013. DOI: 10.1109/TMAG.2013.2242047.
- [220] Xiaoyong Zhu and Ming Cheng, "A novel stator hybrid excited doubly salient permanent magnet brushless machine for electric vehicles," in *2005 International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2005, vol. 1, no. 2, pp.412-415 Vol. 1. DOI: 10.1109/ICEMS.2005.202558.
- [221] Z. Zhang, Y. Tao, and Y. Yan, "Investigation of a New Topology of Hybrid Excitation Doubly Salient Brushless DC Generator," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 6, pp.2550–2556, Jun. 2012. DOI: 10.1109/TIE.2011.2159957.
- [222] C. Liu, K. T. Chau, and J. Z. Jiang, "A Permanent-Magnet Hybrid Brushless Integrated Starter–Generator for Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 12, pp.4055–4064, Dec. 2010. DOI: 10.1109/TIE.2010.2044128.
- [223] R. P. Deodhar, S. Andersson, I. Boldea, and T. J. E. Miller, "The flux-reversal machine: a new brushless doubly-salient permanent-magnet machine," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 4, pp.925–934, 1997. DOI: 10.1109/28.605734.
- [224] Y. Tang, J. J. H. Paulides, T. E. Motosca, and E. A. Lomonova, "Flux-Switching Machine With DC Excitation," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 11, pp.3583–3586, Nov. 2012. DOI: 10.1109/TMAG.2012.2199100.
- [225] C. Pollock *et al.*, "Flux-Switching Motors for Automotive Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 5, pp.1177–1184, Sep. 2006. DOI: 10.1109/TIA.2006.880842.
- [226] C. H. T. Lee, K. T. Chau, C. Liu, and F. Lin, "Design and Analysis of a Magnetless Flux-Switching DC-Excited Machine for Wind Power Generation," *Journal of International Council on Electrical Engineering*, vol. 4, no. 1, pp.80–87, Jan. 2014. DOI: 10.5370/JICEE.2014.4.1.080.
- [227] C. H. T. Lee, K. T. Chau, and C. Liu, "Design and Analysis of an Electronic-Geared Magnetless Machine for Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 11, pp.6705–6714, Nov. 2016. DOI: 10.1109/TIE.2016.2582793.
- [228] W. Hua, M. Cheng, and G. Zhang, "A novel hybrid excitation flux-switching motor for hybrid vehicles," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 10, pp.4728–4731, 2009. DOI: 10.1109/TMAG.2009.2022497.
- [229] D. Wu, J. T. Shi, Z. Q. Zhu, and X. Liu, "Electromagnetic Performance of Novel Synchronous Machines With Permanent Magnets in Stator Yoke," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 9, pp.1–9, Sep. 2014. DOI: 10.1109/TMAG.2014.2317794.
- [230] J. T. Shi, Z. Q. Zhu, D. Wu, and X. Liu, "Comparative study of synchronous machines having permanent magnets in stator," *Electric Power Systems Research*, vol. 133, pp.304–312, Apr. 2016. DOI: 10.1016/j.epsr.2015.12.018.
- [231] C. Lee, "Vernier Motor and Its Design," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 82, no. 66, pp.343–349, Jun. 1963. DOI: 10.1109/TPAS.1963.291362.
- [232] A. Ishizaki, "Theory and optimum design of PM Vernier motor," in *Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives*, 1995, vol. 1995, no. 412, pp.208–212. DOI: 10.1049/cp:19950864.

- [233] B. Kim and T. A. Lipo, "Operation and Design Principles of a PM Vernier Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp.3656–3663, Nov. 2014. DOI: 10.1109/TIA.2014.2313693.
- [234] A. Toba and T. A. Lipo, "Novel dual-excitation permanent magnet Vernier machine," in *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*, 1999, vol. 4, pp.2539–2544. DOI: 10.1109/IAS.1999.799197.
- [235] S. Niu, S. L. Ho, W. N. Fu, and L. L. Wang, "Quantitative Comparison of Novel Vernier Permanent Magnet Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 6, pp.2032–2035, Jun. 2010. DOI: 10.1109/TMAG.2010.2042429.
- [236] C. Liu, J. Zhong, and K. T. Chau, "A Novel Flux-Controllable Vernier Permanent-Magnet Machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp.4238–4241, Oct. 2011. DOI: 10.1109/TMAG.2011.2152374.
- [237] K. Tsurumoto and S. Kikuchi, "A new magnetic gear using permanent magnet," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 23, no. 5, pp.3622–3624, Sep. 1987. DOI: 10.1109/TMAG.1987.1065208.
- [238] K. Atallah and D. Howe, "A novel high-performance magnetic gear," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 37, no. 4, pp.2844–2846, Jul. 2001. DOI: 10.1109/20.951324.
- [239] K. T. Chau, D. Zhang, J. Z. Jiang, C. Liu, and Y. Zhang, "Design of a Magnetic-Geared Outer-Rotor Permanent-Magnet Brushless Motor for Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 6, pp.2504–2506, Jun. 2007. DOI: 10.1109/TMAG.2007.893714.
- [240] W. N. Fu and S. L. Ho, "A Quantitative Comparative Analysis of a Novel Flux-Modulated Permanent-Magnet Motor for Low-Speed Drive," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 1, pp.127–134, Jan. 2010. DOI: 10.1109/TMAG.2009.2030677.
- [241] Y. Chen, W. Fu, and X. Weng, "A Concept of General Flux-Modulated Electric Machines Based on a Unified Theory and Its Application to Developing a Novel Doubly-Fed Dual-Stator Motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 12, pp.9914–9923, Dec. 2017. DOI: 10.1109/TIE.2017.2733454.
- [242] S. Niu, S. L. Ho, and W. N. Fu, "A Novel Double-Stator Double-Rotor Brushless Electrical Continuously Variable Transmission System," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 7, pp.3909–3912, Jul. 2013. DOI: 10.1109/TMAG.2013.2248347.
- [243] Y. Jiang, J. Zhang, and T. Li, "A Permanent Magnet Brushless Doubly Fed Generator With Segmented Structure," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 54, no. 3, pp.1–4, Mar. 2018. DOI: 10.1109/TMAG.2017.2757948.
- [244] Y. Jiang, J. Zhang, and T. Li, "A Segmented Brushless Doubly Fed Generator for Wind Power Applications," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 54, no. 3, pp.1–4, Mar. 2018. DOI: 10.1109/TMAG.2017.2762827.
- [245] X. Liu, X. Zhong, Y. Du, X. Chen, D. Wang, and T. W. Ching, "A New Magnetic Field Modulation Type of Brushless Double-Fed Machine," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 28, no. 3, pp.1–5, Apr. 2018. DOI: 10.1109/TASC.2018.2796550.
- [246] D. G. Dorell, I. Chindurza, and F. Butt, "Operation, theory and comparison of the flux reversal machine - is it a viable proposition?," in *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003.*, 2003, vol. 1, pp.253–258. DOI: 10.1109/PEDS.2003.1282780.
- [247] E. Spooner and L. Haydock, "Vernier hybrid machines," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 150, no. 2, pp.139–145, 2003. DOI: 10.1049/ip-epa.
- [248] B. Kim and T. A. Lipo, "Analysis of a PM Vernier Motor With Spoke Structure," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 1, pp.217–225, Jan. 2016. DOI: 10.1109/TIA.2015.2477798.
- [249] Y. Chen, X. Zhu, L. Quan, Z. Xiang, Y. Du, and X. Bu, "A V-Shaped PM Vernier Motor With Enhanced Flux-Modulated Effect and Low Torque Ripple," *IEEE Transactions on Magnetics*, pp.1–4, 2018. DOI:

- 10.1109/TMAG.2018.2828989.
- [250] S. L. Ho, S. Niu, and W. N. Fu, "Design and Comparison of Vernier Permanent Magnet Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp.3280–3283, Oct. 2011. DOI: 10.1109/TMAG.2011.2157309.
- [251] S. Tabi, A. Tounzi, and F. Piriou, "Study of a Stator Current Excited Vernier Reluctance Machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 4, pp.823–831, Dec. 2006. DOI: 10.1109/TEC.2005.853721.
- [252] T. Fukami, Y. Matsuura, K. Shima, M. Momiyama, and M. Kawamura, "Development of a low-speed multi-pole synchronous machine with a field winding on the stator side," in *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, 2010, pp.1–6. DOI: 10.1109/ICELMACH.2010.5608212.
- [253] A. Zulu, B. C. Mecrow, and M. Armstrong, "A Wound-Field Three-Phase Flux-Switching Synchronous Motor With All Excitation Sources on the Stator," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 6, pp.2363–2371, Nov. 2010. DOI: 10.1109/TIA.2010.2072972.
- [254] S. Jia, R. Qu, and J. Li, "Analysis of the Power Factor of Stator DC-Excited Vernier Reluctance Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 11, pp.1–4, Nov. 2015. DOI: 10.1109/TMAG.2015.2450493.
- [255] S. Jia, R. Qu, J. Li, D. Li, and H. Lu, "Comparison of Stator DC Current Excited Vernier Reluctance Machines with Different Field Winding Configurations," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, no. 6, pp.10–13, 2017. DOI: 10.1109/TMAG.2017.2661807.
- [256] S. Jia, R. Qu, J. Li, and Y. Chen, "Comparison of stator DC-excited vernier reluctance machines with synchronous reluctance machines," in *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2015, pp.649–655. DOI: 10.1109/IEMDC.2015.7409128.
- [257] V. Ostovic, "Memory motors: A new class of controllable-flux permanent magnet machines for true wide-speed operation," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 9, no. 1, pp.52–61, Jan. 2003. DOI: 10.1109/MIA.2003.1176459.
- [258] V. Ostovic, "Pole-changing permanent-magnet machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 6, pp.1493–1499, Nov. 2002. DOI: 10.1109/TIA.2002.805568.
- [259] C. Yu, K. T. Chau, X. Liu, and J. Z. Jiang, "A flux-mnemonic permanent magnet brushless motor for electric vehicles," *Journal of Applied Physics*, vol. 103, no. 7, p.07F103, Apr. 2008. DOI: 10.1063/1.2830553.
- [260] Chuang Yu, K. T. Chau, and J. Z. Jiang, "A permanent-magnet flux-mnemonic integrated-starter-generator for hybrid electric vehicles," in *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2008, pp.1–6. DOI: 10.1109/VPPC.2008.4677568.
- [261] C. Yu and K. T. Chau, "Design, Analysis, and Control of DC-Excited Memory Motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 2, pp.479–489, Jun. 2011. DOI: 10.1109/TEC.2010.2085048.
- [262] F. Li, K. T. Chau, C. Liu, and Z. Zhang, "Design Principles of Permanent Magnet Dual-Memory Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 11, pp.3234–3237, Nov. 2012. DOI: 10.1109/TMAG.2012.2199477.
- [263] Fuhua Li, K. T. Chau, Chunhua Liu, J. Z. Jiang, and Winson Yong Wang, "Design and Analysis of Magnet Proportioning for Dual-Memory Machines," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 22, no. 3, pp.4905404–4905404, Jun. 2012. DOI: 10.1109/TASC.2011.2180494.
- [264] A. Athavale, K. Sasaki, B. S. Gagas, T. Kato, and R. D. Lorenz, "Variable Flux Permanent Magnet Synchronous Machine (VF-PMSM) Design Methodologies to Meet Electric Vehicle Traction Requirements with Reduced Losses," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp.4318–4326, Sep. 2017. DOI: 10.1109/TIA.2017.2701340.



- [265] H. Hua, Z. Q. Zhu, A. Pride, R. P. Deodhar, and T. Sasaki, "A Novel Variable Flux Memory Machine With Series Hybrid Magnets," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp.4396–4405, Sep. 2017. DOI: 10.1109/TIA.2017.2709261.
- [266] H. Yang, S. Lyu, H. Lin, Z. Zhu, H. Zheng, and T. Wang, "A Novel Hybrid-Magnetic-Circuit Variable Flux Memory Machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 7, pp.5258–5268, Jul. 2020. DOI: 10.1109/TIE.2019.2931494.
- [267] D. Wang, H. Lin, H. Yang, Y. Zhang, and X. Lu, "Design and Analysis of a Variable-Flux Pole-Changing Permanent Magnet Memory Machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 11, pp.1–4, Nov. 2015. DOI: 10.1109/TMAG.2015.2448118.
- [268] D. Wang, H. Lin, H. Yang, Y. Zhang, and K. Wang, "Cogging Torque Optimization of Flux Memory Pole-changing Permanent Magnet Machine," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 26, no. 4, pp.1–1, 2016. DOI: 10.1109/TASC.2016.2535361.
- [269] Fuhua Li, K. T. Chau, Chunhua Liu, and Chun Qiu, "New Approach for Pole-Changing With Dual-Memory Machine," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 24, no. 3, pp.1–4, Jun. 2014. DOI: 10.1109/TASC.2013.2291296.
- [270] F. Li, K. T. Chau, and C. Liu, "Pole-Changing Flux-Weakening DC-Excited Dual-Memory Machines for Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 1, pp.27–36, Mar. 2016. DOI: 10.1109/TEC.2015.2479458.
- [271] J.-M. Kim, J.-Y. Choi, K.-S. Lee, and S.-H. Lee, "Design and Analysis of Surface-Mounted-Type Variable Flux Permanent Magnet Motor for Wide-Speed Range Applications," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 11, pp.1–4, Nov. 2015. DOI: 10.1109/TMAG.2015.2443023.
- [272] H. Yang, H. Lin, Z. Q. Zhu, S. Niu, S. Lyu, and H. Zheng, "A Novel Stator Spoke-Type Hybrid Magnet Memory Machine," in *2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2019, pp.1576–1580. DOI: 10.1109/IEMDC.2019.8785325.
- [273] H. Yang, H. Lin, Z. Q. Zhu, S. Fang, and Y. Huang, "A Winding-Switching Concept for Flux Weakening in Consequent Magnet Pole Switched Flux Memory Machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 11, pp.1–4, Nov. 2015. DOI: 10.1109/TMAG.2015.2432769.
- [274] H. Yang, Z. Q. Zhu, H. Lin, S. Fang, and Y. Huang, "Comparative Study of Novel Variable-Flux Memory Machines Having Stator Permanent Magnet Topologies," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 11, pp.1–4, Nov. 2015. DOI: 10.1109/TMAG.2015.2451642.
- [275] H. Yang *et al.*, "Performance Improvement of Partitioned Stator Switched Flux Memory Machines With Triple-Magnet Configuration," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 7, pp.1–4, Jul. 2016. DOI: 10.1109/TMAG.2016.2519514.
- [276] X. Liu, D. Wu, Z. Q. Zhu, A. Pride, R. P. Deodhar, and T. Sasaki, "Efficiency Improvement of Switched Flux PM Memory Machine Over Interior PM Machine for EV/HEV Applications," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 11, pp.1–4, Nov. 2014. DOI: 10.1109/TMAG.2014.2323556.
- [277] H. Yang *et al.*, "Design Synthesis of Switched Flux Hybrid-Permanent Magnet Memory Machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 1, pp.65–79, Mar. 2017. DOI: 10.1109/TEC.2016.2631239.
- [278] H. Yang, H. Lin, Z. Q. Zhu, and S. Lyu, "Novel variable reluctance hybrid magnet memory machines," in *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2017, pp.1–6. DOI: 10.1109/ICEMS.2017.8056404.
- [279] L. Wei and T. Nakamura, "Design and Optimization of a Partitional Stator Flux-Modulated Memory Machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 56, no. 4, pp.1–5, Apr. 2020. DOI: 10.1109/TMAG.2019.2956055.
- [280] H. L. and Z. Q. Z. Hui Yang, "Recent Advances in Variable Flux Memory Machines for Traction Applications:

- A Review,” *Ces Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 2, no. 1, pp.34–50, 2018. DOI: 10.23919/TEMS.2018.8326450.
- [281] H. Yang, Z. Q. Zhu, H. Lin, S. Fang, and Y. Huang, “Synthesis of Hybrid Magnet Memory Machines Having Separate Stators for Traction Applications,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 1, pp.183–195, Jan. 2018. DOI: 10.1109/TVT.2017.2762082.
- [282] H. Yang, H. Lin, Z. Q. Zhu, D. Wang, S. Fang, and Y. Huang, “A Variable-Flux Hybrid-PM Switched-Flux Memory Machine for EV/HEV Applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 3, pp.2203–2214, May 2016. DOI: 10.1109/TIA.2016.2524400.
- [283] Y. Hu *et al.*, “Research and Design on Reducing the Difficulty of Magnetization of a Hybrid Permanent Magnet Memory Motor,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 8969, no. c, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/TEC.2020.2989530.
- [284] W. Wang, H. Lin, H. Yang, W. Liu, and S. Lyu, “Second-Order Sliding Mode-Based Direct Torque Control of Variable-Flux Memory Machine,” *IEEE Access*, vol. 8, pp.34981–34992, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2974238.
- [285] N. Tesla, “Notes on a Unipolar Dynamo,” *The Electrical Engineer*, vol. 2, no. September, 1891.
- [286] J. F. Gieras, R.-J. Wang, and M. J. Kamper, *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*. 2008. DOI: 10.1007/978-1-4020-8227-6.
- [287] F. Profumo, Z. Zhang, and A. Tenconi, “Axial flux machines drives: A new viable solution for electric cars,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 1, pp.39–45, 1997. DOI: 10.1109/41.557497.
- [288] M. Aydin, Surong Huang, and T. A. Lipo, “Torque quality and comparison of internal and external rotor axial flux surface-magnet disc machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 3, pp.822–830, Jun. 2006. DOI: 10.1109/TIE.2006.874268.
- [289] A. Cavagnino, M. Lazzari, F. Profumo, and A. Tenconi, “A comparison between the axial flux and the radial flux structures for PM synchronous motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 6, pp.1517–1524, 2002. DOI: 10.1109/TIA.2002.805572.
- [290] M. Aydin and M. Gulec, “A New Coreless Axial Flux Interior Permanent Magnet Synchronous Motor with Sinusoidal Rotor Segments,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 7, pp.7–10, 2016. DOI: 10.1109/TMAG.2016.2522950.
- [291] N. Taran, V. Rallabandi, G. Heins, and D. M. Ionel, “Coreless and Conventional Axial Flux Permanent Magnet Motors for Solar Cars,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. PP, no. c, pp.1–1, 2018. DOI: 10.1109/TIA.2018.2855123.
- [292] W. Geng and Z. Zhang, “Investigation of a New Ironless-Stator Self-Bearing Axial Flux Permanent Magnet Motor,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 7, pp.1–4, Jul. 2016. DOI: 10.1109/TMAG.2016.2524649.
- [293] Sunghyuk Park, Wonho Kim, and Sung-Il Kim, “A Numerical Prediction Model for Vibration and Noise of Axial Flux Motors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp.5757–5762, Oct. 2014. DOI: 10.1109/TIE.2014.2300034.
- [294] W. Deng and S. Zuo, “Axial Force and Vibroacoustic Analysis of External-Rotor Axial-Flux Motors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 3, pp.2018–2030, Mar. 2018. DOI: 10.1109/TIE.2017.2739697.
- [295] M. Aydin and M. Gulec, “Reduction of Cogging Torque in Double-Rotor Axial-Flux Permanent-Magnet Disk Motors: A Review of Cost-Effective Magnet-Skewing Techniques With Experimental Verification,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 9, pp.5025–5034, Sep. 2014. DOI: 10.1109/TIE.2013.2276777.

- [296] S. De, M. Rajne, S. Poosapati, C. Patel, and K. Gopakumar, "Low-inductance axial flux BLDC motor drive for more electric aircraft," *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 1, p.124, 2012. DOI: 10.1049/iet-pel.2010.0329.
- [297] A. Khergade, S. B. Bodkhe, and A. K. Rana, "Closed loop control of axial flux permanent magnet BLDC motor for electric vehicles," in *2016 IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS)*, 2016, no. 978, pp.1–6. DOI: 10.1109/ICPES.2016.7584148.
- [298] N. Balkan Simsir and H. Bulent Ertan, "A comparison of torque capabilities of axial flux and radial flux type of brushless DC (BLDC) drives for wide speed range applications," in *Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS'99 (Cat. No.99TH8475)*, 1999, vol. 2, no. July, pp.719–724 vol.2. DOI: 10.1109/PEDS.1999.792793.
- [299] F. C. Mushid and D. G. Dorrell, "Review of axial flux induction motor for automotive applications," *Proceedings - 2017 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis, WEMDCD 2017*, pp.146–151, 2017. DOI: 10.1109/WEMDCD.2017.7947738.
- [300] F. Caricchi, "Axial flux electromagnetic differential induction motor," in *Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives*, 1995, vol. 1995, no. 412, pp.1–5. DOI: 10.1049/cp:19950824.
- [301] D. H. Kelly, "Double-Rotor Induction Motor," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-88, no. 7, pp.1086–1092, 1969. DOI: 10.1109/TPAS.1969.292509.
- [302] R. Madhavan and B. G. Fernandes, "Performance Improvement in the Axial Flux-Segmented Rotor-Switched Reluctance Motor," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, no. 3, pp.641–651, Sep. 2014. DOI: 10.1109/TEC.2014.2314657.
- [303] R. Madhavan and B. G. Fernandes, "Axial flux segmented srm with a higher number of rotor segments for electric vehicles," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 1, pp.203–213, 2013. DOI: 10.1109/TEC.2012.2235068.
- [304] M. J. Kermanipour and B. Ganji, "Modification in Geometric Structure of Double-Sided Axial Flux Switched Reluctance Motor for Mitigating Torque Ripple," *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 38, no. 4, pp.318–322, 2015. DOI: 10.1109/CJECE.2015.2465160.
- [305] J. Ma *et al.*, "Optimal Design of an Axial-Flux Switched Reluctance Motor with Grain-Oriented Electrical Steel," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 6, pp.5327–5337, 2017. DOI: 10.1109/TIA.2017.2727438.
- [306] A. Labak and N. C. Kar, "Novel Approaches Towards Leakage Flux Reduction in Axial Flux Switched Reluctance Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 8, pp.4738–4741, Aug. 2013. DOI: 10.1109/TMAG.2013.2261287.
- [307] J.-F. TSAI and Y.-P. CHEN, "Design and Performance Analysis of an Axial-Flux Disk-Type Switched Reluctance Motor for Hybrid Scooters," *JSME International Journal Series C*, vol. 49, no. 3, pp.882–889, 2006. DOI: 10.1299/jsmec.49.882.
- [308] A. Darabi, M. Sadeghi, and A. Hassannia, "Design Optimization of Multistack Coreless Disk-Type Hysteresis Motor," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 4, pp.1081–1087, Dec. 2011. DOI: 10.1109/TEC.2011.2162107.
- [309] A. Darabi, H. Tahanian, S. Amani, and M. Sedghi, "An Experimental Comparison of Disc-Type Hysteresis Motors With Slotless Magnetic Stator Core," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 6, pp.4642–4652, Jun. 2017. DOI: 10.1109/TIE.2017.2674613.
- [310] H. Mizani, A. Darabi, and S. Omrani, "A New Hybrid Hysteresis Reluctance Disc Type Motor; design, Prototyping and Analysis," in *2018 International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive*, 2018, pp.1–6. DOI: 10.23919/EETA.2018.8493164.
- [311] R. Nasiri-Zarandi, M. Mirsalim, and A. Tenconi, "A Novel Hybrid Hysteresis Motor With Combined Radial

- and Axial Flux Rotors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 3, pp.1684–1693, Mar. 2016. DOI: 10.1109/TIE.2015.2498142.
- [312] R. Nasiri-Zarandi and M. Mirsalim, “Finite Element Analysis of an Axial Flux Hysteresis Motor Based on Complex Permeability Concept Considering the Saturation of the Hysteresis Loop,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 2, pp.1–1, 2015. DOI: 10.1109/TIA.2015.2493059.
- [313] S. Khaliq, M. Modarres, T. A. Lipo, and B.-I. Kwon, “Design of Novel Axial-Flux Dual Stator Doubly Fed Reluctance Machine,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 11, pp.1–4, Nov. 2015. DOI: 10.1109/TMAG.2015.2444382.
- [314] S. Khaliq, S. Atiq, T. A. Lipo, and B.-I. Kwon, “Rotor Pole Optimization of Novel Axial-Flux Brushless Doubly Fed Reluctance Machine for Torque Enhancement,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 7, pp.1–4, Jul. 2016. DOI: 10.1109/TMAG.2016.2522499.
- [315] C. Lee, C. Liu, and K. Chau, “A Magnetless Axial-Flux Machine for Range-Extended Electric Vehicles,” *Energies*, vol. 7, no. 3, pp.1483–1499, Mar. 2014. DOI: 10.3390/en7031483.
- [316] Mingyao Lin, Li Hao, Xin Li, Xuming Zhao, and Z. Q. Zhu, “A Novel Axial Field Flux-Switching Permanent Magnet Wind Power Generator,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp.4457–4460, Oct. 2011. DOI: 10.1109/TMAG.2011.2157908.
- [317] L. Hao, M. Lin, D. Xu, X. Fu, and W. Zhang, “Static Characteristics of a Novel Axial Field Flux-Switching Permanent Magnet Motor with Three Stator Structures,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 1, pp.1–4, Jan. 2014. DOI: 10.1109/TMAG.2013.2278916.
- [318] L. Hao, M. Lin, W. Li, H. Luo, X. Fu, and P. Jin, “Novel Dual-Rotor Axial Field Flux-Switching Permanent Magnet Machine,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 11, pp.4232–4235, Nov. 2012. DOI: 10.1109/TMAG.2012.2204964.
- [319] Wei Zhang, Mingyao Lin, Da Xu, Xinghe Fu, and Li Hao, “Novel Fault-Tolerant Design of Axial Field Flux-Switching Permanent Magnet Machine,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 24, no. 3, pp.1–4, Jun. 2014. DOI: 10.1109/TASC.2014.2304841.
- [320] W. Zhang, X. Liang, M. Lin, L. Hao, and N. Li, “Design and Analysis of Novel Hybrid-Excited Axial Field Flux-Switching Permanent Magnet Machines,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 26, no. 4, pp.1–1, 2016. DOI: 10.1109/TASC.2016.2517662.
- [321] W. Zhao, T. A. Lipo, and B. Kwon, “A Novel Dual-Rotor, Axial Field, Fault-Tolerant Flux-Switching Permanent Magnet Machine With High-Torque Performance,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 11, pp.1–4, Nov. 2015. DOI: 10.1109/TMAG.2015.2445926.
- [322] H. Torkaman, A. Ghaheri, and A. Keyhani, “Design of Rotor Excited Axial Flux-Switching Permanent Magnet Machine,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 8969, no. c, pp.1–8, 2018. DOI: 10.1109/TEC.2018.2807804.
- [323] C. H. T. Lee, K. T. Chau, C. C. Chan, C. Liu, and T. W. Ching, “Development of axial-field flux-switching DC in-wheel motor drive for electric vehicles,” in *The 20th International Conference on Electrical Engineering 2014 (ICEE 2014)*, 2014.
- [324] C. H. T. Lee, K. T. Chau, and C. C. Chan, “Comparison of flux-switching machines with and without permanent magnets,” *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 1, no. 1, pp.78–84, 2015. DOI: 10.23919/CJEE.2015.7933140.
- [325] Q. A. S. Syed, H. Kurtovic, and I. Hahn, “New Single-Phase Flux Switching Axial Flux Permanent Magnet Motor,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, no. 11, pp.1–5, Nov. 2017. DOI: 10.1109/TMAG.2017.2704659.
- [326] F. Zhao, T. A. Lipo, and B.-I. Kwon, “A Novel Dual-Stator Axial-Flux Spoke-Type Permanent Magnet Vernier Machine for Direct-Drive Applications,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 11, pp.1–4, Nov.

2014. DOI: 10.1109/TMAG.2014.2329861.
- [327] T. Zou, R. Qu, J. Li, and D. Li, "Analysis and design of a dual-rotor axial-flux vernier permanent magnet machine," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp.3906–3913. DOI: 10.1109/ECCE.2015.7310212.
- [328] T. Zou, D. Li, R. Qu, J. Li, and D. Jiang, "Analysis of a Dual-Rotor, Toroidal-Winding, Axial-Flux Vernier Permanent Magnet Machine," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 3, pp.1920–1930, May 2017. DOI: 10.1109/TIA.2017.2657493.
- [329] Y. C. Wang, W. N. Fu, and X. J. Li, "A Novel Axial Flux Stator and Rotor Dual Permanent Magnet Machine," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 1, no. 2, pp.140–145, 2017. DOI: 10.23919/TEMS.2017.7961335.
- [330] R. Zhang, J. Li, R. Qu, and D. Li, "A Novel Triple-Rotor Axial-Flux Vernier Permanent Magnet Machine," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 26, no. 7, pp.1–5, Oct. 2016. DOI: 10.1109/TASC.2016.2599203.
- [331] R. Zhang, J. Li, R. Qu, and D. Li, "Analysis and Design of Triple-Rotor Axial-Flux Spoke-Array Vernier Permanent Magnet Machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 1, pp.244–253, Jan. 2018. DOI: 10.1109/TIA.2017.2764448.
- [332] D. Fukai and S. Shimomura, "Integrated radial and dual axial-flux variable-reluctance vernier machine," in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, no. 3, pp.682–688. DOI: 10.1109/IECON.2014.7048574.
- [333] S. L. Ho, S. Niu, and W. N. Fu, "Design and Analysis of a Novel Axial-Flux Electric Machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp.4368–4371, Oct. 2011. DOI: 10.1109/TMAG.2011.2157095.
- [334] L. Li, W. N. Fu, S. L. Ho, S. Niu, and Y. Li, "A Quantitative Comparison Study of Power-Electronic-Driven Flux-Modulated Machines Using Magnetic Field and Thermal Field Co-Simulation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 10, pp.6076–6084, Oct. 2015. DOI: 10.1109/TIE.2015.2420039.
- [335] S. Niu, Y. Liu, S. L. Ho, and W. N. Fu, "Development of a Novel Brushless Power Split Transmission System for Wind Power Generation Application," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 11, pp.1–4, Nov. 2014. DOI: 10.1109/TMAG.2014.2331075.
- [336] Y. Liu, S. Niu, and W. N. Fu, "A Novel Multiphase Brushless Power-Split Transmission System for Wind Power Generation," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 2, pp.1–7, Feb. 2016. DOI: 10.1109/TMAG.2015.2496181.
- [337] L. Qin *et al.*, "Electromagnetic analysis of a novel axial-field switched flux hybrid magnet memory machine," *2016 11th International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies, EVER 2016*, pp.1–6, 2016. DOI: 10.1109/EVER.2016.7476421.
- [338] N. Li, M. Lin, G. Yang, and L. Xu, "Design and analysis of a hybrid permanent magnet axial field flux-switching memory machine," in *2016 IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, 2016, vol. 9, no. 1, pp.1–1. DOI: 10.1109/CEFC.2016.7816318.
- [339] G. Yang, M. Lin, N. Li, X. Fu, and K. Liu, "Maximum torque output control of hybrid permanent magnet axial field flux-switching memory machine," in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, vol. 2017-Janua, pp.1212–1219. DOI: 10.1109/ECCE.2017.8095927.
- [340] G. Yang, M. Lin, N. Li, G. Tan, and B. Zhang, "Flux-Weakening Control Combined With Magnetization State Manipulation of Hybrid Permanent Magnet Axial Field Flux-Switching Memory Machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, no. 4, pp.2210–2219, Dec. 2018. DOI: 10.1109/TEC.2018.2864556.
- [341] N. Li *et al.*, "Hybrid-Excited Series Permanent Magnet Axial Field Flux Switching Memory Machine," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 29, no. 2, pp.1–5, Mar. 2019. DOI:

- 10.1109/TASC.2018.2880570.
- [342] G. Yang, M. Lin, N. Li, and L. Hao, "Magnetization State Regulation Characteristic Study of Series Hybrid Permanent Magnet Axial Field Flux-Switching Memory Machine," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 29, no. 2, pp.1–6, Mar. 2019. DOI: 10.1109/TASC.2019.2893710.
- [343] N. Li, J. Zhu, M. Lin, G. Yang, Y. Kong, and L. Hao, "Analysis of Axial Field Flux-Switching Memory Machine Based on 3-D Magnetic Equivalent Circuit Network Considering Magnetic Hysteresis," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 55, no. 6, pp.1–4, Jun. 2019. DOI: 10.1109/TMAG.2019.2900368.
- [344] H. Andrée, "Moteur à champ cheminant," French Patent 361098A,1904.
- [345] H. Kemper, "Schwebbahn mit raederlosen Fahrzeugen, die an eisernen Fahrschienen mittels magnetischer Felder schwebend entlang gefuehrt werden," German Patent 643316C,1934.
- [346] E. R. Laithwaite, J. F. Eastham, H. R. Bolton, and T. G. Fellows, "Linear motors with transverse flux," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 118, no. 12, p.1761, 1971. DOI: 10.1049/piee.1971.0328.
- [347] H. Weh and H. May, "Achievable force densities for permanent magnet excited machines in new configurations," in *Proceedings of ICEM'86 - International Conference on Electrical Machines*, 1986, pp.1107–1111.
- [348] Kaiyuan Lu and E. Ritchie, "Preliminary comparison study of drive motor for electric vehicle application," in *ICEMS'2001. Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems (IEEE Cat. No.01EX501)*, 2001, vol. 2, pp.995–998. DOI: 10.1109/ICEMS.2001.971846.
- [349] T. Husain, I. Hasan, Y. Sozer, I. Husain, and E. Muljadi, "A comprehensive review of permanent magnet transverse flux machines for direct drive applications," in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, vol. 2017-Janua, pp.1255–1262. DOI: 10.1109/ECCE.2017.8095933.
- [350] I. Martinez-Ocaña, N. J. Baker, B. C. Mecrow, C. Hilton, and S. Brockway, "Transverse flux machines as an alternative to radial flux machines in an in-wheel motor," *The Journal of Engineering*, vol. 2019, no. 17, pp.3624–3628, Jun. 2019. DOI: 10.1049/joe.2018.8184.
- [351] R. Nasiri-Zarandi, A. Ghaheri, and K. Abbaszadeh, "Thermal Modeling and Analysis of a Novel Transverse Flux HAPM Generator for Small-Scale Wind Turbine Application," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 35, no. 1, pp.445–453, Mar. 2020. DOI: 10.1109/TEC.2019.2936683.
- [352] R. M. H., M. V. Kirthiga, S. Achari, and J. Cc, "A Comprehensive Study on Transverse Flux Motor for Direct Drive Low Speed Spacecraft Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 0046, no. c, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/TIE.2020.2965487.
- [353] Y. Li, J.-W. Xing, Y.-P. Lu, and Z.-J. Yin, "Torque Analysis of a Novel Non-Contact Permanent Variable Transmission," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp.4465–4468, Oct. 2011. DOI: 10.1109/TMAG.2011.2157807.
- [354] W. Bomela, J. Z. Bird, and V. M. Acharya, "The Performance of a Transverse Flux Magnetic Gear," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 1, pp.1–4, Jan. 2014. DOI: 10.1109/TMAG.2013.2277431.
- [355] X. Yin, P.-D. Pfister, and Y. Fang, "A Novel Magnetic Gear: Toward a Higher Torque Density," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 11, pp.1–4, Nov. 2015. DOI: 10.1109/TMAG.2015.2436058.
- [356] M. Wang, P. Zheng, C. Tong, Q. Zhao, and G. Qiao, "Research on a Transverse-Flux Brushless Double-Rotor Machine for Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 2, pp.1032–1043, Feb. 2019. DOI: 10.1109/TIE.2018.2835418.
- [357] S. M. Husband and C. G. Hodge, "The Rolls-Royce transverse flux motor development," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03.*, vol. 3, pp.1435–1440. DOI: 10.1109/IEMDC.2003.1210640.

- [358] W. M. Arshad, T. Backstrom, and C. Sadarangani, "Analytical design and analysis procedure for a transverse flux machine," in *IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (Cat. No.01EX485)*, 2001, pp.115–121. DOI: 10.1109/IEMDC.2001.939284.
- [359] Y. Guo, J. G. Zhu, P. A. Watterson, and W. Wu, "Development of a PM Transverse Flux Motor With Soft Magnetic Composite Core," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 2, pp.426–434, Jun. 2006. DOI: 10.1109/TEC.2005.860403.
- [360] J. G. Zhu, Y. G. Guo, Z. W. Lin, Y. J. Li, and Y. K. Huang, "Development of PM Transverse Flux Motors With Soft Magnetic Composite Cores," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp.4376–4383, Oct. 2011. DOI: 10.1109/TMAG.2011.2157320.
- [361] K. Lu, P. O. Rasmussen, and E. Ritchie, "Design Considerations of Permanent Magnet Transverse Flux Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp.2804–2807, Oct. 2011. DOI: 10.1109/TMAG.2011.2146758.
- [362] G. Yang, D. Cheng, H. Zhang, and B. Kou, "Bidirectional Cross-Linking Transverse Flux Permanent Magnet Synchronous Motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 3, pp.1242–1248, Mar. 2013. DOI: 10.1109/TMAG.2012.2226186.
- [363] Z. Jia, H. Lin, S. Fang, and Y. Huang, "A Novel Transverse Flux Permanent Magnet Generator With Double C-Hoop Stator and Flux-Concentrated Rotor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 11, pp.1–4, Nov. 2015. DOI: 10.1109/TMAG.2015.2452913.
- [364] M. A. Patel and S. C. Vora, "Analysis of a Fall-Back Transverse-Flux Permanent-Magnet Generator," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, no. 11, pp.1–5, Nov. 2017. DOI: 10.1109/TMAG.2017.2702745.
- [365] I. Hasan, T. Husain, Y. Sozer, I. Husain, and E. Muljadi, "Mechanical Performance of Transverse Flux Machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 4, pp.3716–3724, Jul. 2019. DOI: 10.1109/TIA.2019.2916392.
- [366] X. Yang, B. Kou, J. Luo, and H. Zhang, "A Novel Dual-consequent-pole Transverse Flux Motor and Its Analytical Modeling," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 0046, no. c, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/TIE.2020.2984422.
- [367] X. Yang, B. Kou, J. Luo, and H. Zhang, "Electromagnetic Design of a Dual-consequent-pole Transverse Flux Motor," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 8969, no. c, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/TEC.2020.2982432.
- [368] R. Kruse, G. Pfaff, and C. Pfeiffer, "Transverse flux reluctance motor for direct servodrive applications," in *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)*, 1998, vol. 1, no. 1, pp.655–662. DOI: 10.1109/IAS.1998.732398.
- [369] H. Yang and C. Gu, "Analytical design and modeling of transverse flux switched reluctance machine," *Proceedings of the 11th International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2008*, pp.3414–3416, 2008.
- [370] S. C. Qu, H. B. Li, and X. G. Ma, "A design of transverse flux switched reluctance motors with permanent magnet shield," *Proceedings of the 11th International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2008*, no. 2, pp.3367–3369, 2008.
- [371] Ui-seop Song, Yong-min You, and Byung-il Kwon, "Design and analysis of transverse flux switched reluctance generator for wind turbine," in *Digests of the 2010 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation*, 2010, vol. 1, no. 3, pp.1–1. DOI: 10.1109/CEFC.2010.5481429.
- [372] M. Harries, A. Hofmann, and R. W. De Doncker, "Acoustics of a 6-phase transversal flux outer-rotor switched reluctance drive," in *2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2015, vol. 2015-Augus, no. June, pp.1053–1059. DOI: 10.1109/PEDS.2015.7203523.
- [373] J.-H. Oh and B.-I. Kwon, "Improved Transverse Flux Type Permanent Magnet Reluctance Generator With

- Auxiliary Rotor Pole Inserted Permanent Magnet,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 11, pp.1–4, Nov. 2014. DOI: 10.1109/TMAG.2014.2332190.
- [374] J. Doering, G. Steinborn, and W. Hofmann, “Torque, Power, Losses, and Heat Calculation of a Transverse Flux Reluctance Machine With Soft Magnetic Composite Materials and Disk-Shaped Rotor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 2, pp.1494–1504, Mar. 2015. DOI: 10.1109/TIA.2014.2356646.
- [375] J.-H. Oh, J.-H. Lee, S.-I. Kang, K.-S. Shin, and B.-I. Kwon, “Analysis of a Novel Transverse Flux Type Permanent Magnet Reluctance Generator,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 2, pp.809–812, Feb. 2014. DOI: 10.1109/TMAG.2013.2282619.
- [376] J. Yan, H. Lin, Y. Huang, H. Liu, and Z. Q. Zhu, “Magnetic field analysis of a novel flux switching transverse flux permanent magnet wind generator with 3-D FEM,” in *2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 2009, pp.332–335. DOI: 10.1109/PEDS.2009.5385837.
- [377] Y. Li, H. Li, and Z. Liu, “Design and implement of novel Transverse Flux Switched Magnetic Energy Motor combined with control system,” in *2013 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, 2013, pp.1675–1680. DOI: 10.1109/ICMA.2013.6618167.
- [378] D. Li, R. Qu, and J. Li, “Topologies and analysis of flux-modulation machines,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp.2153–2160. DOI: 10.1109/ECCE.2015.7309964.
- [379] Z. Wan and I. Husain, “Design, analysis and prototyping of a flux switching transverse flux machine with ferrite magnets,” in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, pp.1227–1233. DOI: 10.1109/ECCE.2017.8095929.
- [380] C. Liu, B. Ma, G. Lei, Y. Guo, Y. Wang, and J. Zhu, “Development of a new low cost transverse flux-flux switching permanent magnet machine with soft magnetic composite cores and ferrite magnets,” in *2017 IEEE International Magnetics Conference (INTERMAG)*, 2017, vol. 53, no. 11, pp.1–1. DOI: 10.1109/INTMAG.2017.8007638.
- [381] C. Espanet, M. Tekin, R. Bernard, A. Miraoui, and J. M. Kauffmann, “A new structure of an high torque in-wheel motor,” in *ICEMS 2003 - Proceedings of the 6th International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2003, vol. 1, pp.158–162.
- [382] C. Espanet, J.-M. Kauffmann, and R. Bernard, “Comparison of Two In-Wheel Permanent Magnet Motors for Military Applications,” in *2006 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2006, pp.1–6. DOI: 10.1109/VPPC.2006.364300.
- [383] Heetae Ahn, Gunhee Jang, Junghwan Chang, Shiuk Chung, and Dohyun Kang, “Reduction of the Torque Ripple and Magnetic Force of a Rotatory Two-Phase Transverse Flux Machine Using Herringbone Teeth,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 11, pp.4066–4069, Nov. 2008. DOI: 10.1109/TMAG.2008.2001586.
- [384] Y. Ueda, H. Takahashi, A. Ogawa, T. Akiba, and M. Yoshida, “Cogging-Torque Reduction of Transverse-Flux Motor by Skewing Stator Poles,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 7, pp.1–4, Jul. 2016. DOI: 10.1109/TMAG.2016.2523551.
- [385] M. A. Noroozi, J. Milimonfared, and S. Taghavi, “Passive-rotor disk-shaped transverse flux permanent magnet machine with reduced cogging torque,” in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017, pp.2116–2120. DOI: 10.1109/IECON.2017.8216355.
- [386] X. Zhao and S. Niu, “Design of a Novel Consequent-Pole Transverse-Flux Machine With Improved Permanent Magnet Utilization,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, no. 11, pp.1–5, Nov. 2017. DOI: 10.1109/TMAG.2017.2707395.
- [387] Y. Ueda and H. Takahashi, “Transverse-Flux Motor Design With Skewed and Unequally Distributed Armature



- Cores for Reducing Cogging Torque,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, no. 11, pp.1–5, Nov. 2017. DOI: 10.1109/TMAG.2017.2703087.
- [388] A. Ahmed and I. Husain, “Power Factor Improvement of a Transverse Flux Machine With High Torque Density,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 5, pp.4297–4305, Sep. 2018. DOI: 10.1109/TIA.2018.2840487.
- [389] T. Husain, I. Hasan, Y. Sozer, I. Husain, and E. Muljadi, “Cogging Torque Minimization in Transverse Flux Machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 1, pp.385–397, Jan. 2019. DOI: 10.1109/TIA.2018.2868541.
- [390] Y. Ueda and H. Takahashi, “Cogging Torque Reduction on Transverse-Flux Motor With Multilevel Skew Configuration of Toothed Cores,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 55, no. 7, pp.1–5, Jul. 2019. DOI: 10.1109/TMAG.2019.2893023.
- [391] P. Golatgaonkar, B. Chaudhari, and R. Ugale, “Torque ripple reduction in homopolar poly-phase transverse flux machine,” *The Journal of Engineering*, vol. 2019, no. 17, pp.3553–3558, Jun. 2019. DOI: 10.1049/joe.2018.8187.
- [392] X. Pei, Y. Zhou, and N. Wang, “Torque Ripple Suppression of Building-Block Transverse Flux Permanent Magnet Motor by Current Compensation and Variable Parameter Control Based on Real-Time Inductance,” *IEEE Access*, vol. 8, pp.11405–11415, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2963123.
- [393] R. Belmans, G. Swaenen, W. Geysen, and R. Steenbergen, “Calculation of the characteristics of a claw pole generator,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 26, no. 2, pp.952–955, Mar. 1990. DOI: 10.1109/20.106476.
- [394] M. Hecquet and P. Brochet, “Modeling of a claw-pole alternator using permeance network coupled with electric circuits,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 31, no. 3, pp.2131–2134, May 1995. DOI: 10.1109/20.376467.
- [395] I. Ramesohl and G. Henneberger, “Calculation and measurement of time characteristics of local field quantities in the air-gap of claw-pole alternators,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, no. 5, pp.4200–4202, 1997. DOI: 10.1109/20.619709.
- [396] Z. Shuguang, H. Xiaorui, Z. Yaodan, and W. Shuanglong, “Rotor Shape Optimization of Claw-Pole Alternator to Reduce Acoustic Noise Caused by Electromagnetic Forces,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 4, pp.2118–2125, Dec. 2019. DOI: 10.1109/TEC.2019.2940708.
- [397] A. Njeh, A. Masmoudi, and A. Elantably, “3D FEA based investigation of the cogging torque of a claw pole transverse flux permanent magnet machine,” in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC’03.*, 2003, vol. 1, pp.319–324. DOI: 10.1109/IEMDC.2003.1211282.
- [398] A. Masmoudi, A. Njeh, A. Mansouri, H. Trabelsi, and A. Elantably, “Optimizing the Overlap Between the Stator Teeth of a Claw Pole Transverse-Flux Permanent-Magnet Machine,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, no. 3, pp.1573–1578, May 2004. DOI: 10.1109/TMAG.2004.826621.
- [399] YouGuang Guo, Jian Guo Zhu, and Haiwei Lu, “Design and Analysis of a Permanent Magnet Claw Pole/Transverse Flux Motor with SMC Core,” in *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, 2005, vol. 2, pp.1413–1418. DOI: 10.1109/PEDS.2005.1619910.
- [400] C. Tong, P. Zheng, Q. Wu, J. Bai, and Q. Zhao, “A Brushless Claw-Pole Double-Rotor Machine for Power-Split Hybrid Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 8, pp.4295–4305, Aug. 2014. DOI: 10.1109/TIE.2013.2281169.
- [401] C. Liu, J. Zhu, Y. Wang, Y. Guo, and G. Lei, “Comparison of Claw-Pole Machines With Different Rotor Structures,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 11, pp.1–4, Nov. 2015. DOI: 10.1109/TMAG.2015.2443022.
- [402] B. Zhang, A. Wang, and M. Doppelbauer, “Multi-Objective Optimization of a Transverse Flux Machine With

- Claw-Pole and Flux-Concentrating Structure,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 8, pp.1–10, Aug. 2016. DOI: 10.1109/TMAG.2016.2554562.
- [403] C. Liu, G. Lei, T. Wang, Y. Guo, Y. Wang, and J. Zhu, “Comparative Study of Small Electrical Machines With Soft Magnetic Composite Cores,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp.1049–1060, Feb. 2017. DOI: 10.1109/TIE.2016.2583409.
- [404] C. C. Liu, D. Y. Wang, S. P. Wang, and Y. H. Wang, “A Novel Flux Reversal Claw Pole Machine With Soft Magnetic Composite Cores,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 30, no. 4, pp.1–5, Jun. 2020. DOI: 10.1109/TASC.2020.2977281.
- [405] L. Jian, Y. Gong, J. Wei, Y. Shi, Z. Shao, and T. W. Ching, “A novel claw pole memory machine for wide-speed-range applications,” *Journal of Applied Physics*, vol. 117, no. 17, p.17A725, May 2015. DOI: 10.1063/1.4915906.
- [406] C. Liu, “Emerging Electric Machines and Drives – An Overview,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, no. 4, pp.2270–2280, Dec. 2018. DOI: 10.1109/TEC.2018.2852732.
- [407] D. M. Ginsberg, “Superconductivity,” *Encyclopaedia Britannica*. Encyclopaedia Britannica, inc., 2018 [Online]. Available: <https://www.britannica.com/science/superconductivity>
- [408] –, “Meissner Effect,” *Encyclopaedia Britannica*. Encyclopaedia Britannica, inc., 2018 [Online]. Available: <https://www.britannica.com/science/Meissner-effect>
- [409] P. M. Mueller, “Rotating Electric Power Equipment with Superconducting Elements,” *IEEE Transactions on Aerospace*, vol. 2, no. 2, pp.843–850, 1964. DOI: 10.1109/TA.1964.4319674.
- [410] Z. J. J. Stekly and H. H. Woodson, “Rotating Machinery Utilizing Superconductors,” *IEEE Transactions on Aerospace*, vol. 2, no. 3, pp.1104–1105, 1964. DOI: 10.1109/TA.1964.4319713.
- [411] H. Woodson, Z. J. Stekly, and E. Halas, “A Study of Alternators with Superconducting Field Windings: I - Analysis,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-85, no. 3, pp.264–274, Mar. 1966. DOI: 10.1109/TPAS.1966.291667.
- [412] H. Woodson, J. Smith, P. Thullen, and J. Kirtley, “The Application Of Superconductors In The Field Windings Of Large Synchronous Machines,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-90, no. 2, pp.620–627, Mar. 1971. DOI: 10.1109/TPAS.1971.293066.
- [413] J. Kirtley, J. Smith, H. Woodson, and P. Thullen, “MIT-EEI Program on Large Superconducting Machines,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-92, no. 4, pp.1282–1286, Jul. 1973. DOI: 10.1109/TPAS.1973.293812.
- [414] C. C. Sterrett, H. E. Haller, H. C. Lauroesch, and P. Lonseth, “Air gap winding for superconducting electrical machinery,” in *1973 EIC 11th Electrical Insulation Conference*, 1973, pp.92–94. DOI: 10.1109/EIC.1973.7468652.
- [415] C. J. Mole, W. C. Brenner, and H. E. Haller, “Superconducting electrical machinery,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 61, no. 1, pp.95–105, Jan. 1973. DOI: 10.1109/PROC.1973.8976.
- [416] J. Smith, J. Kirtley, and P. Thullen, “Superconducting rotating machines,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 11, no. 2, pp.128–134, Mar. 1975. DOI: 10.1109/TMAG.1975.1058659.
- [417] A. Appleton, T. Bartram, R. Potts, and R. Watts, “Superconducting D.C. machines: A 1 MW propulsion system; studies for commercial ship propulsion,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 13, no. 1, pp.767–769, Jan. 1977. DOI: 10.1109/TMAG.1977.1059334.
- [418] J. G. Bednorz and K. A. Müller, “Possible High T<sub>c</sub> Superconductivity in the Ba-La-Cu-O System,” *Zeitschrift für Physik B Condensed Matter*, vol. 64, no. 2, pp.189–193, Jun. 1986. DOI: 10.1007/BF01303701.
- [419] A. P. Drozdov *et al.*, “Superconductivity at 250 K in lanthanum hydride under high pressures,” *Nature*, vol. 569, no. 7757, pp.528–531, May 2019. DOI: 10.1038/s41586-019-1201-8.

- [420] A. Schilling, M. Cantoni, J. D. Guo, and H. R. Ott, "Superconductivity above 130 K in the Hg–Ba–Ca–Cu–O system," *Nature*, vol. 363, no. 6424, pp.56–58, May 1993. DOI: 10.1038/363056a0.
- [421] S. K. Singh, J. H. Murphy, P. W. Eckels, C. J. Mole, A. T. Male, and C. K. Jones, "Impact of high temperature superconductors on pulsed power systems," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 25, no. 2, pp.1787–1790, Mar. 1989. DOI: 10.1109/20.92648.
- [422] J. L. Kirtley and F. J. Edeskuty, "Application of superconductors to motors, generators, and transmission lines," *Proceedings of the IEEE*, vol. 77, no. 8, pp.1143–1154, 1989. DOI: 10.1109/5.34115.
- [423] J. S. Edmonds, D. K. Sharma, H. E. Jordan, J. D. Edick, and R. F. Schiferl, "Application of high temperature superconductivity to electric motor design," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 7, no. 2, pp.322–329, Jun. 1992. DOI: 10.1109/60.136228.
- [424] J. D. Edick, R. F. Schiferl, and H. E. Jordan, "High temperature superconductivity applied to electric motors," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 2, no. 4, pp.189–194, 1992. DOI: 10.1109/77.182730.
- [425] C. H. Joshi and R. F. Schiferl, "Design and fabrication of high temperature superconducting field coils for a demonstration DC motor," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 3, no. 1, pp.373–376, Mar. 1993. DOI: 10.1109/77.233467.
- [426] P. Tixador, C. Berriaud, and Y. Brunet, "Superconducting permanent magnet motor design and first tests," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 3, no. 1, pp.381–384, Mar. 1993. DOI: 10.1109/77.233724.
- [427] A. D. Crapo and J. D. Lloyd, "Homopolar DC motor and trapped flux brushless DC motor using high temperature superconductor materials," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 27, no. 2, pp.2244–2247, Mar. 1991. DOI: 10.1109/20.133662.
- [428] R. Weinstein, R. Sawh, and A. Crapo, "An experimental generator using high temperature superconducting quasi-permanent magnets," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 5, no. 2, pp.441–444, Jun. 1995. DOI: 10.1109/77.402590.
- [429] Chunhua Liu, K. T. Chau, Jin Zhong, Wenlong Li, and Fuhua Li, "Quantitative Comparison of Double-Stator Permanent Magnet Vernier Machines With and Without HTS Bulks," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 22, no. 3, pp.5202405–5202405, Jun. 2012. DOI: 10.1109/TASC.2011.2180870.
- [430] M. Watasaki *et al.*, "Trapped Magnetic Flux of Bulk HTS Magnets in the External AC Magnetic Field at Low Temperatures," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 23, no. 3, pp.8201604–8201604, Jun. 2013. DOI: 10.1109/TASC.2012.2236874.
- [431] J. Zou, M. D. Ainslie, D. Hu, and D. A. Cardwell, "Influence of Time-Varying External Magnetic Fields on Trapped Fields in Bulk Superconductors," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 25, no. 3, pp.1–5, Jun. 2015. DOI: 10.1109/TASC.2014.2379692.
- [432] K. Modestov, K. Kovalev, A. Dubensky, and S. Zhuravlev, "Brushless Nonsteel HTS Generator With Combined Excitation With Trapped Field Plates on the Rotor," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 28, no. 4, pp.1–5, Jun. 2018. DOI: 10.1109/TASC.2018.2799327.
- [433] J. Arnaud, J. F. P. Fernandes, and P. J. C. Branco, "Modifying the Pulsed-Field-Magnetization Technique for HTS Bulks in Electrical Machines Without Magnetic Field Sensors," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 28, no. 4, pp.1–4, Jun. 2018. DOI: 10.1109/TASC.2018.2801323.
- [434] F. J. M. Dias, B. M. O. Santos, G. G. Sotelo, A. Polasek, and R. de Andrade, "Development of a Superconducting Machine With Stacks of Second Generation HTS Tapes," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 29, no. 5, pp.1–5, Aug. 2019 [Online]. DOI: 10.1109/TASC.2019.2898252.
- [435] E. Shaanika *et al.*, "Core Loss of a Bulk HTS Synchronous Machine at 2 and 3 T Rotor Magnetisation," *IEEE*

- Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 30, no. 1, pp.1–6, Jan. 2020. DOI: 10.1109/TASC.2019.2927587.
- [436] A. Smara, N. Mineev, V. Climente-Alarcon, L. Tomkow, T. Reis, and B. A. Glowacki, “Influence of architecture of composite superconducting tape-based stacks on AC demagnetization for electric machines application,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 01, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/TASC.2020.2990826.
- [437] Jungwook Sim, Myungjin Park, Hyoungwoo Lim, Gueesoo Cha, Junkeun Ji, and Jikwang Lee, “Test of an induction motor with HTS wire at end ring and bars,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 13, no. 2, pp.2231–2234, Jun. 2003. DOI: 10.1109/TASC.2003.813053.
- [438] J. Sim, K. Lee, G. Cha, and J.-K. Lee, “Development of a HTS Squirrel Cage Induction Motor With HTS Rotor Bars,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 14, no. 2, pp.916–919, Jun. 2004. DOI: 10.1109/TASC.2004.830317.
- [439] B. Oswald *et al.*, “Superconducting reluctance motors with YBCO bulk material,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 9, no. 2, pp.1201–1204, Jun. 1999. DOI: 10.1109/77.783515.
- [440] M. Qiu *et al.*, “Design and Performance of a Small HTS Bulk Reluctance Motor,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 15, no. 2, pp.1480–1483, Jun. 2005. DOI: 10.1109/TASC.2005.849135.
- [441] K. H. Zhang, Y. T. Fang, and X. Y. Huang, “Design and analysis of a switched reluctance motor with high temperature superconducting windings,” in *2015 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices (ASEMD)*, 2015, pp.339–340. DOI: 10.1109/ASEMD.2015.7453602.
- [442] K. Zhang, X. Huang, J. Zhang, L. Wu, Y. Fang, and Q. Lu, “Design and Analysis of a Switched Reluctance Motor with Superconducting Windings and Tapering Poles,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 26, no. 7, pp.1–4, Oct. 2016. DOI: 10.1109/TASC.2016.2610722.
- [443] L. K. Kovalev *et al.*, “Hysteresis and reluctance electric machines with bulk HTS rotor elements,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 9, no. 2, pp.1261–1264, Jun. 1999. DOI: 10.1109/77.783530.
- [444] J. Das and R. N. Ray, “3D modeling of high temperature superconducting hysteresis motor using COMSOL multiphysics,” in *2017 8th Annual Industrial Automation and Electromechanical Engineering Conference (IEMECON)*, 2017, pp.96–100. DOI: 10.1109/IEMECON.2017.8079569.
- [445] X. Zhu, M. Cheng, P. Han, G. Zhang, and X. Wei, “Analysis of dual-stator HTS reluctance-rotor brushless doubly-fed wind generator,” in *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2017, pp.1–4. DOI: 10.1109/ICEMS.2017.8056430.
- [446] C. H. T. Lee, K. T. Chau, Chunhua Liu, and Chun Qiu, “Design and Analysis of a New Multitoothed Magnetless Doubly Salient Machine,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 24, no. 3, pp.1–4, Jun. 2014. DOI: 10.1109/TASC.2013.2286742.
- [447] Y. Liu, S. Niu, S. L. Ho, W. N. Fu, and T. W. Ching, “Design and Analysis of a New HTS Double-Stator Doubly Fed Wind Generator,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 25, no. 3, pp.1–4, Jun. 2015. DOI: 10.1109/TASC.2014.2366458.
- [448] Y. Liu, W. N. Fu, S. L. Ho, S. Niu, and T. W. Ching, “Electromagnetic Performance Analysis of Novel HTS Doubly Fed Flux-Modulated Machines,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 25, no. 3, pp.1–4, Jun. 2015. DOI: 10.1109/TASC.2014.2377114.
- [449] Y. Wang, Q. Feng, X. Li, and W. Ma, “Design, Analysis, and Experimental Test of a Segmented-Rotor High-Temperature Superconducting Flux-Switching Generator With Stationary Seal,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 11, pp.9047–9055, Nov. 2018. DOI: 10.1109/TIE.2018.2814001.
- [450] X. Li, S. Liu, and Y. Wang, “Design and Analysis of a New HTS Dual-Rotor Flux-Switching Machine,” *IEEE*

- Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 27, no. 4, pp.1–5, Jun. 2017. DOI: 10.1109/TASC.2017.2652843.
- [451] Yuting Gao, Ronghai Qu, Jian Li, Zhe Zhu, and Dawei Li, “HTS Vernier Machine for Direct-Drive Wind Power Generation,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 24, no. 5, pp.1–5, Oct. 2014. DOI: 10.1109/TASC.2014.2347314.
- [452] W. Li, T. W. Ching, K. T. Chau, and C. H. T. Lee, “A Superconducting Vernier Motor for Electric Ship Propulsion,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 28, no. 3, pp.1–6, Apr. 2018. DOI: 10.1109/TASC.2017.2787136.
- [453] Jianguo Li and K. T. Chau, “Design and Analysis of a HTS Vernier PM Machine,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 20, no. 3, pp.1055–1059, Jun. 2010. DOI: 10.1109/TASC.2010.2041762.
- [454] J. Li and K. T. Chau, “A Novel HTS PM Vernier Motor for Direct-Drive Propulsion,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 21, no. 3, pp.1175–1179, Jun. 2011. DOI: 10.1109/TASC.2010.2085412.
- [455] W. Li, T. W. Ching, and K. T. Chau, “A New High-Temperature Superconducting Vernier Permanent-Magnet Machine for Wind Turbines,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 27, no. 4, pp.1–5, Jun. 2017. DOI: 10.1109/TASC.2017.2669138.
- [456] H. Sugimoto *et al.*, “Development of an Axial Flux Type PM Synchronous Motor With the Liquid Nitrogen Cooled HTS Armature Windings,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 17, no. 2, pp.1637–1640, Jun. 2007. DOI: 10.1109/TASC.2007.899959.
- [457] D. Sugyo *et al.*, “Bi-2223 Field-Poles Without Iron Core for an Axial Type of HTS Propulsion Motor,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 19, no. 3, pp.1687–1691, Jun. 2009. DOI: 10.1109/TASC.2009.2018516.
- [458] H. Sugimoto *et al.*, “Design of an Axial Flux Inductor Type Synchronous Motor With the Liquid Nitrogen Cooled Field and Armature HTS Windings,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 17, no. 2, pp.1571–1574, Jun. 2007. DOI: 10.1109/TASC.2007.898110.
- [459] A. Gonzalez-Parada, F. Trillaud, R. Guzman-Cabrera, and M. Abatal, “Torque Ripple Reduction in an Axial Flux High Temperature Superconducting Motor,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 25, no. 3, pp.1–5, Jun. 2015. DOI: 10.1109/TASC.2014.2384738.
- [460] A. Gonzalez-Parada, F. J. Espinosa-Loza, A. Castaneda-Miranda, R. Bosch-Tous, and X. Granados-Garcia, “Application of HTS BSCCO Tapes in an Ironless Axial Flux Superconductor Motor,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 22, no. 3, pp.5201004–5201004, Jun. 2012. DOI: 10.1109/TASC.2011.2178372.
- [461] D. Inacio, J. M. Pina, G. Luis, J. F. Martins, M. Ventim-Neves, and A. Alvarez, “Experimental Characterization of a Conventional (Aluminum) and of a Superconducting (YBCO) Axial Flux Disc Motor,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 21, no. 3, pp.1146–1150, Jun. 2011. DOI: 10.1109/TASC.2010.2098832.
- [462] C. H. T. Lee, K. T. Chau, C. Liu, T. W. Ching, and M. Chen, “A New Magnetless Flux-Reversal HTS Machine for Direct-Drive Application,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 25, no. 3, pp.1–5, Jun. 2015. DOI: 10.1109/TASC.2015.2388693.
- [463] Y. Wang, M. Chen, T. W. Ching, and K. T. Chau, “Design and Analysis of a New HTS Axial-Field Flux-Switching Machine,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 25, no. 3, pp.1–5, Jun. 2015. DOI: 10.1109/TASC.2014.2366465.
- [464] M. R. Qudus, M. Sekino, H. Ohsaki, N. Kashima, and S. Nagaya, “Electromagnetic Design Study of Transverse Flux Enhanced Type Superconducting Wind Turbine Generators,” *IEEE Transactions on Applied*

- Superconductivity*, vol. 21, no. 3, pp.1101–1104, Jun. 2011. DOI: 10.1109/TASC.2010.2099091.
- [465] W. Ma, F. Shen, X. Li, and Y. Wang, “A Novel HTS Flux-Switching Transverse-Flux Machine With Partitioned Stator,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 29, no. 5, pp.1–5, Aug. 2019. DOI: 10.1109/TASC.2019.2900034.
- [466] X. Li, S. Yu, and Y. Wang, “A Novel HTS Claw-Pole Vernier Machine Using Single Excitation Unit With Stationary Seal,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 29, no. 5, pp.1–5, Aug. 2019. DOI: 10.1109/TASC.2019.2895567.
- [467] Y. Zhang, R. Qu, D. Li, Y. Cheng, Y. Gao, and Q. Wang, “Design and Optimization of an HTS Claw-Pole Machine,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 30, no. 4, pp.1–6, Jun. 2020. DOI: 10.1109/TASC.2020.2977001.
- [468] N. Maki *et al.*, “Study of Practical Applications of HTS Synchronous Machines,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 15, no. 2, pp.2166–2169, Jun. 2005. DOI: 10.1109/TASC.2005.849603.
- [469] K. Rajashekara and B. Akin, “Cryogenic Power Conversion Systems: The next step in the evolution of power electronics technology,” *IEEE Electrification Magazine*, vol. 1, no. 2, pp.64–73, Dec. 2013. DOI: 10.1109/MELE.2013.2282195.
- [470] M. Corduan, M. Boll, R. Bause, M. P. Oomen, M. Filipenko, and M. Noe, “Topology Comparison of Superconducting AC Machines for Hybrid Electric Aircraft,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 30, no. 2, pp.1–10, Mar. 2020. DOI: 10.1109/TASC.2019.2963396.
- [471] K. Ozaki *et al.*, “Conceptual Design of Superconducting Induction Motors Using REBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>y</sub> Superconducting Tapes for Electric Aircraft,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 30, no. 4, pp.1–5, Jun. 2020. DOI: 10.1109/TASC.2020.2971671.
- [472] C. Kim, H.-J. Sung, B.-S. Go, G.-D. Nam, S. Kim, and M. Park, “Design and Property Analysis of a Performance Evaluation System for HTS Wind Power Generators,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 30, no. 4, pp.1–5, Jun. 2020. DOI: 10.1109/TASC.2020.2976940.
- [473] S. Lukic and Z. Pantic, “Cutting the Cord: Static and Dynamic Inductive Wireless Charging of Electric Vehicles,” *IEEE Electrification Magazine*, vol. 1, no. 1, pp.57–64, Sep. 2013. DOI: 10.1109/MELE.2013.2273228.
- [474] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, and Z. Han, “Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, no. 2, pp.1413–1452, 2016. DOI: 10.1109/COMST.2015.2499783.
- [475] C. C. Mi, G. Buja, S. Y. Choi, and C. T. Rim, “Modern Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway Powered Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 10, pp.6533–6545, Oct. 2016. DOI: 10.1109/TIE.2016.2574993.
- [476] L. Shi, Z. Yin, L. Jiang, and Y. Li, “Advances in inductively coupled power transfer technology for rail transit,” *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 1, no. 4, pp.383–396, 2017. DOI: 10.23919/TEMS.2017.8241360.
- [477] D. Patil, M. K. McDonough, J. M. Miller, B. Fahimi, and P. T. Balsara, “Wireless Power Transfer for Vehicular Applications: Overview and Challenges,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, no. 1, pp.3–37, Mar. 2018. DOI: 10.1109/TTE.2017.2780627.
- [478] A. Ahmad, M. S. Alam, and R. Chabaan, “A Comprehensive Review of Wireless Charging Technologies for Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, no. 1, pp.38–63, Mar. 2018. DOI: 10.1109/TTE.2017.2771619.
- [479] L. Hutchinson, B. Waterson, B. Anvari, and D. Naberezhnykh, “Potential of wireless power transfer for dynamic charging of electric vehicles,” *IET Intelligent Transport Systems*, vol. 13, no. 1, pp.3–12, Jan. 2019. DOI: 10.1049/iet-its.2018.5221.

- [480] V. Shevchenko, O. Husev, R. Strzelecki, B. Pakhaliuk, N. Poliakov, and N. Strzelecka, "Compensation Topologies in IPT Systems: Standards, Requirements, Classification, Analysis, Comparison and Application," *IEEE Access*, vol. 7, pp.120559–120580, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2937891.
- [481] A. F. A. Aziz, M. F. Romlie, and Z. Baharudin, "Review of inductively coupled power transfer for electric vehicle charging," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 14, pp.3611–3623, Nov. 2019. DOI: 10.1049/iet-pel.2018.6011.
- [482] C. R. Teeneti, T. T. Truscott, D. N. Beal, and Z. Pantic, "Review of Wireless Charging Systems for Autonomous Underwater Vehicles," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, pp.1–20, Dec. 2020. DOI: 10.1109/JOE.2019.2953015.
- [483] N. Tesla, "Experiments with alternate currents of high potential and high frequency," *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 21, no. 97, pp.51–162, Apr. 1892. DOI: 10.1049/jiee-1.1892.0002.
- [484] M. Maier, M. Zimmer, J. Heinrich, D. Maier, and N. Parspour, "Dimensioning of a contactless energy transfer system for an electrical excited synchronous machine," in *2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, 2016, vol. 2, no. 1, pp.1–3. DOI: 10.1109/WPT.2016.7498844.
- [485] J. Kang, Y. Liu, and L. Sun, "A Primary-Side Control Method of Wireless Power Transfer for Motor Electric Excitation," in *2019 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2019, pp.2423–2428. DOI: 10.1109/ICIEA.2019.8834016.
- [486] D. Maier, J. Kurz, and N. Parspour, "Contactless Energy Transfer for Inductive Electrically Excited Synchronous Machines," in *2019 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*, 2019, pp.191–195. DOI: 10.1109/WoW45936.2019.9030682.
- [487] F. Wen, X. Huang, and L. Tan, "A new type of power supply for excitation mechanism of motor in electrical appliance," in *2017 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*, 2017, pp.139–142. DOI: 10.1109/WoW.2017.7959381.
- [488] G. Rizzoli, M. Mengoni, A. Tani, G. Serra, L. Zarri, and D. Casadei, "Wireless Power Transfer Using a Five-Phase Wound-Rotor Induction Machine for Speed-Controlled Rotary Platforms," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 8, pp.6237–6247, Aug. 2020. DOI: 10.1109/TIE.2019.2935988.
- [489] J. Lee and J.-I. Ha, "Doubly-fed machine with wireless power transfer ability," in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2018, vol. 2018-March, pp.3550–3555. DOI: 10.1109/APEC.2018.8341616.
- [490] M. Ruviaro, F. Runcos, N. Sadowski, and I. M. Borges, "Analysis and Test Results of a Brushless Doubly Fed Induction Machine With Rotary Transformer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 6, pp.2670–2677, Jun. 2012. DOI: 10.1109/TIE.2011.2165457.
- [491] H. Zhong, L. Zhao, and X. Li, "Design and Analysis of a Three-Phase Rotary Transformer for Doubly Fed Induction Generators," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 4, pp.2791–2796, Jul. 2015. DOI: 10.1109/TIA.2015.2397178.
- [492] H. Zhong, C. Wu, and Y. Wang, "Design study on novel three-phase rotary transformer used for brushless doubly fed induction generators," in *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2017, pp.1–4. DOI: 10.1109/ICEMS.2017.8056362.
- [493] C. Stancu, T. Ward, K. M. Rahman, R. Dawsey, and P. Savagian, "Separately Excited Synchronous Motor With Rotary Transformer for Hybrid Vehicle Application," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 1, pp.223–232, Jan. 2018. DOI: 10.1109/TIA.2017.2757019.
- [494] T. Raminosa, R. H. Wiles, and J. Wilkins, "Novel Rotary Transformer Topology With Improved Power Transfer Capability for High-Speed Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 1, pp.277–286, Jan. 2020. DOI: 10.1109/TIA.2019.2955050.

- [495] L. Wang, J. Li, H. Nie, J. Liu, and S. Ke, "Coaxial Nested Couplers-Based Offset-Tolerance Rotary Wireless Power Transfer Systems for Electric Excitation Motors," *IEEE Access*, vol. 8, pp.44913–44923, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2978130.
- [496] I. Hasan, M. W. Uddin, and Y. Sozer, "Transverse Flux Machines with rotary transformer concept for wide speed operations without using Permanent Magnet material," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2016, vol. 2016-May, pp.638–642. DOI: 10.1109/APEC.2016.7467938.
- [497] M. Sato, G. Yamamoto, D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto, "Development of Wireless In-Wheel Motor Using Magnetic Resonance Coupling," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp.5270–5278, Jul. 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2481182.
- [498] K. Hanajiri, K. Hata, T. Imura, and H. Fujimoto, "Maximum Efficiency Operation in Wider Output Power Range of Wireless In-Wheel Motor with Wheel-Side Supercapacitor," in *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2018, vol. 1, pp.5177–5182. DOI: 10.1109/IECON.2018.8591202.
- [499] Y. Wang, F. Lin, S. Yang, P. Cai, and S. Igarashi, "Efficiency Optimization of Wireless Power Transfer System with Traction Motor Load for Modern Tram," in *2018 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*, 2018, pp.1–5. DOI: 10.1109/WoW.2018.8450883.
- [500] A. Babaki, S. Vaez-Zadeh, M. Jahanpour-Dehkordi, and A. Zakerian, "Wireless Motor Drives with a Single Inverter in Primary Side of Power Transfer Systems," in *2019 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*, 2019, pp.125–128. DOI: 10.1109/WoW45936.2019.9030638.
- [501] C. Jiang, K. T. Chau, T. W. Ching, C. Liu, and W. Han, "Time-Division Multiplexing Wireless Power Transfer for Separately Excited DC Motor Drives," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, no. 11, pp.1–5, Nov. 2017. DOI: 10.1109/TMAG.2017.2695656.
- [502] C. Jiang, K. T. Chau, C. H. T. Lee, W. Han, W. Liu, and W. H. Lam, "A Wireless Servo Motor Drive With Bidirectional Motion Capability," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 12, pp.12001–12010, Dec. 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2904757.
- [503] C. Jiang, K. T. Chau, C. Liu, and W. Han, "Design and Analysis of Wireless Switched Reluctance Motor Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 1, pp.245–254, Jan. 2019. DOI: 10.1109/TIE.2018.2829684.
- [504] C. Jiang, K. T. Chau, W. Liu, C. Liu, W. Han, and W. H. Lam, "An LCC -Compensated Multiple-Frequency Wireless Motor System," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 15, no. 11, pp.6023–6034, Nov. 2019. DOI: 10.1109/TII.2019.2904798.
- [505] Y. Li, W. Ding, K. Song, and H. Bian, "A New Type of In-Wheel Outer Rotor Switched Reluctance Motor Drive Based on Selective Wireless Power Transfer Technology," in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2019, no. 2, pp.1–5. DOI: 10.1109/ICEMS.2019.8921509.
- [506] C. Jiang, K. T. Chau, C. Liu, and W. Han, "Wireless DC Motor Drives with Selectability and Controllability," *Energies*, vol. 10, no. 1, p.49, Jan. 2017. DOI: 10.3390/en10010049.
- [507] R. L. Fortescue and P. D. Hall, "The high-voltage electrostatic generator at the Atomic Energy Research Establishment," *Proceedings of the IEE - Part I: General*, vol. 96, no. 98, pp.77–85, Mar. 1949. DOI: 10.1049/pi-1.1949.0027.
- [508] C. H. Goldie, "Self-Excited Variable Capacitance Electrostatic Generator," U.S. Patent 3013201A, 1960.
- [509] N. J. Felici, "Electrostatic generators," *Electronics and Power*, vol. 11, no. 5, p.169, 1965. DOI: 10.1049/ep.1965.0134.
- [510] F. J. McCoy and W. R. Bell, "Electrostatic generators for power production," in *Conference on Electrical*



- Insulation & Dielectric Phenomena – Annual Report 1967*, 1967, pp.138–146. DOI: 10.1109/CEIDP.1967.7736334.
- [511] S. Philp, “The Vacuum-Insulated, Varying-Capacitance Machine,” *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, vol. EI-12, no. 2, pp.130–136, Apr. 1977. DOI: 10.1109/TEI.1977.297965.
- [512] Long-Sheng Fan, Yu-Chong Tai, and R. S. Muller, “IC-processed electrostatic micro-motors,” in *Technical Digest., International Electron Devices Meeting*, 1988, pp.666–669. DOI: 10.1109/IEDM.1988.32901.
- [513] S. F. Bart, M. Mehregany, L. S. Tavrow, J. H. Lang, and S. D. Senturia, “Electric micromotor dynamics,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 39, no. 3, pp.566–575, Mar. 1992. DOI: 10.1109/16.123479.
- [514] D. C. Ludois, “Varying Capacitance Rotating Electrical Machine,” U.S. Patent 20130106317A1, 2011.
- [515] B. Ge and D. C. Ludois, “A 1-phase 48-pole axial peg style electrostatic rotating machine utilizing variable elastance,” in *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2015, pp.604–610. DOI: 10.1109/IEMDC.2015.7409121.
- [516] B. Ge and D. C. Ludois, “Design Concepts for a Fluid-Filled Three-Phase Axial-Peg-Style Electrostatic Rotating Machine Utilizing Variable Elastance,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 3, pp.2156–2166, May 2016. DOI: 10.1109/TIA.2016.2517075.
- [517] G. Reitz, B. Butrymowicz, J. Reed, B. Ge, and D. C. Ludois, “A switched elastance electrostatic machine constructed from sustainable elements for rotational actuators,” in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, vol. 2017-Janua, pp.2389–2395. DOI: 10.1109/ECCE.2017.8096462.
- [518] B. Ge, A. N. Ghule, and D. C. Ludois, “A dq-axis framework for electrostatic synchronous machines and charge oriented control,” in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, vol. 2017-Janua, pp.2396–2403. DOI: 10.1109/ECCE.2017.8096463.
- [519] B. Ge, A. N. Ghule, and D. C. Ludois, “High Torque Density Macro-scale Electrostatic Rotating Machines: Electrical Design, Generalized d-q Framework, and Demonstration,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 2, pp.1225–1238, Mar. 2019. DOI: 10.1109/TIA.2018.2871886.
- [520] B. Bollée, “Electrostatic Motors,” *Phillips Technical Review*, vol. 30, no. 6/7, pp.178–194, Jan. 1962.
- [521] B. Ge, A. N. Ghule, and D. C. Ludois, “Three-Dimensional Printed Fluid-Filled Electrostatic Rotating Machine Designed with Conformal Mapping Methods,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp.4348–4359, Sep. 2017. DOI: 10.1109/TIA.2017.2702585.
- [522] B. Ge and D. C. Ludois, “Dielectric liquids for enhanced field force in macro scale direct drive electrostatic actuators and rotating machinery,” *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 23, no. 4, pp.1924–1934, Aug. 2016. DOI: 10.1109/TDEI.2016.7556463.
- [523] N. Zhao *et al.*, “Development of a Dielectric-Gas-Based Single-Phase Electrostatic Motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 3, pp.2592–2600, May 2019. DOI: 10.1109/TIA.2019.2895194.
- [524] A. N. Ghule, P. Killeen, and D. C. Ludois, “Electrostatic Machine Drive Using Complex Vector Voltage Regulation with a Current Source Inverter Platform,” in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2018, vol. 0, no. 1, pp.4570–4576. DOI: 10.1109/ECCE.2018.8557601.
- [525] A. N. Ghule, P. Killeen, and D. C. Ludois, “High Frequency Injection Based Rotor Position Self-Sensing for Synchronous Electrostatic Machines,” in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2019, pp.804–811. DOI: 10.1109/ECCE.2019.8912520.
- [526] A. N. Ghule, P. Killeen, and D. C. Ludois, “Synchronous Electrostatic Machine Torque Modulation via Complex Vector Voltage Control With a Current Source Inverter,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp.1850–1857, Jun. 2020. DOI: 10.1109/JESTPE.2019.2951325.

- [527] E. Agamloh, A. von Jouanne, and A. Yokochi, "An Overview of Electric Machine Trends in Modern Electric Vehicles," *Machines*, vol. 8, no. 2, p.20, Apr. 2020. DOI: 10.3390/machines8020020.
- [528] W. Cai, X. Wu, M. Zhou, Y. Liang, and Y. Wang, "Review and Development of Electric Motor Systems and Electric Powertrains for New Energy Vehicles," *Automotive Innovation*, vol. 4, no. 1, pp.3–22, Feb. 2021. DOI: 10.1007/s42154-021-00139-z.
- [529] H.-W. Cho, K.-J. Ko, J.-Y. Choi, H.-J. Shin, and S.-M. Jang, "Rotor Natural Frequency in High-Speed Permanent-Magnet Synchronous Motor for Turbo-Compressor Application," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp.4258–4261, Oct. 2011. DOI: 10.1109/TMAG.2011.2152378.
- [530] F. Akagi and Y. Honkura, "Analysis of NdFeB Bonded Magnet Behaviors Within High-Frequency Field and High Temperature Using Micromagnetic Simulator," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 11, pp.1–4, Nov. 2015. DOI: 10.1109/TMAG.2015.2438439.
- [531] A. Yoon, J. Xiao, D. Lohan, F. Arastu, and K. Haran, "High-Frequency Electric Machines for Boundary Layer Ingestion Fan Propulsor," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 4, pp.2189–2197, Dec. 2019. DOI: 10.1109/TEC.2019.2942775.
- [532] Y. Xu, Y. Liang, X. Yuan, X. Wu, and Y. Li, "Experimental Assessment of High Frequency Bearing Currents in an Induction Motor Driven by a SiC Inverter," *IEEE Access*, vol. 9, no. Cm, pp.40540–40549, 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3064685.
- [533] Y. Tang, Y. He, F. Wang, and R. Kennel, "Voltage-sourced Converter fed High-speed SRM Drive System with Energy Feedback and Near-Unity Power Factor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 0046, no. c, pp.1–1, 2021. DOI: 10.1109/TIE.2021.3073304.
- [534] —, "Motor Reviewer, Nissan Leaf Gen 1/2 Powertrain Information." [Online]. Available: [https://www.motorreviewer.com/ev\\_powertrain.php?id=1](https://www.motorreviewer.com/ev_powertrain.php?id=1). [Accessed: 13-May-2021]
- [535] S. Vukosavic and V. R. Stefanovic, "SRM inverter topologies: a comparative evaluation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 6, pp.1034–1047, 1991. DOI: 10.1109/28.108453.
- [536] H. Lauw and W. Meyer, "Universal Machine Modeling for the Representation of Rotating Electric Machinery in an Electromagnetic Transients Program," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-101, no. 6, pp.1342–1351, Jun. 1982. DOI: 10.1109/TPAS.1982.317181.
- [537] R. J. Lee, P. Pillay, and R. G. Harley, "D,Q reference frames for the simulation of induction motors," *Electric Power Systems Research*, vol. 8, no. 1, pp.15–26, Oct. 1984. DOI: 10.1016/0378-7796(84)90030-0.
- [538] E. Armando, R. I. Bojoi, P. Guglielmi, G. Pellegrino, and M. Pastorelli, "Experimental Identification of the Magnetic Model of Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 5, pp.2116–2125, Sep. 2013. DOI: 10.1109/TIA.2013.2258876.
- [539] G. Pellegrino, B. Boazzo, and T. M. Jahns, "Magnetic Model Self-Identification for PM Synchronous Machine Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 3, pp.2246–2254, May 2015. DOI: 10.1109/TIA.2014.2365627.
- [540] S. Hall, F. J. Marquez-Fernandez, and M. Alakula, "Dynamic Magnetic Model Identification of Permanent Magnet Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 4, pp.1367–1375, Dec. 2017. DOI: 10.1109/TEC.2017.2704114.
- [541] K. Liu, J. Feng, S. Guo, L. Xiao, and Z.-Q. Zhu, "Identification of Flux Linkage Map of Permanent Magnet Synchronous Machines Under Uncertain Circuit Resistance and Inverter Nonlinearity," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 14, no. 2, pp.556–568, Feb. 2018. DOI: 10.1109/TII.2017.2722470.
- [542] Y. Xia, Y. Chen, H. Ye, and K. Strunz, "Multiscale Induction Machine Modeling in the dq0 Domain Including Main Flux Saturation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 2, pp.652–664, Jun. 2019. DOI: 10.1109/TEC.2018.2863101.

- [543] H. Kim, Y. Park, H.-C. Liu, P.-W. Han, and J. Lee, "Study on Line-Start Permanent Magnet Assistance Synchronous Reluctance Motor for Improving Efficiency and Power Factor," *Energies*, vol. 13, no. 2, p.384, Jan. 2020. DOI: 10.3390/en13020384.
- [544] G. Pellegrino, E. Armando, and P. Guglielmi, "Direct-Flux Vector Control of IPM Motor Drives in the Maximum Torque Per Voltage Speed Range," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 10, pp.3780–3788, Oct. 2012. DOI: 10.1109/TIE.2011.2178212.
- [545] E. Levi, "Saturation modelling in d-q axis models of salient pole synchronous machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 1, pp.44–50, Mar. 1999. DOI: 10.1109/60.749146.
- [546] E. Levi and V. A. Levi, "Impact of dynamic cross-saturation on accuracy of saturated synchronous machine models," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, no. 2, pp.224–230, Jun. 2000. DOI: 10.1109/60.867004.
- [547] B. Stumberger, G. Stumberger, D. Dolinar, A. Hamler, and M. Trlep, "Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 5, pp.1264–1271, Sep. 2003. DOI: 10.1109/TIA.2003.816538.
- [548] G. Qi, J. T. Chen, Z. Q. Zhu, D. Howe, L. B. Zhou, and C. L. Gu, "Influence of Skew and Cross-Coupling on Flux-Weakening Performance of Permanent-Magnet Brushless AC Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 5, pp.2110–2117, May 2009. DOI: 10.1109/TMAG.2009.2013244.
- [549] K. Lee, J.-I. Ha, and D. V. Simili, "Analysis and Suppression of Slotting and Cross-Coupling Effects on Current Control in PM Synchronous Motor Drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 10, pp.9942–9956, Oct. 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2894265.
- [550] A. Balamurali, A. K. Anik, W. Clandfield, and N. C. Kar, "Non-Invasive Parameter and Loss Determination in PMSM Considering the Effects of Saturation, Cross-Saturation, Time Harmonics, and Temperature Variations," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 57, no. 2, pp.1–6, Feb. 2021. DOI: 10.1109/TMAG.2020.3019459.
- [551] G. Pellegrino, T. M. Jahns, N. Bianchi, W. Soong, and F. Cupertino, *The Rediscovery of Synchronous Reluctance and Ferrite Permanent Magnet Motors*. Cham: Springer International Publishing, 2016. DOI: 10.1007/978-3-319-32202-5.
- [552] G. W. Heumann and W. F. Strong, "Electronic control of frequency converter sets for testing aircraft models," *Electrical Engineering*, vol. 65, no. 12, pp.931–939, Dec. 1946. DOI: 10.1109/EE.1946.6440013.
- [553] E. Ohno and M. Akamatsu, "Variable frequency SCR inverter with an auxiliary commutation circuit," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 2, no. 1, pp.25–30, Mar. 1966. DOI: 10.1109/TMAG.1966.1065792.
- [554] T. Lipo and P. Krause, "Stability Analysis of a Rectifier-Inverter Induction Motor Drive," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-88, no. 1, pp.55–66, Jan. 1969. DOI: 10.1109/TPAS.1969.292338.
- [555] R. Nelson, T. Lipo, and P. Krause, "Stability Analysis of a Symmetrical Induction Machine," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-88, no. 11, pp.1710–1717, Nov. 1969. DOI: 10.1109/TPAS.1969.292379.
- [556] R. Ueda, T. Sonoda, K. Koga, and M. Ichikawa, "Stability analysis in induction motor driven by V/f controlled general-purpose inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 2, pp.472–481, 1992. DOI: 10.1109/28.126758.
- [557] R. J. Kerkman, T. M. Rowan, D. Leggate, and B. J. Seibel, "Control of PWM voltage inverters in the pulse dropping region," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 5, pp.559–565, Sep. 1995. DOI: 10.1109/63.406843.
- [558] K. Koga, R. Ueda, and T. Sonoda, "Constitution of V/f control for reducing the steady-state speed error to zero in induction motor drive system," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 2, pp.463–

- 471, 1992. DOI: 10.1109/28.126757.
- [559] G. Jo and J. Choi, "Rotor Field-Oriented V/f Drive System Implementation with Oscillation Suppression Compensator in Induction Motors," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6777, no. c, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/JESTPE.2020.2999973.
- [560] A. Munoz-Garcia, T. A. Lipo, and D. W. Novotny, "A new induction motor V/f control method capable of high-performance regulation at low speeds," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp.813–821, 1998. DOI: 10.1109/28.703982.
- [561] J.-H. Jung, G.-Y. Jeong, and B.-H. Kwon, "Stability Improvement of V/f-Controlled Induction Motor Drive Systems by a Dynamic Current Compensator," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 4, pp.930–933, Aug. 2004. DOI: 10.1109/TIE.2004.831766.
- [562] P. D. C. Perera, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, and P. Thogersen, "A sensorless, stable v/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 3, pp.783–791, May 2003. DOI: 10.1109/TIA.2003.810624.
- [563] R. Ancuti, I. Boldea, and G.-D. Andreescu, "Sensorless V/f control of high-speed surface permanent magnet synchronous motor drives with two novel stabilising loops for fast dynamics and robustness," *IET Electric Power Applications*, vol. 4, no. 3, p.149, 2010. DOI: 10.1049/iet-epa.2009.0077.
- [564] S. Agarlita, C. Coman, G. Andreescu, and I. Boldea, "Stable V/f control system with controlled power factor angle for permanent magnet synchronous motor drives," *IET Electric Power Applications*, vol. 7, no. 4, pp.278–286, Apr. 2013. DOI: 10.1049/iet-epa.2012.0392.
- [565] A. Gastli and N. Matsui, "Stator flux controlled V/f PWM inverter with identification of IM parameters (induction motors)," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 4, pp.334–340, 1992. DOI: 10.1109/41.149751.
- [566] K. Koga, R. Ueda, and T. Sonoda, "Achievement of high performances for general purpose inverter drive induction motor system," in *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1989, vol. 6, pp.415–425. DOI: 10.1109/IAS.1989.96685.
- [567] M. Szykiel *et al.*, "Adaptive V/f-Based Control for Induction Machines in Distributed Electric Propulsion Systems," in *2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, 2018, pp.1–7. DOI: 10.1109/ESARS-ITEC.2018.8607373.
- [568] —, "3-Phase AC Motor Control with V / Hz Speed Closed Loop Using the 56F800/E," *Freescale Semiconductors, Application Note AN1958*, pp.1–24, 2005 [Online]. Available: <https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN1958.pdf>
- [569] B. Akin and N. Garg, "Scalar (V/f) Control of 3-Phase Induction Motors," *Texas Instruments Application Report SPRABQ8*, no. July, pp.1–25, 2013 [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/pdf/sprabq8>
- [570] A. S. Abdel-Khalik, R. A. Hamdy, A. M. Massoud, and S. Ahmed, "Postfault Control of Scalar (V/f) Controlled Asymmetrical Six-Phase Induction Machines," *IEEE Access*, vol. 6, pp.59211–59220, 2018. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2874133.
- [571] M. Suetake, I. N. da Silva, and A. Goedel, "Embedded DSP-Based Compact Fuzzy System and Its Application for Induction-Motor V/f Speed Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 3, pp.750–760, Mar. 2011. DOI: 10.1109/TIE.2010.2047822.
- [572] M. N. Almani, G. A. Hussain, and A. A. Zaher, "An Improved Technique for Energy-Efficient Starting and Operating Control of Single Phase Induction Motors," *IEEE Access*, vol. 9, pp.12446–12462, 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3050920.
- [573] K. Lee, S. Ahmed, and S. M. Lukic, "Universal Restart Strategy for Scalar (V/f) Controlled Induction Machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 6, pp.5489–5495, Nov. 2017. DOI:

- 10.1109/TIA.2017.2733497.
- [574] M. Hinkkanen, L. Tiitinen, E. Molsa, and L. Harnefors, "On the Stability of Volts-per-Hertz Control for Induction Motors," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6777, no. c, pp.1–1, 2021. DOI: 10.1109/JESTPE.2021.3060583.
- [575] G. da Cunha, A. J. Rossa, J. A. Alves, and E. Cardoso, "Control of Permanent Magnet Synchronous Machines for Subsea Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 2, pp.1899–1905, Mar. 2018. DOI: 10.1109/TIA.2017.2785764.
- [576] K. Lee, H. Kim, and S. M. Lukic, "A Rotating Restart Method for Scalar (v/f) Controlled Synchronous Reluctance Machine Drives Using a Single DC-Link Current Sensor," *IEEE Access*, vol. 8, pp.106629–106638, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3000220.
- [577] Cé. C. Scharlau, L. F. A. Pereira, L. A. Pereira, and Sé. Haffner, "Performance of a Five-Phase Induction Machine With Optimized Air Gap Field Under Open Loop V/f Control," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 4, pp.1046–1056, Dec. 2008. DOI: 10.1109/TEC.2008.2001437.
- [578] S. Srinivas and K. Ramachandra Sekhar, "Theoretical and Experimental Analysis for Current in a Dual-Inverter-Fed Open-End Winding Induction Motor Drive With Reduced Switching PWM," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp.4318–4328, Oct. 2013. DOI: 10.1109/TIE.2012.2209615.
- [579] A. Miller, E. Muljadi, and D. S. Zinger, "A variable speed wind turbine power control," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 12, no. 2, pp.181–186, Jun. 1997. DOI: 10.1109/60.629701.
- [580] E. Muljadi, M. Singh, and V. Gevorgian, "Doubly Fed Induction Generator in an Offshore Wind Power Plant Operated at Rated V/Hz," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 5, pp.2197–2205, Sep. 2013. DOI: 10.1109/TIA.2013.2261043.
- [581] X. M. Jia and S. S. Choi, "Design of Volts per Hertz limiter with consideration of the under-excitation limiter control actions," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 16, no. 2, pp.140–147, Jun. 2001. DOI: 10.1109/60.921465.
- [582] F. Blaschke, "Apparatus for field-oriented control or regulation of asynchronous machines," U.S. Patent 3805135A,1971.
- [583] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, no. 3, pp.716–727, Jul. 1929. DOI: 10.1109/T-AIEE.1929.5055275.
- [584] F. Bu *et al.*, "Induction-Machine-Based Starter/Generator Systems: Techniques, Developments, and Advances," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 14, no. 1, pp.4–19, Mar. 2020. DOI: 10.1109/MIE.2019.2944760.
- [585] J. R. Dominguez, I. Duenas, and S. Ortega-Cisneros, "Discrete-Time Modeling and Control Based on Field Orientation for Induction Motors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 8, pp.8779–8793, Aug. 2020. DOI: 10.1109/TPEL.2020.2965632.
- [586] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Cirrincione, and G.-A. Capolino, "Sensorless Control of Induction Motors by Reduced Order Observer With MCA EXIN + Based Adaptive Speed Estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp.150–166, Feb. 2007. DOI: 10.1109/TIE.2006.888776.
- [587] M. Rashed, P. F. A. MacConnell, A. F. Stronach, and P. Acarnley, "Sensorless Indirect-Rotor-Field-Oriented Speed Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor With Stator-Resistance Estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 3, pp.1664–1675, Jun. 2007. DOI: 10.1109/TIE.2007.895136.
- [588] M. Roetzer, U. Vollmer, and R. M. Kennel, "Demodulation Approach for Slowly Sampled Sensorless Field-Oriented Control Systems Enabling Multiple-Frequency Injections," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 1, pp.732–744, Jan. 2018. DOI: 10.1109/TIA.2017.2757458.

- [589] M. Moradian, J. Soltani, A. Najjar-Khodabakhsh, and G. R. A. Markadeh, "Adaptive Torque and Flux Control of Sensorless IPMSM Drive in the Stator Flux Field Oriented Reference Frame," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 15, no. 1, pp.205–212, Jan. 2019. DOI: 10.1109/TII.2018.2808521.
- [590] M. Basic, D. Vukadinovic, I. Grgic, and M. Bubalo, "Speed-Sensorless Vector Control of an Induction Generator Including Stray Load and Iron Losses and Online Parameter Tuning," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 35, no. 2, pp.724–732, Jun. 2020. DOI: 10.1109/TEC.2019.2952666.
- [591] M. H. Holakooie and G. Iwanski, "An Adaptive Identification of Rotor Time Constant for Speed-sensorless Induction Motor Drives: A Case Study for Six-phase Induction Machine," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. XX, no. Xx, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/JESTPE.2020.3042305.
- [592] A. Bosso, C. Conficoni, D. Raggini, and A. Tilli, "A Computational-Effective Field-Oriented Control Strategy for Accurate and Efficient Electric Propulsion of Unmanned Aerial Vehicles," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 4435, no. c, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/TMECH.2020.3022379.
- [593] C. D. Tran, P. Palacky, M. Kuchar, P. Brandstetter, and B. H. Dinh, "Current and Speed Sensor Fault Diagnosis Method Applied to Induction Motor Drive," *IEEE Access*, vol. 9, pp.38660–38672, 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3064016.
- [594] L. Ding, Y. W. Li, and N. R. Zargari, "Discrete-Time SMO Sensorless Control of Current Source Converter-Fed PMSM Drives With Low Switching Frequency," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 3, pp.2120–2129, Mar. 2021. DOI: 10.1109/TIE.2020.2972433.
- [595] J.-Y. Chen and S.-C. Yang, "Saliency-Based Permanent Magnet Machine Position Sensorless Drive Using Proposed PWM Injection and Shunt-Based Current Sensing for Position Estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 7, pp.5693–5703, Jul. 2021. DOI: 10.1109/TIE.2020.3000088.
- [596] B. Robyns, P. A. Sente, H. A. Buyse, and F. Labrique, "Influence of digital current control strategy on the sensitivity to electrical parameter uncertainties of induction motor indirect field-oriented control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 4, pp.690–699, Jul. 1999. DOI: 10.1109/63.774206.
- [597] A. S. Bazanella and R. Reginatto, "Robustness margins for indirect field-oriented control of induction motors," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 45, no. 6, pp.1226–1231, Jun. 2000. DOI: 10.1109/9.863613.
- [598] R. Reginatto and A. S. Bazanella, "Robustness of global asymptotic stability in indirect field-oriented control of induction motors," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 48, no. 7, pp.1218–1222, Jul. 2003. DOI: 10.1109/TAC.2003.814264.
- [599] G. K. Singh, D. K. P. Singh, K. Nam, and S. K. Lim, "A Simple Indirect Field-Oriented Control Scheme for Multiconverter-Fed Induction Motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 6, pp.1653–1659, Dec. 2005. DOI: 10.1109/TIE.2005.858707.
- [600] L. Amezquita-Brooks, J. Liceaga-Castro, and E. Liceaga-Castro, "Speed and Position Controllers Using Indirect Field-Oriented Control: A Classical Control Approach," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 4, pp.1928–1943, Apr. 2014. DOI: 10.1109/TIE.2013.2262750.
- [601] G. Scarcella, G. Scelba, M. Cacciato, A. Spampinato, and M. M. Harbaugh, "Vector Control Strategy for Multidirectional Power Flow in Integrated Multidrives Starter-Alternator Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 6, pp.4816–4826, Nov. 2016. DOI: 10.1109/TIA.2016.2591908.
- [602] M. A. Hannan, J. A. Ali, A. Mohamed, U. A. U. Amirulddin, N. M. L. Tan, and M. N. Uddin, "Quantum-Behaved Lightning Search Algorithm to Improve Indirect Field-Oriented Fuzzy-PI Control for IM Drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 4, pp.3793–3805, Jul. 2018. DOI: 10.1109/TIA.2018.2821644.
- [603] H. Abbasi, M. Ghanbari, R. Ebrahimi, and M. Jannati, "IRFOC of Induction Motor Drives under Open-Phase

- Fault Using Balanced and Unbalanced Transformation Matrices," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 0046, no. c, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/TIE.2020.3026278.
- [604] B. Prathap Reddy, A. Iqbal, S. Rehaman, M. Meraj, and S. Keerthipati, "Dynamic Modelling and Control of Pole-phase Modulation based Multiphase Induction Motor Drives," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6777, no. c, pp.1–1, 2021. DOI: 10.1109/JESTPE.2021.3062216.
- [605] R. Gabriel, W. Leonhard, and C. J. Nordby, "Field-Oriented Control of a Standard AC Motor Using Microprocessors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-16, no. 2, pp.186–192, Mar. 1980. DOI: 10.1109/TIA.1980.4503770.
- [606] A. Nabae, K. Otsuka, H. Uchino, and R. Kurosawa, "An Approach to Flux Control of Induction Motors Operated with Variable-Frequency Power Supply," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-16, no. 3, pp.342–350, May 1980. DOI: 10.1109/TIA.1980.4503795.
- [607] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, 3rd Ed. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2001. DOI: 10.1007/978-3-642-56649-3.
- [608] J. Chiasson, *Modeling and High-Performance Control of Electric Machines*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2005. DOI: 10.1002/0471722359.
- [609] C. E. Rettig, "Method for controlling the output condition of a synchronous reluctance motor," U.S. Patent 3911339A,1974.
- [610] C. E. Rettig, "Means for controlling the output condition of a synchronous reluctance motor," U.S. Patent 3863120A,1975.
- [611] C. E. Rettig, "Method and circuitry for controlling the output condition of a synchronous reluctance motor," Canadian Patent 998094A,1976.
- [612] C. E. Rettig, "Method for controlling the output condition of a self excited alternating current induction motor," U.S. Patent 3962614A,1976.
- [613] R. Krishnan, J. F. Lindsay, and V. R. Stefanovic, "Design of Angle-Controlled Current Source Inverter-Fed Induction Motor Drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-19, no. 3, pp.370–378, May 1983. DOI: 10.1109/TIA.1983.4504211.
- [614] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp.920–926, 1994. DOI: 10.1109/28.297908.
- [615] J. Malan, M. J. Kamper, and P. N. T. Williams, "Reluctance synchronous machine drive for hybrid electric vehicle," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Proceedings. ISIE'98 (Cat. No.98TH8357)*, 1998, vol. 2, pp.367–372. DOI: 10.1109/ISIE.1998.711546.
- [616] M. G. Jovanovic and R. E. Betz, "Optimal torque controller for synchronous reluctance motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp.1088–1093, 1999. DOI: 10.1109/60.815032.
- [617] T. Sun, J. Wang, and X. Chen, "Maximum Torque Per Ampere (MTPA) Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drives Based on Virtual Signal Injection," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 9, pp.5036–5045, Sep. 2015. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2365814.
- [618] T. Inoue, Y. Inoue, S. Morimoto, and M. Sanada, "Maximum Torque Per Ampere Control of a Direct Torque-Controlled PMSM in a Stator Flux Linkage Synchronous Frame," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 3, pp.2360–2367, May 2016. DOI: 10.1109/TIA.2016.2531618.
- [619] J. Chen, J. Li, and R. Qu, "Maximum-Torque-per-Ampere and Magnetization-State Control of a Variable-Flux Permanent Magnet Machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 2, pp.1158–1169, Feb. 2018. DOI: 10.1109/TIE.2017.2733494.
- [620] L. Ortombina, F. Tinazzi, and M. Zigliotto, "Adaptive Maximum Torque per Ampere Control of Synchronous

- Reluctance Motors by Radial Basis Function Networks,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 4, pp.2531–2539, Dec. 2019. DOI: 10.1109/JESTPE.2018.2858842.
- [621] Z. Han, J. Liu, W. Yang, D. B. Pinhal, N. Reiland, and D. Gerling, “Improved Online Maximum-Torque-Per-Ampere Algorithm for Speed Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Machine,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 5, pp.3398–3408, May 2020. DOI: 10.1109/TIE.2019.2918471.
- [622] A. Accetta, M. Cirrincione, M. C. Di Piazza, G. La Tona, M. Luna, and M. Pucci, “Analytical Formulation of a Maximum Torque per Ampere (MTPA) Technique for SynRMs Considering the Magnetic Saturation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 4, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/TIA.2020.2993525.
- [623] T. Liu, M. Fadel, J. Li, and X. Ma, “A MTPA Control Strategy for Mono-Inverter Multi-PMSM System,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 6, pp.7165–7177, Jun. 2021. DOI: 10.1109/TPEL.2020.3038797.
- [624] Z. Q. Zhu, Y. S. Chen, and D. Howe, “Iron loss in permanent-magnet brushless AC machines under maximum torque per ampere and flux weakening control,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no. 5, pp.3285–3287, Sep. 2002. DOI: 10.1109/TMAG.2002.802296.
- [625] Z. Han and J. Liu, “Comparative Analysis of Vibration and Noise in IPMSM Considering the Effect of MTPA Control Algorithms for Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 6, pp.6850–6862, Jun. 2021. DOI: 10.1109/TPEL.2020.3036402.
- [626] Sang-Hoon Kim and Seung-Ki Sul, “Maximum torque control of an induction machine in the field weakening region,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 4, pp.787–794, 1995. DOI: 10.1109/28.395288.
- [627] O. Wasynczuk *et al.*, “A maximum torque per ampere control strategy for induction motor drives,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 13, no. 2, pp.163–169, Jun. 1998. DOI: 10.1109/60.678980.
- [628] Z. Tang, X. Li, S. Dusmez, and B. Akin, “A New V/f-Based Sensorless MTPA Control for IPMSM Drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 6, pp.4400–4415, Jun. 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2470177.
- [629] K. Lee and Y. Han, “MTPA Control Strategy Based on Signal Injection for V/f Scalar-Controlled Surface Permanent Magnet Synchronous Machine Drives,” *IEEE Access*, vol. 8, pp.96036–96044, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2997087.
- [630] L.-J. Cheng and M.-C. Tsai, “Robust Scalar Control of Synchronous Reluctance Motor With Optimal Efficiency by MTPA Control,” *IEEE Access*, vol. 9, pp.32599–32612, 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3060436.
- [631] K. Lee and Y. Han, “Reactive-power-based Robust MTPA Control for v/f Scalar-controlled Induction Motor Drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 0046, no. c, pp.1–1, 2021. DOI: 10.1109/TIE.2021.3055183.
- [632] I. Takahashi and T. Noguchi, “A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 5, pp.820–827, Sep. 1986. DOI: 10.1109/TIA.1986.4504799.
- [633] M. Depenbrock, “Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 4, pp.420–429, Oct. 1988. DOI: 10.1109/63.17963.
- [634] U. Baader, M. Depenbrock, and G. Gierse, “Direct self control (DSC) of inverter-fed induction machine: a basis for speed control without speed measurement,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 3, pp.581–588, 1992. DOI: 10.1109/28.137442.
- [635] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, “Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors—A Survey,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 4, pp.744–757, Aug. 2004. DOI: 10.1109/TIE.2004.831717.



- [636] S. Cheng, L. Zhang, Z. Li, and C. Xiang, "A Hybrid Method of Rounded Hexagon Flux Direct Torque Control for Traction Motor in Mid-Speed Range," *IEEE Access*, vol. 9, pp.39587–39596, 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3060542.
- [637] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, "FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp.779–787, Sep. 2002. DOI: 10.1109/TPEL.2002.802183.
- [638] Jun-Koo Kang and Seung-Ki Sul, "New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 5, pp.1076–1082, 1999. DOI: 10.1109/28.793368.
- [639] C. L. Toh, N. R. N. Idris, and A. H. M. Yatim, "Constant and High Switching Frequency Torque Controller for DTC Drives," *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 3, no. 2, pp.76–80, Jun. 2005. DOI: 10.1109/LPEL.2005.851316.
- [640] I. M. Alsofyani and K.-B. Lee, "Enhanced Performance of Constant Frequency Torque Controller–Based Direct Torque Control of Induction Machines with Increased Torque-Loop Bandwidth," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 12, pp.10168–10179, Dec. 2020. DOI: 10.1109/TIE.2019.2959477.
- [641] A. Khazaei, H. A. Zarchi, G. A. Markadeh, and H. Mosaddegh Hesar, "MTPA Strategy for Direct Torque Control of Brushless DC Motor Drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 8, pp.6692–6700, Aug. 2021. DOI: 10.1109/TIE.2020.3009576.
- [642] B. Cao, B. M. Grainger, X. Wang, Y. Zou, G. F. Reed, and Z.-H. Mao, "Direct Torque Model Predictive Control of a Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 2, pp.2346–2360, Feb. 2021. DOI: 10.1109/TPEL.2020.3011312.
- [643] Q. Sun, J. Wu, and C. Gan, "Optimized Direct Instantaneous Torque Control for SRMs With Efficiency Improvement," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 3, pp.2072–2082, Mar. 2021. DOI: 10.1109/TIE.2020.2975481.
- [644] X. Chen, Z. Zhang, L. Yu, and Z. Bian, "An Improved Direct Instantaneous Torque Control of Doubly Salient Electromagnetic Machine for Torque Ripple Reduction," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 8, pp.6481–6492, Aug. 2021. DOI: 10.1109/TIE.2020.3003596.
- [645] Z. Yu, W. Kong, and R. Qu, "Direct Torque Control Strategy for DC-Biased Vernier Reluctance Machines Capable of Zero-Sequence Current Regulation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 3, pp.2024–2033, Mar. 2021. DOI: 10.1109/TIE.2020.2977579.
- [646] I. Boldea, "Control issues in adjustable speed drives," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, no. 3, pp.32–50, Sep. 2008. DOI: 10.1109/MIE.2008.928605.
- [647] M. Kazmierkowski, L. Franquelo, J. Rodriguez, M. Perez, and J. Leon, "High-Performance Motor Drives," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, no. 3, pp.6–26, Sep. 2011. DOI: 10.1109/MIE.2011.942173.
- [648] J. W. Kolar and T. Friedli, "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part I," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp.176–198, Jan. 2013. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2197867.
- [649] T. Friedli, M. Hartmann, and J. W. Kolar, "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part II," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp.543–560, Feb. 2014. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2258472.
- [650] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, "A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC–DC Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 5, pp.962–981, Oct. 2003. DOI: 10.1109/TIE.2003.817609.
- [651] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, "A Review of Three-Phase

- Improved Power Quality AC–DC Converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 3, pp.641–660, Jun. 2004. DOI: 10.1109/TIE.2004.825341.
- [652] J. R. Rodriguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana, “PWM regenerative rectifiers: state of the art,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 1, pp.5–22, Feb. 2005. DOI: 10.1109/TIE.2004.841149.
- [653] Y. Zhang, Z. Li, Y. Zhang, W. Xie, Z. Piao, and C. Hu, “Performance Improvement of Direct Power Control of PWM Rectifier With Simple Calculation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp.3428–3437, Jul. 2013. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2222050.
- [654] Y. Zhang, C. Qu, and J. Gao, “Performance Improvement of Direct Power Control of PWM Rectifier Under Unbalanced Network,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp.2319–2328, Mar. 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2562262.
- [655] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and Y. Xiao, “Next-Generation Multi-Functional Modular Intelligent UPS System for Smart Grid,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 9, pp.3602–3618, Sep. 2013. DOI: 10.1109/TIE.2012.2205356.
- [656] F. Mardani, N. Falconar, N. Shafiei, N. Akel, R. Khandekar, and M. Pahlevani, “A Digital Control System for UPS Systems with Smart-Grid Capability,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. PP, no. c, pp.1–1, 2019. DOI: 10.1109/JESTPE.2019.2938209.
- [657] P. N. Enjeti and A. Rahman, “A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost AC motor drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 4, pp.806–813, 1993. DOI: 10.1109/28.231999.
- [658] C. Klumper, F. Blaabjerg, and P. Thøgersen, “Alternate ASDs: evaluation of the converter topologies suited for integrated motor drives,” *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 12, no. 2, pp.71–83, Mar. 2006. DOI: 10.1109/MIA.2006.1598029.
- [659] N. Flourentzou, V. G. Agelidis, and G. D. Demetriades, “VSC-Based HVDC Power Transmission Systems: An Overview,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 3, pp.592–602, Mar. 2009. DOI: 10.1109/TPEL.2008.2008441.
- [660] M. A. Hannan *et al.*, “Advanced Control Strategies of VSC Based HVDC Transmission System: Issues and Potential Recommendations,” *IEEE Access*, vol. 6, pp.78352–78369, 2018. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2885010.
- [661] F. Blaabjerg, M. Liserre, and K. Ma, “Power Electronics Converters for Wind Turbine Systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 2, pp.708–719, Mar. 2012. DOI: 10.1109/TIA.2011.2181290.
- [662] H. Bizhani, R. Noroozian, S. M. Muyeen, K. Techato, and F. Blaabjerg, “A Grid-Connected Smart Extendable Structure for Hybrid Integration of Distributed Generations,” *IEEE Access*, vol. 7, pp.105235–105246, 2019. DOI: 10.1109/access.2019.2931994.
- [663] M. Hosseinzadeh and F. R. Salmasi, “Fault-Tolerant Supervisory Controller for a Hybrid AC/DC Micro-Grid,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 4, pp.2809–2823, Jul. 2018. DOI: 10.1109/TSG.2016.2620803.
- [664] L. Antonio de Souza Ribeiro, F. D. Freijedo, F. de Bosio, M. Soares Lima, J. M. Guerrero, and M. Pastorelli, “Full Discrete Modeling, Controller Design, and Sensitivity Analysis for High-Performance Grid-Forming Converters in Islanded Microgrids,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 6, pp.6267–6278, Nov. 2018. DOI: 10.1109/TIA.2018.2847635.
- [665] V. Monteiro, J. G. Pinto, and J. L. Afonso, “Operation Modes for the Electric Vehicle in Smart Grids and Smart Homes: Present and Proposed Modes,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 3, pp.1007–1020, Mar. 2016. DOI: 10.1109/TVT.2015.2481005.

- [666] B. J. Baliga, M. S. Adler, R. P. Love, P. V. Gray, and N. D. Zommer, "The insulated gate transistor: A new three-terminal MOS-controlled bipolar power device," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 31, no. 6, pp.821–828, Jun. 1984. DOI: 10.1109/T-ED.1984.21614.
- [667] S. R. Hofstein and F. P. Heiman, "The silicon insulated-gate field-effect transistor," *Proceedings of the IEEE*, vol. 51, no. 9, pp.1190–1202, 1963. DOI: 10.1109/PROC.1963.2488.
- [668] B. Zhao *et al.*, "A More Prospective Look at IGCT: Uncovering a Promising Choice for dc Grids," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 12, no. 3, pp.6–18, Sep. 2018. DOI: 10.1109/MIE.2018.2855216.
- [669] C. W. Mueller and J. Hilibrand, "The 'Thyristor'—A new high-speed switching transistor," *IRE Transactions on Electron Devices*, vol. 5, no. 1, pp.2–5, Jan. 1958. DOI: 10.1109/T-ED.1958.14318.
- [670] T. C. New, W. D. Frobenius, T. J. Desmond, and D. R. Hamilton, "High power gate-controlled switch," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 17, no. 9, pp.706–710, Sep. 1970. DOI: 10.1109/T-ED.1970.17061.
- [671] S. Yuvarajan, "MOS Controlled Thyristors (MCTs)," in *Power Electronics Handbook*, Elsevier, 2011, pp.125–133. DOI: 10.1016/B978-0-12-382036-5.00008-2.
- [672] K. Satoh, M. Yamamoto, K. Morishita, Y. Yamaguchi, and H. Iwamoto, "High power symmetrical GCT for current source inverter," in *Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS'99 (Cat. No. 99TH8475)*, 1999, vol. 2, no. July, pp.877–882 vol.2 [Online]. DOI: 10.1109/PEDS.1999.792822.
- [673] N. Fujishima, Y. Yano, G. Tada, and K. Tsuchiya, "N-ch IGBT with high reverse blocking capability for multipoint differential line drivers," in *[1991] Proceedings of the 3rd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*, 1991, pp.70–75. DOI: 10.1109/ISPSD.1991.146069.
- [674] A. Weber, T. Dalibor, P. Kern, B. Oedegard, J. Waldmeyer, and E. Carroll, "Reverse Blocking IGCTs for Current Source Inverters," in *PCIM*, 2000, pp.1–6.
- [675] A. VanderMeulen and J. Maurin, "Current source inverter vs. voltage source inverter topology," *White Paper WPO2000IEN*, Eaton, no. June, pp.1–8, 2014.
- [676] Fang Zheng Peng, "Z-source inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, pp.504–510, Mar. 2003. DOI: 10.1109/TIA.2003.808920.
- [677] R. Srinivasan and R. Oruganti, "A unity power factor converter using half-bridge boost topology," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 3, pp.487–500, May 1998. DOI: 10.1109/63.668112.
- [678] N. Rocha, I. A. C. de Oliveira, E. C. de Menezes, C. B. Jacobina, and J. A. A. Dias, "Single-Phase to Three-Phase Converters With Two Parallel Single-Phase Rectifiers and Reduced Switch Count," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, pp.3704–3716, May 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2458699.
- [679] S. Shi, Y. Sun, M. Su, S. Xie, M. Zhou, and L. Li, "Reduced-switch induction motor drive system with active power decoupling," *IET Electric Power Applications*, vol. 13, no. 7, pp.969–976, Jul. 2019. DOI: 10.1049/iet-epa.2018.5767.
- [680] W. Li, Y. Gu, H. Luo, W. Cui, X. He, and C. Xia, "Topology Review and Derivation Methodology of Single-Phase Transformerless Photovoltaic Inverters for Leakage Current Suppression," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 7, pp.4537–4551, Jul. 2015. DOI: 10.1109/TIE.2015.2399278.
- [681] W.-L. Lu, S.-N. Yeh, J.-C. Hwang, and H.-P. Hsieh, "Development of a single-phase half-bridge active power filter with the function of uninterruptible power supplies," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 147, no. 4, p.313, 2000. DOI: 10.1049/ip-epa:20000438.
- [682] O. Stihl and Boon-Teck Ooi, "A single-phase controlled-current PWM rectifier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 4, pp.453–459, Oct. 1988. DOI: 10.1109/63.17967.
- [683] H. Wu, L. Zhu, and F. Yang, "Three-Port-Converter-Based Single-Phase Bidirectional AC–DC Converter With

- Reduced Power Processing Stages and Improved Overall Efficiency,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 12, pp.10021–10026, Dec. 2018. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2824242.
- [684] A. Karafil, H. Ozbay, and S. Oncu, “Design and Analysis of Single Phase Grid Tied Inverter with PDM MPPT Controlled Converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PP, no. c, pp.1–1, 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2944617.
- [685] J. E. Huber and J. W. Kolar, “Solid-State Transformers,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 10, no. 3, pp.19–28, 2016. DOI: 10.1109/MIE.2016.2588878.
- [686] S. Hou, J. Fei, Y. Chu, and C. Chen, “Experimental Investigation of Adaptive Fuzzy Global Sliding Mode Control of Single-Phase Shunt Active Power Filters,” *IEEE Access*, vol. 7, pp.64442–64449, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2917020.
- [687] L. F. J. Meloni, F. L. Tofoli, angelo J. J. Rezek, and E. R. Ribeiro, “Modeling and Experimental Validation of a Single-Phase Series Active Power Filter for Harmonic Voltage Reduction,” *IEEE Access*, vol. XX, pp.1–1, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2947917.
- [688] P. K. Jain, J. R. Espinoza, and Hua Jin, “Performance of a single-stage UPS system for single-phase trapezoidal-shaped AC-voltage supplies,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 5, pp.912–923, Sep. 1998. DOI: 10.1109/63.712309.
- [689] P. M. Bhagwat and V. R. Stefanovic, “Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-19, no. 6, pp.1057–1069, Nov. 1983. DOI: 10.1109/TIA.1983.4504335.
- [690] Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, “Multilevel converters-a new breed of power converters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 3, pp.509–517, 1996. DOI: 10.1109/28.502161.
- [691] R. Teichmann and S. Bernet, “A Comparison of Three-Level Converters Versus Two-Level Converters for Low-Voltage Drives, Traction, and Utility Applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 3, pp.855–865, May 2005. DOI: 10.1109/TIA.2005.847285.
- [692] J. Rodríguez, J. S. Lai, and F. Z. Peng, “Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp.724–738, 2002. DOI: 10.1109/TIE.2002.801052.
- [693] J. Rodríguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro, “Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp.2930–2945, 2007. DOI: 10.1109/TIE.2007.907044.
- [694] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M. A. M. Prats, “The age of multilevel converters arrives,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, no. 2, pp.28–39, 2008. DOI: 10.1109/MIE.2008.923519.
- [695] S. Kouro *et al.*, “Recent advances and industrial applications of multilevel converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp.2553–2580, 2010. DOI: 10.1109/TIE.2010.2049719.
- [696] P. Lezana, J. Pou, T. A. Meynard, J. Rodriguez, S. Ceballos, and F. Richardeau, “Survey on fault operation on multilevel inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp.2207–2218, 2010. DOI: 10.1109/TIE.2009.2032194.
- [697] A. Edpuganti and A. K. Rathore, “A Survey of Low Switching Frequency Modulation Techniques for Medium-Voltage Multilevel Converters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 5, pp.4212–4228, 2015. DOI: 10.1109/TIA.2015.2437351.
- [698] J. Rodriguez *et al.*, “Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 11, pp.1786–1817, Nov. 2009. DOI: 10.1109/JPROC.2009.2030235.
- [699] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, “A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter,” *IEEE Transactions on*

- Industry Applications*, vol. IA-17, no. 5, pp.518–523, Sep. 1981. DOI: 10.1109/TIA.1981.4503992.
- [700] Bor-Ren Lin, Der-Jan Chen, and Tsung-Liang Hung, “Half-bridge neutral point diode clamped rectifier for power factor correction,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 38, no. 4, pp.1287–1294, Oct. 2002. DOI: 10.1109/TAES.2002.1145750.
- [701] J. Shen and N. Butterworth, “Analysis and design of a three-level PWM converter system for railway-traction applications,” *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 144, no. 5, p.357, 1997. DOI: 10.1049/ip-epa:19971277.
- [702] B. R. Lin and T. Y. Yang, “Single-phase half-bridge rectifier with power factor correction,” *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 151, no. 4, p.443, 2004. DOI: 10.1049/ip-epa:20040237.
- [703] H. Xiao and S. Xie, “Transformerless Split-Inductor Neutral Point Clamped Three-Level PV Grid-Connected Inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp.1799–1808, Apr. 2012. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2164940.
- [704] Bor-Ren Lin and Tsung-Liang Hung, “Development of a single-phase half-bridge neutral point clamped converter and its applications,” in *2002 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Proceedings (Cat. No.02CH37353)*, 2002, vol. 3, pp.III-835-III-838. DOI: 10.1109/ISCAS.2002.1010354.
- [705] Bum-Seok Suh and Dong-Seok Hyun, “A new n-level high voltage inversion system,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 1, pp.107–115, 1997. DOI: 10.1109/41.557505.
- [706] O. Bouhali, E. M. Berkouk, C. Saudemont, and B. Francois, “A five-level diode clamped inverter with self-stabilization of the DC-link voltage for grid connection of distributed generators,” in *2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2004, vol. 2, pp.947–952 vol. 2. DOI: 10.1109/ISIE.2004.1571941.
- [707] W. Song, J. Ma, L. Zhou, and X. Feng, “Deadbeat Predictive Power Control of Single-Phase Three-Level Neutral-Point-Clamped Converters Using Space-Vector Modulation for Electric Railway Traction,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp.721–732, Jan. 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2400924.
- [708] P. R. Martinez, G. Escobar, J. M. Sosa, G. Vazquez, A. A. Valdez, and M. A. Juarez, “A model-based controller for a single-phase active filter using a full bridge NPC,” in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, pp.5150–5156. DOI: 10.1109/IECON.2014.7049284.
- [709] L. Zhang, K. Sun, L. Feng, H. Wu, and Y. Xing, “A Family of Neutral Point Clamped Full-Bridge Topologies for Transformerless Photovoltaic Grid-Tied Inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, pp.730–739, Feb. 2013. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2205406.
- [710] L. Zhou, F. Gao, and T. Xu, “A Family of Neutral-Point-Clamped Circuits of Single-Phase PV Inverters: Generalized Principle and Implementation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 6, pp.4307–4319, Jun. 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2587660.
- [711] Bor-Ren Lin, Der-Jan Chen, and Hui-Ru Tsay, “Bi-directional AC/DC converter based on neutral point clamped,” in *ISIE 2001. 2001 IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings (Cat. No.01TH8570)*, 2001, vol. 1, pp.619–624. DOI: 10.1109/ISIE.2001.931865.
- [712] M. J. Lopez-Sanchez *et al.*, “A single-phase asymmetrical NPC inverter topology,” in *2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP)*, 2016, vol. 2016-Augus, pp.253–258. DOI: 10.1109/CIEP.2016.7530766.
- [713] J. Oliveira Pinto, R. Macedo, V. Monteiro, L. Barros, T. Sousa, and J. Afonso, “Single-Phase Shunt Active Power Filter Based on a 5-Level Converter Topology,” *Energies*, vol. 11, no. 4, p.1019, Apr. 2018. DOI: 10.3390/en11041019.
- [714] P.-C. Tan, P. C. Loh, and D. G. Holmes, “A Robust Multilevel Hybrid Compensation System for 25-kV

- Electrified Railway Applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 4, pp.1043–1052, Jul. 2004. DOI: 10.1109/TPEL.2004.830038.
- [715] T. A. Meynard and H. Foch, “Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters,” in *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1992, pp.397–403. DOI: 10.1109/PESC.1992.254717.
- [716] C. Hochgraf, R. Lasseter, D. Divan, and T. A. Lipo, “Comparison of multilevel inverters for static VAR compensation,” in *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1994, vol. 2, pp.921–928. DOI: 10.1109/IAS.1994.377528.
- [717] M. Calais and V. G. Agelidis, “Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview,” in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Proceedings. ISIE'98 (Cat. No.98TH8357)*, 1998, vol. 1, pp.224–229. DOI: 10.1109/ISIE.1998.707781.
- [718] B. R. Lin, T. L. Hung, and C. H. Huang, “Bi-directional single-phase half-bridge rectifier for power quality compensation,” *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 150, no. 4, p.397, 2003. DOI: 10.1049/ip-epa:20030261.
- [719] S. J. Settels, J. L. Duarte, J. Van Duivenbode, and C. G. E. Wijnands, “High voltage power amplifier for high precision mechatronic systems,” *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2018 ECCE Europe*, p.P.1-P.10, 2018.
- [720] C. Barth *et al.*, “Experimental evaluation of a 1 kW, single-phase, 3-level gallium nitride inverter in extreme cold environment,” in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2017, pp.717–723. DOI: 10.1109/APEC.2017.7930773.
- [721] E. Candan, A. Stillwell, N. C. Brooks, R. A. Abramson, J. Strydom, and R. C. N. Pilawa-Podgurski, “A 6-level Flying Capacitor Multi-level Converter for Single Phase Buck-type Power Factor Correction,” in *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2019, vol. 2019-March, pp.1180–1187. DOI: 10.1109/APEC.2019.8722199.
- [722] Y. Lei *et al.*, “A 2 kW, single-phase, 7-level, GaN inverter with an active energy buffer achieving 216 W/in<sup>3</sup> power density and 97.6% peak efficiency,” in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2016, vol. 2016-May, pp.1512–1519. DOI: 10.1109/APEC.2016.7468068.
- [723] T. Modeer, C. B. Barth, N. Pallo, W. H. Chung, T. Foulkes, and R. C. N. Pilawa-Podgurski, “Design of a GaN-based, 9-level flying capacitor multilevel inverter with low inductance layout,” in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2017, pp.2582–2589. DOI: 10.1109/APEC.2017.7931062.
- [724] B.-R. Lin and Y.-L. Hou, “High-power-factor single-phase capacitor clamped rectifier,” *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 148, no. 2, p.214, 2001. DOI: 10.1049/ip-epa:20010265.
- [725] B.-R. Lin and Y.-L. Hou, “Single-phase integrated power quality compensator based on capacitor-clamped configuration,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp.173–185, 2002. DOI: 10.1109/41.982261.
- [726] S.-H. Kim, R.-Y. Kim, and S.-I. Kim, “Generalized Model Predictive Control Method for Single-Phase N-Level Flying Capacitor Multilevel Rectifiers for Solid State Transformer,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 6, pp.7505–7514, Nov. 2019. DOI: 10.1109/TIA.2019.2917869.
- [727] S. Styński and M. Malinowski, “Modulation and Control of Single-Phase Grid-Side Converters,” in *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*, vol. 9781118634, Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2014, pp.727–765. DOI: 10.1002/9781118755525.ch23.
- [728] B. R. Lin and C. H. Huang, “Analysis and implementation of a single-phase capacitor-clamped inverter with simple structure,” *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 151, no. 5, p.555, 2004. DOI: 10.1049/ip-epa:20040583.

- [729] B.-R. Lin and C.-H. Huang, "Single-phase AC/DC/AC converter based on capacitor clamped topology," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 152, no. 3, p.464, 2005. DOI: 10.1049/ip-epa:20040981.
- [730] M. D. Manjrekar, P. K. Steimer, and T. A. Lipo, "Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 3, pp.834–841, 2000. DOI: 10.1109/28.845059.
- [731] Y.-S. Lai and F.-S. Shyu, "Topology for hybrid multilevel inverter," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 149, no. 6, p.449, 2002. DOI: 10.1049/ip-epa:20020480.
- [732] S. Mariethoz, "Systematic Design of High-Performance Hybrid Cascaded Multilevel Inverters With Active Voltage Balance and Minimum Switching Losses," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp.3100–3113, Jul. 2013. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2222446.
- [733] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, and S. Tenconi, "Non-conventional power converter for plasma stabilization.," in *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1988, pp.122–129. DOI: 10.1109/pesc.1988.18125.
- [734] C. Cecati, A. Dell'Aquila, M. Liserre, and V. Giuseppe Monopoli, "A passivity-based multilevel active rectifier with adaptive compensation for traction applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 5, pp.1404–1413, Sep. 2003. DOI: 10.1109/TIA.2003.816552.
- [735] M. Miranbeigi and H. Iman-Eini, "Hybrid Modulation Technique for Grid-Connected Cascaded Photovoltaic Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp.7843–7853, Dec. 2016. DOI: 10.1109/TIE.2016.2580122.
- [736] A. Moeini, S. Wang, B. Zhang, and L. Yang, "A Hybrid Phase Shift-PWM and Asymmetric Selective Harmonic Current Mitigation-PWM Modulation Technique to Reduce Harmonics and Inductance of Single-phase Grid-Tied Cascaded Multilevel Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 0046, no. c, pp.1–1, 2019. DOI: 10.1109/TIE.2019.2959499.
- [737] V. Verma and A. Kumar, "Cascaded Multilevel Active Rectifier Fed Three-Phase Smart Pump Load on Single-Phase Rural Feeder," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 7, pp.5398–5410, Jul. 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2605005.
- [738] B. J. Kumar and A. Chandramouli, "Modeling and simulation of nine-level cascaded H-bridge inverter based shunt active power filter for single-phase distribution system," in *2017 International Conference on Inventive Computing and Informatics (ICICI)*, 2017, no. Icici, pp.675–680. DOI: 10.1109/ICICI.2017.8365221.
- [739] K. K. Rout, A. Tripathy, O. Sahu, and S. Mishra, "A Comparative Analysis of Different Topologies of an Eleven Level Inverter for Solar Power Applications," in *2018 International Conference on Recent Innovations in Electrical, Electronics & Communication Engineering (ICRIEECE)*, 2018, pp.140–146. DOI: 10.1109/ICRIEECE44171.2018.9009165.
- [740] M. Y. Javed, Q. Ling, H. Rahman, Y. Saleem, and M. M. Gulzar, "Design and implementation of a single-phase multilevel cascaded inverter for PV system," in *2016 International Conference on Smart Grid and Clean Energy Technologies (ICSGCE)*, 2016, pp.201–206. DOI: 10.1109/ICSGCE.2016.7876053.
- [741] A. A. Stonier and B. Lehman, "An Intelligent-Based Fault-Tolerant System for Solar-Fed Cascaded Multilevel Inverters," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, no. 3, pp.1047–1057, Sep. 2018. DOI: 10.1109/TEC.2017.2786299.
- [742] V. M. E. Antunes, V. F. Pires, and J. F. A. Silva, "Narrow Pulse Elimination PWM for Multilevel Digital Audio Power Amplifiers Using Two Cascaded H-Bridges as a Nine-Level Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp.425–434, Mar. 2007. DOI: 10.1109/TPEL.2006.889912.
- [743] Y. Han *et al.*, "Floquet-Theory-Based Small-Signal Stability Analysis of Single-Phase Asymmetric Multilevel Inverters With SRF Voltage Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp.3221–

- 3241, Mar. 2020. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2930326.
- [744] R. K. Antar, "Multilevel inverter with unequal and selected DC voltage sources using modified absolute sinusoidal PWM technique," in *2018 1st International Scientific Conference of Engineering Sciences - 3rd Scientific Conference of Engineering Science (ISCES)*, 2018, vol. 2018-Janua, pp.62–67. DOI: 10.1109/ISCES.2018.8340529.
- [745] H. Ardi, A. Farakhor, and A. Ajami, "Minimisations of total harmonic distortion in cascaded transformers multilevel inverter by modifying turn ratios of the transformers and input voltage regulation," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 11, pp.2687–2694, Nov. 2014. DOI: 10.1049/iet-pel.2013.0533.
- [746] O. Lopez-Santos, C. A. Jacanamejoy-Jamiy, D. F. Salazar-D'Antonio, J. R. Corredor-Ramirez, G. Garcia, and L. Martinez-Salamero, "A Single-Phase Transformer-Based Cascaded Asymmetric Multilevel Inverter With Balanced Power Distribution," *IEEE Access*, vol. 7, pp.98182–98196, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2930230.
- [747] J. D. Van Wyk and H. W. Van Der Broeck, "A Comparative Investigation of a Three-Phase Induction Machine Drive with a Component Minimized Voltage-Fed Inverter under Different Control Options," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 2, pp.309–320, 1984. DOI: 10.1109/TIA.1984.4504413.
- [748] G. T. Kim and T. A. Lipo, "VSI-PWM rectifier/inverter system with a reduced switch count," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 6, pp.1331–1337, 1996. DOI: 10.1109/28.556635.
- [749] S. Dasgupta, S. N. Mohan, S. K. Sahoo, and S. K. Panda, "Application of four-switch-based three-phase grid-connected inverter to connect renewable energy source to a generalized unbalanced microgrid system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3, pp.1204–1215, 2013. DOI: 10.1109/TIE.2012.2202350.
- [750] W. Cai, L. Jiang, B. Liu, S. Duan, and C. Zou, "A Power Decoupling Method Based on Four-Switch Three-Port DC/DC/AC Converter in DC Microgrid," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 1, pp.336–343, Jan. 2015. DOI: 10.1109/TIA.2014.2327162.
- [751] Q. N. Trinh and H. H. Lee, "A low cost high performance UPQC for current and voltage harmonics compensations," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp.341–346, 2014. DOI: 10.1109/ISIE.2014.6864636.
- [752] M. E. Zarei, D. Ramirez, C. Veganzones Nicolas, and J. Rodriguez Arribas, "Three-phase four-switch converter for SPMS Generators based on Model Predictive Current Control for Wave Energy Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PP, no. c, pp.1–1, 2019. DOI: 10.1109/tpel.2019.2911209.
- [753] M. E. Zarei, C. V. Nicolas, J. R. Arribas, and D. Ramirez, "Four-switch three-phase operation of grid-side converter of doubly fed induction generator with three vectors predictive direct power control strategy," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 10, pp.7741–7752, 2019. DOI: 10.1109/TIE.2018.2880672.
- [754] F. Blaabjerg, S. Freysson, H.-H. Hansen, and S. Hansen, "A new optimized space-vector modulation strategy for a component-minimized voltage source inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 4, pp.704–714, Jul. 1997. DOI: 10.1109/63.602566.
- [755] M. B. de Rossiter Correa, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima, "A General PWM Strategy for Four-Switch Three-Phase Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 6, pp.1618–1627, Nov. 2006. DOI: 10.1109/TPEL.2006.882964.
- [756] Jaehong Kim, Jinseok Hong, and Kwanghee Nam, "A Current Distortion Compensation Scheme for Four-Switch Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 4, pp.1032–1040, Apr. 2009. DOI: 10.1109/TPEL.2008.2011552.
- [757] T. S. Lee and J. H. Liu, "Modeling and control of a three-phase four-switch PWM voltage-source rectifier in



- d-q synchronous frame,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 9, pp.2476–2489, 2011. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2108318.
- [758] R. Wang, J. Zhao, and Y. Liu, “A Comprehensive Investigation of Four-Switch Three-Phase Voltage Source Inverter Based on Double Fourier Integral Analysis,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 10, pp.2774–2787, Oct. 2011. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2119381.
- [759] D.-M. Lee, J.-B. Park, and H. A. Toliyat, “A Simple Current Ripple Reduction Method for B4 Inverters,” *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 8, no. 5, pp.1062–1069, Sep. 2013. DOI: 10.5370/JEET.2013.8.5.1062.
- [760] Z. Zeng, W. Zheng, R. Zhao, C. Zhu, and Q. Yuan, “Modeling, Modulation and Control of the Three-Phase Four-Switch PWM Rectifier under Balanced Voltage,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp.1–1, 2015. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2480539.
- [761] F. Hicham, D. Yousfi, E. Mohamed Larbi, and A. Youness, “Four-Switch Three-Phase PMSM Converter with Output Voltage Balance and DC-Link Voltage Offset Suppression,” *Information*, vol. 8, no. 1, p.11, Jan. 2017. DOI: 10.3390/info8010011.
- [762] D. Zhou, X. Li, and Y. Tang, “Multiple-Vector Model-Predictive Power Control of Three-Phase Four-Switch Rectifiers With Capacitor Voltage Balancing,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 7, pp.5824–5835, Jul. 2018. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2750766.
- [763] C.-Y. Li, N.-C. Chao, and H.-C. Chen, “Design and Implementation of Four-Switch Current Sensorless Control for Three-Phase PFC Converter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. PP, no. 1, pp.1–1, 2019. DOI: 10.1109/TIE.2019.2914643.
- [764] P. Thakur, “Load Distribution and VFD Topology Selection for Harmonic Mitigation in an Optimal Way,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. PP, no. c, pp.1–1, 2019. DOI: 10.1109/TIA.2019.2946111.
- [765] A. Nasiri, “Digital Control of Three-Phase Series-Parallel Uninterruptible Power Supply Systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, pp.1116–1127, Jul. 2007. DOI: 10.1109/TPEL.2007.900546.
- [766] J. D. Boles, Y. Ma, J. Wang, D. Osipov, L. M. Tolbert, and F. Wang, “Converter-Based Emulation of Battery Energy Storage Systems (BESS) for Grid Applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 4, pp.4020–4032, Jul. 2019. DOI: 10.1109/TIA.2019.2914421.
- [767] F. Chishti, S. Murshid, and B. Singh, “Weak Grid Intertie WEGS with Hybrid Generalized Integrator for Power Quality Improvement,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 2, pp.1–1, 2019. DOI: 10.1109/TIE.2019.2898598.
- [768] S. Shubhra and B. Singh, “Three Phase Grid Interactive Solar PV- Battery Microgrid Control Based on Normalized Gradient Adaptive Regularization Factor Neural Filter,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. PP, no. c, pp.1–1, 2019. DOI: 10.1109/TII.2019.2937561.
- [769] B. Sarlioglu, C. T. Morris, D. Han, and S. Li, “Driving Toward Accessibility: A Review of Technological Improvements for Electric Machines, Power Electronics, and Batteries for Electric and Hybrid Vehicles,” *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 23, no. 1, pp.14–25, Jan. 2017. DOI: 10.1109/MIAS.2016.2600739.
- [770] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, “A review of active filters for power quality improvement,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp.960–971, Sep. 1999. DOI: 10.1109/41.793345.
- [771] V. Khadkikar, “Enhancing Electric Power Quality Using UPQC: A Comprehensive Overview,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 5, pp.2284–2297, May 2012. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2172001.
- [772] C. B. Jacobina, I. S. de Freitas, and E. R. C. da Silva, “Reduced-Switch-Count Six-Leg Converters for Three-Phase-to-Three-Phase/Four-Wire Applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2,

- pp.963–973, Apr. 2007. DOI: 10.1109/TIE.2007.891779.
- [773] C. G. C. Branco, R. P. Torrico-Bascope, C. M. T. Cruz, and F. K. de A. Lima, “Proposal of Three-Phase High-Frequency Transformer Isolation UPS Topologies for Distributed Generation Applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp.1520–1531, Apr. 2013. DOI: 10.1109/TIE.2012.2193858.
- [774] A. Hintz, U. R. Prasanna, and K. Rajashekara, “Comparative Study of the Three-Phase Grid-Connected Inverter Sharing Unbalanced Three-Phase and/or Single-Phase systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 6, pp.5156–5164, Nov. 2016. DOI: 10.1109/TIA.2016.2593680.
- [775] R. A. Modesto, S. A. Oliveira da Silva, and A. A. de Oliveira Júnior, “Power quality improvement using a dual unified power quality conditioner/uninterruptible power supply in three-phase four-wire systems,” *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 9, pp.1595–1605, Sep. 2015. DOI: 10.1049/iet-pel.2014.0734.
- [776] U. K. Kalla, H. Kaushik, B. Singh, and S. Kumar, “Adaptive Control of Voltage Source Converter Based Scheme for Power Quality Improved Grid-Interactive Solar PV- Battery System,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. PP, no. c, pp.1–1, 2019. DOI: 10.1109/TIA.2019.2947397.
- [777] Bor-Ren Lin, Chi-Nam Wang, and Hsin-Hung Lu, “Multilevel AC/DC/AC converter by using three-level boost rectifier and five-level diode clamped inverter,” in *Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS’99 (Cat. No.99TH8475)*, 1999, vol. 1, no. July, pp.444–449 vol.1. DOI: 10.1109/PEDS.1999.794604.
- [778] T. Ishida, K. Matsuse, T. Miyamoto, K. Sasagawa, and L. Huang, “Fundamental characteristics of five-level double converters with adjustable dc voltages for induction motor drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp.775–782, Aug. 2002. DOI: 10.1109/TIE.2002.801061.
- [779] C. Li *et al.*, “A Modified Neutral Point Balancing Space Vector Modulation for Three-Level Neutral Point Clamped Converters in High-Speed Drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 2, pp.910–921, Feb. 2019. DOI: 10.1109/TIE.2018.2835372.
- [780] S. Madishetti, B. Singh, and G. Bhuvaneshwari, “Three-Level NPC Inverter Based SVM-VCIMD with Feed-forward Active PFC Rectifier for Enhanced AC Mains Power Quality,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 2, pp.1–1, 2015. DOI: 10.1109/TIA.2015.2496906.
- [781] H. Akagi, H. Fujita, S. Yonetani, and Y. Kondo, “A 6.6-kV Transformerless STATCOM Based on a Five-Level Diode-Clamped PWM Converter: System Design and Experimentation of a 200-V 10-kVA Laboratory Model,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 2, pp.672–680, Mar. 2008. DOI: 10.1109/TIA.2008.916713.
- [782] L. M. Tolbert, Fang Zheng Peng, and T. G. Habetler, “A multilevel converter-based universal power conditioner,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 2, pp.596–603, 2000. DOI: 10.1109/28.833778.
- [783] T. Bruckner, S. Bernet, and H. Guldner, “The Active NPC Converter and Its Loss-Balancing Control,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 3, pp.855–868, Jun. 2005. DOI: 10.1109/TIE.2005.847586.
- [784] M. Sharifzadeh, G. Chouinard, and K. Al-Haddad, “Compatible Selective Harmonic Elimination for Three-Phase Four-Wire NPC Inverter with DC-Link Capacitor Voltage Balancing,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 3203, no. c, pp.1–1, 2019. DOI: 10.1109/TII.2019.2934467.
- [785] F. Peng, J. Ye, and A. Emadi, “An Asymmetric Three-Level Neutral Point Diode Clamped Converter for Switched Reluctance Motor Drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 11, pp.8618–8631, Nov. 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2642339.
- [786] J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer, and I. E. Lizama, “A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp.2219–2230, Jul. 2010. DOI:

- 10.1109/TIE.2009.2032430.
- [787] M. Schweizer, T. Friedli, and J. W. Kolar, "Comparative Evaluation of Advanced Three-Phase Three-Level Inverter/Converter Topologies Against Two-Level Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 12, pp.5515–5527, Dec. 2013. DOI: 10.1109/TIE.2012.2233698.
- [788] M. F. Escalante, J.-C. Vannier, and A. Arzande, "Flying capacitor multilevel inverters and DTC motor drive applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp.809–815, Aug. 2002. DOI: 10.1109/TIE.2002.801231.
- [789] R. Teichmann, M. Malinowski, and S. Bernet, "Evaluation of Three-Level Rectifiers for Low-Voltage Utility Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 2, pp.471–481, Apr. 2005. DOI: 10.1109/TIE.2005.843908.
- [790] Y. Liang and C. O. Nwankpa, "A power-line conditioner based on flying-capacitor multilevel voltage-source converter with phase-shift SPWM," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 4, pp.965–971, 2000. DOI: 10.1109/28.855948.
- [791] D. Soto and T. C. Green, "A comparison of high-power converter topologies for the implementation of FACTS controllers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, pp.1072–1080, Oct. 2002. DOI: 10.1109/TIE.2002.803217.
- [792] L. Xu and V. G. Agelidis, "VSC Transmission System Using Flying Capacitor Multilevel Converters and Hybrid PWM Control," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, no. 1, pp.693–702, Jan. 2007. DOI: 10.1109/TPWRD.2006.883003.
- [793] M. Sedlak, S. Stynski, M. P. Kazmierkowski, and M. Malinowski, "Control of three-level four-leg flying capacitor converter with active filtering function for RES," in *2013 Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2013, pp.1–7. DOI: 10.1109/EVER.2013.6521615.
- [794] M. Narimani, B. Wu, Z. Cheng, and N. R. Zargari, "A New Nested Neutral Point-Clamped (NNPC) Converter for Medium-Voltage (MV) Power Conversion," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp.6375–6382, Dec. 2014. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2306191.
- [795] Fang Zheng Peng, Jih-Sheng Lai, J. W. McKeever, and J. VanCoevering, "A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static VAR generation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, pp.1130–1138, 1996. DOI: 10.1109/28.536875.
- [796] H.-H. Huang, E. Li, and H. Wang, "Three-Level Equilibrium Strategy of DC Voltage Balance Control for H-Bridge Cascaded Active Power Filter," *IEEE Access*, vol. 7, pp.28847–28854, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2893654.
- [797] F. Viola, "Experimental Evaluation of the Performance of a Three-Phase Five-Level Cascaded H-Bridge Inverter by Means FPGA-Based Control Board for Grid Connected Applications," *Energies*, vol. 11, no. 12, p.3298, Nov. 2018. DOI: 10.3390/en11123298.
- [798] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, E. Cengelci, and P. N. Enjeti, "Multilevel inverter by cascading industrial VSI," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp.832–838, Aug. 2002. DOI: 10.1109/TIE.2002.801069.
- [799] Yiqiao Liang and C. O. Nwankpa, "A new type of STATCOM based on cascading voltage-source inverters with phase-shifted unipolar SPWM," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 5, pp.1118–1123, 1999. DOI: 10.1109/28.793373.
- [800] S. S. Fazel, S. Bernet, D. Krug, and K. Jalili, "Design and Comparison of 4-kV Neutral-Point-Clamped, Flying-Capacitor, and Series-Connected H-Bridge Multilevel Converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 4, pp.1032–1040, 2007. DOI: 10.1109/TIA.2007.900476.
- [801] L. M. Tolbert and F. Z. Peng, "Multilevel converters for large electric drives," in *APEC '98 Thirteenth Annual*

- Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1998, vol. 2, no. 1, pp.530–536. DOI: 10.1109/APEC.1998.653826.
- [802] L. A. Tolbert, Fang Zheng Peng, T. Cunyngham, and J. N. Chiasson, “Charge balance control schemes for cascade multilevel converter in hybrid electric vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, pp.1058–1064, Oct. 2002. DOI: 10.1109/TIE.2002.803213.
- [803] Fang Zheng Peng, J. W. McKeever, and D. J. Adams, “A power line conditioner using cascade multilevel inverters for distribution systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 6, pp.1293–1298, 1998. DOI: 10.1109/28.739012.
- [804] J. Dixon, A. A. Breton, F. E. Rios, J. Rodriguez, J. Pontt, and M. A. Perez, “High-Power Machine Drive, Using Nonredundant 27-Level Inverters and Active Front End Rectifiers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 6, pp.2527–2533, Nov. 2007. DOI: 10.1109/TPEL.2007.909276.
- [805] Yu Liu and Fang Lin Luo, “Trinary Hybrid 81-Level Multilevel Inverter for Motor Drive With Zero Common-Mode Voltage,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, pp.1014–1021, Mar. 2008. DOI: 10.1109/TIE.2007.909072.
- [806] S. K. Chattopadhyay and C. Chakraborty, “Performance of Three-Phase Asymmetric Cascaded Bridge (16 : 4 : 1) Multilevel Inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 10, pp.5983–5992, Oct. 2015. DOI: 10.1109/TIE.2015.2424191.
- [807] F. Khoucha, M. S. Lagoun, A. Kheloui, and M. El Hachemi Benbouzid, “A Comparison of Symmetrical and Asymmetrical Three-Phase H-Bridge Multilevel Inverter for DTC Induction Motor Drives,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 1, pp.64–72, Mar. 2011. DOI: 10.1109/TEC.2010.2077296.
- [808] A. Edpuganti and A. K. Rathore, “Optimal Low Switching Frequency Pulsewidth Modulation of Nine-Level Cascade Inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp.482–495, Jan. 2015. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2298239.
- [809] A. Sneineh, M. Wang, and K. Tian, “A New Topology of Capacitor-Clamp Cascade Multilevel Converters,” in *2006 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2006, vol. 2, pp.1–5. DOI: 10.1109/IPEMC.2006.297282.
- [810] A. A. Sneineh and M. Wang, “A Novel Hybrid Flying-Capacitor-Half-Bridge Cascade 13-Level Inverter for High Power Applications,” in *2007 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2007, pp.2421–2426. DOI: 10.1109/ICIEA.2007.4318845.
- [811] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez, and M. A. Pérez, “A Survey on Cascaded Multilevel Inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp.2197–2206, Jul. 2010. DOI: 10.1109/TIE.2009.2030767.
- [812] B. Wu and M. Narimani, *High-Power Converters and AC Drives*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2017. DOI: 10.1002/9781119156079.
- [813] P. Bakas *et al.*, “A Review of Hybrid Topologies Combining Line-Commutated and Cascaded Full-Bridge Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 10, pp.7435–7448, Oct. 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2631250.
- [814] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*. Chichester, West Sussex: John Wiley & Sons, Ltd., 2012. DOI: 10.1002/9780470694640.
- [815] S. A. Gorji, H. G. Sahebi, M. Ektesabi, and A. B. Rad, “Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC–DC Power Converters: An Overview,” *IEEE Access*, vol. 7, pp.117997–118019, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2937239.
- [816] Z. Wang, Q. Luo, Y. Wei, D. Mou, X. Lu, and P. Sun, “Topology Analysis and Review of Three-Port DC/DC Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/TPEL.2020.2985287.

- [817] J. D. Paez, D. Frey, J. Maneiro, S. Bacha, and P. Dworakowski, "Overview of DC–DC Converters Dedicated to HVdc Grids," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 34, no. 1, pp.119–128, Feb. 2019. DOI: 10.1109/TPWRD.2018.2846408.
- [818] Q. Xu, N. Vafamand, L. Chen, T. Dragicevic, L. Xie, and F. Blaabjerg, "Review on Advanced Control Technologies for Bidirectional DC/DC Converters in DC Microgrids," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6777, no. c, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/JESTPE.2020.2978064.
- [819] D. Bourner, "Bidirectional DC-DC Converter Systems: Sustaining Power Component Design Methodology to Achieve Critical Power Conditioning," *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 5, no. 2, pp.66–71, Jun. 2018. DOI: 10.1109/MPPEL.2018.2821939.
- [820] M. Bojrup, P. Karlsson, M. Alakula, and B. Simonsson, "A dual purpose battery charger for electric vehicles," in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196)*, 1998, vol. 1, pp.565–570. DOI: 10.1109/PESC.1998.701954.
- [821] M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, A. Berthon, and B. Dakyo, "DC/DC Converter Design for Supercapacitor and Battery Power Management in Hybrid Vehicle Applications—Polynomial Control Strategy," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 2, pp.587–597, Feb. 2010. DOI: 10.1109/TIE.2009.2025283.
- [822] S. Vazquez, S. M. Lukic, E. Galvan, L. G. Franquelo, and J. M. Carrasco, "Energy Storage Systems for Transport and Grid Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 12, pp.3881–3895, Dec. 2010. DOI: 10.1109/TIE.2010.2076414.
- [823] Changwoo Yoon and Sewan Choi, "Multi-Phase DC-DC converters using a boost half bridge cell for high voltage and high power applications," in *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009*, no. dc, pp.780–786. DOI: 10.1109/IPEMC.2009.5157490.
- [824] Chin Chang and M. A. Knights, "Interleaving technique in distributed power conversion systems," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 42, no. 5, pp.245–251, May 1995. DOI: 10.1109/81.386158.
- [825] E. Ribeiro, A. J. M. Cardoso, and C. Boccaletti, "Open-Circuit Fault Diagnosis in Interleaved DC–DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp.3091–3102, Jun. 2014. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2272381.
- [826] A. Khosroshahi, M. Abapour, and M. Sabahi, "Reliability Evaluation of Conventional and Interleaved DC–DC Boost Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp.5821–5828, Oct. 2015. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2380829.
- [827] Y.-F. Wang, L. Xue, C. Wang, P. Wang, and W. Li, "Interleaved High-Conversion-Ratio Bidirectional DC–DC Converter for Distributed Energy-Storage Systems—Circuit Generation, Analysis, and Design," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 8, pp.5547–5561, Aug. 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2496274.
- [828] O. Garcia, P. Zumel, A. de Castro, and A. Cobos, "Automotive DC-DC bidirectional converter made with many interleaved buck stages," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 3, pp.578–586, May 2006. DOI: 10.1109/TPEL.2006.872379.
- [829] X. Lu and H. Wang, "A Highly Efficient Multifunctional Power Electronic Interface for PEV Hybrid Energy Management Systems," *IEEE Access*, vol. 7, pp.8964–8974, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2889099.
- [830] Y. Huangfu, L. Guo, R. Ma, and F. Gao, "An Advanced Robust Noise Suppression Control of Bidirectional DC–DC Converter for Fuel Cell Electric Vehicle," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 4, pp.1268–1278, Dec. 2019. DOI: 10.1109/TTE.2019.2943895.
- [831] O. Hegazy, R. Barrero, J. Van Mierlo, P. Lataire, N. Omar, and T. Coosemans, "An Advanced Power

- Electronics Interface for Electric Vehicles Applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp.5508–5521, Dec. 2013. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2256469.
- [832] Y.-S. Lin, K.-W. Hu, T.-H. Yeh, and C.-M. Liaw, “An Electric-Vehicle IPMSM Drive With Interleaved Front-End DC/DC Converter,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 6, pp.4493–4504, Jun. 2016. DOI: 10.1109/TVT.2015.2435040.
- [833] L. Ni, D. J. Patterson, and J. L. Hudgins, “High Power Current Sensorless Bidirectional 16-Phase Interleaved DC-DC Converter for Hybrid Vehicle Application,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp.1141–1151, Mar. 2012. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2165297.
- [834] F. Sobrino-Manzanares and A. Garrigos, “Bidirectional, Interleaved, Multiphase, Multidevice, Soft-Switching, FPGA-Controlled, Buck–Boost Converter With PWM Real-Time Reconfiguration,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 11, pp.9710–9721, Nov. 2018. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2792302.
- [835] A. A. M. Esser, “Bidirectional buck boost converter,” U.S. Patent 5734258A, 1998.
- [836] F. Caricchi, F. Crescimbin, and A. Di Napoli, “20 kW water-cooled prototype of a buck-boost bidirectional DC-DC converter topology for electrical vehicle motor drives,” in *Proceedings of 1995 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC'95*, 1995, vol. 2, pp.887–892. DOI: 10.1109/APEC.1995.469045.
- [837] F. Caricchi, F. Crescimbin, F. G. Capponi, and L. Solero, “Study of bi-directional buck-boost converter topologies for application in electrical vehicle motor drives,” in *APEC '98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1998, vol. 1, pp.287–293. DOI: 10.1109/APEC.1998.647705.
- [838] X. Chen, A. A. Pise, J. Elmes, and I. Batarseh, “Ultra-Highly Efficient Low-Power Bidirectional Cascaded Buck-Boost Converter for Portable PV-Battery-Devices Applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 4, pp.3989–4000, Jul. 2019. DOI: 10.1109/TIA.2019.2911566.
- [839] Xiaoyong Ren, Zhao Tang, Xinbo Ruan, Jian Wei, and Guichao Hua, “Four Switch Buck-Boost Converter for Telecom DC-DC power supply applications,” in *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2008, no. 1, pp.1527–1530. DOI: 10.1109/APEC.2008.4522927.
- [840] H. Zhou, S. Xiao, G. Yang, and H. Geng, “Modeling and Control for a Bidirectional Buck–Boost Cascade Inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp.1401–1413, Mar. 2012. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2103957.
- [841] B. Axelrod, Y. Berkovich, and Y. Beck, “Family of universal bidirectional DC–DC converters with an extended voltage gain,” *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 13, pp.3562–3570, Nov. 2019. DOI: 10.1049/iet-pel.2018.6243.
- [842] H.-S. Lee and J.-J. Yun, “High-Efficiency Bidirectional Buck–Boost Converter for Photovoltaic and Energy Storage Systems in a Smart Grid,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp.4316–4328, May 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2860059.
- [843] S. Waffler and J. W. Kolar, “A Novel Low-Loss Modulation Strategy for High-Power Bidirectional Buck + Boost Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 6, pp.1589–1599, Jun. 2009. DOI: 10.1109/TPEL.2009.2015881.
- [844] T. R. Crocker, “Power Converter and method for power conversion,” U.S. Patent 20040212357 A1, 2004.
- [845] T. Crocker and N. Cooper, “Electric dreams [DC-DC electric vehicle drive controllers],” *Power Engineer*, vol. 18, no. 4, p.39, 2004. DOI: 10.1049/pe:20040407.
- [846] M. A. Khan, I. Husain, and Y. Sozer, “A Bidirectional DC–DC Converter With Overlapping Input and Output Voltage Ranges and Vehicle to Grid Energy Transfer Capability,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 3, pp.507–516, Sep. 2014. DOI: 10.1109/JESTPE.2014.2305157.

- [847] D. Sabatta and J. Meyer, "Super capacitor management using a Split-Pi symmetrical bi-directional DC-DC power converter with feed-forward gain control," in *2018 International Conference on the Domestic Use of Energy (DUE)*, 2018, pp.1–5. DOI: 10.23919/DUE.2018.8384401.
- [848] A. Maclaurin, R. Okou, P. Barendse, M. A. Khan, and P. Pillay, "Control of a flywheel energy storage system for rural applications using a Split-Pi DC-DC converter," in *2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2011, pp.265–270. DOI: 10.1109/IEMDC.2011.5994857.
- [849] M. A. Khan, A. Ahmed, I. Husain, Y. Sozer, and M. Badawy, "Performance Analysis of Bidirectional DC–DC Converters for Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 4, pp.3442–3452, Jul. 2015. DOI: 10.1109/TIA.2015.2388862.
- [850] C.-H. Chang, C.-A. Cheng, and H.-L. Cheng, "An Interleaved Buck-Cascaded Buck-Boost Inverter for PV Grid-Connection Applications," in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, 2018, pp.2860–2865. DOI: 10.23919/IPEC.2018.8507516.
- [851] H.-K. Liao, T.-J. Liang, L.-S. Yang, and J.-F. Chen, "Non-inverting buck–boost converter with interleaved technique for fuel-cell system," *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 8, p.1379, 2012. DOI: 10.1049/iet-pel.2011.0102.
- [852] C. Chang, C.-A. Cheng, and H. Cheng, "A bidirectional buck-cascaded buck-boost PV inverter with active power filtering," in *2017 IEEE 6th Global Conference on Consumer Electronics (GCCE)*, 2017, no. Gcce, pp.1–4. DOI: 10.1109/GCCE.2017.8229357.
- [853] A. Alzahrani, P. Shamsi, and M. Ferdowsi, "Single and interleaved split-pi DC-DC converter," in *2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 2017, vol. 2017-Janua, pp.995–1000. DOI: 10.1109/ICRERA.2017.8191207.
- [854] V. Samavatian and A. Radan, "A novel low-ripple interleaved buck–boost converter with high efficiency and low oscillation for fuel-cell applications," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 63, pp.446–454, Dec. 2014. DOI: 10.1016/j.ijepes.2014.06.020.
- [855] R.-J. Wai and B.-H. Chen, "High-Efficiency Dual-Input Interleaved DC–DC Converter for Reversible Power Sources," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp.2903–2921, Jun. 2014. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2275663.
- [856] T. A. Meynard and H. Foch, "Multi-Level Choppers for High Voltage Applications," *EPE Journal*, vol. 2, no. 1, pp.45–50, Jan. 1992. DOI: 10.1080/09398368.1992.11463285.
- [857] F. Hamma, T. A. Meynard, F. Tourkhani, and P. Viarouge, "Characteristics and design of multilevel choppers," in *Proceedings of PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference*, 1995, vol. 2, no. 847, pp.1208–1214. DOI: 10.1109/PESC.1995.474968.
- [858] J. R. Pinheiro and I. Barbi, "The three-level ZVS-PWM DC-to-DC converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp.486–492, Oct. 1993. DOI: 10.1109/63.261019.
- [859] Fan Zhang, F. Z. Peng, and Zhaoming Qian, "Study of the multilevel converters in DC-DC applications," in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, 2004, vol. 2, pp.1702–1706. DOI: 10.1109/PESC.2004.1355682.
- [860] M. Shen, F. Z. Peng, and L. M. Tolbert, "Multilevel DC–DC Power Conversion System With Multiple DC Sources," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp.420–426, Jan. 2008. DOI: 10.1109/TPEL.2007.911875.
- [861] Xinbo Ruan, Bin Li, Qianhong Chen, Siew-Chong Tan, and C. K. Tse, "Fundamental Considerations of Three-Level DC–DC Converters: Topologies, Analyses, and Control," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 55, no. 11, pp.3733–3743, Dec. 2008. DOI: 10.1109/TCSI.2008.927218.
- [862] S. Dusmez, A. Hasanzadeh, and A. Khaligh, "Comparative Analysis of Bidirectional Three-Level DC–DC Converter for Automotive Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5,

- pp.3305–3315, May 2015. DOI: 10.1109/TIE.2014.2336605.
- [863] Y. Du, X. Zhou, S. Bai, S. Lukic, and A. Huang, “Review of non-isolated bi-directional DC-DC converters for plug-in hybrid electric vehicle charge station application at municipal parking decks,” in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, no. 1, pp.1145–1151. DOI: 10.1109/APEC.2010.5433359.
- [864] H. Shi, K. Wang, X. Xiao, and K. Sun, “Capacitor voltage balancing of a three-level bi-directional buck-boost converter for battery energy storage system,” in *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2014, pp.325–329. DOI: 10.1109/ICEMS.2014.7013488.
- [865] P. J. Grbovic, P. Delarue, P. Le Moigne, and P. Bartholomeus, “A Bidirectional Three-Level DC-DC Converter for the Ultracapacitor Applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 10, pp.3415–3430, Oct. 2010. DOI: 10.1109/TIE.2009.2038338.
- [866] A. Shahin, M. Hinaje, J.-P. Martin, S. Pierfederici, S. Rael, and B. Davat, “High Voltage Ratio DC-DC Converter for Fuel-Cell Applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 12, pp.3944–3955, Dec. 2010. DOI: 10.1109/TIE.2010.2045996.
- [867] L. F. Costa, S. A. Mussa, and I. Barbi, “Multilevel Buck/Boost-Type DC-DC Converter for High-Power and High-Voltage Application,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp.3931–3942, Nov. 2014. DOI: 10.1109/TIA.2014.2313715.
- [868] J. C. Rosas-Caro, F. Mancilla-David, J. C. Mayo-Maldonado, J. M. Gonzalez-Lopez, H. L. Torres-Espinosa, and J. E. Valdez-Resendiz, “A Transformer-less High-Gain Boost Converter With Input Current Ripple Cancellation at a Selectable Duty Cycle,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp.4492–4499, Oct. 2013. DOI: 10.1109/TIE.2012.2211314.
- [869] X. Pan, H. Li, Y. Liu, T. Zhao, C. Ju, and A. K. Rathore, “An Overview and Comprehensive Comparative Evaluation of Current-Fed-Isolated-Bidirectional DC/DC Converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp.2737–2763, Mar. 2020. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2931739.
- [870] Hui Li, Fang Zheng Peng, and J. S. Lawler, “A natural ZVS medium-power bidirectional DC-DC converter with minimum number of devices,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, pp.525–535, Mar. 2003. DOI: 10.1109/TIA.2003.808965.
- [871] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, “A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp.63–73, 1991. DOI: 10.1109/28.67533.
- [872] P. He and A. Khaligh, “Comprehensive Analyses and Comparison of 1 kW Isolated DC-DC Converters for Bidirectional EV Charging Systems,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, no. 1, pp.147–156, Mar. 2017. DOI: 10.1109/TTE.2016.2630927.
- [873] Y. Tang, J. Lu, B. Wu, S. Zou, W. Ding, and A. Khaligh, “An Integrated Dual-Output Isolated Converter for Plug-in Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 2, pp.966–976, Feb. 2018. DOI: 10.1109/TVT.2017.2750076.
- [874] C. Carretero, O. Lucia, J. Acero, and J. M. Burdio, “Computational Modeling of Two Partly Coupled Coils Supplied by a Double Half-Bridge Resonant Inverter for Induction Heating Appliances,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 8, pp.3092–3105, Aug. 2013. DOI: 10.1109/TIE.2012.2202360.
- [875] H. Fan and H. Li, “High-Frequency Transformer Isolated Bidirectional DC-DC Converter Modules With High Efficiency Over Wide Load Range for 20 kVA Solid-State Transformer,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 12, pp.3599–3608, Dec. 2011. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2160652.
- [876] A. Kwasinski, “Quantitative Evaluation of DC Microgrids Availability: Effects of System Architecture and Converter Topology Design Choices,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp.835–851, Mar. 2011. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2102774.



- [877] J. Kim, H.-S. Song, and K. Nam, "Asymmetric Duty Control of a Dual-Half-Bridge DC/DC Converter for Single-Phase Distributed Generators," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp.973–982, Mar. 2011. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2070877.
- [878] M. S. Irfan, A. Ahmed, J.-H. Park, and C. Seo, "Current-Sensorless Power-Decoupling Phase-Shift Dual-Half-Bridge Converter for DC–AC Power Conversion Systems Without Electrolytic Capacitor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 5, pp.3610–3622, May 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2587813.
- [879] R. Morrison and M. G. Egan, "A new power-factor-corrected single-transformer UPS design," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 1, pp.171–179, 2000. DOI: 10.1109/28.821812.
- [880] M. Jain, M. Daniele, and P. K. Jain, "A bidirectional DC-DC converter topology for low power application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 4, pp.595–606, Jul. 2000. DOI: 10.1109/63.849029.
- [881] Z. Zhang, O. C. Thomsen, and M. A. E. Andersen, "Optimal Design of a Push-Pull-Forward Half-Bridge (PPFHB) Bidirectional DC–DC Converter With Variable Input Voltage," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 7, pp.2761–2771, Jul. 2012. DOI: 10.1109/TIE.2011.2134051.
- [882] F. Xue, R. Yu, and A. Q. Huang, "A 98.3% Efficient GaN Isolated Bidirectional DC–DC Converter for DC Microgrid Energy Storage System Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 11, pp.9094–9103, Nov. 2017. DOI: 10.1109/TIE.2017.2686307.
- [883] J. C. P. Liu, N. K. Poon, B. M. H. Pong, and C. K. Tse, "Low Output Ripple DC–DC Converter Based on an Overlapping Dual Asymmetric Half-Bridge Topology," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, pp.1956–1963, Sep. 2007. DOI: 10.1109/TPEL.2007.904214.
- [884] Lei Wang and Hui Li, "Maximum Fuel Economy-Oriented Power Management Design for a Fuel Cell Vehicle Using Battery and Ultracapacitor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 3, pp.1011–1020, 2010. DOI: 10.1109/TIA.2010.2045097.
- [885] S. Shao, H. Chen, X. Wu, J. Zhang, and K. Sheng, "Circulating Current and ZVS-on of a Dual Active Bridge DC-DC Converter: A Review," *IEEE Access*, vol. 7, pp.50561–50572, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2911009.
- [886] Hua Bai and C. Mi, "Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC–DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, pp.2905–2914, Nov. 2008. DOI: 10.1109/TPEL.2008.2005103.
- [887] K. Wu, C. W. De Silva, and W. G. Dunford, "Stability analysis of isolated bidirectional dual active full-bridge DC-DC converter with triple phase-shift control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp.2007–2017, 2012. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2167243.
- [888] A. K. Jain and R. Ayyanar, "Pwm control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp.1215–1227, Apr. 2011. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2070519.
- [889] N. D. Dao, D. C. Lee, and Q. D. Phan, "High-Efficiency SiC-Based Isolated Three-Port DC/DC Converters for Hybrid Charging Stations," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8993, no. c, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/TPEL.2020.2975124.
- [890] F. Krismer and J. W. Kolar, "Accurate Power Loss Model Derivation of a High-Current Dual Active Bridge Converter for an Automotive Application," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 3, pp.881–891, Mar. 2010. DOI: 10.1109/TIE.2009.2025284.
- [891] M. Roche, W. Shabbir, and S. A. Evangelou, "Voltage control for enhanced power electronic efficiency in series hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 5, pp.3645–3658, 2017. DOI: 10.1109/TVT.2016.2599153.
- [892] S. Inoue and H. Akagi, "A Bidirectional DC–DC Converter for an Energy Storage System With Galvanic

- Isolation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 6, pp.2299–2306, Nov. 2007. DOI: 10.1109/TPEL.2007.909248.
- [893] F. Ruiz, M. A. Perez, J. R. Espinosa, T. Gajowik, S. Stynski, and M. Malinowski, "Surveying Solid-State Transformer Structures and Controls: Providing Highly Efficient and Controllable Power Flow in Distribution Grids," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 14, no. 1, pp.56–70, Mar. 2020. DOI: 10.1109/MIE.2019.2950436.
- [894] S. Inoue and H. Akagi, "A Bidirectional Isolated DC–DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp.535–542, Mar. 2007. DOI: 10.1109/TPEL.2006.889939.
- [895] B. Zhao, Q. Yu, and W. Sun, "Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC–DC Converter for Power Distribution in Microgrid," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp.4667–4680, Nov. 2012. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2180928.
- [896] T. Liu *et al.*, "High efficiency control strategy for 10kV/1MW solid state transformer in PV application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8993, no. c, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/TPEL.2020.2984685.
- [897] P. Liu, C. Chen, S. Duan, and W. Zhu, "Dual Phase-Shifted Modulation Strategy for the Three-Level Dual Active Bridge DC–DC Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp.7819–7830, Oct. 2017. DOI: 10.1109/TIE.2017.2696488.
- [898] C. Zhao, S. D. Round, and J. W. Kolar, "An Isolated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter With Decoupled Power Flow Management," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp.2443–2453, Sep. 2008. DOI: 10.1109/TPEL.2008.2002056.
- [899] L. F. Costa, G. Buticchi, and M. Liserre, "Quad-Active-Bridge DC–DC Converter as Cross-Link for Medium-Voltage Modular Inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 2, pp.1243–1253, Mar. 2017. DOI: 10.1109/TIA.2016.2633539.
- [900] L. F. Costa, G. Buticchi, and M. Liserre, "Optimum Design of a Multiple-Active-Bridge DC–DC Converter for Smart Transformer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 12, pp.10112–10121, Dec. 2018. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2799680.
- [901] Z. Zhang, Z. Ouyang, O. C. Thomsen, and M. A. E. Andersen, "Analysis and Design of a Bidirectional Isolated DC–DC Converter for Fuel Cells and Supercapacitors Hybrid System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp.848–859, Feb. 2012. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2159515.
- [902] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and Y. Sun, "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp.4091–4106, Aug. 2014. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2289913.
- [903] N. Hou and Y. W. Li, "Overview and Comparison of Modulation and Control Strategies for a Nonresonant Single-Phase Dual-Active-Bridge DC–DC Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp.3148–3172, Mar. 2020. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2927930.
- [904] D. Thimmesch, "Integral Inverter/Battery Charger for Use in Electric Vehicles," USA Department of Energy/NASA, 1983.
- [905] W. Rippel, "Integrated traction inverter and battery charger apparatus," U.S. Patent 4920475A,1990.
- [906] W. Rippel and A. Cocconi, "Integrated motor drive and recharge system," U.S. Patent 5099186A,1992.
- [907] A. Cocconi, "Combined motor drive and battery charger system," U.S. Patent 5341075A,1994.
- [908] Seung-Ki Sul and Sang-Joon Lee, "An integral battery charger for four-wheel drive electric vehicle," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp.1096–1099, 1995. DOI: 10.1109/28.464524.
- [909] C. Pollock and Weng Kwai Thong, "Low-cost battery-powered switched reluctance drives with integral battery-charging capability," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 6, pp.1676–1681,

2000. DOI: 10.1109/28.887221.
- [910] Hung-Chun Chang and Chang-Ming Liaw, "Development of a Compact Switched-Reluctance Motor Drive for EV Propulsion With Voltage-Boosting and PFC Charging Capabilities," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 7, pp.3198–3215, Sep. 2009. DOI: 10.1109/TVT.2009.2017546.
- [911] H. Chang and C. Liaw, "An Integrated Driving/Charging Switched Reluctance Motor Drive Using Three-Phase Power Module," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp.1763–1775, May 2011. DOI: 10.1109/TIE.2010.2051938.
- [912] L. Solero, "Nonconventional on-board charger for electric vehicle propulsion batteries," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, no. 1, pp.144–149, 2001. DOI: 10.1109/25.917904.
- [913] G. Pellegrino, E. Armando, and P. Guglielmi, "An Integral Battery Charger With Power Factor Correction for Electric Scooter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 3, pp.751–759, Mar. 2010. DOI: 10.1109/TPEL.2009.2033187.
- [914] F. Lacressonniere and B. Cassoret, "Converter used as a battery charger and a motor speed controller in an industrial truck," in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005, vol. 9, pp.7 pp.-P.7. DOI: 10.1109/EPE.2005.219286.
- [915] S. Haghbin, S. Lundmark, M. Alakula, and O. Carlson, "An Isolated High-Power Integrated Charger in Electrified-Vehicle Applications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 9, pp.4115–4126, Nov. 2011. DOI: 10.1109/TVT.2011.2162258.
- [916] S. Haghbin, S. Lundmark, M. Alakula, and O. Carlson, "Grid-Connected Integrated Battery Chargers in Vehicle Applications: Review and New Solution," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 2, pp.459–473, Feb. 2013. DOI: 10.1109/TIE.2012.2187414.
- [917] S. Haghbin, K. Khan, S. Zhao, M. Alakula, S. Lundmark, and O. Carlson, "An Integrated 20-kW Motor Drive and Isolated Battery Charger for Plug-In Vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 8, pp.4013–4029, Aug. 2013. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2230274.
- [918] Yihua Hu, Xueguan Song, Wenping Cao, and Bing Ji, "New SR Drive With Integrated Charging Capacity for Plug-In Hybrid Electric Vehicles (PHEVs)," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp.5722–5731, Oct. 2014. DOI: 10.1109/TIE.2014.2304699.
- [919] Y. Hu, C. Gan, W. Cao, C. Li, and S. Finney, "Split Converter-Fed SRM Drive for Flexible Charging in EV/HEV Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 10, pp.6085–6095, Oct. 2015. DOI: 10.1109/TIE.2015.2426142.
- [920] K. W. Hu, P. H. Yi, and C. M. Liaw, "An EV SRM Drive Powered by Battery/Supercapacitor with G2V and V2H/V2G Capabilities," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 8, pp.4714–4727, 2015. DOI: 10.1109/TIE.2015.2396873.
- [921] D.-G. Woo, D.-M. Joo, and B.-K. Lee, "On the Feasibility of Integrated Battery Charger Utilizing Traction Motor and Inverter in Plug-In Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp.7270–7281, Dec. 2015. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2396200.
- [922] J. Hong, H. Lee, and K. Nam, "Charging method for the secondary battery in dual-inverter drive systems for electric vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp.909–921, 2015. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2312194.
- [923] S. Semsar, T. Soong, and P. W. Lehn, "Integrated Single-Phase Electric Vehicle Charging Using a Dual-Inverter Drive," in *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2018, no. d, pp.320–325. DOI: 10.1109/ITEC.2018.8450132.
- [924] C. Li, W. Huang, R. Cao, F. Bu, and C. Fan, "An Integrated Topology of Charger and Drive for Electric Buses," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 6, pp.4471–4479, 2016. DOI: 10.1109/TVT.2016.2519943.

- [925] I. Subotic, N. Bodo, and E. Levi, "An EV Drive-Train with Integrated Fast Charging Capability," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp.1461–1471, 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2424592.
- [926] I. Subotic, N. Bodo, and E. Levi, "Single-phase on-board integrated battery chargers for EVs based on multiphase machines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 9, pp.6511–6523, 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2504400.
- [927] V. Katic, I. Subotic, N. Bodo, E. Levi, B. Dumnic, and D. Milicevic, "Overview of fast on-board integrated battery chargers for electric vehicles based on multiphase machines and power electronics," *IET Electric Power Applications*, vol. 10, no. 3, pp.217–229, Mar. 2016. DOI: 10.1049/iet-epa.2015.0292.
- [928] I. Subotic, N. Bodo, E. Levi, M. Jones, and V. Levi, "Isolated Chargers for EVs Incorporating Six-Phase Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp.653–664, Jan. 2016. DOI: 10.1109/TIE.2015.2412516.
- [929] I. Subotic, N. Bodo, and E. Levi, "Integration of Six-Phase EV Drivetrains Into Battery Charging Process With Direct Grid Connection," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 3, pp.1012–1022, Sep. 2017. DOI: 10.1109/TEC.2017.2679280.
- [930] N. Bodo, E. Levi, I. Subotic, J. Espina, L. Empringham, and C. M. Johnson, "Efficiency Evaluation of Fully Integrated On-Board EV Battery Chargers With Nine-Phase Machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 1, pp.257–266, Mar. 2017. DOI: 10.1109/TEC.2016.2606657.
- [931] M. Ma, Z. Chang, Y. Hu, F. Li, C. Gan, and W. Cao, "An Integrated Switched Reluctance Motor Drive Topology With Voltage-Boosting and On-Board Charging Capabilities for Plug-In Hybrid Electric Vehicles (PHEVs)," *IEEE Access*, vol. 6, pp.1550–1559, 2018. DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2779460.
- [932] C. Buccella, C. Cecati, and H. Latafat, "Digital Control of Power Converters—A Survey," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 8, no. 3, pp.437–447, Aug. 2012. DOI: 10.1109/TII.2012.2192280.
- [933] M. M. Begovic, P. M. Djuric, S. Dunlap, and A. G. Phadke, "Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, no. 2, pp.480–486, Apr. 1993. DOI: 10.1109/61.216849.
- [934] J. Svensson, "Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters," *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 148, no. 3, pp.229–235, 2001. DOI: 10.1049/ip-gtd:20010101.
- [935] G. Saccomando and J. Svensson, "Transient operation of grid-connected voltage source converter under unbalanced voltage conditions," in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, 2001, vol. 4, pp.2419–2424. DOI: 10.1109/IAS.2001.955960.
- [936] J. Svensson, M. Bongiorno, and A. Sannino, "Practical Implementation of Delayed Signal Cancellation Method for Phase-Sequence Separation," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, no. 1, pp.18–26, Jan. 2007. DOI: 10.1109/TPWRD.2006.881469.
- [937] W. Li, X. Ruan, C. Bao, D. Pan, and X. Wang, "Grid Synchronization Systems of Three-Phase Grid-Connected Power Converters: A Complex-Vector-Filter Perspective," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 4, pp.1855–1870, Apr. 2014. DOI: 10.1109/TIE.2013.2262762.
- [938] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems. An Overview and Evaluation," in *IEEE 36th Conference on Power Electronics Specialists, 2005.*, 2005, vol. 2005, pp.2474–2481. DOI: 10.1109/PESC.2005.1581980.
- [939] S. W. Smith, *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*, 2nd ed. San Diego, California: California Technical Publishing, 1999.
- [940] P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Advanced Grid Synchronization

- System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions,” in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006, no. 2, pp.5173–5178. DOI: 10.1109/IECON.2006.347807.
- [941] P. Rodriguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp.127–138, Jan. 2011. DOI: 10.1109/TIE.2010.2042420.
- [942] P. Kanjiya, V. Khadkikar, and M. S. El Moursi, “A Novel Type-1 Frequency-Locked Loop for Fast Detection of Frequency and Phase With Improved Stability Margins,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 3, pp.2550–2561, Mar. 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2435706.
- [943] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, “Control of Power Converters in AC Microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp.4734–4749, Nov. 2012. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2199334.
- [944] S. Golestan, J. M. Guerrero, F. Musavi, and J. C. Vasquez, “Single-Phase Frequency-Locked Loops: A Comprehensive Review,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 12, pp.11791–11812, Dec. 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2910247.
- [945] S. Golestan, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, A. M. Abusorrah, and Y. Al-Turki, “A Study on Three-Phase FLLs,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 1, pp.213–224, Jan. 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2826068.
- [946] M. Mojiri, M. Karimi-Ghartemani, and A. Bakhshai, “Estimation of Power System Frequency Using an Adaptive Notch Filter,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, no. 6, pp.2470–2477, Dec. 2007. DOI: 10.1109/TIM.2007.908631.
- [947] P. A. Regalia, “A Complex Adaptive Notch Filter,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 17, no. 11, pp.937–940, Nov. 2010. DOI: 10.1109/LSP.2010.2075925.
- [948] R. R. Pereira, C. H. da Silva, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, and J. O. P. Pinto, “New Strategies for Application of Adaptive Filters in Active Power Filters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp.1136–1141, May 2011. DOI: 10.1109/TIA.2011.2125931.
- [949] G. Yin, L. Guo, and X. Li, “An Amplitude Adaptive Notch Filter for Grid Signal Processing,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp.2638–2641, Jun. 2013. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2226752.
- [950] D. W. P. Thomas and M. S. Woolfson, “Evaluation of frequency tracking methods,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 16, no. 3, pp.367–371, Jul. 2001. DOI: 10.1109/61.924812.
- [951] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, “A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in power systems: applications,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 17, no. 2, pp.617–622, Apr. 2002. DOI: 10.1109/61.997949.
- [952] M. Karimi-Ghartemani, “A distortion-free phase-locked loop system for FACTS and power electronic controllers,” *Electric Power Systems Research*, vol. 77, no. 8, pp.1095–1100, Jun. 2007. DOI: 10.1016/j.epsr.2006.09.013.
- [953] M. Karimi-Ghartemani, “Linear and Pseudolinear Enhanced Phased-Locked Loop (EPLL) Structures,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp.1464–1474, Mar. 2014. DOI: 10.1109/TIE.2013.2261035.
- [954] M. Karimi-Ghartemani, *Enhanced Phase-Locked Loop Structures for Power and Energy Applications*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc, 2014. DOI: 10.1002/9781118795187.
- [955] P. Rodriguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre, and F. Blaabjerg, “New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions,” in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp.1–7. DOI: 10.1109/PESC.2006.1712059.

- [956] L. G. Barbosa Rolim, D. Rodrigues da Costa, and M. Aredes, "Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 6, pp.1919–1926, Dec. 2006. DOI: 10.1109/TIE.2006.885483.
- [957] V. Kaura and V. Blasko, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 1, pp.58–63, 1997. DOI: 10.1109/28.567077.
- [958] S. Golestan, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, "Single-Phase PLLs: A Review of Recent Advances," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp.9013–9030, Dec. 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2653861.
- [959] Y. Han, M. Luo, X. Zhao, J. M. Guerrero, and L. Xu, "Comparative Performance Evaluation of Orthogonal-Signal-Generators-Based Single-Phase PLL Algorithms—A Survey," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, pp.3932–3944, May 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2466631.
- [960] L. Monteiro, J. G. Pinto, V. Monteiro, C. Couto, and J. Afonso, "Comparative Analysis Between Different Approaches for Single-Phase PLLs," *International Journal of Power Electronics*, pp.1–14, 2020.
- [961] F. D. Freijedo, A. G. Yepes, Ó. López, A. Vidal, and J. Doval-Gandoy, "Three-Phase PLLs With Fast Postfault Retracking and Steady-State Rejection of Voltage Unbalance and Harmonics by Means of Lead Compensation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 1, pp.85–97, Jan. 2011. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2051818.
- [962] S. Golestan, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, "Three-Phase PLLs: A Review of Recent Advances," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp.1894–1907, Mar. 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2565642.
- [963] M. Bobrowska-Rafal, K. Rafal, M. Jasinski, and M. Kazmierkowski, "Grid synchronization and symmetrical components extraction with PLL algorithm for grid connected power electronic converters - a review," *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, vol. 59, no. 4, pp.485–497, Dec. 2011. DOI: 10.2478/v10175-011-0060-8.
- [964] L. Huang *et al.*, "Grid-Synchronization Stability Analysis and Loop Shaping for PLL-Based Power Converters With Different Reactive Power Control," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 11, no. 1, pp.501–516, Jan. 2020. DOI: 10.1109/TSG.2019.2924295.
- [965] X. Wang, M. G. Taul, H. Wu, Y. Liao, F. Blaabjerg, and L. Harnefors, "Grid-Synchronization Stability of Converter-Based Resources—An Overview," *IEEE Open Journal of Industry Applications*, vol. 1, no. September, pp.115–134, 2020. DOI: 10.1109/OJIA.2020.3020392.
- [966] M. S. Chen, "Trends and New Opportunities in Digital Phase-Locked Loop Design: Design Principles, Key Overheads, and New Opportunities in This Emerging Architecture," *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, vol. 13, no. 1, pp.48–56, 2021. DOI: 10.1109/MSSC.2020.3036145.
- [967] J. Dixon, S. Tepper, and L. Morán, "Practical evaluation of different modulation techniques for current-controlled voltage source inverters," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 143, no. 4, p.301, 1996. DOI: 10.1049/ip-epa:19960411.
- [968] D. M. Brod and D. W. Novotny, "Current Control of VSI-PWM Inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 3, pp.562–570, 1985. DOI: 10.1109/TIA.1985.349711.
- [969] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: A survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp.691–703, 1998. DOI: 10.1109/41.720325.
- [970] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli, "Comparison of current control techniques for active filter applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp.722–729, 1998. DOI: 10.1109/41.720328.
- [971] L. Malesani and P. Tenti, "A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source PWM

- inverters with constant modulation frequency," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, no. 1, pp.88–92, 1990. DOI: 10.1109/28.52678.
- [972] M. Dawande and G. K. Dubey, "Bang-bang current control with predecided switching frequency for switch-mode rectifiers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 1, pp.61–66, 1999. DOI: 10.1109/41.744389.
- [973] S.-H. Li and C.-M. Liaw, "On the DSP-Based Switch-Mode Rectifier With Robust Varying-Band Hysteresis PWM Scheme," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 6, pp.1417–1425, Nov. 2004. DOI: 10.1109/TPEL.2004.836642.
- [974] F. Liu and A. I. Maswood, "A Novel Variable Hysteresis Band Current Control of Three-Phase Three-Level Unity PF Rectifier With Constant Switching Frequency," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 6, pp.1727–1734, Nov. 2006. DOI: 10.1109/TPEL.2006.882926.
- [975] J. K. Singh and R. K. Behera, "An Improved Hysteresis Current Controller for Grid-Connected Inverter System to Address Power Quality Issues at Reduced Switching Frequency," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 9994, no. c, pp.1–1, 2021. DOI: 10.1109/TIA.2021.3052426.
- [976] F. Wu, F. Feng, L. Luo, J. Duan, and L. Sun, "Sampling period online adjusting-based hysteresis current control without band with constant switching frequency," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp.270–277, Jan. 2015. DOI: 10.1109/TIE.2014.2326992.
- [977] S. Buso and T. Caldognetto, "A Nonlinear Wide-Bandwidth Digital Current Controller for DC–DC and DC–AC Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 12, pp.7687–7695, Dec. 2015. DOI: 10.1109/TIE.2015.2465351.
- [978] S. Kapat, "Parameter-Insensitive Mixed-Signal Hysteresis-Band Current Control for Point-of-Load Converters With Fixed Frequency and Robust Stability," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 7, pp.5760–5770, Jul. 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2608913.
- [979] R. Davoodnezhad, D. G. Holmes, and B. P. McGrath, "A Novel Three-Level Hysteresis Current Regulation Strategy for Three-Phase Three-Level Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp.6100–6109, Nov. 2014. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2295597.
- [980] H. Yi, F. Zhuo, F. Wang, and Z. Wang, "A Digital Hysteresis Current Controller for Three-Level Neural-Point-Clamped Inverter With Mixed-Levels and Prediction-Based Sampling," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, pp.3945–3957, May 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2466599.
- [981] K. Li, C. Chen, S. Cheng, T. Yu, C. Xiang, and X. Wu, "A Novel Fault-Tolerant Control Technique for an Inverter With Hysteresis Current," *Computing in Science & Engineering*, vol. 21, no. 3, pp.92–102, May 2019. DOI: 10.1109/MCSE.2018.2886194.
- [982] M. Hofmann, M. Schaefer, D. Montesinos i Miracle, and A. Ackva, "Improved Direct Current Control for Grid Connected Multilevel Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 0046, no. c, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/TIE.2020.3018055.
- [983] J. A. Suul, K. Ljokelsoy, T. Midtsund, and T. Undeland, "Synchronous Reference Frame Hysteresis Current Control for Grid Converter Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 5, pp.2183–2194, Sep. 2011. DOI: 10.1109/TIA.2011.2161738.
- [984] R. D. Lorenz and D. B. Lawson, "Performance of Feedforward Current Regulators for Field-Oriented Induction Machine Controllers," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-23, no. 4, pp.597–602, Jul. 1987. DOI: 10.1109/TIA.1987.4504956.
- [985] T. J. C. Sousa, V. Monteiro, J. S. Martins, J. C. Aparicio Fernandes, and J. L. Afonso, "Performance Evaluation of a Proportional-Integral with Proportional-Derivative Feedforward Voltage Control for UPSs," in *2018 13th APCA International Conference on Control and Soft Computing (CONTROL0)*, 2018, pp.324–329. DOI: 10.1109/CONTROL0.2018.8514547.

- [986] C. T. Rim, N. S. Choi, G. C. Cho, and G. H. Cho, "A complete DC and AC analysis of three-phase controlled-current PWM rectifier using circuit D-Q transformation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 4, pp.390–396, Jul. 1994. DOI: 10.1109/63.318897.
- [987] T. Kawabata, T. Miyashita, and Y. Yamamoto, "Dead beat control of three phase PWM inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp.21–28, Jan. 1990. DOI: 10.1109/63.45996.
- [988] L. Malesani, P. Mattavelli, and S. Buso, "Robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 3, pp.613–620, 1999. DOI: 10.1109/28.767012.
- [989] Q.-C. Zhong and T. Hornik, "Current Deadbeat Predictive Control," in *Control of Power Inverters in Renewable Energy and Smart Grid Integration*, Chichester, West Sussex, United Kingdom: John Wiley & Sons, Ltd., 2012, pp.269–275. DOI: 10.1002/9781118481806.ch17.
- [990] J. Holtz, W. Lotzkat, and A. M. Khambadkone, "On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp.546–553, Oct. 1993. DOI: 10.1109/63.261026.
- [991] S. Buso, T. Caldognetto, and D. Brandao, "Dead-Beat Current Controller for Voltage Source Converters with Improved Large Signal Response," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 2015, no. December 2016, pp.1–1, 2015. DOI: 10.1109/TIA.2015.2488644.
- [992] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive Control in Power Electronics and Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp.4312–4324, Dec. 2008. DOI: 10.1109/TIE.2008.2007480.
- [993] Chih-Chiang Hua, Chun-Wei Wu, and Chih-Wei Chuang, "A Digital Predictive Current Control With Improved Sampled Inductor Current for Cascaded Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp.1718–1726, May 2009. DOI: 10.1109/TIE.2009.2012415.
- [994] J. Castello, J. M. Espi, and R. Garcia-Gil, "A New Generalized Robust Predictive Current Control for Grid-Connected Inverters Compensates Anti-Aliasing Filters Delay," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 7, pp.4485–4494, Jul. 2016. DOI: 10.1109/TIE.2015.2497303.
- [995] V. Monteiro, J. C. Ferreira, A. A. Nogueiras Melendez, and J. L. Afonso, "Model Predictive Control Applied to an Improved Five-Level Bidirectional Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 9, pp.5879–5890, Sep. 2016. DOI: 10.1109/TIE.2016.2558141.
- [996] J. C. Moreno, J. M. Espi Huerta, R. G. Gil, and S. A. Gonzalez, "A Robust Predictive Current Control for Three-Phase Grid-Connected Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp.1993–2004, Jun. 2009. DOI: 10.1109/TIE.2009.2016513.
- [997] W.-K. Sou *et al.*, "A Deadbeat Current Controller of LC -Hybrid Active Power Filter for Power Quality Improvement," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp.3891–3905, Dec. 2020. DOI: 10.1109/JESTPE.2019.2936397.
- [998] M. Morari, C. E. Garcia, and D. M. Prett, "Model predictive control: Theory and practice," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 21, no. 4, pp.1–12, Jun. 1988. DOI: 10.1016/B978-0-08-035735-5.50006-1.
- [999] D. Q. Mayne, J. B. Rawlings, C. V. Rao, and P. O. M. Scokaert, "Constrained model predictive control: Stability and optimality," *Automatica*, vol. 36, no. 6, pp.789–814, Jun. 2000. DOI: 10.1016/S0005-1098(99)00214-9.
- [1000] S. J. Qin and T. A. Badgwell, "A survey of industrial model predictive control technology," *Control Engineering Practice*, vol. 11, no. 7, pp.733–764, Jul. 2003. DOI: 10.1016/S0967-0661(02)00186-7.
- [1001] V. Yaramasu and Bin Wu, "Fundamentals of model predictive control," in *Model Predictive Control of Wind Energy Conversion Systems*, 1st ed., John Wiley & Sons, Inc, 2017, pp.117–148.



- [1002] J. Rodriguez *et al.*, "Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp.495–503, Feb. 2007. DOI: 10.1109/TIE.2006.888802.
- [1003] M. S. M. Gardezi and A. Hasan, "Machine Learning Based Adaptive Prediction Horizon in Finite Control Set Model Predictive Control," *IEEE Access*, vol. 6, pp.32392–32400, 2018. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2839519.
- [1004] C. S. Lim, H. H. Goh, and S. S. Lee, "Long-Prediction-Horizon Near-Optimal Model Predictive Grid Current Control for PWM-Driven VSIs With LCL Filters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 2, pp.2246–2257, Feb. 2021. DOI: 10.1109/TPEL.2020.3011227.
- [1005] F. Villarroel *et al.*, "Stable shortest horizon FCS-MPC output voltage control in non-minimum phase boost-type converters based on input-state linearization," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 8969, no. c, pp.1–1, 2021. DOI: 10.1109/TEC.2021.3055733.
- [1006] C. Bordons and C. Montero, "Basic Principles of MPC for Power Converters: Bridging the Gap Between Theory and Practice," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 3, pp.31–43, Sep. 2015. DOI: 10.1109/MIE.2014.2356600.
- [1007] N. Panten, N. Hoffmann, and F. W. Fuchs, "Finite Control Set Model Predictive Current Control for Grid-Connected Voltage-Source Converters With LCL Filters: A Study Based on Different State Feedbacks," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp.5189–5200, Jul. 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2478862.
- [1008] P. Falkowski and A. Sikorski, "Finite Control Set Model Predictive Control for Grid-Connected AC–DC Converters With LCL Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 4, pp.2844–2852, Apr. 2018. DOI: 10.1109/TIE.2017.2750627.
- [1009] L. A. G. Gomez, L. F. N. Lourenco, A. P. Grilo, M. B. C. Salles, L. Meegahapola, and A. J. S. Filho, "Primary Frequency Response of Microgrid Using Doubly Fed Induction Generator With Finite Control Set Model Predictive Control Plus Droop Control and Storage System," *IEEE Access*, vol. 8, pp.189298–189312, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3031544.
- [1010] T. Jin, X. Shen, T. Su, and R. C. C. Flesch, "Model Predictive Voltage Control Based on Finite Control Set With Computation Time Delay Compensation for PV Systems," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 1, pp.330–338, Mar. 2019. DOI: 10.1109/TEC.2018.2876619.
- [1011] C. Martin, M. R. Arahal, F. Barrero, and M. J. Duran, "Five-Phase Induction Motor Rotor Current Observer for Finite Control Set Model Predictive Control of Stator Current," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 7, pp.4527–4538, Jul. 2016. DOI: 10.1109/TIE.2016.2536578.
- [1012] F. Mwasilu, H. T. Nguyen, H. H. Choi, and J.-W. Jung, "Finite Set Model Predictive Control of Interior PM Synchronous Motor Drives With an External Disturbance Rejection Technique," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 22, no. 2, pp.762–773, Apr. 2017. DOI: 10.1109/TMECH.2016.2632859.
- [1013] W. Wang, Y. Fan, S. Chen, and Q. Zhang, "Finite control set model predictive current control of a five-phase PMSM with virtual voltage vectors and adaptive control set," *IEEE Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 2, no. 1, pp.136–141, Mar. 2018. DOI: 10.23919/TEMS.2018.8326460.
- [1014] W. Xu, M. F. Elmorshedy, Y. Liu, M. R. Islam, and S. M. Allam, "Finite-Set Model Predictive Control Based Thrust Maximization of Linear Induction Motors Used in Linear Metros," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 6, pp.5443–5458, Jun. 2019. DOI: 10.1109/TVT.2019.2909785.
- [1015] P. Antoniewicz and M. P. Kazmierkowski, "Virtual-Flux-Based Predictive Direct Power Control of AC/DC Converters With Online Inductance Estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp.4381–4390, Dec. 2008. DOI: 10.1109/TIE.2008.2007519.
- [1016] R. O. Ramirez, J. R. Espinoza, F. Villarroel, E. Maurelia, and M. E. Reyes, "A Novel Hybrid Finite Control Set Model Predictive Control Scheme With Reduced Switching," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*,

- vol. 61, no. 11, pp.5912–5920, Nov. 2014. DOI: 10.1109/TIE.2014.2308137.
- [1017] W. Zhao, T. Tao, J. Zhu, H. Tan, and Y. Du, “A Novel Finite-Control-Set Model Predictive Current Control for Five-Phase PM Motor With Continued Modulation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp.7261–7270, Jul. 2020. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2954285.
- [1018] J. I. Leon, S. Kouro, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, and B. Wu, “The Essential Role and the Continuous Evolution of Modulation Techniques for Voltage-Source Inverters in the Past, Present, and Future Power Electronics,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 5, pp.2688–2701, May 2016. DOI: 10.1109/TIE.2016.2519321.
- [1019] A. Schönung and H. Stemmler, “Static Frequency Changers with Subharmonic Control in Conjunction with Reversible Variable-Speed A.C.Drives,” *Brown Boveri Rev.*, vol. 51, no. 8/9, pp.555–577, 1964.
- [1020] G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutari, and G. Sciutto, “A new multilevel PWM method: a theoretical analysis,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 3, pp.497–505, Jul. 1992. DOI: 10.1109/63.145137.
- [1021] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saedifard, and P. Barbosa, “Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp.37–53, Jan. 2015. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2309937.
- [1022] B. P. McGrath and D. G. Holmes, “Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp.858–867, Aug. 2002. DOI: 10.1109/TIE.2002.801073.
- [1023] R. Naderi and A. Rahmati, “Phase-Shifted Carrier PWM Technique for General Cascaded Inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp.1257–1269, May 2008. DOI: 10.1109/TPEL.2008.921186.
- [1024] P. Sochor and H. Akagi, “Theoretical and Experimental Comparison Between Phase-Shifted PWM and Level-Shifted PWM in a Modular Multilevel SDBC Inverter for Utility-Scale Photovoltaic Applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp.4695–4707, Sep. 2017. DOI: 10.1109/TIA.2017.2704539.
- [1025] M. Ye, L. Chen, L. Kang, S. Li, J. Zhang, and H. Wu, “Hybrid Multi-Carrier PWM Technique Based on Carrier Reconstruction for Cascaded H-bridge Inverter,” *IEEE Access*, vol. 7, pp.53152–53162, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2912216.
- [1026] M. Meraj, S. Rahman, A. Iqbal, and N. Al Emadi, “Novel Level Shifted PWM Technique for Unequal and Equal Power Sharing in Quasi Z-Source Cascaded Multilevel Inverter for PV Systems,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 1, pp.937–948, Feb. 2021. DOI: 10.1109/JESTPE.2019.2952206.
- [1027] S. Kouro, P. Lezana, M. Angulo, and J. Rodriguez, “Multicarrier PWM With DC-Link Ripple Feedforward Compensation for Multilevel Inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp.52–59, Jan. 2008. DOI: 10.1109/TPEL.2007.911834.
- [1028] A. Marquez *et al.*, “Variable-Angle Phase-Shifted PWM for Multilevel Three-Cell Cascaded H-Bridge Converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 5, pp.3619–3628, May 2017. DOI: 10.1109/TIE.2017.2652406.
- [1029] Z. Gao, Q. Ge, Y. Li, L. Zhao, B. Zhang, and K. Wang, “Hybrid Improved Carrier-Based PWM Strategy for Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverter with Wide Frequency Range,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8993, no. c, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/TPEL.2020.3047952.
- [1030] Z. Liu, P. Wang, W. Sun, Z. Shen, and D. Jiang, “Sawtooth Carrier-Based PWM Methods With Common-Mode Voltage Reduction for Symmetrical Multiphase Two-Level Inverters With Odd Phase Number,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 1, pp.1171–1183, Jan. 2021. DOI: 10.1109/TPEL.2020.3003159.

- [1031] K. Wang, Z. Zheng, L. Xu, and Y. Li, "Neutral-Point Voltage Balancing Method for Five-Level NPC Inverters Based on Carrier-Overlapped PWM," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 2, pp.1428–1440, Feb. 2021. DOI: 10.1109/TPEL.2020.3006960.
- [1032] V. Jammala, S. Yellasi, and A. K. Panda, "Development of a New Hybrid Multilevel Inverter Using Modified Carrier SPWM Switching Strategy," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 10, pp.8192–8197, Oct. 2018. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2801822.
- [1033] H. A. Attia, T. K. S. Freddy, H. S. Che, W. P. Hew, and A. H. El Khateb, "Confined Band Variable Switching Frequency Pulse Width Modulation (CB-VSF PWM) for a Single-Phase Inverter With an LCL Filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 11, pp.8593–8605, Nov. 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2645739.
- [1034] M. Meraj, S. Rahman, A. Iqbal, M. Tariq, K. A. Lodi, and L. Ben-Brahim, "A New Variable Frequency Control of 49-Level Cascaded Packed U-Cell Voltage Source Inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 6, pp.7537–7548, Nov. 2019. DOI: 10.1109/TIA.2019.2941171.
- [1035] J. A. Houldsworth and D. A. Grant, "The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 5, pp.1224–1228, Sep. 1984. DOI: 10.1109/TIA.1984.4504587.
- [1036] K. R. Jordan, S. B. Dewan, and G. R. Slemon, "General Analysis of Three-Phase Inverters," *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, vol. IGA-5, no. 6, pp.672–679, Nov. 1969. DOI: 10.1109/TIGA.1969.4181092.
- [1037] A. Busse and J. Holtz, "Multiloop control of a unity power factor fast switching AC to DC converter," in *1982 IEEE Power Electronics Specialists conference*, 1982, vol. 1, no. 21, pp.171–179. DOI: 10.1109/PESC.1982.7072407.
- [1038] G. Pfaff, A. Weschta, and A. F. Wick, "Design and Experimental Results of a Brushless AC Servo Drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 4, pp.814–821, Jul. 1984. DOI: 10.1109/TIA.1984.4504491.
- [1039] E. R. da Silva, E. dos Santos, and C. Jacobina, "Pulsewidth Modulation Strategies," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, no. 2, pp.37–45, Jun. 2011. DOI: 10.1109/MIE.2011.941120.
- [1040] H.-C. Chen, P.-H. Wu, C.-T. Lee, C.-W. Wang, C.-H. Yang, and P.-T. Cheng, "Zero-Sequence Voltage Injection for DC Capacitor Voltage Balancing Control of the Star-Connected Cascaded H-Bridge PWM Converter Under Unbalanced Grid," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 6, pp.4584–4594, Nov. 2015. DOI: 10.1109/TIA.2015.2447504.
- [1041] F. Chen, W. Qiao, H. Wang, and L. Qu, "A Simple Zero-Sequence Voltage Injection Method for Carrier-Based Pulse-Width Modulation of the Three-Level NPC Inverter," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6777, no. c, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/jestpe.2020.3012726.
- [1042] Q. Cheng, C. Wang, Z. Chen, and Z. Li, "A Capacitor Voltage Balancing Method Based on Optimal Zero Sequence Voltage Injection in Stacked Multicell Converter," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6777, no. c, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/JESTPE.2020.3008706.
- [1043] J. Wang, Z. Gui, P. Wang, J. Wang, and W. Jiang, "A Carrier-Based Modulation With Planned Zero Sequence Voltage Injection to Control Neutral Point Voltage for Three-Level Inverter," *IEEE Access*, vol. 8, pp.64799–64809, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2983419.
- [1044] X. Xing, X. Li, C. Qin, J. Chen, and C. Zhang, "An optimized zero-sequence voltage injection method for eliminating circulating current and reducing common mode voltage of parallel-connected three-level converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 8, pp.6583–6596, 2020. DOI: 10.1109/TIE.2019.2939962.
- [1045] Y. Zhou and H. Nian, "Zero-sequence current suppression strategy of open-winding PMSG system with

- common dc bus based on zero vector redistribution," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 6, pp.3399–3408, 2015. DOI: 10.1109/TIE.2014.2366715.
- [1046] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, "Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies: analysis, comparison, and design," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 4, pp.674–689, Jul. 1998. DOI: 10.1109/63.704136.
- [1047] S. Bolognani and M. Zigliotto, "Space vector Fourier analysis of SVM inverters in the overmodulation range," in *Proceedings of International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, 1996, vol. 1, no. 2, pp.319–324. DOI: 10.1109/PEDES.1996.539559.
- [1048] J. Holtz, W. Lotzkat, and A. M. Khambadkone, "On Continuous Control of PWM Inverters in the Overmodulation Range Including the Six-Step Mode," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp.546–553, 1993. DOI: 10.1109/63.261026.
- [1049] A. R. Bakhshai, G. Joos, P. K. Jain, and Hua Jin, "Incorporating the overmodulation range in space vector pattern generators using a classification algorithm," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 1, pp.83–91, Jan. 2000. DOI: 10.1109/63.817366.
- [1050] S. Bolognani and M. Zigliotto, "Novel digital continuous control of SVM inverters in the overmodulation range," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 2, pp.525–530, 1997. DOI: 10.1109/28.568019.
- [1051] J. Liu, W. Zhang, F. Xiao, C. Lian, and S. Gao, "Six-Step Mode Control of IPMSM for Railway Vehicle Traction Eliminating the DC Offset in Input Current," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 9, pp.8981–8993, Sep. 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2888877.
- [1052] Man-Chung Wong, Zheng-Yi Zhao, Ying-Duo Han, and Liang-Bing Zhao, "Three-dimensional pulse-width modulation technique in three-level power inverters for three-phase four-wired system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 3, pp.418–427, May 2001. DOI: 10.1109/63.923775.
- [1053] R. Zhang, V. H. Prasad, D. Boroyevich, and F. C. Lee, "Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 3, pp.314–326, May 2002. DOI: 10.1109/TPEL.2002.1004239.
- [1054] X. Li, Z. Deng, Z. Chen, and Q. Fei, "Analysis and simplification of three-dimensional space vector PWM for three-phase four-leg inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp.450–464, 2011. DOI: 10.1109/TIE.2010.2046610.
- [1055] S. Albatran, Y. Fu, and A. Albanna, "Comprehensive Mathematical Description and Harmonic Analysis of Hybrid Two-Dimensional–Three-Dimensional Space Vector Modulation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 7, pp.3327–3336, Jul. 2014. DOI: 10.1109/TIE.2013.2281170.
- [1056] M. Zhang, D. J. Atkinson, B. Ji, M. Armstrong, and M. Ma, "A Near-State Three-Dimensional Space Vector Modulation for a Three-Phase Four-Leg Voltage Source Inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp.5715–5726, Nov. 2014. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2297205.
- [1057] H. Golwala and R. Chudamani, "New Three-Dimensional Space Vector-Based Switching Signal Generation Technique Without Null Vectors and With Reduced Switching Losses for a Grid-Connected Four-Leg Inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp.1026–1035, Feb. 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2414875.
- [1058] F. Li, F. He, Z. Ye, T. Fernando, X. Wang, and X. Zhang, "A Simplified PWM Strategy for Three-Level Converters on Three-Phase Four-Wire Active Power Filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 5, pp.4396–4406, May 2018. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2715498.
- [1059] S. Y. Kim, S. G. Song, and S. J. Park, "Minimum Loss Discontinuous Pulse-Width Modulation Per Phase Method for Three-Phase Four-Leg Inverter," *IEEE Access*, vol. 8, pp.122923–122936, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3006245.

- [1060] Q. M. Attique, Y. Li, and K. Wang, "A Survey on Space-Vector Pulse Width Modulation for Multilevel Inverters," *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 2, no. 3, pp.226–236, Sep. 2017. DOI: 10.24295/CPSSTPEA.2017.00021.
- [1061] N. Celanovic and D. Boroyevich, "A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 2, pp.637–641, 2001. DOI: 10.1109/28.913731.
- [1062] Jae Hyeong Seo, Chang Ho Choi, and Dong Seok Hyun, "A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 4, pp.545–550, Jul. 2001. DOI: 10.1109/63.931078.
- [1063] A. K. Gupta and A. M. Khambadkone, "A Space Vector PWM Scheme for Multilevel Inverters Based on Two-Level Space Vector PWM," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp.1631–1639, Oct. 2006. DOI: 10.1109/TIE.2006.881989.
- [1064] A. Gopinath, A. S. A. Mohamed, and M. R. Baiju, "Fractal Based Space Vector PWM for Multilevel Inverters—A Novel Approach," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 4, pp.1230–1237, Apr. 2009. DOI: 10.1109/TIE.2008.2008340.
- [1065] A. Mohamed A. S., A. Gopinath, and M. R. Baiju, "A Simple Space Vector PWM Generation Scheme for Any General  $n$ -Level Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp.1649–1656, May 2009. DOI: 10.1109/TIE.2008.2011337.
- [1066] L. G. Franquelo *et al.*, "Three-dimensional space-vector modulation algorithm for four-leg multilevel converters using abc coordinates," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 2, pp.458–466, 2006. DOI: 10.1109/TIE.2006.870884.
- [1067] J. I. Leon *et al.*, "Three-Dimensional Feedforward Space Vector Modulation Applied to Multilevel Diode-Clamped Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 1, pp.101–109, Jan. 2009. DOI: 10.1109/TIE.2008.928110.
- [1068] M. M. Renge and H. M. Suryawanshi, "Three-Dimensional Space-Vector Modulation to Reduce Common-Mode Voltage for Multilevel Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp.2324–2331, Jul. 2010. DOI: 10.1109/TIE.2009.2027247.
- [1069] F. Rojas, R. Kennel, R. Cardenas, R. Repenning, J. C. Clare, and M. Diaz, "A New Space-Vector-Modulation Algorithm for a Three-Level Four-Leg NPC Inverter," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 1, pp.23–35, Mar. 2017. DOI: 10.1109/TEC.2016.2605076.
- [1070] A. Gopinath and S. G., "A triangular 3D coordinate system for multilevel SVPWM generation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 4, pp.1–1, 2020. DOI: 10.1109/TIA.2020.2995832.
- [1071] B. Nordman and K. Christensen, "DC Local Power Distribution: Technology, Deployment, and Pathways to Success," *IEEE Electrification Magazine*, vol. 4, no. 2, pp.29–36, Jun. 2016. DOI: 10.1109/MELE.2016.2544218.
- [1072] F. Chen, R. Burgos, and D. Boroyevich, "A Bidirectional High-Efficiency Transformerless Converter With Common-Mode Decoupling for the Interconnection of AC and DC Grids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp.1317–1333, Feb. 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2830818.
- [1073] E. Rodriguez-Diaz, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Intelligent DC Homes in Future Sustainable Energy Systems: When efficiency and intelligence work together," *IEEE Consumer Electronics Magazine*, vol. 5, no. 1, pp.74–80, Jan. 2016. DOI: 10.1109/MCE.2015.2484699.
- [1074] —, "Shandong Wina Green Power Technology Co. Ltd, Lithium-ion Battery Model: IFP 36230218–100Ah," 2015 [Online]. Available: <http://www.winabattery.com>
- [1075] R. N. Beres, X. Wang, F. Blaabjerg, M. Liserre, and C. L. Bak, "Optimal Design of High-Order Passive-Damped Filters for Grid-Connected Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 3,

- pp.2083–2098, Mar. 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2441299.
- [1076] M. Said-Romdhane, M. Naouar, I. Belkhdja, and E. Monmasson, “An Improved LCL Filter Design in Order to Ensure Stability without Damping and Despite Large Grid Impedance Variations,” *Energies*, vol. 10, no. 3, p.336, Mar. 2017. DOI: 10.3390/en10030336.
- [1077] C. C. Gomes, A. F. Cupertino, and H. A. Pereira, “Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on LCL filter: An overview,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 81, no. January, pp.116–135, Jan. 2018. DOI: 10.1016/j.rser.2017.07.050.
- [1078] R. Ramos, “Film Capacitors in Power Applications: Choices and Particular Characteristics Needed,” *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 5, no. 1, pp.45–50, Mar. 2018. DOI: 10.1109/MPPEL.2017.2782401.
- [1079] T. Keim, “Electrolytics and Film Capacitors Continue to Evolve [Happenings],” *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 5, no. 1, pp.12–16, Mar. 2018. DOI: 10.1109/MPPEL.2017.2782538.
- [1080] M. Gupta and G. Venkataramanan, “A DC-to-Three-Phase Boost–Buck Inverter With Stored Energy Modulation and a Tiny DC-Link Capacitor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 2, pp.1280–1288, Mar. 2017. DOI: 10.1109/TIA.2016.2640198.
- [1081] D. Ding, G. Zhang, G. Wang, and D. Xu, “Dual Antiovervoltage Control Scheme for Electrolytic Capacitorless IPMSM Drives With Coefficient Autoregulation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp.2895–2907, Mar. 2020. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2932030.
- [1082] D. Ding, G. Wang, N. Zhao, G. Zhang, and D. Xu, “An Antiovervoltage Control Scheme for Electrolytic Capacitorless IPMSM Drives Based on Stator Current Vector Orientation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 5, pp.3517–3527, May 2020. DOI: 10.1109/TIE.2019.2918497.
- [1083] G. Wang, H. Hu, D. Ding, N. Zhao, Y. Zou, and D. Xu, “Overmodulation Strategy for Electrolytic Capacitorless PMSM Drives: Voltage Distortion Analysis and Boundary Optimization,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 9, pp.9574–9585, Sep. 2020. DOI: 10.1109/TPEL.2020.2971084.
- [1084] D. Bao, X. Pan, Y. Wang, H. Huang, and B. Wu, “Integrated-Power-Control-Strategy-Based Electrolytic Capacitor-Less Back-to-Back Converter for Variable Frequency Speed Control System,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 12, pp.10065–10074, Dec. 2020. DOI: 10.1109/TIE.2019.2960737.
- [1085] X. Huang, X. Ruan, J. Fang, and S. Kan, “A Virtual Impedance Based Control Scheme for Modular Electrolytic Capacitor-Less Second Harmonic Current Compensator,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 1, pp.198–209, Jan. 2021. DOI: 10.1109/TIE.2019.2962402.
- [1086] D. Ding *et al.*, “Suppression of Beat Phenomenon for Electrolytic Capacitorless Motor Drives Accounting for Sampling Delay of DC Link Voltage,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 0046, no. c, pp.1–1, 2021. DOI: 10.1109/TIE.2021.3063984.
- [1087] —, “Medium Power Film Capacitors, AVX Application Note” [Online]. Available: <https://www.avx.com/docs/techinfo/ApplicationNotes.pdf>
- [1088] J. G. Pinto, V. Monteiro, H. Goncalves, and J. L. Afonso, “Onboard Reconfigurable Battery Charger for Electric Vehicles With Traction-to-Auxiliary Mode,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 3, pp.1104–1116, Mar. 2014. DOI: 10.1109/TVT.2013.2283531.
- [1089] A. M. Hava, U. Ayhan, and V. V. Aban, “A DC bus capacitor design method for various inverter applications,” in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, pp.4592–4599. DOI: 10.1109/ECCE.2012.6342196.
- [1090] —, “TDK, Film Capacitors-Power Electronic Capacitors MKP DC B2562,” 2018 [Online]. Available: [https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/film/power/data\\_sheet/20/50/ds/b2562\\_.pdf](https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/film/power/data_sheet/20/50/ds/b2562_.pdf)

- [1091]—, “KEMET, Printed Circuit Board Mount Power Film Capacitors - C4AQ, Radial, 2 or 4 Leads, 500 - 1,500 VDC, for DC Link (Automotive Grade),” 2020 [Online]. Available: [http://www.kemet.com/Lists/ProductCatalog/Attachments/756/KEM\\_F3114\\_C4AQ.pdf](http://www.kemet.com/Lists/ProductCatalog/Attachments/756/KEM_F3114_C4AQ.pdf)
- [1092]—, “KEMET, Polypropylene Pulse/High Frequency Capacitors - A72, Polypropylene Film/Foil, Axial,” 2019 [Online]. Available: [https://pt.mouser.com/datasheet/2/212/1/KEM\\_F3039\\_A72\\_AXIAL-1101783.pdf](https://pt.mouser.com/datasheet/2/212/1/KEM_F3039_A72_AXIAL-1101783.pdf)
- [1093] J. R. Massing, M. Stefanello, H. A. Grundling, and H. Pinheiro, “Adaptive Current Control for Grid-Connected Converters With LCL Filter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 12, pp.4681–4693, Dec. 2012. DOI: 10.1109/TIE.2011.2177610.
- [1094] S. Bosch, J. Staiger, and H. Steinhart, “Predictive Current Control for an Active Power Filter With LCL-Filter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 6, pp.4943–4952, Jun. 2018. DOI: 10.1109/TIE.2017.2772176.
- [1095] R. Guzman, L. G. de Vicuna, A. Camacho, J. Miret, and J. M. Rey, “Receding-Horizon Model-Predictive Control for a Three-Phase VSI With an LCL Filter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 9, pp.6671–6680, Sep. 2019. DOI: 10.1109/TIE.2018.2877094.
- [1096]—, “Silicon Labs, Si8920 Data Sheet,” 2020 [Online]. Available: <https://www.silabs.com/documents/public/data-sheets/si8920-datasheet.pdf>
- [1097] A. Patel and M. Ferdowsi, “Current Sensing for Automotive Electronics—A Survey,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 8, pp.4108–4119, Oct. 2009. DOI: 10.1109/TVT.2009.2022081.
- [1098]—, “Vishay Dale, WSBM8518 Power Metal Strip ® Battery Shunt Resistor W/Molded Enclosure Very Low Value (50  $\mu\Omega$ , 100  $\mu\Omega$ , 125  $\mu\Omega$ , and 500  $\mu\Omega$ ),” 2021 [Online]. Available: <https://www.vishay.com/docs/31094/wsbm8518.pdf>
- [1099]—, “Analog Devices, AD2S1205, 12-Bit RDC with Reference Oscillator,” 2010 [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD2S1205.pdf>
- [1100]—, “Texas Instruments, TMS320F2837xD Dual-Core Microcontrollers,” 2021 [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/gpn/tms320f28379d>
- [1101] T. J. C. Sousa, V. Monteiro, B. Nova, F. Passos, J. Cunha, and J. L. Afonso, “Parallel Association of Power Semiconductors: An Experimental Evaluation with IGBTs and MOSFETs,” in *2019 International Young Engineers Forum (YEF-ECE)*, 2019, pp.8–13. DOI: 10.1109/YEF-ECE.2019.8740817.
- [1102]—, “Infineon Technologies AG, IKW40N120H3 IGBT,” 2014 [Online]. Available: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IKW40N120H3-DS-v02\\_01-EN.pdf?fileId=db3a304325305e6d012591d4832f7032](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IKW40N120H3-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=db3a304325305e6d012591d4832f7032)
- [1103]—, “Cree, C4D08120E Silicon Carbide Schottky Diode,” 2017 [Online]. Available: <https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/132/product/655/c4d08120e.pdf>
- [1104]—, “Littelfuse, TVS Diodes, Axial Leaded, 1500W > 1.5KE Series,” 2020 [Online]. Available: [https://m.littelfuse.com/~//media/electronics/datasheets/tvs\\_diodes/littelfuse\\_tvs\\_diode\\_1\\_5ke\\_data\\_sheet.pdf.pdf](https://m.littelfuse.com/~//media/electronics/datasheets/tvs_diodes/littelfuse_tvs_diode_1_5ke_data_sheet.pdf.pdf)
- [1105]—, “Infineon Technologies AG, 1EDI EiceDRIVER™ Compact Separate output variant for MOSFET,” 2015.
- [1106]—, “Murata Power Solutions, MGJ2 Series 5.2kVDC Isolated 2W Gate Drive DC-DC Converters,” 2020 [Online]. Available: <https://www.murata.com/products/productdata/8807029997598/kdc-mgj2.pdf?1610940608000>
- [1107]—, “Micrometals Powder Core Solutions, Part Number: OE-520026-2,” 2019 [Online]. Available: <https://datasheets.micrometals.com/OE-520026-2-DataSheet.pdf>
- [1108]—, “Vishay Roederstein, MKP1847 AC Filtering Metallized Polypropylene Film Capacitor, AC Filtering Radial

- Type,” 2021 [Online]. Available: <https://www.vishay.com/docs/28172/mkp1847ac.pdf>
- [1109] B. Li *et al.*, “Thermal Management of Electrified Propulsion System for Low-Carbon Vehicles,” *Automotive Innovation*, vol. 3, no. 4, pp.299–316, Dec. 2020. DOI: 10.1007/s42154-020-00124-y.
- [1110] —, “Aavid, Hi - Contact™ 4 - Pass Cold Plate,” 2018 [Online]. Available: [https://pt.mouser.com/datasheet/2/2/Aavid\\_01112021\\_Boyd\\_Hi\\_Contact\\_4\\_Pass-1953698.pdf](https://pt.mouser.com/datasheet/2/2/Aavid_01112021_Boyd_Hi_Contact_4_Pass-1953698.pdf)
- [1111] —, “Global Component Sourcing, GCS-017 Graphite heat spreader” [Online]. Available: <https://docs.rs-online.com/af1d/0900766b8142bbcb.pdf>
- [1112] —, “ON Semiconductor, FGY120T65SPD-F085 Field Stop Trench IGBT With Soft Fast Recovery Diode,” 2020 [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/fgy120t65spd-f085-d.pdf>
- [1113] —, “Murata Power Solutions, MEV1 Series 3kVDC Isolated 1W Single and Dual Output DC-DC Converters,” 2020 [Online]. Available: <https://www.murata.com/products/productdata/8807029899294/kdc-mev.pdf?1625801416000>
- [1114] —, “Microchip, Atmel ATmega640/V-1280/V-1281/V-2560/V-2561/V,” 2014 [Online]. Available: [https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/atmel-2549-8-bit-avr-microcontroller-atmega640-1280-1281-2560-2561\\_datasheet.pdf](https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/atmel-2549-8-bit-avr-microcontroller-atmega640-1280-1281-2560-2561_datasheet.pdf)