

Universidade do Minho

Tiago Fernando de Sousa Oliveira Alves de Carvalho

**Desenvolvimento de um Carregador de
Baterias para um Veículo Elétrico com
Base num Conversor Fonte de Corrente**

Dezembro de 2019



Universidade do Minho

Tiago Fernando de Sousa Oliveira Alves de Carvalho

Desenvolvimento de um Carregador de Baterias para um Veículo Elétrico com Base num Conversor Fonte de Corrente

Dissertação submetida na Universidade do Minho
para a obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e de
Computadores

Trabalho realizado sob orientação do
Doutor José Gabriel Oliveira Pinto

Dezembro de 2019

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

CC BY

<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>

DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE

Declaro ter atuado com integridade na elaboração do presente trabalho acadêmico 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.

Agradecimentos

A elaboração desta dissertação de mestrado só foi possível graças ao apoio de várias pessoas, amigos e família, e profissionais com qual trabalhei, aos quais quero endereçar os meus mais sinceros agradecimentos.

Quero agradecer em primeiro lugar ao meu orientador Doutor Gabriel Pinto por todo o apoio, dedicação, paciência e disponibilidade demonstradas. Deixo o meu agradecimento especial ao Doutor Bruno Exposto, por toda a ajuda, conselhos e paciência, pois disponibilizou grande parte do seu tempo para me orientar.

Um agradecimento especial ao engenheiro Luís Barros por todo o apoio e ajuda, bem como pela participação nas mais diversas fases desta dissertação. Os seus conselhos foram imprescindíveis para a finalização desta dissertação e com eles enriqueci bastante não só este documento, como também o conhecimento como engenheiro. Um obrigado ao engenheiro Tiago Sousa pelo apoio, compreensão e conselhos oferecidos numa das fases mais difíceis do desenvolvimento desta dissertação.

Aos meus grandes amigos João Manso, Luís Mota, César Salgado, Diogo Coutinho, André Leite e Nuno Passos quer pela ajuda no projeto, quer pela ajuda moral e motivacional prestadas ao longo deste projeto. Um obrigado sentido à Adriana Osório, que foi uma pessoa muito especial para mim e que me apoiou e aconselhou sempre que precisei.

Por fim, agradeço aos meus pais, às minhas irmãs, ao meu cunhado e à minha avó materna por todo o apoio, incentivo e esforços realizados para que eu tivesse a oportunidade de estudar, evoluir como pessoa e formar-me como engenheiro. Deixo também uma dedicação especial ao meu avô Mário, que apesar de não estar entre nós, me educou a ser uma melhor pessoa e sempre quis que eu me formasse como engenheiro.

Este trabalho de dissertação está enquadrado no projeto de IC&DT “*Quality4Power - Enhancing the Power Quality for Industry 4.0 in the era of Microgrids*”, financiado pela Fundação para a Ciência e Tecnologia, com a referência PTDC/EEI-EEE/28813/2017. Este trabalho de dissertação está enquadrado no projeto de IC&DT “*DAIPESEV – Development of Advanced Integrated Power Electronic Systems for Electric Vehicles*”, financiado pela Fundação para a Ciência e Tecnologia, com a referência PTDC/EEI-EEE/30382/2017.

Resumo

A emissão de gases poluentes para a atmosfera tem vindo a provocar alterações climáticas irreparáveis, levantando inúmeras questões relativas ao desenvolvimento sustentável para o futuro que se avizinha. Entre outros, a mobilidade de pessoas e bens apresenta-se como uma das principais origens deste problema. Com o intuito de mitigar este problema, a mobilidade elétrica tem vindo a ter uma presença cada vez mais assídua na sociedade de hoje em dia, proporcionando um meio de transporte com zero emissões. Contudo, a maior desvantagem deste conceito reside no sistema de armazenamento de energia, usualmente baterias eletroquímicas, resultando em autonomias baixas e tempos de carregamento elevados. Com o intuito de contribuir com o desenvolvimento tecnológico nesta área de investigação, o objeto de estudo desta dissertação teve como foco principal os sistemas de carregamento de baterias.

No presente documento de dissertação de mestrado são apresentados vários tipos de carregamento de baterias existentes no mercado, os seus princípios de funcionamento, bem como vantagens e desvantagens. Tendo em consideração estes últimos pontos, e com o intuito de contribuir com o desenvolvimento tecnológico nesta área, foi desenvolvido um conversor de eletrónica de potência para o carregamento de baterias de um veículo elétrico. O carregador de eletrónica de potência desenvolvido é trifásico de carregamento lento e unidirecional, tendo sido adotada uma topologia em fonte de corrente, possuindo uma bobina como elemento armazenador de energia, em vez dos típicos condensadores aplicados aos conversores do tipo fonte de tensão. Além das diferenças mencionadas anteriormente, o conversor fonte de corrente permite ajustar de forma dinâmica a corrente de carregamento da bateria, evitando o uso de um segundo conversor CC-CC para esse efeito. Foi utilizado um sistema de controlo para o conversor funcionar como carregador de baterias que tem com base a modulação vetorial.

O estudo e validação teórica do conversor de eletrónica de potência para o carregamento das baterias foi realizada com a ajuda da ferramenta de simulação PSIM. O desenvolvimento do protótipo e consequente validação experimental foi realizado em ambiente laboratorial, onde dispunha dos materiais e equipamentos necessários para a realização deste projeto.

Palavras-Chave: Carregamento de Baterias, Conversor Fonte Corrente, Eletrónica de Potência, Modulação Vetorial, Veículos Elétricos.

Abstract

The emission of gaseous pollutants into the atmosphere has been causing irreparable climate change, raising several issues regarding sustainable development for the near future. Among others, mobility presents itself as one of the main origins of this problem. In order to mitigate this problem, electric mobility has been an increasingly frequent presence in today's society, providing a means of transportation with zero emissions. However, the major disadvantage of this concept lies in the energy storage system, usually electrochemical batteries, imposing low autonomy and high charging times. To contribute to the technological development in this area of research, the study object of this dissertation was focused on battery charging systems.

In this Master Dissertation document are presented various types of battery charging systems existing in the market, its operating principles as well as advantages and disadvantages. Taking into consideration these last points, and with the intention of contributing to the technological development in this area, it was developed a power electronics converter to charge electric vehicle batteries. The developed power electronics converter is a three-phase, slow charging unidirectional device, with a current source topology having a coil as energy storage element instead of the typical capacitors applied in voltage source converters. In addition to these differences, the current source converter allows to dynamically adjust the battery charging current, avoiding the use of a secondary DC-DC converter for this purpose. A control system adapted to the converter was used, the main one being based in the space vector modulation.

The study and theoretical validation of the power electronic converter for battery charging was carried out with the help of the PSIM simulation tool. The development of the prototype and consequent experimental validation was performed in laboratory environment, where it had the necessary components and instruments for the realization of this project.

Keywords: Battery Chargers, Current Source Converter, Electric Vehicles, Power Electronics, Space Vector Modulation.

Índice

Agradecimentos	vi
Resumo	vii
Abstract	viii
Índice.....	ix
Lista de Figuras.....	xi
Lista de Tabelas	xiii
Acrónimos e Siglas.....	xiv
Nomenclatura	15
Capítulo 1 Introdução	1
1.1 Mobilidade Elétrica.....	1
1.2 Veículos Elétricos e Veículos de Combustão Interna	1
1.3 Legislações e Incentivos	2
1.4 Carregadores de Baterias para Veículos Elétricos no Mercado Atual.....	4
1.5 Enquadramento.....	6
1.6 Motivações.....	6
1.7 Organização da Dissertação.....	7
Capítulo 2 Veículos Elétricos e Tecnologias Associadas	9
2.1 Introdução.....	9
2.2 Tipos de Veículos Elétricos.....	9
2.2.1 Veículos Puramente Elétricos	10
2.2.2 Veículos Híbridos Elétricos	10
2.2.3 Veículos Híbridos Elétricos <i>Plug-In</i>	11
2.2.4 Veículos a Células de Combustível	12
2.2.5 Comparação dos Tipos de Veículos Elétricos	12
2.3 Modos de Carregamento de um Veículo Elétrico.....	13
2.4 Sistemas de Carregamento de Baterias.....	17
2.5 Funcionamento e Características das Baterias	18
2.6 Baterias utilizadas nos VEs	20
2.6.1 Bateria de Chumbo-Ácido.....	21
2.6.2 Bateria de Níquel Cádmio (NiCd).....	22
2.6.3 Bateria de Níquel-Hidreto Metálico (NiMh)	22
2.6.4 Bateria de Lítio (<i>Lithium-ion</i>)	23
2.6.5 Bateria de Polímero de Lítio	24
2.6.6 Comparação das Baterias	25
2.7 Potência em Habitações	26
2.8 Postos de Carregamento em Portugal	26
2.9 Conclusões	27
Capítulo 3 Estado da Arte dos Conversores Eletrónicos de Potência para o Carregamento de Veículos Elétricos	28
3.1 Introdução.....	28
3.2 Topologias dos Conversores de Potência.....	28
3.2.1 Conversor Fonte Tensão	28
3.2.2 Conversor Fonte Corrente	29
3.3 Níveis de um Conversor Fonte Corrente	31
3.3.1 Inversor Fonte Corrente de Dois Níveis.....	31
3.3.2 <i>Overvoltage clamp circuit</i>	34
3.4 Técnicas de Controlo	35
3.4.1 <i>Carrier-Based</i> PWM adaptado ao CSI.....	35
3.4.2 Modulação Vetorial	37
3.4.3 Amostragem Periódica	39
3.4.4 Controlo PI	40

3.4.5	Malha de Captura de Fase	40
3.5	Conclusões	42
Capítulo 4	Simulação do Conversor Fonte Corrente.....	44
4.1	Introdução.....	44
4.2	Captura de Malha de Fase (PLL).....	45
4.3	Modulação Vetorial	47
4.4	Controlo PI da Corrente no Barramento CC.....	49
4.5	Simulação do Conversor Fonte Corrente	50
4.5.1	Simulação com uma Fonte de Tensão como Carga	51
4.5.2	Simulação de um Modelo de uma Bateria como Carga.....	52
4.6	Conclusões	58
Capítulo 5	Sistema de Controlo e Hardware de Potência	60
5.1	Introdução.....	60
5.2	Sistema de Controlo	60
5.2.1	DSC e Placa de Suporte.....	60
5.2.2	Sensores de Tensão	62
5.2.3	Sensores de Corrente	63
5.2.4	Placa de Aquisição e Condicionamento de Sinal	64
5.2.5	Placa de Comando	66
5.2.6	Placa de DAC	67
5.2.7	Caixa de Comando	68
5.2.8	Algoritmo de Controlo	69
5.3	Hardware de Potência	74
5.3.1	Placa de <i>Drive</i> dos IGBTs.....	74
5.3.2	Placa de Potência (IGBTs).....	75
5.3.3	Placa do Braço Auxiliar de Proteção	78
5.3.4	Circuito de Potência do Carregador de Baterias.....	79
5.3.5	Filtro Passivo	80
5.4	Conclusões	81
Capítulo 6	Resultados Experimentais	82
6.1	Introdução.....	82
6.2	Resultados Experimentais da PLL	82
6.3	Resultados Experimentais do <i>Overlaptime</i>	84
6.4	Resultados Experimentais da Modulação Vetorial	86
6.5	Resultados Experimentais de Regulação da Corrente no Barramento CC	89
6.6	Resultados Experimentais do Carregamento de uma Bateria em Corrente Constante	93
6.7	Conclusão	97
Capítulo 7	Conclusões.....	98
7.1	Introdução.....	98
7.2	Sugestões de Trabalho Futuro	99
Lista de Referências	101

Lista de Figuras

Figura 1.1 – Carregador de VEs <i>Ultra Fast Charge Station</i> HV175 desenvolvido pela EFACEC [9].	5
Figura 1.2 – Exemplo do sistema <i>HomeCharger</i> desenvolvido pela Efacec [10].	5
Figura 2.1 – O Tesla Model 5 é um exemplo de um veículo puramente elétrico [14].	10
Figura 2.2 - Exemplar de um veículo híbrido elétrico. O Toyota Prius possui dois motores, um elétrico e um de combustão interna [17].	11
Figura 2.3 - Representação de carregamento do Modo 1.	14
Figura 2.4 - Representação de carregamento Modo 2.	14
Figura 2.5 - Representação do Modo 3.	15
Figura 2.6 - Tomada do Tipo 1: <i>Yazaki</i> [21].	15
Figura 2.7 - Tomada do Tipo 2: <i>Mennekes</i> [22].	15
Figura 2.8 - Tomada do Tipo 3: <i>Scame</i> [23].	16
Figura 2.9 - Representação de carregamento Modo 4.	16
Figura 2.10 – Modo de transferência de energia sem fios.	17
Figura 2.11 - Tipos de conversores CA-CC (carregadores) utilizado no carregamento de baterias.	18
Figura 2.12 - Bateria de chumbo-ácido (12 V/6,5 A) da marca <i>Elgin</i> tipicamente utilizada num VE [28].	21
Figura 2.13 - Pack de baterias níquel cádmio utilizado num VE [31].	22
Figura 2.14 – Conjunto de baterias níquel-hidreto metálico utilizado nos VE da marca Toyota. [32]	23
Figura 2.15 - Gráfico exemplo de um carregamento de uma célula do tipo lítio.	24
Figura 2.16 - Posto de carregamento da MOBI.E situado perto do Estádio D. Afonso Henriques em Guimarães [37].	26
Figura 3.1 - Constituição de um conversor eletrónico de potência utilizando a topologia VSI.	29
Figura 3.2 - Constituição de um conversor eletrónico de potência utilizando a topologia CSI.	30
Figura 3.3 - Conversor Fonte Corrente Monofásico de 2 níveis.	31
Figura 3.4 - Conversor Fonte Corrente Trifásico (três fios).	32
Figura 3.5 - Inversor Fonte Corrente Trifásico (quatro fios).	32
Figura 3.6 - Constituição de um IGBT com diodo antiparalelo adaptado para um Conversor Fonte Corrente: (a) Descrição do esquema elétrico; (b) Foto real do componente <i>Fairchild</i> FGA25N120ANTD [44].	33
Figura 3.7 - Representação do RB-IGBT (FGW85N60RB) desenvolvido pela Fuji Electric. (a) Esquema elétrico do circuito. (b) Foto do componente [45].	33
Figura 3.8 - <i>Overvoltage clamping circuit</i> inserido num inversor fonte de corrente.	34
Figura 3.9 - Braço auxiliar de proteção ativa.	35
Figura 3.10 - Circuito de comandos do inversor fonte tensão adaptado para o conversor fonte de corrente.	36
Figura 3.11 - Representação do espaço vetorial do Inversor Fonte de Corrente.	38
Figura 3.12 - Diagrama de blocos da amostragem periódica.	39
Figura 3.13 - Diagrama de blocos do controlador PI.	40
Figura 3.14 - Diagrama de blocos de um sistema de PLL.	40
Figura 3.15 - Diagrama de blocos da PLL do tipo p-q.	42
Figura 4.1 - Circuito de potência no modelo de simulação computacional.	44
Figura 4.2 - Circuito de controlo no modelo de simulação computacional.	44
Figura 4.3 - Diagrama de blocos da PLL.	45
Figura 4.4 - Circuito de teste da PLL implementado no bloco C.	46
Figura 4.5 - Onda sinusoidal da PLL da fase A sincronizada com a tensão da fase A.	46
Figura 4.6 - Sinal de saída do integrador (ωt).	47
Figura 4.7 - Ondas de saídas $f_{i\alpha}$ e $f_{i\beta}$ da função PLL.	47
Figura 4.8 - Simulação da Modulação Vetorial. Zona do sector ativo e respetivos IGBTs ativos.	49
Figura 4.9 - Controlo PI aplicado à corrente do barramento CC.	50
Figura 4.10 – Diagrama de blocos do sistema de controlo aplicado ao carregador.	51
Figura 4.11 - Fonte de tensão no barramento CC utilizada na simulação.	51
Figura 4.12 - Corrente no barramento CC com uma fonte de tensão como carga.	52
Figura 4.13 - Modelo de bateria utilizado na simulação.	53
Figura 4.14 - Variação da tensão da bateria ao longo do tempo da simulação computacional.	54
Figura 4.15 - Variação da corrente da bateria ao longo do tempo da simulação computacional.	55
Figura 4.16 - Correntes da fase <i>a</i> , <i>b</i> , e <i>c</i> à entrada do conversor (simulação de uma bateria como carga).	56
Figura 4.17 - Variação do erro alfa e beta ao longo do tempo no carregamento da bateria.	56

Figura 4.18 - Variação do sector ao longo do tempo no carregamento da bateria.....	57
Figura 4.19 – Gráfico da medição da potência antes e após o filtro passivo.....	58
Figura 5.1 - DSC TMS320F28335 da <i>Texas Instruments</i>	61
Figura 5.2 - Placa de Suporte do DSC.....	62
Figura 5.3 - Sensor de tensão CYHVS5-25A e a sua placa de adaptação.....	62
Figura 5.4 - Esquema elétrico do sensor de tensão CYHVS5-25A [55].....	63
Figura 5.5 - Sensor de corrente LEM LA 100-P e sua respetiva placa de adaptação.....	63
Figura 5.6 - Esquema elétrico do sensor de corrente LEM LA 100-P[56].....	64
Figura 5.7 - Placa de condicionamento de sinal.....	65
Figura 5.8 - Circuito de leitura de dados do ADC.....	65
Figura 5.9 - Placa de comando.....	67
Figura 5.10 - Placa de DAC desenvolvida no laboratório do GEPE.....	68
Figura 5.11 - Caixa de controlo utilizada no conversor de potência do carregador de baterias.....	69
Figura 5.12 - Fluxograma geral do funcionamento do carregador.....	70
Figura 5.13 - Fluxograma do funcionamento da modulação vetorial.....	71
Figura 5.14 – Fluxograma do método de carregamento da bateria.....	72
Figura 5.15 – Fluxograma de paragem de emergência.....	73
Figura 5.16 - Placa de <i>drive</i> dos IGBTs.....	74
Figura 5.17 - Circuito de potência do conversor.....	75
Figura 5.18 – Circuito do andar de potência constituído por IGBTs e as suas proteções (diodos e varistores).....	76
Figura 5.19 - Circuito de proteção de <i>gate</i> aplicado aos IGBTs.....	76
Figura 5.20 – Conversor CSI constituído por uma placa de potência fixada ao dissipador.....	77
Figura 5.21 – Braço auxiliar de proteção (a) Esquema elétrico da placa; (b) Placa e respetivo circuito de proteção de <i>gate</i>	78
Figura 5.22 - Esquema elétrico utilizado no carregador, constituído por um disjuntor trifásico e contactor de emergência para proteção.....	79
Figura 5.23 - Bobina utilizada no filtro passivo.....	80
Figura 6.1 - Nova teoria de controlo otimizado da PLL[48].....	83
Figura 6.2 - Tensões da fase <i>a</i> , <i>b</i> e <i>c</i> da rede elétrica ajustadas por um autotransformador (<i>variac</i>).....	83
Figura 6.3 - Sincronização da PLL da fase A com a tensão da fase A.....	84
Figura 6.4 – Ondas sinusoidais <i>a</i> , <i>b</i> e <i>c</i> geradas pela PLL.....	84
Figura 6.5 - <i>Overlap time</i> entre o IGBT S_1 e S_3	85
Figura 6.6 - Ativação dos IGBTs superiores do carregador.....	85
Figura 6.7 - Circuito de teste para a modulação vetorial com três resistências do lado da rede e uma fonte de tensão do lado do barramento CC.....	86
Figura 6.8 - Gráfico do resultado da malha de controlo com ωt limitado entre 0 e 2π e variação do <i>sector</i>	87
Figura 6.9 - Gráfico das variáveis de controlo do erro. A resultante de $f_i\beta$ com $I\alpha$ é o erro em α e a resultante de $(-f_i\alpha)$ e $I\beta$ é o erro em β	87
Figura 6.10 - Gráfico da corrente no barramento (<i>iCC</i>) no teste da modulação vetorial.....	88
Figura 6.11 - Gráfico das correntes nas fases <i>a</i> , <i>b</i> e <i>c</i> no teste da modulação vetorial.....	88
Figura 6.12 – Gráfico resultante do teste da modulação vetorial com correntes fase <i>a</i> , <i>b</i> e <i>c</i> em pormenor e a ativação dos sectores.....	89
Figura 6.13 - Circuito utilizado para simular o carregamento de uma bateria. Utilização de uma resistência e um condensador no barramento CC.....	90
Figura 6.14 - Gráfico da evolução temporal da tensão, <i>vCC</i> , e corrente, <i>iCC</i> , do barramento CC.....	90
Figura 6.15 - Gráfico do arranque do carregamento da tensão, <i>vCC</i> , e corrente, <i>iCC</i> , do barramento CC.....	91
Figura 6.16 - Gráfico das correntes das fases <i>a</i> , <i>b</i> e <i>c</i> no início do carregamento.....	92
Figura 6.17 - Gráfico da tensão e corrente da fase <i>a</i> no teste de carga resistiva com condensador.....	93
Figura 6.18 – Conjunto de baterias (IFP 36230218-100Ah) utilizado no teste de carregamento.....	94
Figura 6.19 – Circuito utilizado para efetuar o teste do carregamento de uma bateria.....	94
Figura 6.20 – Gráfico do resultado do carregamento de uma bateria. Tensão da bateria (<i>vCC</i>) e corrente de barramento (<i>iCC</i>).....	95
Figura 6.21 – Correntes da fase <i>a</i> , <i>b</i> e <i>c</i> no arranque do teste do carregamento de uma bateria.....	95
Figura 6.22 – Correntes das fases <i>a</i> , <i>b</i> e <i>c</i> à entrada do conversor em regime permanente no carregamento da bateria.....	96
Figura 6.23 – Gráfico da tensão e corrente da fase <i>a</i> no arranque do carregamento da bateria.....	96

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Características de um veículo elétrico e de um veículo de combustão interna [6].	2
Tabela 2 – Despachos e portarias referente às legislações de carregadores de baterias e VEs [7].	3
Tabela 3 – Comparação dos diferentes VEs existentes.	13
Tabela 4 – Características dos modos de carregamento [20].	13
Tabela 5 – Comparação das diferentes baterias utilizadas em VE [34].	25
Tabela 6 – Tabela de vetores e os respetivos semicondutores a serem acionados da modulação vetorial de um inversor tipo fonte corrente.	38
Tabela 7 – Características de um pack de baterias de um Nissan Leaf.	53
Tabela 8 – Características do pack de baterias no laboratório do GEPE [52].	53
Tabela 9 – <i>Flags</i> de emergência.	73
Tabela 10 – Análise da potência à entrada do conversor e no barramento com uma carga RC.	93
Tabela 11 – Análise da potência à entrada do conversor e no barramento com uma bateria como carga.	97

Acrónimos e Siglas

Acrónimo / Sigla	Significado
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSI	<i>Current Source Inverter</i> Inversor Fonte Corrente
DSC	<i>Digital Signal Controller</i> Controlador Digital de Sinal
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> Transistor Bipolar de Porta Isolada
PCR	Posto de Carregamento Rápido
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> Modulação por Largura de Pulso
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PI	<i>Proportional-Integral</i>
RB-IGBT	<i>Reverse-Blocking Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i> Modulação Vetorial
VCO	<i>Voltage-Controlled Oscillator</i>
VE	Veículo Elétrico
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> Inversor Fonte de Tensão

Nomenclatura

e_α	Erro no plano <i>alfa</i>	
e_β	Erro no plano <i>beta</i>	
f	Frequência da tensão da rede elétrica	Hz
f_a	Frequência de amostragem	Hz
fi_α	Resultante da transformada de Clarke no eixo de <i>alfa</i>	
fi_β	Resultante da transformada de Clarke no eixo de <i>beta</i>	
f_{sw}	Frequência de comutação	Hz
i_a	Corrente na fase A	A
i_b	Corrente na fase B	A
i_c	Corrente na fase C	A
i_{cc}	Corrente no barramento CC	A
i_α	Resultante da transformada de Clarke das correntes no eixo de <i>alfa</i>	A
i_β	Resultante da transformada de Clarke das correntes no eixo de <i>beta</i>	A
v_a	Tensão simples da fase A	V
v_b	Tensão simples da fase B	V
v_c	Tensão simples da fase C	V
v_{cc}	Tensão no barramento CC	V

Capítulo 1

Introdução

1.1 Mobilidade Elétrica na Sociedade

O aumento da poluição atmosférica é um fator que afeta não só a saúde e qualidade de vida como também põe em causa a sobrevivência de todas as espécies. Atualmente, cerca de 50% a 70% da poluição atmosférica é proveniente de veículos terrestres que são responsáveis, em grande parte, pela degradação da camada de ozono [1]. Considerando este dilema, o ser humano tentou atenuar esta evolução e colocar a sociedade e os ecossistemas em equilíbrio.

Antes de estas preocupações ambientais, em 1828 um cientista Húngaro, *Ányos Jedlik*, dava os primeiros passos na revolução industrial automóvel [2]. Desde este avanço até meados dos anos 90 do século XX vários cientistas e engenheiros europeus continuaram a melhorar o desempenho e autonomia dos veículos elétricos [3]. Perante esta evolução, grandes companhias tinham como objetivo atenuar a substituição de VEs (veículos elétricos) por veículos de combustão interna derivado de interesses económicos. Por consequente presenciou-se, não só um declínio de interesse em VEs, por parte dos consumidores, como também um declínio a nível da investigação e da produção. Já perto do século XX, o despertar das atenções para o aquecimento global e o seu efeito para a camada de ozono, obrigou a produção e a evolução dos veículos elétricos até ao presente [4].

1.2 Veículos Elétricos e Veículos de Combustão Interna

Analisando os VEs e os veículos de combustão interna, é necessário verificar as diferenças, as suas vantagens e desvantagens. Para o consumidor, o maior aspeto a ter em conta será sempre o custo associado. A energia elétrica é consideravelmente mais barata que o gasóleo, gasolina e gás natural, tal como se encontra evidenciado na Tabela 1. Adicionalmente, um VE apresenta uma maior eficiência, consumindo em média 170 Wh por quilómetro, enquanto que, em contrapartida, um veículo a gasolina possui um consumo de 980 Wh por quilómetro [5]. A manutenção é outro aspeto a ter em consideração, os motores elétricos têm menos custos de manutenção, não necessitando de mudanças de óleo frequentes e possuem uma baixa emissão de ruído sonoro que, eventualmente, poderá ser vista como uma desvantagem. O motor elétrico permite a travagem regenerativa. Uma funcionalidade que permite com que o motor funcione como gerador e aproveite parte da energia cinética do mesmo.

Com isto, a energia produzida durante a travagem do veículo, numa desaceleração ou até mesmo numa descida, permite recarregar as baterias do VE. Em contrapartida, no mercado atual, por norma, os VEs são mais caros que os veículos de combustão interna e terão uma menor autonomia que os veículos de combustão interna [6]. Outra grande questão em causa é o tempo de carregamento de energia. Para atestar o depósito de um veículo de combustão interna apenas são necessários alguns minutos e permite percorrer várias centenas de quilómetros. Por outro lado, o VE necessita de um posto de carregamento e de um tempo consideravelmente maior (variando do tipo de carregador) a completar uma carga completa.

Tabela 1 – Características de um veículo elétrico e de um veículo de combustão interna [6].

	Veículo Elétrico	Veículo de Combustão Interna
Emissões	Zero Emissões (diretamente)	Poluição/ gases efeito estufa
Fonte de Energia	Energia Elétrica	Petróleo
Autonomia	Entre 160 a 400 km	Entre 700 a 950 km
Tempo para abastecer/carregar	Entre 30 minutos e 8 horas	Entre 2 a 5 minutos
Custo por 100 km	Entre 1,5 e 4,5 euros	Entre 6 a 7,2 euros

Analisando os dados fornecidos pela Tabela 1, é possível reparar que o tempo de carregamento poderá variar entre 30 minutos a 8 horas, relativamente a um VE. Já os veículos de combustão interna possuem um menor intervalo (entre 2 a 5 minutos).

Verificadas estas condições, é necessário que os carregadores de baterias sejam eficientes e façam o carregamento no menor intervalo de tempo possível. Seguindo estas duas motivações, surgiu a necessidade de complementar novas topologias de carregamentos para as baterias dos VEs.

1.3 Legislações e Incentivos

À medida que a tecnologia dos VEs foi aumentando, houve uma necessidade de criar certas regras e legislações. Surgiram várias questões relacionadas com os VEs, entre as quais: “*Onde carregar as baterias?*”; “*Quais os impostos a aplicar?*”; “*Devido à sua autonomia, terão outros modos de acessibilidade?*” etc.

Com estas questões, foram aplicadas várias normas para a legislação dos VEs [7]. Na Tabela 2 podem ser consultadas as normas que definem o enquadramento e respetivos procedimentos aplicáveis à mobilidade elétrica e seus agentes.

Tabela 2 – Despachos e portarias referente às legislações de carregadores de baterias e VEs [7].

Despacho/Portaria	Descrição
n.º8809/2015	Integra o Plano de Ação para a Mobilidade Elétrica, as localizações dos postos de carregamento rápido e normal, da fase piloto da rede MOBI.E, ainda por instalar e transmissão temporária da titularidade desses pontos de carregamento da rede piloto da mobilidade elétrica e dos já instalados para a entidade gestora da rede de mobilidade elétrica
n.º240/2015	Fixa o valor das taxas devidas pela apreciação do pedido, e efetivação, do registo de comercialização de eletricidade para a mobilidade elétrica, pela emissão da licença de operação de pontos de carregamento e pela realização das inspeções periódicas.
n.º241/2015	Estabelece os requisitos técnicos a que fica sujeita a atribuição de licença para o exercício da atividade de operação de pontos de carregamento da rede de mobilidade elétrica, bem como algumas regras procedimentais aplicáveis à instrução do respetivo requerimento.
n.º220/2016	Estabelece as potências mínimas e as regras técnicas a que devem satisfazer as instalações de carregamento de veículos elétricos em edifícios e outras operações urbanísticas, que disponham de locais de estacionamento abrangidos.
n.º221/2016	Estabelece as regras aplicáveis à instalação e funcionamento dos pontos de carregamento de baterias de VEs, bem como as regras aplicáveis à instalação e funcionamento dos pontos de carregamento devem cumprir obrigatoriamente com os requisitos técnicos e funcionais previstos para os contadores inteligentes.
n.º222/2016	Estabelece os termos aplicáveis às licenças de utilização privativa do domínio público, para a instalação de pontos de carregamento de baterias de VEs em locais públicos de acesso público no domínio público, nomeadamente quando estejam em causa áreas integradas no domínio hídrico.
n.º231/2016	Estabelece a cobertura, as condições e o capital mínimo do seguro obrigatório de responsabilidade civil das atividades de comercialização de eletricidade para a mobilidade elétrica e de operação de pontos de carregamento para a mobilidade elétrica.

A maior parte destas legislações foram aplicadas em 2015 devido ao aumento de VEs em circulação em Portugal. A crescente deste tipo de veículos em circulação obrigou à aplicação de várias regras.

Já em Portugal, o governo aplicou uma medida de modo a que fossem adquiridos VEs. Este incentivo ocorreu em 2017, recebeu cerca de 1266 candidaturas e foram atribuídos 976 incentivos. O incentivo pela introdução no consumo de veículos de baixas emissões é traduzido na forma de atribuição no valor de € 2,250, na aquisição de um veículo 100% elétrico novo, sem matrícula. Outro incentivo, foi apresentado em Diário da República, o Despacho n° 1607/2018, que regulamenta a atribuição do Incentivo pela Introdução no Consumo de Veículos de Baixas Emissões durante o ano de 2018 [8].

1.4 Carregadores de Baterias para Veículos Elétricos no Mercado Atual

Os atuais carregadores para VEs foram e são objeto de bastante estudo e evolução. No mercado atual, as principais características de um carregador são a rapidez de carregamento e a sua potência. Os carregadores podem ser classificados em dois tipos: *on-board* ou *off-board*. Os carregadores *on-board* estão inseridos no próprio VE, recebem a energia do posto de carregamento e carregam a bateria do VE. Os carregadores *off-board* estão inseridos no próprio posto de carregamento e carregam a bateria do veículo diretamente através de corrente contínua.

A EFACEC, uma empresa portuguesa conceituada no desenvolvimento de soluções de eletrónica de potência, tem vindo a apostar cada vez mais na mobilidade elétrica ao longo dos últimos anos, desenvolvendo carregadores de eletrónica de potência para VEs. Um dos mais recentes carregadores desenvolvidos é o *Ultra Fast Charge Station HV175* representado na Figura 1.1.



Figura 1.1 – Carregador de VEs *Ultra Fast Charge Station* HV175 desenvolvido pela EFACEC [9].

Este carregador trifásico de baterias para um VE fornece uma corrente máxima de 175 A e uma potência nominal de 161 kW. Além de possuir uma eficiência superior a 95%, este utiliza a tecnologia *DC-Link*, descrita mais à frente. Existem mais dois modelos do tipo *Ultra Fast Charge Station*, o HV160 e o HV360. As diferenças nos modelos variam na potência, tamanho e entradas de tomadas [9]. Estes postos de carregamento são aplicados como postos públicos ou são inseridos em empresas ou organizações que necessitem de carregar as baterias das viaturas elétricas.

Na área de carregamento de baterias residencial, a EFACEC possui no atual mercado uns carregadores chamados *HomeCharger*. Um exemplo desta solução pode ser visto na Figura 1.2.



Figura 1.2 – Exemplo do sistema *HomeCharger* desenvolvido pela Efacec [10].

O *HomeCharger* da EFACEC possui vários modelos de diferentes potências. O de menor potência é o HC3, tem uma corrente nominal de 16 A e uma potência de 3,7 kVA. Já o de maior potência é o HC22, que possui uma corrente nominal de 32 A e uma potência nominal de 22 kVA. Permitem o Tipo 1 e Tipo 2 de tomada de carregamento e a gama abrange carregamentos lentos e médios [10].

1.5 Enquadramento

O tema desta dissertação de mestrado foca-se na evolução e exploração de novos carregadores de baterias para VEs. Atualmente, os VEs, têm vindo a despertar cada vez mais o interesse e a curiosidade de um público alargado. Apesar de terem desenvolvido várias metodologias para garantir que os veículos de combustão interna não emitam tanta poluição atmosférica e consigam um maior desempenho com o mínimo de consumo, os VEs são veículos que não poluem diretamente o ambiente, garantido um auxílio no combate à poluição atmosférica [3]. Além deste aspeto, os VEs têm-se intrometido cada vez mais nas escolhas dos clientes na altura de adquirir um novo veículo. Assim o estudo insere-se sobre uma das suas maiores desvantagens dos veículos elétricos: a autonomia. Atualmente, a autonomia, o preço e a rapidez de carregamento da bateria são as maiores desvantagens de um VE. Identificadas as desvantagens, cabe aos engenheiros e cientistas procurar soluções para estes problemas.

Existindo vários tipos de carregadores de baterias de VEs no atual mercado, o objeto de estudo é um carregador trifásico utilizando uma diferente topologia. A maior parte dos atuais carregadores de baterias para VEs, utiliza a topologia VSI (*Voltage Source Inverter*), que garante fiabilidade e baixo custo de construção. Sendo a topologia CSI (*Current Source Inverter*) pouco conhecida e utilizada, esta garante outros tipos de resultados e desempenhos em relação à topologia VSI [11]. Considerando a condição das baterias do automóvel, a topologia CSI garante uma corrente constante no carregamento da bateria sem a necessidade de um segundo conversor CC-CC.

1.6 Motivações

A mobilidade elétrica é um tema cada vez mais presente e em crescimento na atual sociedade. Os VEs surgiram como alternativa aos veículos de combustão interna e possuem uma série de vantagens e desvantagens. Vista como a sua maior desvantagem, a autonomia está relacionada com velocidade de carregamento da bateria. No mercado existem vários tipos de carregadores que permitem carregar baterias rapidamente e de formas mais eficiente e outras que não possuem tanto rendimento.

Grande parte destes carregadores de baterias utilizam a topologia VSI. É uma tecnologia que garante fiabilidade e desempenho no carregamento de baterias. Paralelamente, a tecnologia CSI tem sido pouca utilizada no mercado.

Assim apresentado os factos referidos em cima, esta dissertação segue as seguintes motivações:

- O aumento dos tipos de carregadores de baterias para automóveis elétricos.

- Contribuição no conhecimento da topologia CSI nos conversores assim como as suas limitações e potencialidades.
- Investigar se o carregador de topologia CSI é uma solução viável a nível de produção de mercado.

A nível pessoal pretende-se aprender e aumentar os conhecimentos relacionados com o carregador de baterias e as diferenças entre topologias, assim como todos os passos executados no desenvolvimento do carregador.

1.7 Organização da Dissertação

O documento da dissertação está estruturado em sete capítulos. No presente capítulo, o primeiro, é realizada uma abordagem à mobilidade elétrica, como esta evoluiu e continua a evoluir. De seguida, é explicado em detalhe a legislação e incentivos relacionados com os VEs. Depois são apresentados alguns carregadores disponíveis no mercado e por fim, é realizado um enquadramento da dissertação e das motivações.

No Capítulo 2 é apresentado o estado de arte sobre carregadores para os VEs e toda a sua tecnologia envolvente. São apresentados os vários tipos de VEs, os vários modos de carregamento de um VE, as diferentes topologias dos conversores e ainda é realizado um estudo detalhado sobre as baterias utilizadas nos VEs. No final deste capítulo, é feita uma referência aos carregadores em edifícios residenciais e postos públicos.

Sobre o terceiro capítulo, é feito um estudo alargado sobre o conversor CSI. As suas características e tipos, são objeto de análise neste capítulo. Com esta análise, é realizada uma comparação detalhada com os conversores VSI. Por fim, são analisadas as técnicas de controlo úteis ao desenvolvimento do carregador.

No decorrer do quarto capítulo, são descritas as simulações computacionais do conversor de potência para o carregador de baterias. Este capítulo foi essencial no estudo e planificação de como o conversor de eletrónica de potência deve ser construído e do tipo de controlo aplicado. São descritos vários ensaios em diferentes condições de operação de modo a caracterizar o funcionamento do carregador.

No capítulo 5 é apresentado o sistema de controlo aplicado ao conversor e o *hardware* utilizado para a conceção do carregador. O sistema de controlo utilizado provém do estudo realizado do estado de arte e das simulações computacionais apresentadas no Capítulo 4. Uma parte do *hardware* foi reaproveitado de trabalhos de investigação anteriores, tendo sido necessário proceder a várias alterações, de forma a alcançar o objetivo predefinido: a validação experimental do conversor de

eletrónica de potência para carregamento de baterias de um VE com base num conversor fonte de corrente. Todas as placas e componentes necessários ao conversor encontram-se explicados sucintamente neste capítulo.

No capítulo 6, são apresentados os resultados experimentais do conversor. É feita uma análise sobre os resultados de tensão, corrente e potência do conversor. Além destes resultados, é verificado o comportamento das variáveis de controlo. Por fim é feita uma análise dos resultados sobre as diferentes condições de operação

O último capítulo, 7, são apresentadas as principais conclusões em relação ao trabalho realizado ao longo da dissertação. É feito um resumo sobre o que foi proposto, uma discussão dos resultados obtidos e ainda uma reflexão sobre o que pode ser melhorado num trabalho futuro.

Capítulo 2

Veículos Elétricos e Tecnologias Associadas

2.1 Introdução

Os conversores de eletrónica de potência, através de dispositivos semicondutores, ajustam os níveis de tensão, corrente e frequência conforme as aplicações desejadas. Apresentam aplicações em diversos sistemas eletrónicos, incluindo equipamentos de informática, multimédia, comunicações e sistemas industriais de altas potências [12]. Assim a eletrónica de potência é uma área de investigação que envolve quatro campos básicos: eletrónica, potência, controlo e informática.

Neste capítulo são abordados conceitos relacionados com os VEs e os sistemas de carregamento. Relativamente aos VEs, realizou-se um estudo das topologias existentes, desde dos puramente elétricos aos híbridos, realçando as características de cada um. Por sua vez, foram estudadas as tecnologias de baterias eletroquímicas mais comuns nos VEs, bem como os sistemas de carregamento existentes no mercado. Este estudo foi complementado com as técnicas de controlo para o correto carregamento das baterias dos VEs, já com o intuito de serem implementadas num conversor de eletrónica de potência em fonte de corrente. Uma vez consolidados estes conceitos, foram analisadas as diferentes técnicas de controlo de forma a serem adotadas para a implementação do protótipo experimental

2.2 Tipos de Veículos Elétricos

O princípio de funcionamento de um VE é utilizar a energia elétrica como fonte de energia e o motor elétrico para se mover, em vez de combustíveis fósseis e motores de combustão interna. Existem diferentes tipos de VEs, os puramente elétricos que utilizam a energia elétrica das baterias como fonte de alimentação, os híbridos que combinam um motor elétrico com um motor de combustão interna e, os híbridos *plug-in* que têm uma arquitetura semelhante à dos híbridos com a particularidade de as baterias poderem ser carregadas através de uma fonte externa. Por fim, existem os veículos alimentados a células de combustível, que combinam a transformação de hidrogénio em energia elétrica que por sua vez carrega as baterias alojadas no veículo [13]. Nos seguintes subcapítulos são explicadas as diferenças deste tipo de veículos.

2.2.1 Veículos Puramente Elétricos

Um VE é caracterizado como um veículo que, para se deslocar, utiliza o motor elétrico alimentado pelo conjunto de baterias a bordo. As baterias são carregadas através de um carregador de baterias apropriado que se encontra ligado à rede elétrica. Relativamente aos conversores de eletrónica de potência para o carregamento de baterias, estes podem ser caracterizados por *on-board*, caso se encontrem no veículo, ou *off-board*, no caso de se encontrarem fora do VE. Não obstante, alguns VEs possuem travagem regenerativa, que permitem devolver energia à bateria enquanto o veículo desacelera. Na Figura 2.1 é possível verificar o exemplo de um veículo elétrico.



Figura 2.1 – O Tesla Model S é um exemplo de um veículo puramente elétrico [14].

A configuração de um VE consiste num pack de baterias e num controlador de motor que fornecem a energia necessária para o motor elétrico, que por sua vez fornece a tração necessária às rodas.

Atualmente, muitos dos VEs utilizam um motor síncrono de ímanes permanentes que pode também ser utilizado como gerador para recarregar as baterias quando o veículo se encontra em processo de desaceleração, isto é, a travagem é feita com o motor. Tal como referido anteriormente, durante a travagem regenerativa o motor irá atuar como gerador e recarregar as baterias ao mesmo tempo que desacelera o veículo. No entanto, o veículo também possui travões mecânicos para que seja possível imobilizar o veículo numa situação em que seja necessário [15].

2.2.2 Veículos Híbridos Elétricos

Um veículo híbrido elétrico é composto por uma junção de tecnologia de um VE e de um veículo de combustão interna. Este tipo de veículos possui um conjunto de baterias, um controlador de motor, um motor elétrico, um motor de combustão interna e um conjunto de partes mecânica relacionadas com este mesmo. As baterias são carregadas através do motor de combustão interna e gerador, não

existindo carregamento por via externa. O componente principal de eletrônica de potência utilizado é o conversor CC-CA que fornece alimentação trifásica a um motor síncrono de ímanes permanentes [16]. Um exemplar deste tipo de veículos é o Toyota Prius e pode ser visto na Figura 2.2.



Figura 2.2 - Exemplar de um veículo híbrido elétrico. O Toyota Prius possui dois motores, um elétrico e um de combustão interna [17].

Este automóvel (híbrido-elétrico) utiliza dois motores/geradores síncronos de ímanes permanentes, um de 10 kW e outro de 50 kW. As baterias estão conectadas a um conversor CA-CC, que está ligado aos motores/geradores. O conversor utilizado é bidirecional o que permite que as baterias sejam carregadas e que os motores sejam alimentados quando for necessário.

O sistema deste automóvel, opera num modo de transmissão continuamente variável em que a relação de transmissão da caixa de velocidades é determinada pela energia transferida pelas baterias, pelo motor/gerador e pelo motor de combustão interna. Tal como nos VEs, as baterias podem ser recarregadas regenerativamente através do motor elétrico de 10 kW quando este se encontra a funcionar como gerador [16].

2.2.3 Veículos Híbridos Elétricos *Plug-In*

Os veículos híbridos elétricos *plug-in* são constituídos pelos mesmos componentes base dos veículos híbridos-elétricos, no entanto, ao contrário deles, estes têm a capacidade de serem carregados por uma fonte externa. Desta forma, estes normalmente têm incorporado um conversor CA-CC para fazer a transformação da energia fornecida pela rede elétrica para que se possam carregar as baterias. As baterias podem também ser diretamente carregadas através, por exemplo, de uma fonte de energia solar, sendo necessário um conversor CC-CC, ou através de uma fonte de energia eólica utilizando assim um conversor CA-CC. Normalmente os veículos híbridos elétricos *plug-in* têm baterias com uma capacidade superior aos veículos híbridos elétricos, no entanto, a grande vantagem

é que podem operar unicamente a partir do motor elétrico garantindo assim uma redução no consumo de combustíveis fósseis. O carregamento é feito de forma unidirecional, havendo apenas transmissão de energia da rede elétrica para o conjunto de baterias [18].

2.2.4 Veículos a Células de Combustível

Os veículos a células de combustível utilizam o hidrogénio como combustível para produzir eletricidade e a partir desta alimentar o motor elétrico de tração. Como utilizam uma reação química (isotérmica) para produzir energia elétrica através do hidrogénio não fazem a combustão do combustível, sendo assim livres de emissões poluentes. Estes possuem uma configuração bastante parecida com os VEs, no entanto, como são movidos através de células de combustível necessitam de um tanque de hidrogénio pressurizado que alimenta as células. Para que este processo seja possível é necessário um conversor CC-CC para carregar as baterias. À semelhança dos VEs puramente elétricos, também é possível recuperar energia para as baterias através da travagem regenerativa [18]. Atualmente, a Toyota lançou alguns protótipos de veículos de células de combustível.

2.2.5 Comparação dos Tipos de Veículos Elétricos

Apresentados os tipos de veículos presentes no mercado e protótipos a desenvolver, é importante verificar as suas características. O estudo dos diferentes tipos de VEs é necessário para entender o funcionamento destes veículos. Os seus modos de carregamentos interferem na topologia e características dos carregadores. Estes possuem várias características já referidas anteriormente, como a autonomia, emissões, rentabilidade, etc. Essas diferenças podem ser vistas na Tabela 3-

Tabela 3 – Comparação dos diferentes VEs existentes.

Tipo de VEs	Elétrico	Híbrido-Elétrico	Célula de Combustível
Propulsão	Motor Elétrico	Motor Elétrico / Combustão Interna	Motor Elétrico
Sistema de Armazenamento de Energia	Baterias / Ultracondensadores	Baterias / Ultracondensadores / Combustível Fóssil	Células de Combustível / Bateria
Fonte de Energia	Rede Elétrica	Rede Elétrica / Postos de Combustível	Postos (carregadores) de Hidrogénio
Autonomia	Baixa	Alta	Alta
Custo	Elevado (inicial)	Baixo (fonte de energia mais cara)	Elevado (inicial)
Emissões	Sem emissões	Baixas Emissões	Sem emissões
Eficiência	Alta	Alta (comparando com veículos de combustão interna)	Alta
Disponibilidade no Mercado	Disponível	Disponível	Em Desenvolvimento

2.3 Modos de Carregamento de um Veículo Elétrico

O modo de carregamento dos VEs é um tema em constante evolução e investigação. Desta forma, ocorreu a normalização dos diferentes modos de carga, dando assim lugar a diferentes modos de carregamento, existindo, atualmente, 4 modos [10,11]. Estes modos de carregamento possuem diferentes características tais como rapidez de carregamento, potência e tipo de sistema como é possível verificar na Tabela 4.

Tabela 4 – Características dos modos de carregamento [20].

	Modo 1	Modo 2	Modo 3	Modo 4
Tipo de Carregamento	Lento	Normal	Semirrápido / Rápido	Rápido
Corrente Máxima	16 A	32 A	250 A	400 A
Sistema	Monofásico ou Trifásico	Monofásico ou Trifásico	Monofásico ou Trifásico	CC

Os diferentes modos de carregamento podem ser descritos da seguinte maneira:

O **Modo 1** (Figura 2.3) é designado por modo de carregamento residencial. É o carregador de baterias mais prático e comum, carrega em qualquer local com uma tensão monofásica ou trifásica. Possui a vantagem de poder carregar em qualquer tomada residencial, mas também possui a desvantagem de estar limitado a 16 A e daí ser considerado de modo de carregamento lento.



Figura 2.3 - Representação de carregamento do Modo 1.

O **Modo 2** (Figura 2.4) é um tipo de carregamento em que o sistema eletrónico e a proteção elétrica estão instaladas numa *Control Box* (ICCB). Esta está inserida numa das extremidades do cabo de ligação onde de um lado é uma ficha normalizada (tomada doméstica ou industrial) para ligação à rede elétrica e na outra extremidade do cabo existe uma ficha de modo 3 (Figura 2.8) para ligar ao veículo, sendo o circuito entre o VE e a ICCB percorrido pelo “piloto de controlo” como pode ser visto a tracejado na Figura 2.4. O tipo de velocidade de carregamento é considerado como “normal” e está limitado a 32 A.

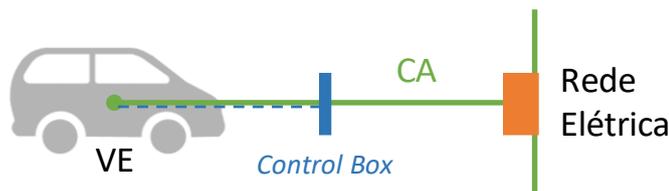


Figura 2.4 - Representação de carregamento Modo 2.

O carregamento do **Modo 3** (Figura 2.5) consiste num sistema de fornecimento de energia em corrente alternada, especificamente desenvolvido para VEs. Este sistema tem como objetivo aumentar a segurança do processo de carregamento de um VE e reduzir o risco de eventuais erros humanos. A comunicação é realizada entre o posto de carregamento e o veículo. Este modo é constituído por alguns elementos fundamentais:

- Tomadas e fichas de fornecimento dedicadas especialmente para o carregamento dos VEs que incluem os condutores de fase, neutro, terra de proteção, condutor do sinal de “piloto de controlo” (*Control Pilot*) (como pode ser visto na Figura 2.5 a tracejado) e sensor de inserção de ficha na tomada. Estas tomadas têm um mecanismo de encaixe próprio.
- Um sistema eletrónico através do condutor de “piloto de controlo” que permite uma pequena comunicação entre o carro e o carregador através de um contínuo estabelecimento de um sinal de comunicação. Este sistema permite ainda, que seja estabelecido um limite de corrente

consumido pelo veículo, em função das condições da tomada de fornecimento e das condições da instalação elétrica a montante.

- Em caso do não cumprimento destas condições o que poderá levar a uma falha em alguma parte do circuito o sistema não permitirá o carregamento. O controlo irá atuar na alimentação, levando a um corte do circuito.



Figura 2.5 - Representação do Modo 3.

Os diferentes modos de carregamentos verificam diferentes tipos de tomadas para os carregamentos. Existem 3 tipos de tomadas e as características variam de marca em marca.

- Tomada Tipo 1 “Yazaki” (Figura 2.6) – Utilizada no Japão e EUA e pelas marcas Nissan Leaf, Mitsubishi Imiev, Citroen C-Zero e Peugeot I-On. É projetada para dois sistemas monofásicos. Um de 120 V até 16 A e outro de 240 V até 80 A.



Figura 2.6 - Tomada do Tipo 1: Yazaki [21].

- Tomada Tipo 2 “Mennekes” (Figura 2.7) – Utilizada pelos países Europeus. Marcas que adotam esta tomada são: Smart, BWM I3 e o I8, Renault, Volkswagen, Volvo e maior parte dos carros produzidos na Europa. Está capacitada para ligações monofásicas de 230 V com correntes de carga de 16 A (3.7 kW) e para ligações trifásicas de 400 V com correntes até 63 A (cerca de 43 kW).



Figura 2.7 - Tomada do Tipo 2: Mennekes[22].

- Tomada Tipo 3 “*Scame*” (Figura 2.8) – é uma proposta a ser utilizada na Europa. Esta solução é definida por uma tomada monofásica ou trifásica até 22kW (32 A p/fase).



Figura 2.8 - Tomada do Tipo 3: *Scame*[23].

O **Modo 4** (Figura 2.9) consiste numa ligação indireta do VE à rede de alimentação. Neste modo as baterias estão ligadas diretamente ao conversor do ponto de carga. O controlo é feito diretamente entre o veículo e o conversor, sendo assim o BMS (*Battery Management System* - Sistema de Gestão de Baterias) do carro é controlado desde o ponto de carga.

Um dos exemplos do Modo 4 são os carregadores rápidos CC (corrente contínua) que alimentam a bateria do veículo diretamente em CC. Normalmente estes postos de carregamento contêm um conversor de energia de CA para CC. Se as baterias o permitirem podem ser carregadas desta forma.

A norma em utilização para o Modo 4 é de uma associação Japonesa de nome *Chademo*. Esta norma está a ser usada pela Nissan e Mitsubishi. É utilizado no carregamento rápido para carregar baterias de VEs e fornece até 62,5 kW em tensão até 500 V CC e corrente até 125 A, através de uma ficha especial.

No caso de carregamento rápido para veículos europeus a norma a ser utilizada para carregamentos em modo 4 é chamado *Combo*. O ponto de carregamento é constituído por um armário e um cabo ligado a este. Durante o carregamento é o veículo que controla o carregador, através de comunicação inserida no cabo. Assim, não há perigo de o carregador injetar corrente de forma nociva para o veículo, sendo assim possível atingir 80% da carga em apenas meia hora.



Figura 2.9 - Representação de carregamento Modo 4.

Outro modo de carregamento é o carregamento via indução (Figura 2.10). O princípio base de funcionamento deste sistema é o eletromagnetismo. Para uma eficiente transferência de energia é necessária uma alta frequência de ressonância preferencialmente na ordem dos 100 kHz. A alta frequência resulta numa quantidade substancial de perdas nos circuitos de eletrónica de potência.

Como tal, deve-se utilizar uma comutação suave. Neste tipo de comutação, a ressonância é usada para atingir altas frequências de saída diminuindo assim as altas perdas de comutação. O rendimento deste tipo de aparelhos ronda os 90% com uma distância entre o emissor e recetor na ordem dos 20 cm [24]. O primário é colocado no solo e o secundário está sob o veículo, no chassi. Aplicado à mobilidade elétrica, este tipo de transferência de energia permite realizar o carregamento totalmente automatizado. Os sistemas são colocados no local de estacionamento e iniciam o carregamento automaticamente, após o utilizador dar ordem para carregar. Sem necessidade de utilizar cabos ou outros equipamentos. A comunicação entre o veículo e as infraestruturas de recarga é efetuada recorrendo a uma tecnologia sem fios, onde o controlador envia à central a informação necessária para a realização do recarregamento, em segurança.



Figura 2.10 – Modo de transferência de energia sem fios.

2.4 Sistemas de Carregamento de Baterias

Os sistemas de carregamento de baterias são definidos como dispositivos eletrónicos que realizam o carregamento de uma ou mais baterias simultaneamente, de acordo com os requisitos de cada bateria. Uma má utilização pode resultar em danos da bateria ou na redução da sua vida útil.

Quando um veículo é conectado à rede elétrica, teoricamente é possível ter um fluxo de energia bidirecional. Nesta relação entre o VE e a rede elétrica (habitação ou posto de carregamento público) está inserido o processo das *Smart Grids*. Neste contexto, o processo de carregamento ou descarregamento das baterias do VE pode ser feito de duas maneiras: coordenada ou descoordenada. O conceito coordenado consiste no carregamento ou descarregamento das baterias de acordo com as capacidades da rede elétrica, em tempo real, e as necessidades do proprietário do veículo. Neste contexto, os diferentes parâmetros são levados em conta, principalmente o preço da energia e a energia restante armazenada nas baterias. Por outro lado, no conceito não coordenado, a partir do momento em que o veículo é ligado à rede elétrica, o carregamento é iniciado imediatamente ou após um atraso de tempo fixo (controlado pelo utilizador). Isso muitas vezes pode resultar em problemas na rede elétrica devido ao grande número de veículos a serem carregados, o que resulta num alto consumo de energia em simultâneo (potência muito elevada). No entanto, atualmente, o processo de carregamento das baterias é realizado sem qualquer tipo de coordenação entre os veículos e a rede elétrica.

Alguns veículos permitem que as suas baterias sejam carregadas através de sistemas de carregamento de baterias (por exemplo, estações de carregamento público), mas quase todos os veículos estão equipados com um sistema de carregamento de baterias a bordo. Este sistema é composto por um conversor de energia CA-CC, controlado para preservar a vida útil da bateria, monitorizando o seu estado durante o processo de carga e descarga [25]. A Figura 2.11 apresenta os diferentes tipos de conversores CA-CC que podem ser utilizados em sistemas de carregamento de baterias para VEs.

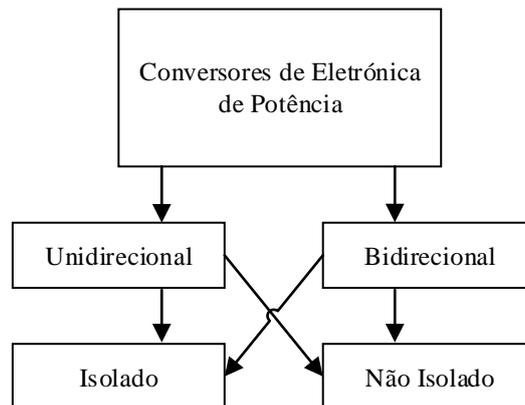


Figura 2.11 - Tipos de conversores CA-CC (carregadores) utilizado no carregamento de baterias.

As topologias dos sistemas de carregamento de baterias são na maioria das vezes formadas por um conversor CA-CC, seguido por um conversor CC-CC. O conversor CA-CC é usado para retificar a tensão alternada da rede para contínua e o conversor CC-CC ajusta a tensão retificada para um nível adequado para as baterias, controlando também o processo de carga. Naturalmente, ambos os conversores podem ter diferentes topologias, permitindo um fluxo de energia bidirecional ou mesmo um isolamento entre eles, como demonstrado na Figura 2.11.

2.5 Funcionamento e Características das Baterias

As baterias utilizadas nos VEs são bastante diferentes das que são utilizadas nos dispositivos eletrónicos de menor potência, pois são desenhadas para aguentar grandes quantidades de potência dentro de um tamanho e peso limite, por um preço relativamente acessível. Nos VEs puramente elétricos, as baterias são a sua única fonte de energia, e por sua vez, o componente com o maior custo, peso e volume. Nos veículos híbridos-elétricos e híbridos-elétricos *plug-in*, as baterias devem receber ou fornecer energia de forma contínua, o que as torna também num componente chave nos mesmos [26]. Tendo em conta estes aspetos, é necessário que as baterias possuam uma série de requisitos:

- Autonomia suficiente para garantir uma viagem considerável. Atualmente os VEs de alta gama possuem uma autonomia até 400 km;
- Uma capacidade de potência elevada o suficiente para garantir uma boa aceleração e que aceite carregamento rápido por uma questão de conveniência;
- Um ciclo de vida longo o suficiente para que corresponda ao tempo de vida dos componentes padrão de um automóvel;
- Durabilidade contra condições adversas (como por exemplo, stress mecânico, stress climático, entre outros), para que o VE consiga operar em ambientes onde os veículos de combustão interna normalmente funcionam;
- Possuir proteções à bateria contra sobretensões, sobrecorrentes e curto-circuitos internos e até altas temperaturas.

É necessário perceber de que forma as baterias funcionam e o que se pretende, estando elas presentes num VE. Em teoria, uma bateria consiste em várias células que convertem energia química em energia elétrica. Estas células são formadas por dois elétrodos, um positivo e um negativo, juntos por um componente eletrólito. A reação entre os elétrodos e o eletrólito, gera corrente contínua. Apesar de teoricamente, o seu funcionamento parecer bastante simples, estas possuem vários parâmetros importantes de referir. Esses parâmetros são:

- **Tensão das Células** - A tensão da célula é a diferença de potencial que é gerada entre as placas positivas e negativas dos elétrodos. A tensão das células não é um valor constante, pois depende do estado de carga e da temperatura dos eletrólitos;
- **Tensão Nominal** - A tensão nominal da bateria resulta da multiplicação da tensão nominal de uma célula individual pelo número de células que se encontram conectadas em série na mesma. A variação da tensão indica a percentagem de carga disponível na bateria;
- **Tensão em Circuito Aberto** - A tensão em circuito aberto corresponde à tensão da bateria sem carga. Após um processo de carga ou descarga o valor da tensão em circuito aberto muda, isto deve-se à polarização e efeitos de difusão. Depois de um determinado tempo, e após a estabilização da tensão em circuito aberto, é possível medir aquilo que se chama de tensão em circuito aberto em estado estável;
- **Capacidade** - A capacidade elétrica que uma bateria pode fornecer é um dos parâmetros mais importantes da mesma. A unidade SI que representa esta medida é o *Coulomb* (C), e trata-se da quantidade de corrente que uma bateria consegue fornecer por um determinado período de tempo, neste caso sendo 1 C a carga correspondente a 1 A durante 1 s. No entanto por

se tornar de uma unidade pequena utiliza-se a unidade ampere-hora (Ah) o que torna mais fácil a sua caracterização e utilização;

- **Energia Armazenada** - A energia armazenada numa bateria depende da sua tensão e da sua carga atual. O seu valor é obtido através da multiplicação da tensão pela capacidade da bateria. A unidade do SI utilizada é o Joule, no entanto por ser uma unidade de medida pequena utiliza-se o *Watt*-hora (Wh);
- **Energia Específica** - Energia específica, também conhecida por densidade de energia gravimétrica, é utilizada para definir a quantidade de energia que uma bateria pode armazenar por unidade de massa. É expressa através de *Watt*-hora por quilograma (Wh/kg);
- **Potência Específica** - Potência específica, também conhecida por densidade de potência gravimétrica de uma bateria, é o pico de potência da bateria por unidade de massa. É expressa em *Watt* por quilograma (W/kg);
- **Densidade de Energia** - Densidade de energia, também conhecida por densidade de energia volumétrica, é a energia nominal de uma bateria por unidade de volume. A sua unidade de medida é Wh/m³;
- **Densidade de Potência** - É o pico de potência de uma bateria por unidade de volume da mesma. É representada por W/m³;
- **Eficiência Energética** - Trata-se de outro parâmetro importante nas baterias, e é definido através da relação entre a energia elétrica fornecida por uma bateria, com a quantidade de energia elétrica necessária para se voltar ao estado antes da sua descarga;
- **Taxa de Auto Descarga** - A maioria das baterias descarregam-se quando não são utilizadas durante algum tempo, sendo este processo conhecido como auto descarga. Não se devem deixar durante muito tempo sem serem recarregadas;
- **Número de Ciclos de Vida** - É o número de cargas e recargas que uma bateria pode efetuar até um determinado nível de descarga (normalmente 80 %) sem que certas características da mesma sejam alteradas. Este número depende da tecnologia e também da forma como a bateria é utilizada. Torna-se um parâmetro de extrema importância a ter em atenção pois representa o tempo de vida de uma bateria.

2.6 Baterias utilizadas nos VEs

Num VE podem ser utilizados vários tipos de baterias. Cada uma destas possuem vantagem e desvantagens em relação entre elas, como verificado anteriormente. Neste subcapítulo são

apresentadas as principais baterias utilizadas nos VEs e no final é feita uma comparação geral entre elas.

2.6.1 Bateria de Chumbo-Ácido

Inventado pelo médico francês *Gaston Planté* em 1859, a bateria de chumbo-ácido foi a primeira bateria recarregável utilizada comercialmente. A bateria continua a ser usada hoje em dia e esta possui bastantes vantagens. É confiável e barata numa relação de custo por *watt*. Como tal, estas baterias são a principal escolha em aplicações de alta potência, onde o custo e robustez são de primordial importância. Existem algumas outras baterias que podem fornecer grandes quantidade de energia de baixo custo como o chumbo-ácido e isso torna a bateria bastante utilizada em pequenos VEs com por exemplo, carros de golfe, cadeiras de rodas elétricas e ainda na construção de UPSs [27].

Relativamente às baterias de níquel e lítio, as baterias de chumbo-ácido são pesadas e possuem poucos ciclos de vida. A descarga completa causa esforço e cada ciclo de descarga / carga diminui a capacidade da bateria permanentemente. Essa perda é pequena enquanto a bateria opera em boas condições, mas o desvanecimento diminui o desempenho para metade da capacidade nominal. Esta característica de desgaste aplica-se a todas as baterias. Dependendo das cargas e descargas realizadas, a bateria de chumbo-ácido, para aplicações de ciclo profundo, proporciona 200 a 300 ciclos de descarga/carga. O exemplo de uma bateria de chumbo-ácido pode ser visto na Figura 2.12.



Figura 2.12 - Bateria de chumbo-ácido (12 V/6,5 A) da marca *Elgin* tipicamente utilizada num VE [28].

Uma bateria de chumbo-ácido pode ser caracterizada como uma “*starter*” ou como uma bateria de ciclo profundo. A bateria do tipo *starter*, que é do tipo mais comum, é projetada para fornecer uma alta descarga momentânea de potência, enquanto a bateria de ciclo profundo é construída para fornecer energia contínua.

O carregamento das baterias de chumbo-ácido pode ser definido em três etapas: carregamento de corrente constante, carregamento de cobertura e o carregamento de flutuação. Durante o primeiro estágio, a corrente constante é fornecida à bateria até que a tensão alcance um valor de 10% maior que a tensão nominal. No segundo estágio, a tensão nominal é aplicada até que a corrente diminua

para um valor próximo de zero. Finalmente, o carregamento de flutuação compensa os efeitos da auto descarga da bateria [29].

2.6.2 Bateria de Níquel Cádmio (NiCd)

A bateria de níquel-cádmio é das baterias mais antigas no mercado. Como tal, possui uma tecnologia já desenvolvida, apesar de não possuir alta densidade energética. Os materiais usados na construção são fisicamente robustos e, como tal, dão à bateria uma maior vida útil do que, por exemplo, as baterias de chumbo-ácido nas quais o chumbo é corroído pelas reações químicas que ocorrem na bateria. As baterias de níquel-cádmio são utilizadas em aplicações em que se pretenda que esta dure bastante tempo e consiga altas correntes de descarga. É de notar que estas baterias contêm componentes tóxicos e, conseqüentemente, em fim de vida precisam ser tratadas adequadamente. De notar, que este tipo de bateria originou o termo “efeito de memória”, que consiste na capacidade da bateria de se “lembrar” da quantidade de energia que foi descarregada anteriormente. Atualmente, este termo ainda é referido para indicar a perda de capacidade em baterias à base de níquel. Como tal, recomenda-se executar uma descarga completa para essas baterias [30].



Figura 2.13 - Pack de baterias níquel cádmio utilizado num VE [31].

Em relação ao processo de carregamento, as baterias de NiCd permitem que as correntes de carga sejam mais altas do que as baterias de chumbo-ácido apresentadas anteriormente. Outro aspeto a ter em conta, é que quando a bateria é carregada em cerca de 70%, a eficiência da carga cai abruptamente. As células começam a gerar gases, a pressão sobe e a temperatura aumenta rapidamente. Para reduzir este fenómeno, alguns carregadores reduzem a taxa de carga até 70% [30].

2.6.3 Bateria de Níquel-Hidreto Metálico (NiMh)

A bateria NiMh utiliza uma tecnologia recente baseada em níquel que foi desenvolvida com o objetivo de substituir a NiCd existente e também para competir com a tecnologia Li-Ion. De um ponto de vista químico, a bateria NiMh possui uma composição muito semelhante à de uma bateria de NiCd,

no entanto, o eletrodo de hidreto de metal tem uma densidade de energia maior do que o eletrodo de cádmio, o que resulta numa bateria de NiMH com maior capacidade de armazenamento do que a bateria de NiCd convencional. Como estas baterias são baseadas na tecnologia de níquel, elas também são afetadas pelo “efeito de memória”, embora esse efeito não seja tão pronunciado quanto nas baterias de NiCd [32].

Em termos de vida útil, as baterias de NiMH duram menos em relação as NiCd, e em contraste, oferecem descargas mais profundas. No que diz respeito ao processo de carregamento, é idêntico às baterias NiMH e NiCd e, em muitos casos, podem até partilhar o mesmo carregador. A tecnologia de bateria NiMH pode ser encontrada nos veículos híbridos da Toyota. O conjunto pode ser visto na Figura 2.14.



Figura 2.14 – Conjunto de baterias níquel-hidreto metálico utilizado nos VE da marca Toyota. [32]

2.6.4 Bateria de Lítio (*Lithium-ion*)

As baterias de lítio são as mais utilizadas em equipamentos portáteis, tais como computadores, smartphones ou até pequenos dispositivos móveis. Comparativamente com outro tipo de baterias, apresentam uma maior densidade de energia, são mais leves e possibilitam longas horas de uso quando utilizadas corretamente. Não necessitam de serem descarregadas totalmente antes de voltarem a ser carregadas, isto é, não sofrem do “efeito memória”.

Tipicamente, o processo de descarregamento destas baterias não deve ser excessivamente rápido para não provocar sobreaquecimentos indevidos ou até explosões. Atualmente, a maior parte destas baterias possuem circuitos eletrónicos incorporados que protegem contra altas tensões e correntes excessivas. Quando armazenadas devem estar parcialmente carregadas, sendo que, tipicamente, os fabricantes recomendam que não permitam que a bateria desça dos 40 % de capacidade de armazenamento.

O processo de carregamento das baterias de lítio consiste numa fase de corrente constante seguido de uma fase de tensão constante. É possível verificar na Figura 2.15 um caso genérico de o carregamento de uma bateria de lítio. Quando a carga é terminada, a tensão da bateria começa a cair.

Com o passar do tempo, a tensão de circuito aberto estabilizar-se-á entre os 3,50 V e 3,90 V por célula (dependendo do tipo da célula). Os principais valores nominais a ter em conta aquando do carregamento destas baterias são a tensão, a corrente e a temperatura.

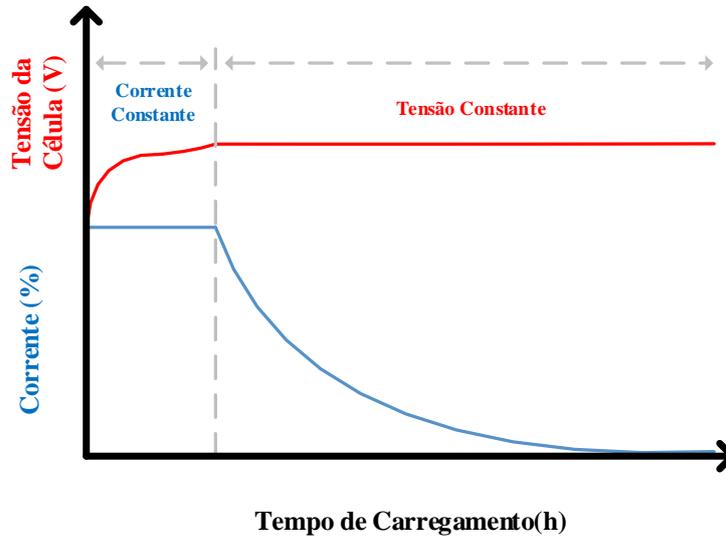


Figura 2.15 - Gráfico exemplo de um carregamento de uma célula do tipo lítio.

Quando estas baterias estão associadas em série e/ou paralelo, o carregamento destas deve ser acompanhado por um circuito externo que permita níveis de tensão e corrente semelhantes em todas as baterias, caso contrário, pode ocorrer que algumas ainda estejam a receber carregamento e outras já estejam plenamente carregadas ou em sobrecarga.

2.6.5 Bateria de Polímero de Lítio

As baterias de polímero de lítio são uma versão mais barata das baterias de íões de lítio e com uma química semelhante em termos de densidade de energia. Devido às suas características, estas baterias podem ser moldadas na forma desejada. Isto permite uma melhor utilização do espaço disponível e, ao contrário das células de íões de lítio que são cilíndricas, estas baterias são mais compactas porque não há espaço desperdiçado dentro de cada módulo. As características de carga e descarga são idênticas a outros sistemas de *Li-ion* e não requerem um carregador especial. Os problemas de segurança também são semelhantes e necessitam de circuitos de proteção. O acumular de gás durante a carga pode fazer com que algumas células se expandam (alterem) e os fabricantes de equipamentos devem fazer concessões para expansão. O Mercedes-Benz SLS AMG é um exemplo de um VE que utiliza esta tecnologia de baterias [33].

2.6.6 Comparação das Baterias

Ao longo dos anos, têm sido utilizados vários tipos de baterias nos VEs, e cada tipo de bateria tem sido objeto de estudo de modo a melhorar o desempenho de cada uma. No caso de um VE, a maior importância das baterias é a capacidade. Depois existe uma série de fatores a ter conta, como o preço, a capacidade e limitações, o tamanho, o peso, etc.

As baterias de níquel-cádmio perderam importância ao longo dos anos, já que atualmente essas baterias não são utilizadas em VEs. Uma grande desvantagem dessas baterias é a necessidade de realizar uma descarga completa, devido ao “efeito memória”. As baterias de lítio são as mais utilizadas pelos fabricantes de automóveis para veículos híbridos elétricos e *plug-in* puros, porque os pacotes podem ser construídos com o formato do espaço que eles devem ocupar. Além disso, as baterias de lítio não são afetadas pelo “efeito de memória”, nem precisam de ser exercitadas (descarga completa) para mantê-las em boas condições de operação. As desvantagens são a necessidade de circuitos de proteção e o seu custo elevado [34]. Na Tabela 5 é possível verificar as diferenças entre as diferentes baterias utilizadas nos VEs.

Tabela 5 – Comparação das diferentes baterias utilizadas em VE [34].

	Chumbo-Ácido	Níquel Cádmio	Níquel-Hidreto Metálico	Lítio	Polímero de Lítio
Densidade de Energia (Wh/kg)	30-50	45-80	60-120	110-130	110-130
Resistência Interna (mΩ)	<100 (conjunto 12V)	100-200 (conjunto 6V)	200-300 (conjunto 6V)	150-250 (conjunto 7,2V)	200-300 (conjunto 7,2V)
Tempo de Carregamento (h)	8-16	1	2-4	2-4	2-4
Tolerância de sob carregamento	Alta	Moderada	Baixa	Muito baixa	Baixa
Auto descarga (mês)	5%	20%	30%	10%	10%
Tensão de Célula (V)	2	1,25	1,25	3,6	3,6
Ciclo de Vida	200-300	500-1000	500-1000	500-1000	300-500

2.7 Potência em Habitações

Um dos aspetos a ter em conta nos carregadores de VEs é a potência elétrica dos mesmos. Para efetuar um carregamento considerado rápido é necessário que o carregador forneça uma corrente elevada e essa corrente é limitada pela potência instalada no local. Como referido no item 2.3, um carregamento lento é efetuado a 16 A. Por norma, uma habitação residencial possui uma instalação elétrica monofásica de 230 V. Como referido na Tabela 4, a velocidade de um sistema de carregamento é considerado de velocidade normal a partir dos 32 A e um carregamento rápido a partir dos 250 A. Em valores inferiores é considerado um carregamento lento.

Segundo os dados da ligação de clientes de baixa tensão da EDP, uma habitação com uma instalação monofásica poderá ter uma potência contratada no máximo de 10,35 kVA. Esta situação garante um máximo de 45 A disponíveis para as necessidades de habitação e o carregador do VE. É também explícito que instalações de maior potência necessitam de uma instalação trifásica na habitação. Segundo esta avaliação, os consumidores que requeiram um carregador de velocidade normal/rápido necessitam de uma instalação trifásica [35].

2.8 Postos de Carregamento em Portugal

Em Portugal, atualmente, existem várias marcas de postos de carregamento. A EDP Comercial, a GALP Power, a PRIO.E e a GRCAPP são alguns exemplos. Destas redes, a MOBI.E possui uma rede formada por postos de carregamento para VEs maioritariamente situados em espaços de acesso público (parques de estacionamento, estações de serviços ou outros exemplos). Estes postos permitem o carregamento das baterias dos VEs, em carregamento normal ou carregamento rápido. Existem cerca de 539 postos de carregamentos por todo o país dos quais 56 são carregadores rápidos e têm como objetivo atingir o número de 1200 carregadores [36].



Figura 2.16 - Posto de carregamento da MOBI.E situado perto do Estádio D. Afonso Henriques em Guimarães [37].

A MOBI.E está empenhada em adequar a rede de postos de carregamento às necessidades dos utilizadores e das empresas ou outras instituições, atualizando tecnologicamente a rede de postos de carregamento, ampliando a cobertura do território nacional e facilitando a interação entre os agentes de mobilidade elétrica.

No dia 01 de novembro de 2018 iniciou-se o pagamento dos carregamentos de VEs efetuados nos Postos de Carregamento Rápido (PCR). Após essa data, para utilizarem os PCR, os utilizadores deverão ter um cartão de acesso à rede de mobilidade elétrica emitido por um dos comercializadores de eletricidade para a mobilidade elétrica (CEME) atualmente existentes [38].

Após esta lei entrar em vigor os utilizadores necessitam de aderir a uma proposta comercial de um dos CEME, que lhes fornecerá um cartão de acesso a todos os postos de carregamento de acesso público da rede. Aderindo a uma proposta comercial CEME, para carregar o veículo num dos postos é necessário utilizar o efetuar o pagamento com o cartão antecipadamente, esperar que este carregue e a bateria do VE estará carregada [39].

2.9 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas várias noções teóricas importantes à conceção deste projeto. Foram referidos os vários tipos de VEs, desde os veículos puramente elétricos aos híbridos e foram analisadas as suas diferenças desde autonomia, carregamento e impacto no mercado automóvel atual. Assim que são explicados quais os tipos de VEs, é realizado um estudo aos modos de carregamento e a sua inclusão nas *Smart Grids*.

Os tipos de baterias utilizadas ao longo dos anos e atualmente, são explicadas de modo a ter uma noção presente de qual a melhor escolha para uma aplicação de carregamento de bateria em corrente constante.

Por fim, neste capítulo é realizada uma análise à potência elétrica nas habitações residências e como isso afeta o tempo de carregamento de um VE. Ainda neste subcapítulo, e relacionado com os carregadores para VEs, é feita um estudo aos postos de carregamento atualmente em Portugal e qual o futuro dos mesmos.

Capítulo 3

Estado da Arte dos Conversores Eletrônicos de Potência para o Carregamento de Veículos Elétricos

3.1 Introdução

A eletrônica de potência é definida como sistema composto por um conjunto de dispositivos semicondutores de potência utilizados na conversão e controlo de energia elétrica em níveis de potência altos, médios e baixos. Apresenta aplicações em diversos sistemas eletrônicos, incluindo equipamentos de informática, multimédia, comunicações para baixas potências e sistemas industriais para altas potências [12]. Esta é uma tecnologia que envolve quatro campos básicos: eletrónica, energia, controlo e informática.

Os conversores de potência possuem inúmeras aplicações industriais e assim, como um carregador de baterias para um VE, este utiliza um conversor CA-CC. Neste capítulo são apresentadas as diferentes topologias dos conversores de potência relacionadas com os carregadores de baterias para VEs, as suas características e constituição.

As várias técnicas de controlo a utilizar no conversor são objeto de bastante estudo de modo a perceber qual é a melhor escolha na aplicação do conversor.

3.2 Topologias dos Conversores de Potência

Os conversores de potência podem ser classificados em quatro tipos: os CC - CC, CC - CA, os CA - CA e os CA - CC. A própria constituição de um conversor de potência depende sempre da utilização e do desempenho que se pretende. Em prática, grande parte destes conversores de potência utilizam a topologia VSI. A nova topologia do conversor a estudar, o CSI, possui características que permitem outro tipo de resultados em relação ao VSI. Essas características são analisadas detalhadamente.

3.2.1 Conversor Fonte Tensão

Atualmente, o VSI é a topologia mais utilizada em conversores de potência. É uma tecnologia utilizada nos diversos conversores devido à sua eficiência e facilidade de construção. Utiliza um par de semicondutores em cada braço (quatro semicondutores caso esta seja uma topologia monofásica

e seis caso esta seja trifásica) e um elemento armazenador de energia, que neste caso será um condensador. Esta topologia encontra-se representada na Figura 3.1.

Com o correto controlo, é gerado um sinal de PWM que ordena a comutação dos semicondutores tanto para um inversor ou retificador. O condensador permite atenuar o *ripple* da saída (no caso de um conversor CA-CC) e manter uma tensão contínua constante. Em aplicações com tensão trifásica nominal (400 V), os valores mínimos de tensão do barramento CC são de aproximadamente 565 V [40]. Apesar de estes sistemas se encontrarem devidamente protegidos, representam sempre grande perigo, pelo que é necessário um cuidado redobrado no seu manuseamento

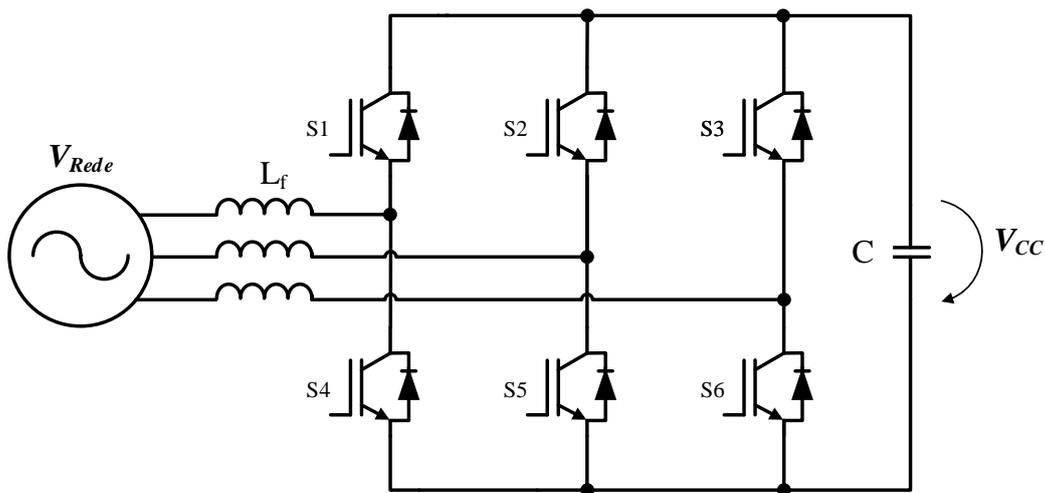


Figura 3.1 - Constituição de um conversor eletrónico de potência utilizando a topologia VSI.

Em suma, os VSI possuem várias vantagens: a utilização de um condensador, visto ser um elemento barato. Filtragem de harmónicos com o correto controlo e ainda possuem uma alta eficiência em operação nominal [10,11]. Inversamente a estas vantagens, a topologia VSI possui as seguintes desvantagens: *Ripple* ligeiro das comutação nas correntes de saída, perdas no filtro passivo do lado CA e nas comutações dos semicondutores, baixa eficiência em cargas de baixa potência e ainda um tempo de vida útil bastante pequeno (condensadores) [41].

3.2.2 Conversor Fonte Corrente

O CSI é uma topologia não tão desenvolvida e aparece como alternativa ao VSI. Apresenta diferentes características quer nos componentes de circuito quer na malha de controlo. A principal diferença observa-se na possibilidade de obtenção de corrente constante na saída. Além desta enorme vantagem em relação ao VSI, o CSI, caso seja utilizado como um carregador de baterias, não necessita de um conversor CC - CC no controlo da corrente de carga da bateria.

Os semicondutores utilizados nos braços do conversor (ao contrário do VSI) possuem um diodo em série devido à baixa capacidade de bloqueio de tensão reversa [40]. Em alternativa, podem ser utilizados RG-IGBTs que são semicondutores com um diodo já inserido, mas de custo mais elevado. Assim os IGBTs podem ser utilizados com este diodo em série. Devido ao elevado di/dt provocado pelas comutações do inversor, é necessário ligar na saída do CSI um filtro capacitivo, de forma a evitar picos de tensão que podem danificar a carga [43]. Este conversor possui uma bobina como elemento armazenador de energia, visto na Figura 3.2.

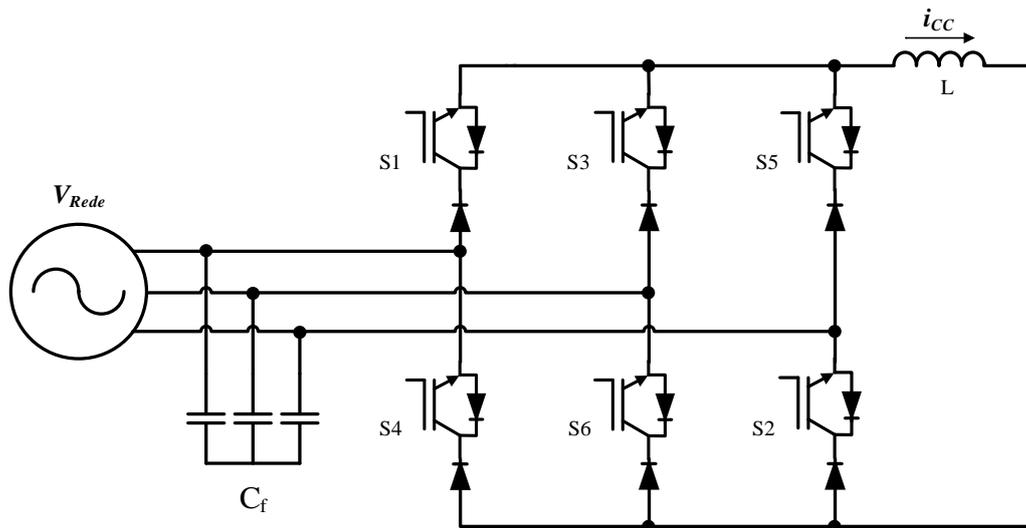


Figura 3.2 - Constituição de um conversor eletrónico de potência utilizando a topologia CSI.

Ao contrário do condensador utilizado no VSI, a bobina é um elemento mais caro, pesado e de maiores dimensões. Mas em contrapartida possui um maior tempo de vida útil. É necessário um circuito de proteção para dissipar a corrente devido à energia armazenada na bobina. Este circuito de proteção é denominado de *overvoltage clamp circuit* [40]. Este circuito de proteção garante que a corrente consiga fluir e não haja interrupções devido a atuação dos IGBTs. Todos estes procedimentos requerem uma técnica de controlo diferente em relação à técnica de controlo dos VSI. Assim o CSI apresenta as seguintes vantagens: Controlo de corrente mais eficiente, alta eficiência com cargas de baixa potência, a bobina utilizada garante longos tempos de vida útil e o circuito possui uma proteção intrínseca contra curto-circuitos. E como desvantagens, são apresentadas as seguintes características: A bobina possui grande peso e é bastante volumosa, possui perdas elevadas no filtro passivo e necessita de um circuito de proteção (*overvoltage clamp circuit*) [40].

3.3 Níveis de um Conversor Fonte Corrente

Os conversores CSI podem ser classificados em dois tipos: conversores tipo fonte de corrente de dois níveis e conversores fonte de corrente multinível. Entre eles existem diferenças que geram algumas vantagens e desvantagens mas seguem uma regra fulcral no CSI [43]:

- A corrente do barramento CC não pode ser interrompida

3.3.1 Inversor Fonte Corrente de Dois Níveis

Um CSI tem como objetivo sintetizar as correntes alternadas a partir de uma fonte de corrente contínua. Com isto, o inversor fonte corrente de dois níveis apenas será capaz de sintetizar a corrente em três níveis como o nome indica: $+i_{CC}$, $-i_{CC}$ e 0. Estas podem ser classificadas em três tipos: monofásico, trifásico a três fios e trifásico a quatro fios (com neutro). O inversor fonte de corrente monofásico pode ser visto na Figura 3.3.

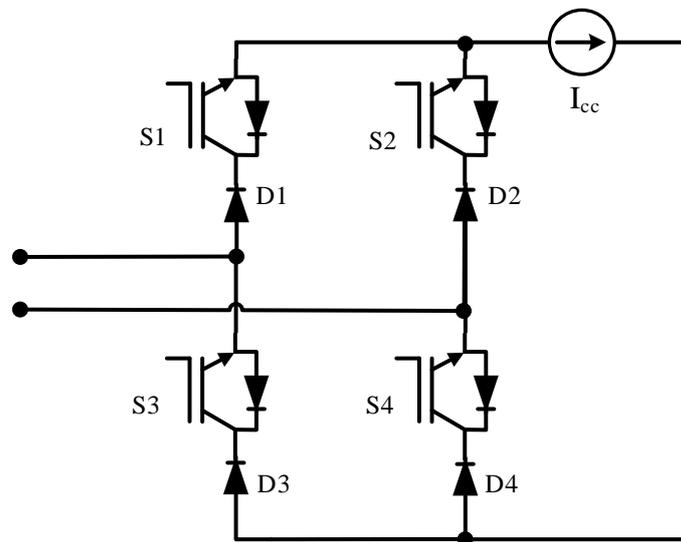


Figura 3.3 - Conversor Fonte Corrente Monofásico de 2 níveis.

O CSI monofásico utiliza quatro IGBTs e quatro diodos em série como é possível verificar na Figura 3.3. O CSI trifásico (a três fios) encontra-se representado na Figura 3.4.

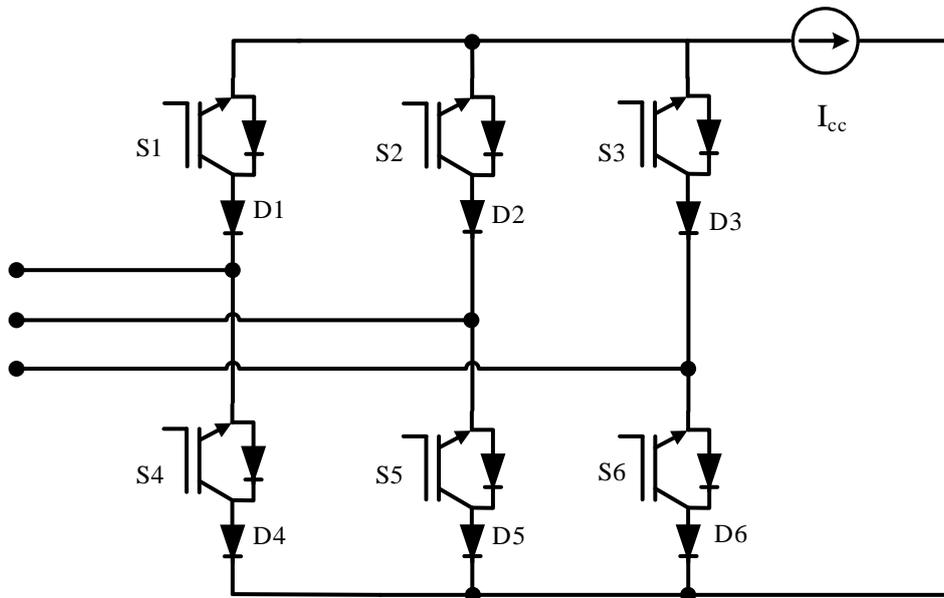


Figura 3.4 - Conversor Fonte Corrente Trifásico (três fios).

O CSI trifásico pode ser dividido em dois tipos: a três fios e quatro fios. A topologia de três fios recebe as três fases e possui seis IGBTs e seis díodos. Referente à topologia de quatro fios, o conversor CSI recebe as três fase e o neutro. Isto obriga que o conversor utilize oito IGBTs e oito díodos. Pode ser vista na Figura 3.5 um inversor CSI a 4 fios.

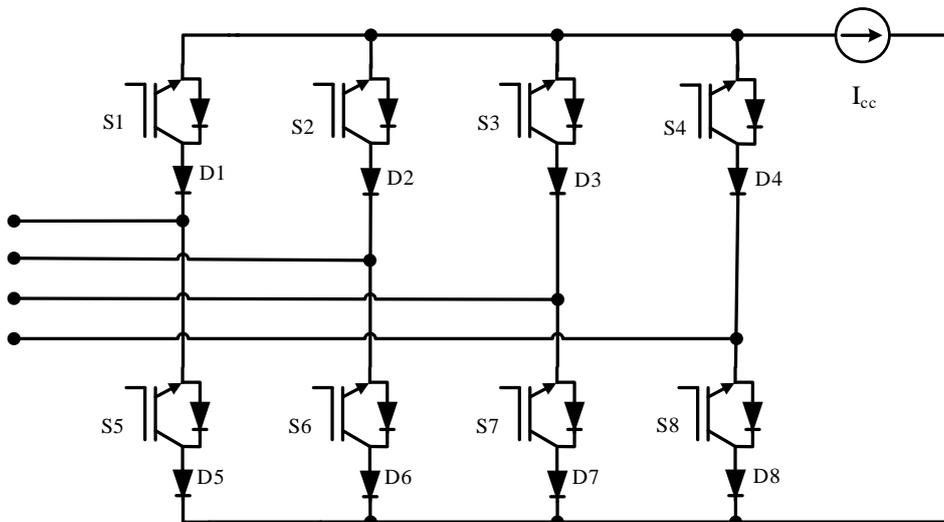


Figura 3.5 - Inversor Fonte Corrente Trifásico (quatro fios).

A topologia a utilizar no carregador de baterias a implementar é de um conversor fonte corrente trifásico de dois níveis a três fios. A sua constituição é de três braços. Cada braço possui dois semicondutores controláveis e unidireccionais e outros dois semicondutores não controláveis (díodos). São utilizados doze semicondutores no total. Outro elemento característico deste conversor é a bobina de barramento (L_{CC}). Esta é atravessada por uma corrente i_{CC} e o objectivo é mantê-la constante no carregamento da bateria [40].

Devido às vantagens e desvantagens referidas anteriormente, os VSI são mais utilizados que os CSI. Uma das grandes razões deve-se ao preço. Os RB-IGBTs são os semicondutores aconselhados a utilizar no conversor, mas devido ao seu preço bastante elevado, um IGBT com um diodo em série fará o mesmo efeito por um menor custo. O RB-IGBT da *Semikron* pode ser visto na Figura 3.6.



Figura 3.6 - Constituição de um IGBT com diodo antiparalelo adaptado para um Conversor Fonte Corrente: (a) Descrição do esquema elétrico; (b) Foto real do componente *Fairchild* FGA25N120ANTD [44].

Inseridos no conversor, os IGBTs necessitam de suportar certas condições de funcionamento:

- Ser capazes de aguentar a corrente (i_{CC}) do barramento CC.
- Ser capazes de aguentar picos da tensão composta (400V, o valor de pico será no mínimo ± 565) [40].

A utilização de diodos antiparalelo em cada IGBT deve-se aos à baixa capacidade de bloqueio de tensão reversa dos IGBTs. Assim é garantido que o conjunto é unidirecional e suporta os picos de tensão ao qual é sujeito [40]. Na Figura 3.6 está descrito e detalhado um IGBT.

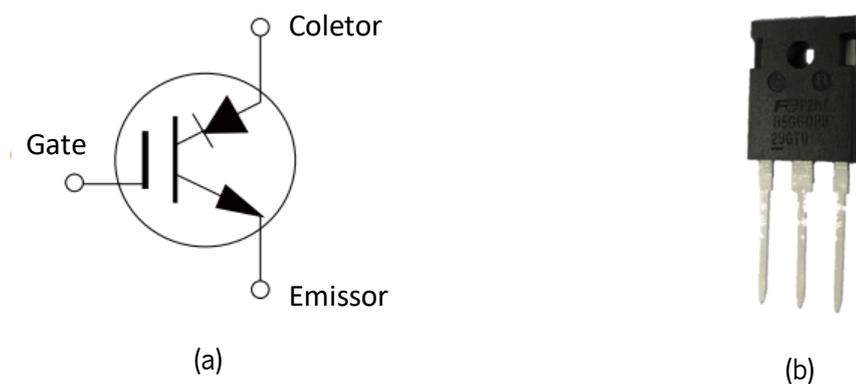


Figura 3.7 - Representação do RB-IGBT (FGW85N60RB) desenvolvido pela Fuji Electric. (a) Esquema elétrico do circuito. (b) Foto do componente [45].

Um CSI, trifásico sem neutro, possui 9 estados possíveis derivado da comutação dos semicondutores. Estes resultam de três saídas possíveis: $+i_{CC}$, $-i_{CC}$ e 0. Seguindo a técnica de controlo utilizada no CSI e seguindo as regras de funcionamento deste mesmo, os estados são geridos de forma a produzir as formas de onda pretendidas [43]. Além do circuito de controlo, é necessário

adicionar um circuito de proteção ao circuito de potência. Este circuito é denominado de *overvoltage clamp circuit* [40].

Analisando mais detalhadamente, este circuito tem como função proteger o conversor de possíveis picos de tensão nas seguintes situações:

- Ligação do conversor à rede elétrica;
- Inexistência de sinais de controlo nos semicondutores;
- Interrupção indevida da corrente do barramento CC;
- Troca inadequada entre os braços do inversor.

3.3.2 Overvoltage clamp circuit

Existem várias topologias com o objetivo de proteger o circuito de potência, no entanto estas podem ou não ser adequadas ao conversor fonte corrente utilizando IGBTs como semicondutores. Outros circuitos disponíveis são mais dispendiosos e requerem mais componentes, tornando-os menos atrativos.

Analisando o circuito da Figura 3.8, caso alguma das tensões V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} ou V_{\pm} sejam superior à tensão V_{cap} do condensador, os díodos entram em condução aos pares, aplicando assim uma tensão à resistência em paralelo com o condensador.

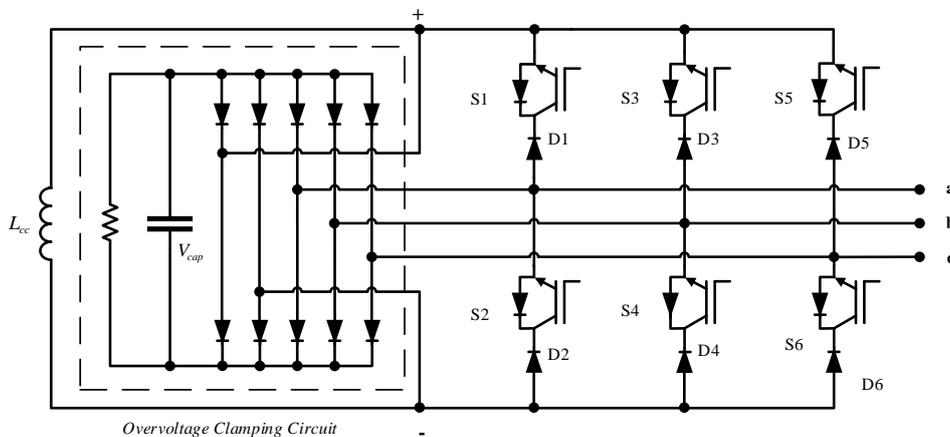


Figura 3.8 - *Overvoltage clamping circuit* inserido num inversor fonte de corrente.

Outro método de proteção do conversor é a proteção passiva. Esta consiste na utilização de varistores, colocados em paralelo em cada IGBT e outro em paralelo com o barramento CC.

Por outro lado, a proteção ativa consiste na ativação do braço auxiliar apresentado na Figura 3.9. Esta proteção é controlada através do sistema implementado no DSC.

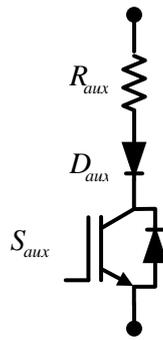


Figura 3.9 - Braço auxiliar de proteção ativa.

A proteção ativa é constituída por uma resistência, um diodo e um IGBT ligados em série. Têm como função fornecer um caminho para a corrente do barramento CC quando o funcionamento do conversor for interrompido, pelos motivos mencionados anteriormente. É colocado também um varistor em paralelo com o IGBT do braço auxiliar, para a sua própria proteção.

3.4 Técnicas de Controlo

As técnicas de controlo são fulcrais ao correto funcionamento do carregador. Existem várias técnicas que podem ser utilizadas e aplicadas, mas é feito um estudo para descobrir a técnica que se melhor adapta ao conversor para o carregamento de baterias.

Para escolher a melhor malha de controlo é necessário perceber as características do carregador e em que situações ele operará. Essas características são: topologia CSI, alimentação trifásica e corrente constante no lado do barramento CC.

Apresentadas as necessidades e características do conversor, é realizado um levantamento das técnicas de controlo.

3.4.1 *Carried-Based* PWM adaptado ao CSI

O *carried-based PWM* foi demonstrado como um técnica de controlo trifásica não só utilizada nos VSI mas como nos CSI [43]. Utilizando um circuito combinacional lógico, este envia sinais de comando para os semicondutores do conversor. O circuito está representado na Figura 3.10 e é composto por quatro blocos de controlo:

- *Switching Pulse Generator;*
- *Shorting Pulse Generator;*
- *Shorting Pulse Distributor;*
- *Switching and Shorting Pulse Combinator.*

Cada um destes blocos possui diferentes tratamentos referentes aos sinais de corrente das três fases que recebe. Estas diferenças serão explicadas mais detalhadamente. É possível verificar o circuito do *carried-based PWM* na Figura 3.10.

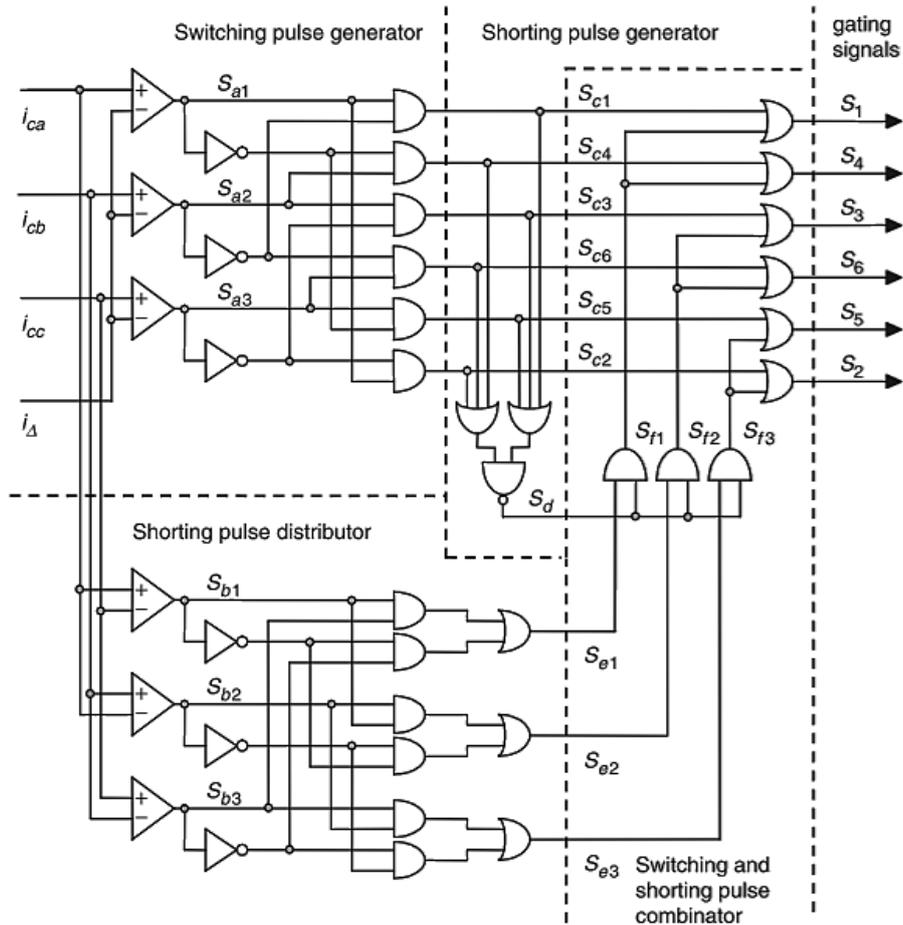


Figura 3.10 - Circuito de comandos do inversor fonte tensão adaptado para o conversor fonte de corrente.

O primeiro bloco denominado de *Switching Pulse Generator*, gera os sinais de comando para o circuito de potência do CSI. Este controlo é gerado pela seguinte equação (3.1):

$$[S_a]_{123} = \begin{cases} 1, & \text{se } [i_c]_{abc} > i_{\Delta} \\ 0 & \end{cases} \quad (3.1)$$

No entanto, estes sinais não são suficientes para garantir que a corrente do barramento CC não seja interrompida caso as correntes pretendidas à saída do conversor sejam nulas [43]. Então, numa situação em que o *Switching Pulse Generator* deixe de gerar sinais de comando ao circuito para a corrente do barramento CC, o *Shorting Pulse Generator* garante que a corrente não é interrompida, ligando os pares de semicondutores (um do topo e um de baixo) assegurando assim que um dos braços se encontra em curto-circuito.

O *Shorting Pulse Generator*, s_e^{123} , tem como objetivo gerar uma distribuição equilibrada entre os três braços do inversor. Assim cada um dos braços está em curto circuito em determinados períodos de tempo, durante 120° [43].

O último bloco de controlo é o *Switching and Shorting Pulse Combinator*, que combina os sinais gerados pelo *Switching Pulse Generator* e pelo *Shorting Pulse Generator*, garantindo que as condições do inversor são sempre verificadas [43].

Caso da onda moduladora, \hat{i}_Δ , seja triangular e os sinais $\hat{i}_{c,a,b,c}$ sejam sinusoidais ocorre um caso esporádico de *Carrier-Based PWM*. A variável \hat{i}_c é a amplitude do sinal de modulação e \hat{i}_Δ é a amplitude do sinal portadora. O seu índice é dado por:

$$m_a = \frac{\hat{i}_{c,a,b,c}}{\hat{i}_\Delta} \quad (3.2)$$

A frequência normalizada da portadora, m_f , encontra-se na seguinte equação:

$$m_f = \frac{f_\Delta}{f_c} \quad (3.3)$$

Em que f_Δ e f_c são a frequência da portadora e do sinal de modulação respectivamente.

3.4.2 Modulação Vetorial

A modulação vetorial ou a *Space-Vector Modulation (SVM)* é uma técnica de modulação bastante utilizada em conversores do tipo CSI devido à sua precisão do controlo e como desvantagem, esta é bastante complexa em relação a outras técnicas de controlo.

O objetivo da modulação vetorial é gerar um sinal de saída, de acordo com o valor de referência (vetor calculado), a partir da alteração dos diferentes estados e selecionar o estado de operação do conversor. Ativando assim os respetivos semicondutores, a cada período de amostragem [43].

Devido aos avanços na área dos microprocessadores e processadores digitais de sinal, as técnicas de *PWM* de modulação vetorial aplicadas aos VSI e aos CSI já se encontram presentes em várias aplicações industriais [40].

No caso do CSI trifásico, existem nove estados válidos de operação, dos quais três correspondem a correntes de saída zero. Possuem seis vetores ativos da modulação de espaço de vetores (\vec{I}_1 a \vec{I}_6) correspondentes a esses seis estados e três vetores nulos da modulação de espaço de vetores (\vec{I}_7 a \vec{I}_9) [43].

Cada vetor tem como objetivo acionar dois semicondutores (um braço da ponte do conversor), como pode ser verificado na Tabela 6.

Tabela 6 – Tabela de vetores e os respectivos semicondutores a serem acionados da modulação vetorial de um inversor tipo fonte corrente.

Vetor	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆
\vec{I}_1	1	1	0	0	0	0
\vec{I}_2	0	1	1	0	0	0
\vec{I}_3	0	0	1	1	0	0
\vec{I}_4	0	0	0	1	1	0
\vec{I}_5	0	0	0	0	1	1
\vec{I}_6	1	0	0	0	0	1
\vec{I}_7	1	0	0	1	0	0
\vec{I}_8	0	0	1	0	0	1
\vec{I}_9	0	1	0	0	1	0

Os nove vetores podem ser representados num plano de duas dimensões, no qual os vetores ativos formam um hexágono e os vetores nulos são representados no centro do hexágono. A representação do espaço vetorial de um CSI e os seus sectores (I a VI) encontram-se na Figura 3.11.

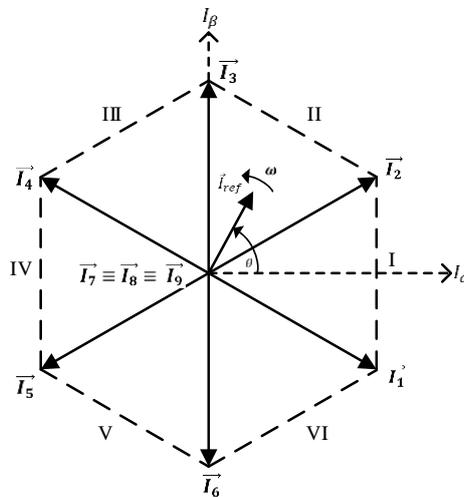


Figura 3.11 - Representação do espaço vetorial do Inversor Fonte de Corrente.

Aplicada a transformada de *Clarke* às correntes medidas, o valor de \vec{I}_{ref} é calculado para as correntes de linha a, b e c de acordo com a equação (3.4).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Deste modo é obtido um valor α e β assim é possível obter as coordenadas do vetor \vec{I}_{ref} . A determinação do vetor de referência num determinado sector é feita com recurso aos vetores que delimitam esse sector em conjunto com um dos vetores não-ativos. Atribuindo diferentes tempos a cada vetor, é possível sintetizar o vetor pretendido. Quanto ao vetor não-ativo, é utilizado aquele que exija o menor número possível de comutações dos semicondutores na troca entre vetores [43], [46].

3.4.3 Amostragem Periódica

A amostragem periódica (*Periodic-Sampling*) é uma técnica de modulação semelhante ao comparador com histerese no seu modo de funcionamento. Este utiliza um comparador de modo a comparar o valor de corrente ou tensão medida (instantânea) com uma variável de referência. Existe um sinal de *clock* que consiste numa onda quadrada que permite definir os intervalos de tempo em que é feita a comparação com o objetivo de definir a frequência de amostragem [43].

É possível verificar o circuito de controlo da amostragem periódica na Figura 3.12.

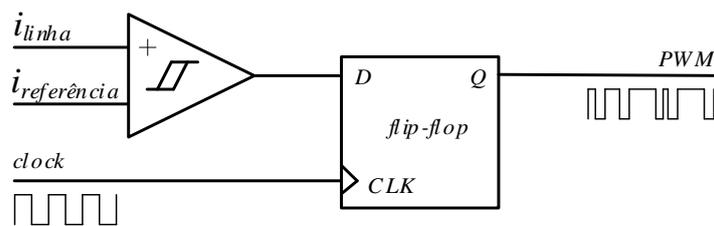


Figura 3.12 - Diagrama de blocos da amostragem periódica.

A constituição deste circuito é feita por um comparador e um *flip-flop* do tipo D (este tem o objetivo de limitar a frequência máxima de comutação) para cada fase que se pretende controlar e gerar o respetivo sinal de controlo.

Assim, a amostragem periódica tem como objetivo comparar o valor instantâneo da corrente (ou tensão) de saída com o valor de referência e se o valor medido for maior que o valor de referência é atribuído o valor “0” à saída do *flip-flop*. Se o valor medido for menor do que o valor de referência é atribuído o valor de “1” à saída do *flip-flop*. Num caso prático, quando o valor medido é menor que o da referência, devem ligar-se os interruptores do conversor capazes de diminuir a variável medida e vice-versa.

Esta técnica de modulação é considerada como uma técnica simples, sendo a sua principal vantagem o facto de garantir o tempo mínimo entre as comutações dos interruptores do inversor, que é limitado pela frequência de *clock* (frequência de amostragem). Apesar desta desvantagem, a frequência de comutação não está definida.

3.4.4 Controlo PI

O controlo proporcional integral (PI) é uma técnica de controlo maioritariamente usada para eliminar erros de estabilidade. No entanto, em termos de velocidade de respostas e estabilidade de sistema tem um impacto negativo. Este controlador é bastante utilizado em sistemas em que a velocidade de reposta do sistema não é um problema. Visto que o controlo PI não tem a capacidade de prever erros no futuro, o sistema não consegue diminuir o tempo de subida (*overshoot*) e eliminar as oscilações [47]. O diagrama de blocos está representado na Figura 3.13

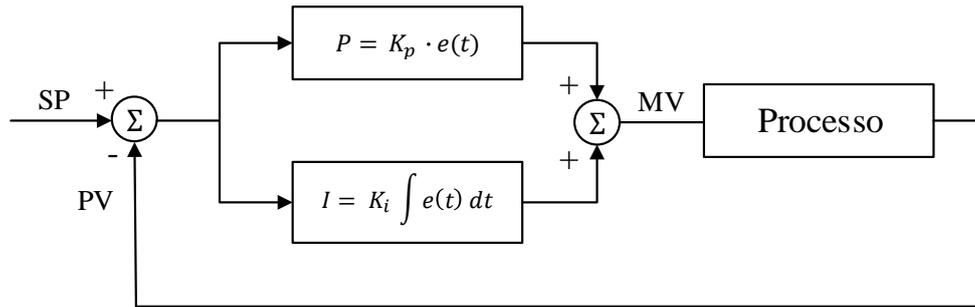


Figura 3.13 - Diagrama de blocos do controlador PI.

O sinal de entrada é denominado de SP (*setpoint*) que é o valor de referência. Este parâmetro é dado ao controlador para este obter uma resposta igual ou parecida no sinal de saída. O PV (*process variable*) é o valor medido que tanto pode ser o valor de tensão, corrente, potência, etc. O MV (*manipulated variable*) é o sinal de saída do controlador PI.

3.4.5 Malha de Captura de Fase

Os equipamentos que injetam energia na rede elétrica requerem um sistema que sincronize a tensão ou a corrente injetada com a tensão (ou corrente) da rede. Um sistema de controlo bastante utilizado para efetuar esta função de sincronização é o *Phase-Locked Loop* (PLL). Este consiste num sistema realimentado que permite obter um sinal de saída (f_o) com uma determinada frequência instantânea síncrona com a frequência instantânea de um sinal de entrada (f_i) [48][49].

A PLL deve ser capaz de gerar um sinal de referência de sincronização com uma boa qualidade mesmo quando as tensões do sistema elétrico estejam distorcidas. É um sistema de realimentação de malha fechada com três blocos principais representados na Figura 3.14.



Figura 3.14 - Diagrama de blocos de um sistema de PLL.

A representação é feita por três blocos. Esses blocos são descritos como:

- Detetor de Fase (comparador)
- Filtro de Malha
- Oscilador Controlado por Tensão (VCO - *Voltage-Controlled Oscillator*)

Numa primeira fase, o detetor de fase faz a comparação entre a fase do sinal de entrada e a fase do sinal de saída do VCO, gerando na saída a diferença de fase entre os dois sinais, na forma de uma diferença de tensão. Numa próxima fase, essa diferença de tensão é filtrada pelo filtro de malha (filtro passa-baixo) e é aplicada ao VCO, obtendo-se o valor médio do sinal. O objetivo do VCO é gerar um sinal com frequência igual à do sinal de entrada, aumentando ou diminuindo a frequência de oscilação do sinal gerado, fechando a malha. Quando frequência e a fase do sinal periódico de saída são exatamente as mesmas do sinal de entrada, considera-se que a malha capturou a fase. Assim que o VCO se tenha sincronizado com o sinal de entrada, seguirá o mesmo sempre que as variações de frequência de entrada ocorrerem dentro da faixa de retenção de modo a não tirar a PLL de um dado estado síncrono, e com velocidade compatível com a resposta da mesma.

É necessário ter em conta a constante de tempo do filtro passa-baixo do projeto. Se a constante de tempo for grande, o circuito demora mais tempo para reconhecer e poder atuar sobre o sinal de entrada. A faixa de captura (faixa de frequências do sinal externo que determina se há a possibilidade de obtenção de um estado síncrono) fica reduzida, mas por outro lado confere uma maior imunidade a ruídos e transitórios (de muito curta duração) que podem levar a erros de sincronização da PLL. Outra grande vantagem de utilizar a PLL, além de gerar um sinal de saída síncrono com a entrada, está no facto de o sinal de saída poder ser perfeitamente sinusoidal mesmo que o sinal de entrada não o seja. Esta característica pode tornar-se bastante interessante, pois o sinal de entrada poderá ser distorcido, mas é possível utilizar um sinal de referência sinusoidal no sistema de controlo. Verificando estas vantagens e desvantagens, deve ser escolhida uma constante de tempo que ofereça a melhor relação entre tempo de atuação, a faixa de captura e imunidade a ruídos.

Existem vários tipos de controlo de PLL, analógicos e digitais, e possuem característica e vantagens em relação umas às outras. Uma implementação digital possui uma maior sensibilidade a desvios de frequência do oscilador interno e às tolerâncias dos componentes eletrónicos em relação a uma implementação analógica.

Das várias teorias de controlo de PLL, uma das mais utilizadas para sistemas trifásicos (devido à sua robustez e fiabilidade) é a PLL baseada na teoria $p-q$. Esta teoria pode ser simplificada através do diagrama representado na Figura 3.15.

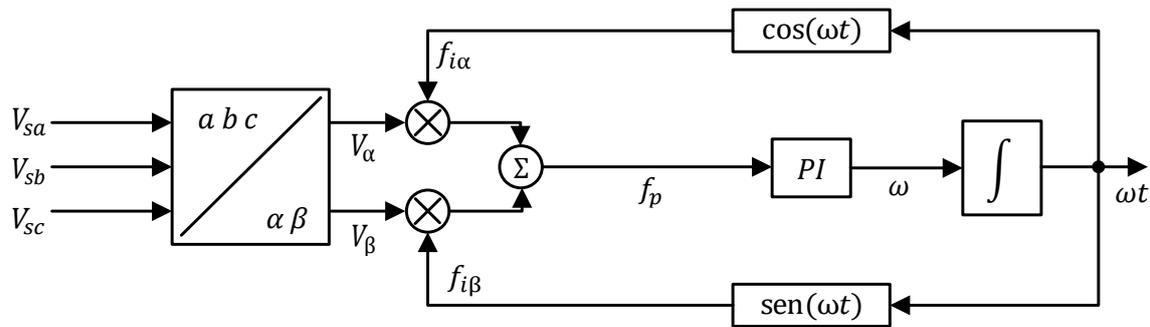


Figura 3.15 - Diagrama de blocos da PLL do tipo p-q.

Observando o diagrama de blocos, os sinais de entrada (tensões da rede simples) são convertidos em sinais α e β pela transformada da Clarke presente na equação (3.4), de maneira a efetuar a multiplicação do detetor de fase. Os sinais de retorno são denominados de $f_{i\alpha}$ e $f_{i\beta}$. Estes são gerados em tempo real e são dados pelo seno e cosseno do ângulo de saída ωt .

O erro de fase entre as entradas de referência e as saídas do VCO é calculado pela soma dos produtos das componentes individuais, ou seja, é a parte real do vetor do produto. As saídas do VCO devem ser entendidas como correntes “fictícias” $\alpha\beta$ de tal forma que a potência fictícia produzida por estas correntes possa convergir para zero para que o PI atinja um o estado estacionário de saída constante. Assim, as correntes fictícias devem estar 90° adiantadas em relação às tensões de entrada, pois a entrada do PI em média será zero.

Caso a PLL seja implementada digitalmente, devem adicionar-se limites depois do cálculo e uma atualização de saída do controlador de modo que o sinal de saída não seja infinito. É utilizado o valor de 2π e -2π para o valor superior e inferior respectivamente, de modo a possuir um sinal de frequência sincronizado com a frequência de sinal de entrada dentro dos limites definidos.

3.5 Conclusões

Neste capítulo foram referidas as diferenças entre os conversores do tipo VSI e do tipo CSI. Apesar de grande parte dos carregadores de bateria dos VEs serem de topologia VSI, os CSI têm características vantajosas e começam a ser mais utilizados.

Após esta análise em relação à topologia do conversor, é necessário estudar as técnicas de controlo e decidir qual destas se melhor adequa ao carregador. A técnica de controlo a ser escolhida terá de ser responsável por manter uma corrente constante no barramento onde estará a bateria. Consequentemente, será responsável pela comutação dos semicondutores do conversor.

Foi abordado o tipo de malha de captura de fase (PLL), uma vez que é pretendido o sincronismo entre a corrente gerada e a tensão da rede. Existem vários tipos de PLL, uns mais simples e outros mais complexos, onde se pode manter ou não a amplitude do sinal de entrada.

Por fim, é feito um estudo a uma técnica de modo a manter uma corrente constante. Esse modo denominado de controlo PI, através de uma leitura do erro, consegue manter uma corrente constante no carregamento da bateria.

Capítulo 4

Simulação do Conversor Fonte Corrente

4.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas as simulações de controlo relacionadas com o carregador de baterias baseado num conversor fonte de corrente. As simulações são bastante importantes num caso de estudo e análise de maneira a desenvolver o protótipo da forma mais eficiente e segura. Permitem efetuar os ajustes do sistema de controlo, testar conceitos e prever comportamentos dos circuitos a implementar de forma rápida e sem custos.

Serão apresentadas as simulações dos algoritmos implementados, desde a PLL, Modulação Vetorial, controlo PI, etc. Inicialmente os algoritmos são testados de forma isolada e por fim é realizada uma simulação completa do funcionamento do carregador. O circuito geral de potência pode ser visto na Figura 4.1. e o circuito de controlo na Figura 4.2.

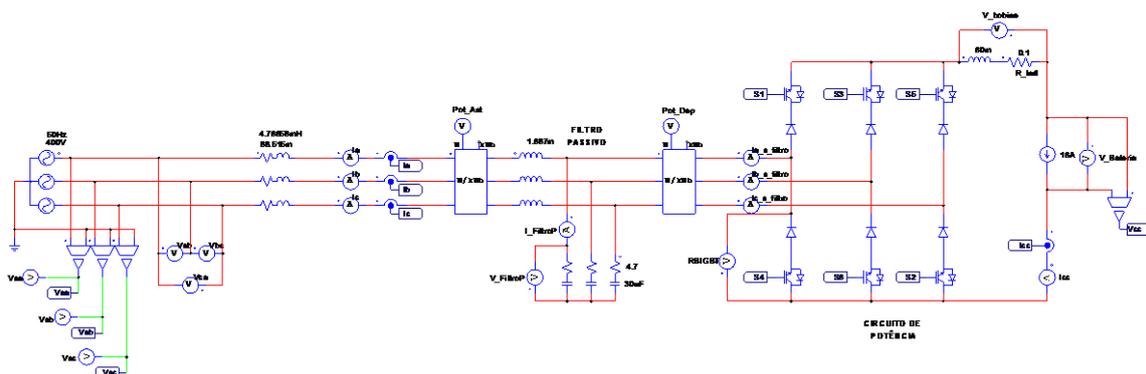


Figura 4.1 - Circuito de potência no modelo de simulação computacional.

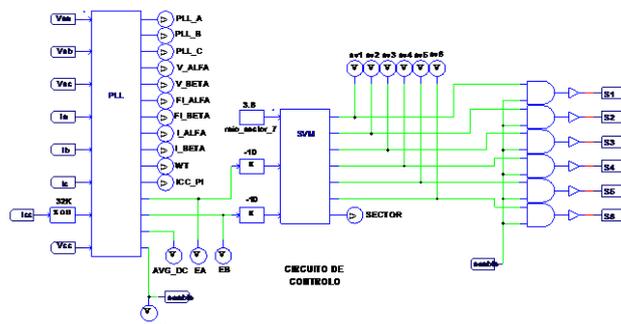


Figura 4.2 - Circuito de controlo no modelo de simulação computacional.

Para testar o circuito, foi realizada uma simulação com uma fonte de corrente na carga, depois com uma fonte de tensão ideal e por fim um modelo com base em carregamento de uma bateria de lítio. A simulação está dividida em dois sistemas: o circuito de potência e o circuito de controlo. O

circuito de potência inclui todas as características de um conversor CSI convencional, desde o filtro passivo, a resistência de linha e a carga em série com a bobina do barramento CC. Já o circuito de controlo é desenvolvido num bloco C e possui os sinais de medida necessários ao controlo do conversor (tensão e corrente da rede, tensão e corrente no barramento CC, etc.) e os sinais de atuação aos IGBTs.

4.2 Captura de Malha de Fase (PLL)

Considerando as características do conversor, foi escolhida uma teoria de controlo trifásica apropriada entre várias [49]. Além da sincronização da onda sinusoidal com a rede, o funcionamento depende de variáveis deste sistema. Esta foi implementada digitalmente e assim foram adicionados limites depois do cálculo e atualização da saída do controlador (ω) para que o sinal de saída não fosse infinito. Utilizando um limite superior e inferior de 2π e -2π , respetivamente, a PLL permite obter na saída um sinal com a frequência síncrona com a frequência do sinal de entrada, dentro dos limites definidos.

De modo a obter um sinal sinusoidal com amplitude unitária, é calculado o seno do sinal de saída (ω) originando um sinal perfeitamente síncrono com a tensão simples da linha A (v_a), sendo este sinal, pll_a . De modo a obter as restantes ondas síncronas de pll_b e pll_c , é necessário aplicar um desfasamento de $\frac{2\pi}{3}$ e de $-\frac{2\pi}{3}$, respetivamente. O diagrama pode ser visto na Figura 4.3:

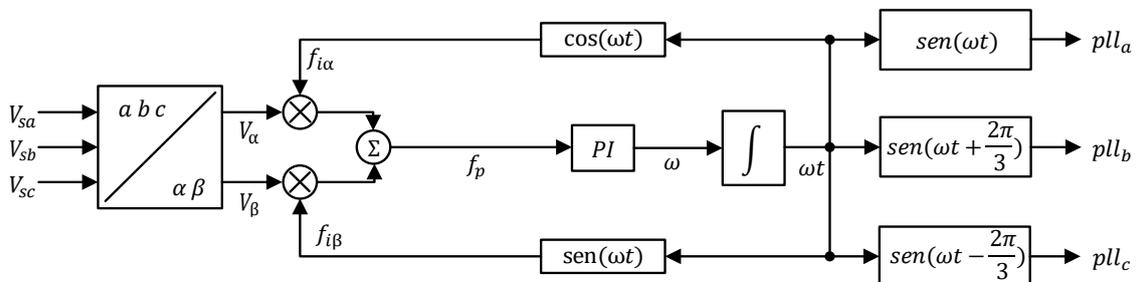


Figura 4.3 - Diagrama de blocos da PLL.

A transformada de *Clarke*, é aplicada às tensões de entrada e a partir desta são obtidas as variáveis, $-f_{i\alpha}$ e $f_{i\beta}$, necessárias ao controlo do sistema.

A PLL foi implementada digitalmente no PSIM (recorrendo a um bloco C), aplicando os diferentes blocos de controlo (PI, Integrador, etc.), foram feitas várias calibrações aos valores de k_p e k_i , de modo a obter um tempo de sincronização não demasiado lento nem demasiado rápido. O método experimental foi adotado para otimizar ao máximo do conversor, porém foi sempre considerado e conhecido o funcionamento do algoritmo estudado. Os valores com melhor resultado

foram com $k_p=0,41$ e $k_i=0,001$. Foram definidas uma frequência de amostragem de 32 kHz e uma frequência da rede de 50 Hz.

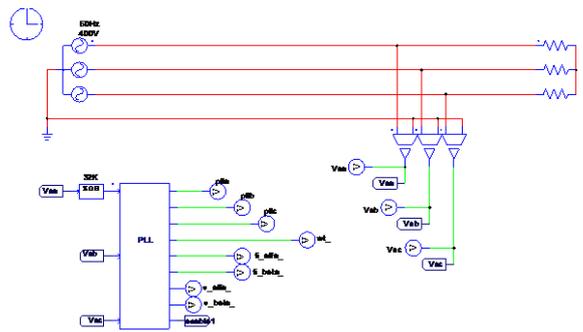


Figura 4.4 - Circuito de teste da PLL implementado no bloco C.

Foi utilizada uma carga puramente resistiva para obter os resultados das ondas sinusoidais das três fases. A primeira a ser apresentada é a PLL da fase A como pode ser visto na Figura 4.5:

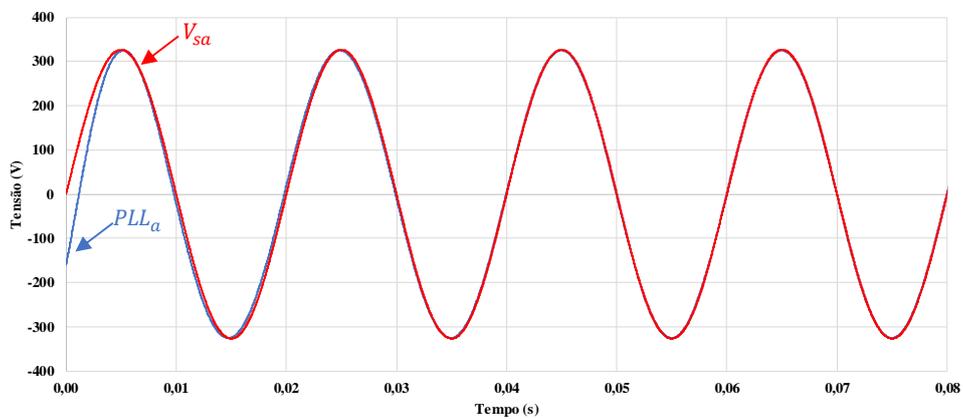
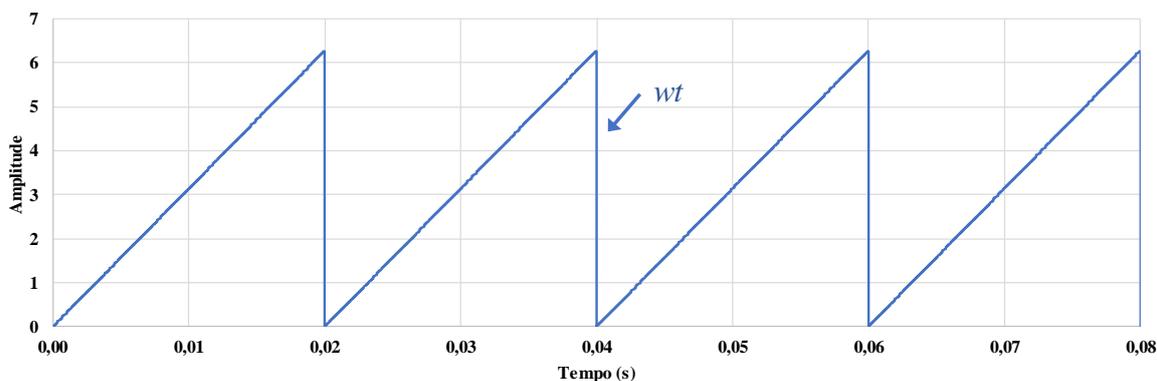


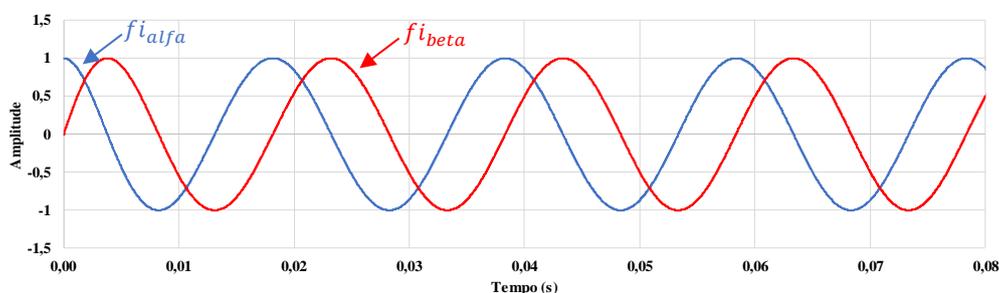
Figura 4.5 - Onda sinusoidal da PLL da fase A sincronizada com a tensão da fase A.

É possível verificar que a PLL demora cerca de ciclo e meio da rede para sincronizar o sinal de saída com a respetiva tensão. Tendo em conta que o sinal de saída da PLL é uma onda sinusoidal com amplitude unitária, o sinal de PLL gerado é multiplicado por 325 (valor máximo da tensão) para efeitos de análise do sistema como pode ser visto na Figura 4.5.

Após assegurada a sincronização das ondas com a com a rede, foi verificado o sinal de saída do integrador (ω) respeitava os seus devidos limites, entre 0 e 2π e uma frequência de 50 Hz, conforme esperado. O sinal ω está representado na Figura 4.6.


 Figura 4.6 - Sinal de saída do integrador (α).

Finalmente, é verificado o sinal de saída fi_α e fi_β . Estas variáveis de valor unitário de valor seno e coseno são importantes no sistema de controlo e provêm da função de PLL do bloco C. As ondas sinusoidais podem ser vistas na Figura 4.7.


 Figura 4.7 - Ondas de saídas fi_α e fi_β da função PLL.

Os sinais apresentados no gráfico acima apresentam um desfasamento de 90° entre eles e uma amplitude unitária como expectável.

4.3 Modulação Vetorial

Verificada a técnica de controlo da PLL, é realizada a validação da da técnica da modulação vetorial. Esta técnica é realizada pela comparação de duas variáveis de erro, e_α e e_β . Estas variáveis são obtidas do seguinte modo:

$$e_\alpha = I_\alpha - I_{CC} \cdot fi_\beta \quad (4.1)$$

$$e_\beta = I_\beta - I_{CC} \cdot (-fi_\alpha) \quad (4.2)$$

As variáveis de erro são obtidas consoante uma comparação entre a corrente medida e a corrente pretendida (referência). Os parâmetros I_α e I_β são obtidas através da equação de *Clarke* aplicadas às três correntes de entrada do carregador, I_a , I_b e I_c . É então realizado o produto entre o valor de corrente referência pelas variáveis sinusoidais fi_β e fi_α . O valor de i_{CC} numa primeira fase de simulação foi de um valor constante. Foi utilizado um valor de 16 A devido à potência do carregador

que se pretende construir. Assim que se obtenha os valores dos erros, e_α e e_β é necessário controlar as comutações do inversor de forma a manter uma corrente constante que se pretenda. Para controlar as comutações do CSI, utilizou-se uma técnica de modulação baseada em duas técnicas: amostragem periódica e modulação de espaço de vetores. Não existe uma frequência de comutação fixa e é realizada a comparação entre um valor de referência e um valor medido, mas neste caso a comparação é feita com as componentes α e β obtidas a partir da transformada de Clarke das correntes, de forma a tratar do sistema como um todo e não como um conjunto isolado de correntes.

Obtidos os valores de erros de alfa e beta, é aplicada uma constante, k , de valor (calculado) 10 de modo a que a resolução de erro seja maior e assim obter uma melhor definição de sector e assim as variáveis de erro são analisadas no domínio vetorial. Este domínio é representado no círculo trigonométrico, dividido em sete sectores. O sétimo é um círculo de menor dimensão, localizado no centro e o seu raio é alterado consoante os resultados dos sectores. Os eixos do círculo, x e y , são do erro de alfa e beta respetivamente. Assim cada valor de cada erro irá definir o sector em que se encontra. Devido às contantes variações dos erros, o sector irá variar rapidamente sem um padrão definido. Isto irá resultar numa comutação de frequência variável. Assim que o sector é encontrado, irá ser ativado um par de interruptores (dois IGBTs, um de topo e um de baixo), fazendo com que a corrente flua entre a bobina, a bateria e o par ativado e assim mantendo uma corrente constante. As variações de sector e pares de semicondutores ativos são demonstradas na Figura 4.8.

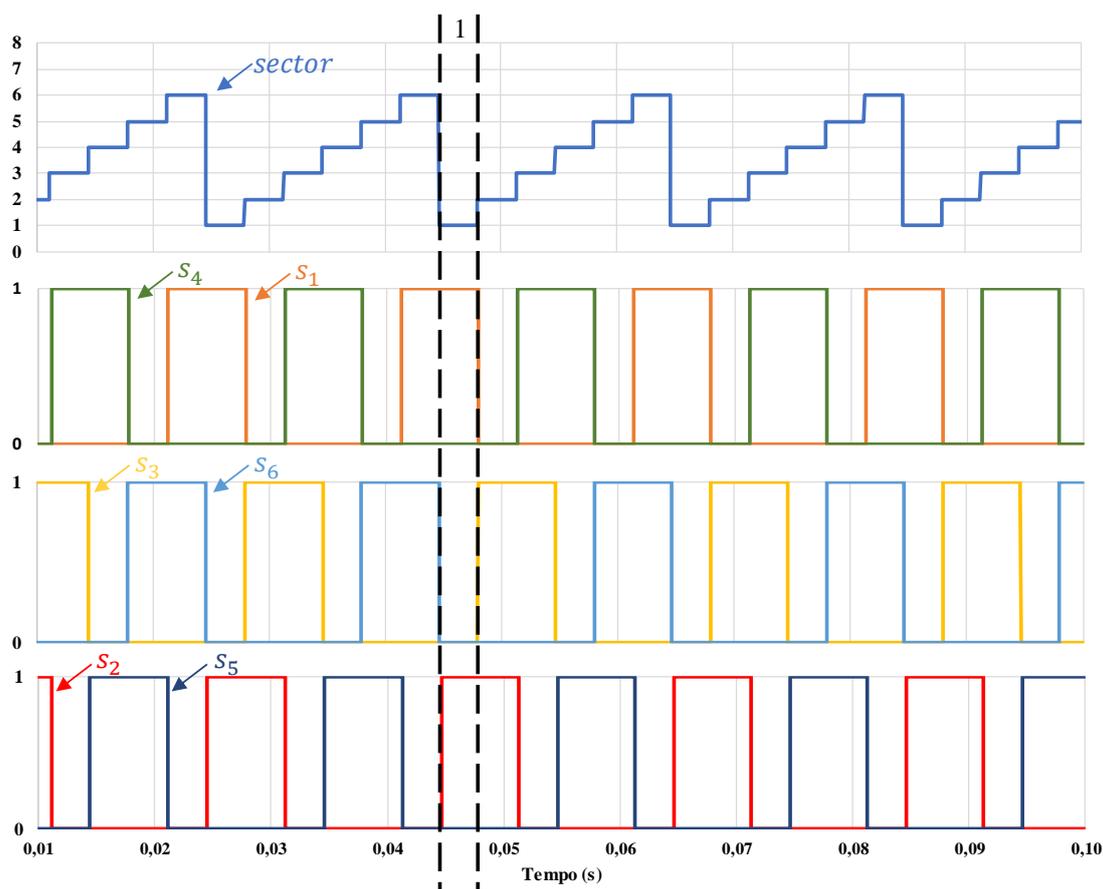


Figura 4.8 - Simulação da Modulação Vetorial. Zona do sector ativo e respetivos IGBTs ativos.

Na figura pode ser visto que, devido à sua complexidade, o *overlap time* não foi aplicado na simulação. Pode também ser visto a tracejado, que o sector 1 está destacado e com o par de semicondutores ativo. Neste caso os IGBTs S_1 e S_2 .

4.4 Controlo PI da Corrente no Barramento CC

Verificada a técnica da modulação vetorial, é necessário verificar se esta conseguirá manter uma corrente constante no barramento CC. Assim, de modo a manter uma corrente constante e como objetivo principal desta dissertação, é aplicada a técnica de controlo PI. A função é inserida no bloco C e através do parâmetro de leitura da corrente no barramento CC, esta irá compensar através do erro e manter a corrente constante pelo valor definido I_{ref} . O valor de I_{ref} foi escolhido consoante o estudo desenvolvido no estado de arte de carregadores de bateria de VEs. Considerando que se pretende desenvolver um carregador de modo lento, o valor escolhido foi de 16 A. Os resultados da simulação do controlo PI podem ser verificados na Figura 4.9.

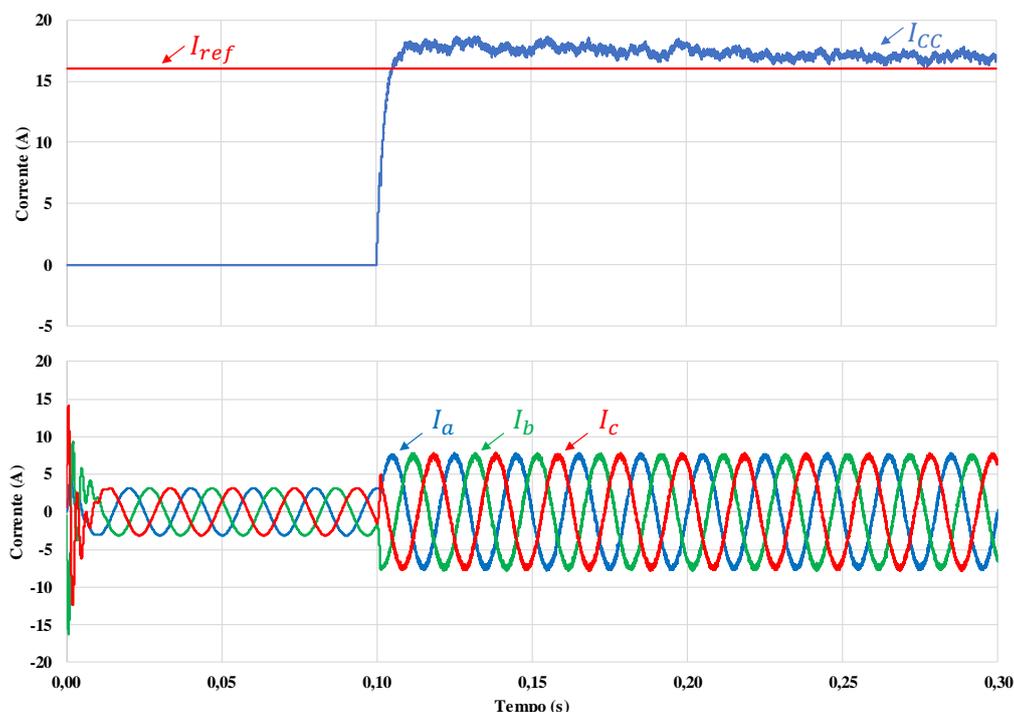


Figura 4.9 - Controlo PI aplicado à corrente do barramento CC.

Após vários estudos foram aplicados $k_p = 5$ e $k_i = 0,001$. Os valores foram escolhidos consoante o seu funcionamento e melhor desempenho. Foi aplicada uma *flag* de início do carregador aos 100 milissegundos. Como se pode verificar, o controlo rapidamente fornece uma corrente até ao valor de referência, mas com um *overshoot* não muito alto para não gerar uma corrente de alto valor a conduzir pelo circuito de potência. Ao revés, a corrente não segue imediatamente os 16 A (valor de referência), apenas atingindo esse valor passados alguns ciclos de rede.

Na parte inferior da Figura 4.9, estão as correntes de entrada do conversor. Em estudo com o filtro passivo, foram obtidas correntes sinusoidais de valor aceitável com um THD aproximado de 4%. É necessário ter em conta o valor das correntes sintetizadas de maneira a não poluir a rede elétrica com harmónicos.

4.5 Simulação do Conversor Fonte Corrente

As simulações anteriores não podiam ser validadas individualmente e foram testadas e validadas num conjunto só pois o sistema é realimentado. Assim, as técnicas de controlo foram colocadas num só bloco C e o circuito de potência verificado consoante o projeto final que se pretende. O diagrama de blocos completo do controlador do sistema encontra-se representado na Figura 4.10.

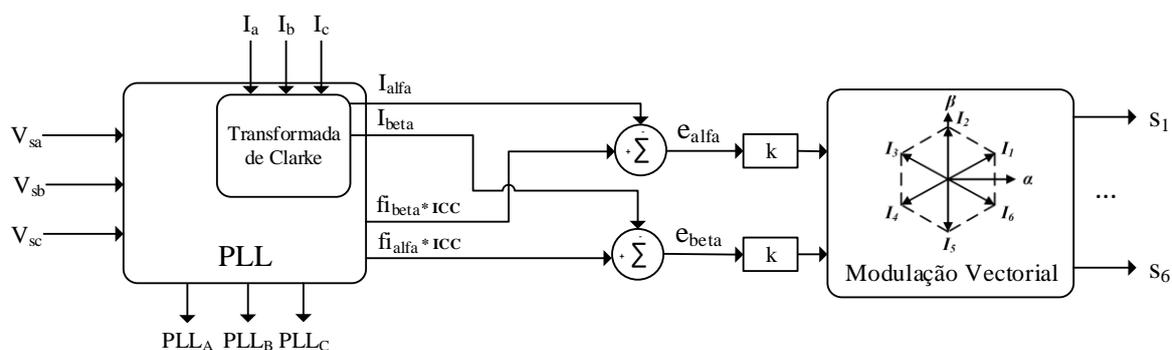


Figura 4.10 – Diagrama de blocos do sistema de controlo aplicado ao carregador.

Pode ser verificado que a primeira função, a PLL, utiliza a transformada de *Clarke* de modo a obter as ondas sincronizadas de PLL. Essa mesma função é utilizada para as correntes de entrada do conversor de modo a obter as correntes nas coordenadas $\alpha\beta$

Como anteriormente referido, os erros de alfa e beta são obtidos pela diferença entre as correntes de referência e correntes medidas. Esse erro é multiplicado por uma constante para uma melhor resolução de erros e assim, uma melhor definição de sector.

É necessário validar o sistema com um módulo de uma bateria de lítio e com a sua metodologia de carregamento.

4.5.1 Simulação com uma Fonte de Tensão como Carga

Para um primeiro teste de carga, é colocada uma fonte de tensão de 400 V em série com a bobina do barramento CC. Foi escolhido este valor de tensão devido à alimentação trifásica e de modo a conseguir manter uma corrente constante de 16 A como já explicado. Pode ser vista na Figura 4.11.

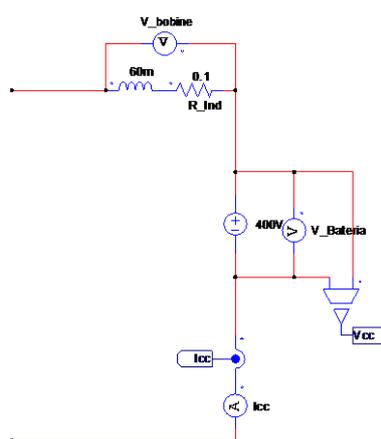


Figura 4.11 - Fonte de tensão no barramento CC utilizada na simulação.

Na simulação anterior, foi utilizada uma fonte de corrente de modo a forçar uma corrente constante e assim verificar se o sistema de controlo funciona corretamente. Após esta verificação é aplicada uma fonte de tensão, pois esta tem as características mais aproximadas de uma bateria ideal.

A tensão aos terminais é sempre mantida a 400 V e a corrente pode variar. Aplicado o controlo PI da corrente do barramento para 16 A e a fonte de tensão aplicada, os resultados podem ser vistos na Figura 4.12.

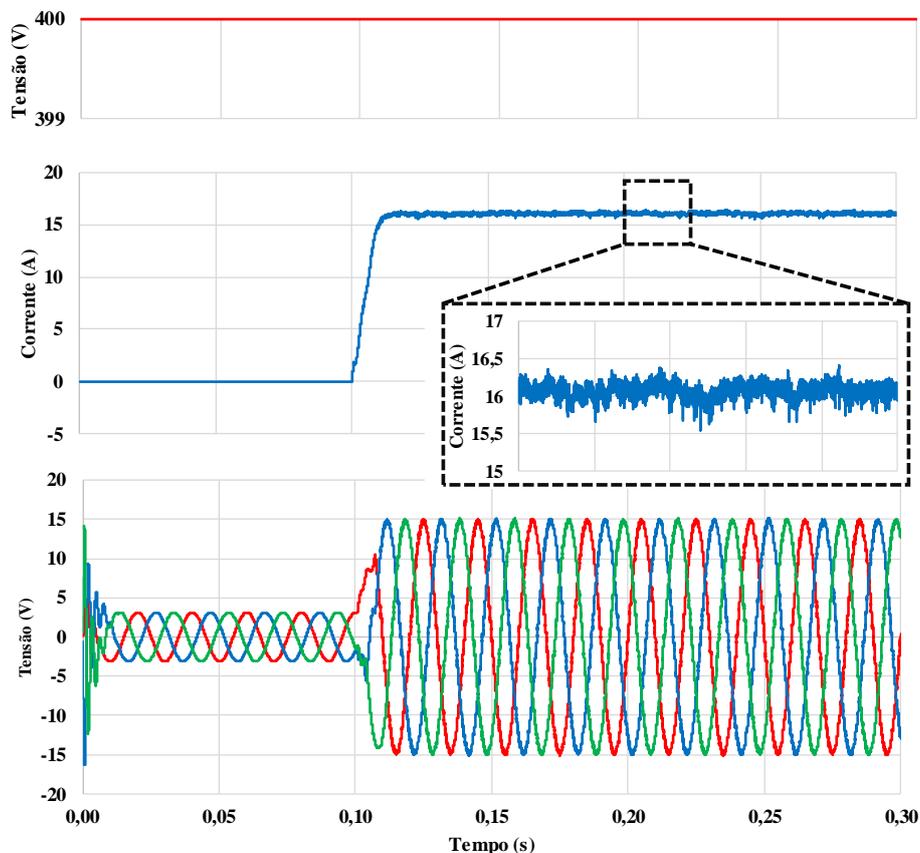


Figura 4.12 - Corrente no barramento CC com uma fonte de tensão como carga.

No topo do gráfico, é possível verificar que a tensão da fonte de 400 V não é alterada ao longo do tempo. No gráfico seguinte encontra-se a corrente no barramento CC ao longo do tempo. A *flag* de início ativa o carregamento aos 0,1 segundos e com um *overshoot* mínimo, a corrente segue os 16 A como previsto. É possível verificar um *ripple* máximo de 3%, o que é considerado aceitável. Além da corrente no barramento, é necessário verificar a corrente à entrada do conversor. As ondas sintetizadas são sinusoidais e possuem um THD inferior a 3,5%.

4.5.2 Simulação de um Modelo de uma Bateria como Carga

Verificada a simulação de uma fonte de tensão como carga, é testado o carregamento de uma bateria. O programa de simulação, PSIM, não possui um elemento de bateria e devido a esse fator, é necessário construir uma que replique o funcionamento desta. Foi aplicado um modelo de bateria de uma fonte de tensão em série com um condensador. Deste modo é possível simular o comportamento de uma bateria. O esquema da bateria pode ser visto na Figura 4.13.

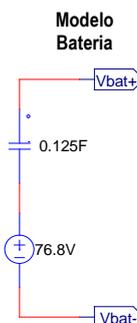


Figura 4.13 - Modelo de bateria utilizado na simulação.

De modo a selecionar os valores de carga do condensador e da tensão da fonte, foram realizados alguns cálculos tendo em conta as baterias aplicadas no VEs mais vendidos do mercado e também o conjunto de bateria existente no laboratório do GEPE.

Em 2018, o carro mais vendido em Portugal foi o Nissan Leaf [50]. O conjunto de baterias deste VE possui as seguintes características [51]:

Tabela 7 – Características de um pack de baterias de um Nissan Leaf.

Pack de baterias do Nissan Leaf:	
Tensão Nominal	3,65 V
Capacidade	56,3 Ah
Células	192 (24 módulos com 8 células cada)
Energia	39,46 kWh

É uma bateria de tamanho médio em relação a outras baterias no mercado e com alta capacidade. Para além destas características, foram revistas as características das baterias à disposição dos alunos no laboratório do GEPE [52]:

Tabela 8 – Características do pack de baterias no laboratório do GEPE [52].

Baterias no laboratório do GEPE (IFP 36230218–100Ah)	
Tensão Nominal	3,2 V
Capacidade	100 Ah
Módulos	34
Energia	10,880 kWh

As características de uma bateria do Nissan Leaf são idênticas na tensão nominal e isso torna-se numa vantagem na simulação computacional e mais tarde no desenvolvimento do carregador. Como estão disponíveis as baterias no laboratório do GEPE para teste, foram utilizados os valores para calcular os parâmetros da bateria da simulação. Os cálculos foram efetuados para 20 módulos de

baterias do laboratório. O primeiro parâmetro a descobrir é a tensão da fonte da bateria que está na equação (4.3):

$$V_{fonteBateria} = 20 \cdot V_{nominal} \quad (4.3)$$

Como verificado na tabela acima, a tensão nominal de uma bateria do laboratório é de 3,2 V o que resulta numa tensão da fonte de 76,8 V.

Calculada a tensão, foi utilizada a seguinte fórmula para o cálculo da capacidade que pode ser vista na equação (4.4):

$$i_c = C \frac{dV}{dt} \quad (4.4)$$

O valor de i_{cc} foi de 16 A devido à corrente nominal de carregamento da bateria que se pretende. A variação de tensão foi feita entre a tensão nominal de cada célula com a tensão máxima. Neste caso foi considerado 20% a mais, admitindo uma tensão de 3,84 V. A variação de tempo foi de 1 segundo e assim foi possível calcular a capacidade do condensador da bateria da simulação que resultou em 1,25 F. Devido ao longo tempo de simulação foi utilizado um valor de 0,125 F que em resultado prático altera apenas o tempo de carregamento.

Na simulação foi aplicado a teoria de carregamento de uma bateria de lítio. Como explicada anteriormente, numa primeira fase a tensão dos terminais aumenta e a corrente mantém-se constante e após a tensão dos terminais chegar à tensão da bateria, esta mantém-se constante e a corrente diminui ao longo do tempo. A simulação da tensão e da corrente da bateria pode ser vista na Figura 4.14.

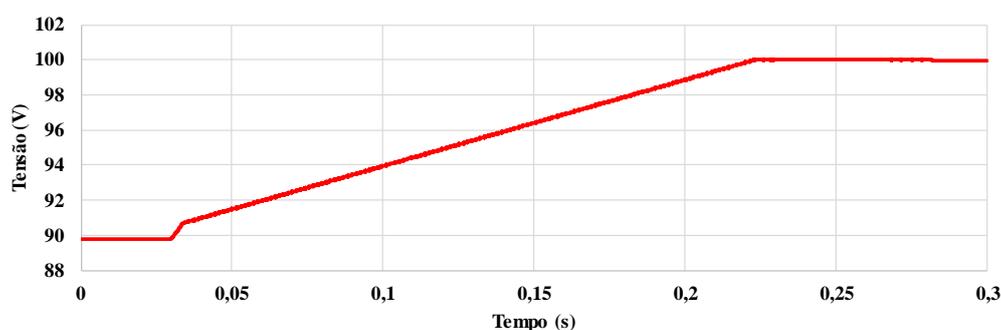


Figura 4.14 - Variação da tensão da bateria ao longo do tempo da simulação computacional.

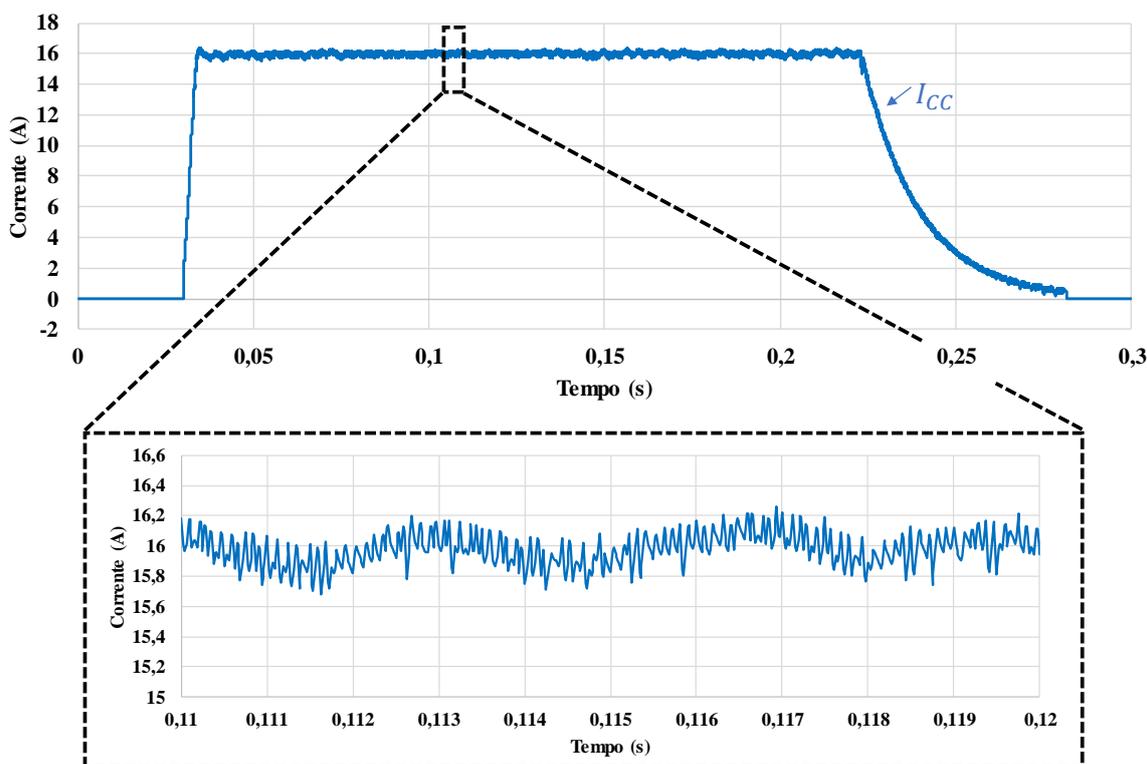


Figura 4.15 - Variação da corrente da bateria ao longo do tempo da simulação computacional.

A simulação é ativada por uma *flag* de início aos 0,03 segundos. Nesse instante o conversor é ativado e a corrente começa a fluir na bateria de modo constante. Após alguns cálculos, os ganhos de controlo de PI foram de $k_p = 4$ e $k_i = 0,01$, assim esta possui um *overshoot* de valor mínimo e começa a carregar num valor aproximadamente de 16 A. Ao longo do tempo, a corrente tende a manter-se neste valor e possui um *ripple* de 3,75%. Quanto à tensão, esta tem, um valor nominal de 90V nos terminais da bateria antes de o conversor ser iniciado. Após a *flag* de início, a tensão sobe até à tensão máxima da bateria e a corrente começa a diminuir ao longo do tempo (caso não esteja a transferir energia para outro dispositivo). Em termos práticos, a corrente diminui até a um valor aproximado de zero, mas devido a limitações de simulações computacionais esta está representada com o valor de zero.

Outro fator a ter em conta no funcionamento do conversor, são as correntes de entrada. É importante verificar o valor eficaz das correntes e as distorções delas mesmo. As correntes podem ser vistas na Figura 4.16.

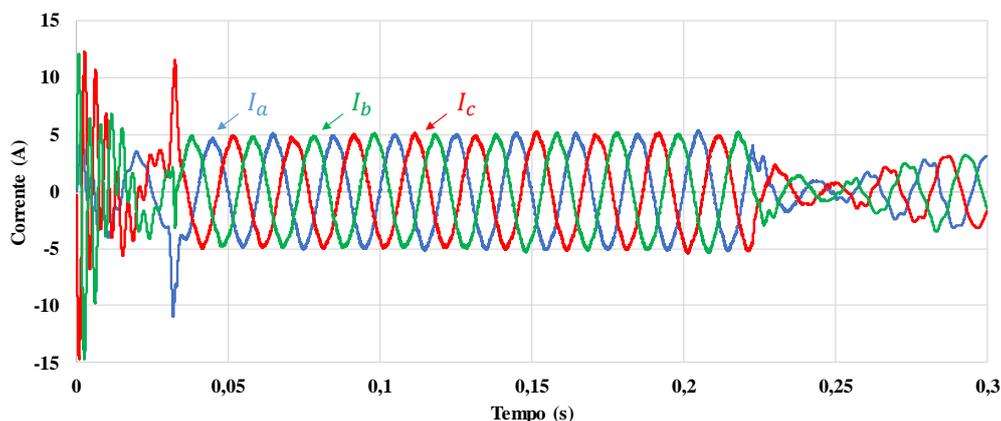


Figura 4.16 - Correntes da fase *a*, *b*, e *c* à entrada do conversor (simulação de uma bateria como carga).

Assim que o conversor é ligado, é possível verificar que existem picos de correntes. Aos 0,03 segundos a *flag* de início é ativada e o sistema de controlo é iniciado dando início à modulação vetorial. Estas ondas sinusóides possuem um valor de THD de 3,75% o que é considerado um valor aceitável. Assim que a tensão dos terminais atinge a tensão máxima, o valor das correntes é reduzido como expectável.

Outro valor a ter em conta para a o sistema de controlo, são os erros de alfa e beta. O gráfico com a variação desses mesmos pode ser visto na Figura 4.17.

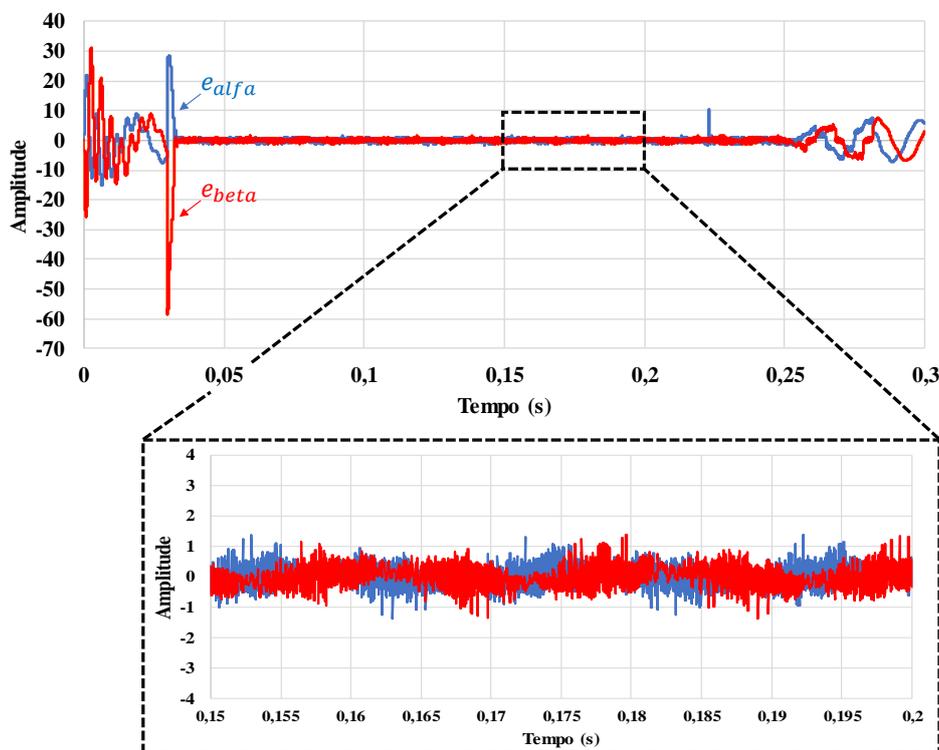


Figura 4.17 - Variação do erro alfa e beta ao longo do tempo no carregamento da bateria.

A variação dos erros de alfa e beta são importantes para o funcionamento do sistema de controlo e o respetivo carregador. Como pode ser visto na Figura 4.17, as variações dos erros são de valor

bastante semelhantes entre si quando o carregador se encontra no carregamento de corrente constante. Os valores de erro variam entre -1,5 e 1,5. Devido ao intervalo de variação ser pequeno e para uma melhor resolução, foi aplicado um ganho constante de 10, como explicado anteriormente. O valor de k também não pode ser demasiado elevado pois irá criar distorção nas correntes sintetizadas.

Após a verificação e a garantia dos erros funcionarem corretamente é importante verificar a variação dos sectores no carregamento da bateria. Essa variação pode ser vista na Figura 4.18.

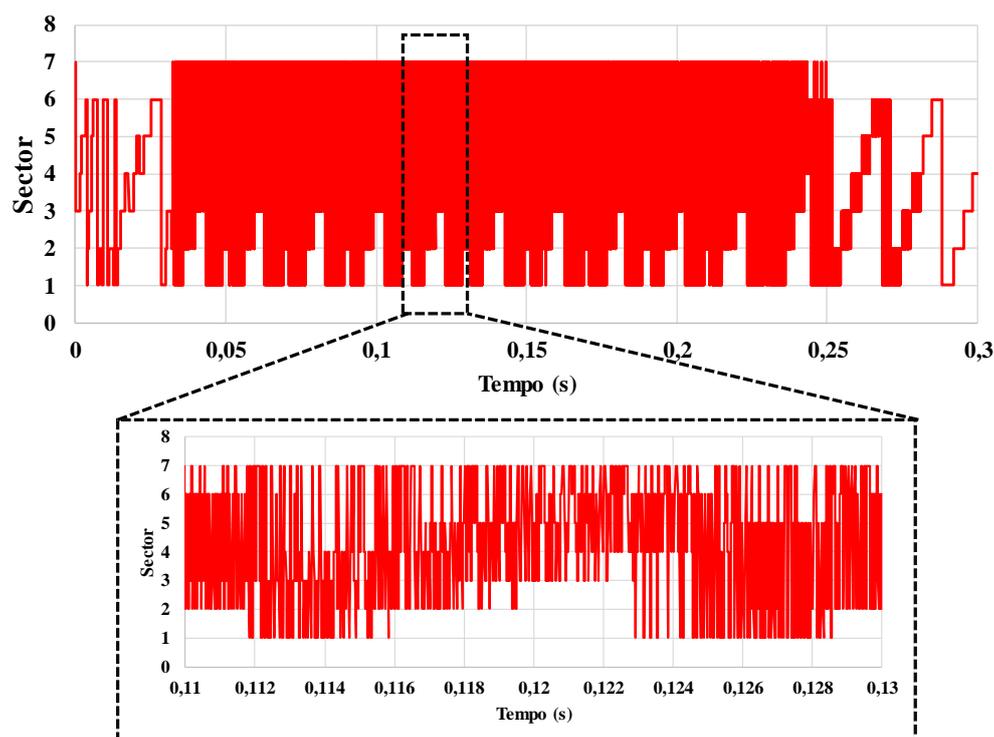


Figura 4.18 - Variação do sector ao longo do tempo no carregamento da bateria.

No gráfico acima, é possível verificar que as comutações só são ativas quando o sistema de controlo ordena que o conversor mantenha uma corrente constante. Esse intervalo de tempo é definido desde a ativação da *flag* até que a bateria atinja a tensão máxima. A variação de sectores não é linear como verificado no teste da modulação vetorial. Os sectores variam consoante a posição que os erros fornecem e assim poderá haver uma variação abrupta de sectores.

Verificados os parâmetros de controlo resultantes da simulação, é necessário verificar os parâmetros físicos para certificar se o conversor aguenta as condições mais extremas e se possui muitas perdas. O primeiro parâmetro a ser revisto é da tensão na bobina do barramento CC.

De modo a verificar se os componentes de potência no circuito são capazes de aguentar os valores de tensão que o conversor produz, foi verificada a tensão dos seus respetivos terminais. Consoante os resultados da simulação é necessário que a bobina tenha uma capacidade de suporte

para picos de 870 V (valor máximo de pico de tensão). E devido a uma questão de segurança, foi definido em 1000 V o valor de segurança.

Para os IGBTs, os picos de tensão são aproximadamente os mesmos da bobina. Como visto anteriormente, os IGBTs têm uma capacidade de suporte de tensão de 1200 V [53]. Assim é verificado o normal funcionamento do conversor e a segurança do utilizador e dos componentes. E assim são analisadas as perdas de energia pelo conversor, que podem ser vistas na Figura 4.19.

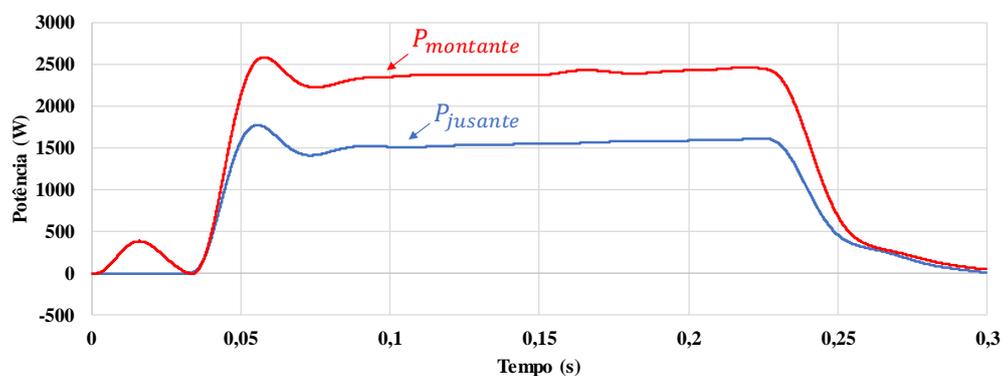


Figura 4.19 – Gráfico da medição da potência antes e após o filtro passivo.

Outro estudo realizado, foi o estudo de perdas no conversor. Como pode ser visto no gráfico acima, as perdas são algo significativas quando as comutações são ativas de modo a manter a corrente constante. Esta ocorrência está no facto de o filtro passivo, filtrar as correntes distorcidas devidos às comutações. As suas perdas estão relacionadas com as resistências de *damping* e com as resistências internas da bobina e dos condensadores. Que apesar de possuírem valores mínimos, ajudam a uma maior perda de energia no filtro.

Como se pode ver no gráfico, existem duas variáveis, a $P_{montante}$ e a $P_{jusante}$. As variáveis possuem esta nomenclatura devido à leitura de potência que é feita, antes e depois do filtro passivo. Assim de modo a descobrir as perdas nos filtros é necessário subtrair a $P_{jusante}$ com a $P_{montante}$. Devido à sua leve variação, foi feita uma média para as duas variáveis no intervalo de tempo em que está a ser feito o carregamento (entre 0,03 e 0,25 segundos) que resultaram num valor de $P_{montante}$ de 2300 W e de $P_{jusante}$ de 1650 W. Verificando assim uma perda de 650 W. É considerado um valor um pouco elevado devido ao resultado das ondas sinusoidais produzidas. Assim é necessário encontrar um equilíbrio entre uma boa sintetização das ondas sinusoidais e de baixas perdas no filtro passivo.

4.6 Conclusões

Este capítulo foi essencial ao estudo e validação do carregador de baterias com topologia CSI. Foi realizado o estudo da melhor teoria de controlo da PLL e a que mais se adequava ao carregador.

Desse modo foi possível verificar o desempenho na ferramenta de simulação computacional PSIM. Verificado este sistema, é então validada a modulação vetorial para o sistema de controlo de corrente. De modo a verificar o seu comportamento, foi necessário aplicar vários ganhos e várias cargas de modo a compreender quais os melhores parâmetros a seleccionar para o correto funcionamento do carregador.

Validadas estas condições e escolhido um sistema de controlo capaz de carregar a bateria (com a devida segurança), foi necessário realizar um estudo para perceber se o carregador é funcional e vantajoso em relação ao VSI.

Capítulo 5

Sistema de Controlo e Hardware de Potência

5.1 Introdução

Neste capítulo é descrito todo o material utilizado e desenvolvido na conceção do carregador de baterias com topologia CSI. O conversor no qual será desenvolvido o carregador já foi utilizado noutros trabalhos de investigação, logo será uma adaptação a um carregador e assim o conversor já possui placas de controlo e potência instaladas. Consoante a necessidade do projeto, as placas de controlo foram alteradas ou adaptadas.

São abordados os tipos de sensores utilizados, placa de aquisição, placa de *drive*, placa de comando, placa de DAC e caixa de comando, esta última utilizada para enviar sinais e controlar o funcionamento do conversor.

Relativamente ao andar de potência, é descrita a placa de *drive* dos IGBTs, o braço auxiliar que garante a segurança do conversor, o filtro passivo utilizado e por fim a placa de potência do CSI.

5.2 Sistema de Controlo

O sistema de controlo foi previamente validado pela ferramenta de simulação PSIM. Após vários testes e análises foi possível verificar quais os melhores parâmetros e teoria de controlo a aplicar. Após esta validação, é desenvolvido o software para o DSC e por via das placas de hardware, é aplicado o controlo aos semicondutores.

O conversor é alimentado pela rede trifásica e utiliza uma bobina no barramento CC, devido a estas duas características é necessário desenvolver medidas preventivas de segurança. Estas medidas de segurança têm como objetivo proteger o utilizador do carregador e o próprio conversor. Assim o sistema de controlo terá de garantir o bom funcionamento e a maior fidelidade.

5.2.1 DSC e Placa de Suporte

A placa de processamento utilizada neste conversor foi a *TMS320F28335* do fabricante *Texas Instruments*. Esta placa possui várias vantagens e características necessárias ao correto funcionamento do conversor. Como principais vantagens, destacar o alto desempenho e recursos

apresentados pelo IDE no desenvolvimento do software para a própria. O DSC está apresentado na Figura 5.1.



Figura 5.1 - DSC TMS320F28335 da *Texas Instruments*.

O DSC possui as seguintes características[54]:

- *Clock* de 150 MHz (6,67 ns);
- Unidade de Virgula Flutuante (*Floating-Point Unit* – FPU);
- 1 Módulo de SPI (*Serial Peripheral Interface*);
- 3 Temporizadores (*Timers*) de 32-bits;
- Módulo de comunicação de SPI (*Serial Peripheral Interface*);
- 18 canais de PWM (*Pulse-Width Modulation*);
- 16 Canais de ADC (*Analog-to-Digital Converter*);
- 88 Pinos de uso geral (*General Purpose Input/Output* - GPIO);
- 8 Interrupções externas que podem ser associadas a GPIOs;
- *Debug* em tempo real.

De modo a utilizar as funcionalidades do DSC, foi adaptada uma placa desenvolvida pelo GEPE, para que esta possa ser utilizada da maneira mais simples e adequada. Esta é alimentada por uma fonte de alimentação de +5 V. As 12 saídas de PWM possuem uma amplitude máxima e mínima de +3,3 V e 0 V, respetivamente, e encontram-se distribuídas em 2 fichas *header*. Os canais internos de ADC do DSC têm uma resolução de 12-bits, no entanto não admitem sinais de valores negativos. De maneira a ultrapassar esse problema, foram utilizadas placas de ADC externas de maneira a condicionar os sinais, sendo estas conectadas à placa. A placa de suporte também permite a interface da placa de DAC (*Digital-to-Analog Converter*) e da placa de I/O (*Input/Output*) com o DSC através de uma ficha DB9 e de uma ficha *header*, respetivamente. A placa de suporte é apresentada na Figura 5.2.



Figura 5.2 - Placa de Suporte do DSC.

5.2.2 Sensores de Tensão

Os sensores de tensão utilizados são os CYHVS5-25A [55]. Estes têm a capacidade de medir a tensão da rede de forma isolada e encontram-se já colocados no protótipo do conversor. Estes sensores são necessários para a aquisição de valores para o sistema de controlo. O sensor de tensão está aplicado numa pequena placa desenvolvida pelo GEPE para soldar as resistências de medição. O sensor pode ser visto na Figura 5.3.



Figura 5.3 - Sensor de tensão CYHVS5-25A e a sua placa de adaptação.

O sensor é de efeito de *Hall*, apresenta uma corrente nominal no primário e no secundário de ± 5 mA e 25 mA respetivamente. Possui uma relação entre o primário e o secundário de 5000:1000, permitindo uma tensão máxima de medida de 1500 V. O seu esquema elétrico pode ser visto na Figura 5.4.

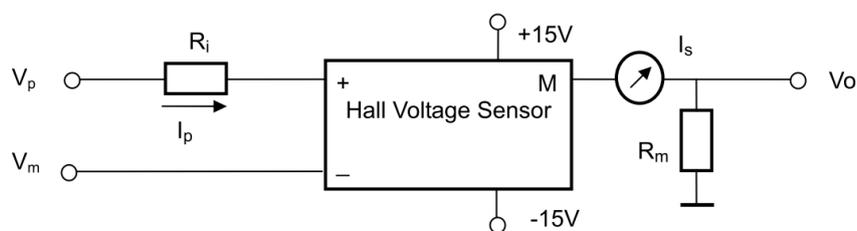


Figura 5.4 - Esquema elétrico do sensor de tensão CYHVS5-25A [55].

Para efetuar a medição da tensão, é necessário aplicar uma resistência externa, R_i , no lado primário. É utilizado o valor máximo espectável de tensão a medir e a corrente nominal de 5 mA, como se pode verificar na equação (5.1)

$$R_i = \frac{V}{I_N} \quad (5.1)$$

O sensor como está aplicado entre fase e neutro. O valor de V é considerado $325 \text{ V} \pm 20 \%$ (margem de segurança) e aplicando à equação o valor nominal I_N de 5 mA, o valor de R_i é então de 78 k Ω . A placa de suporte do sensor possui entrada para duas resistências de modo a dividir a potência entre elas, e assim estão aplicadas duas resistências de 39 k Ω . Como a saída do sensor é em corrente, é necessária uma resistência no lado secundário do sensor de forma a que essa corrente seja convertida em tensão e então adquirida pelo ADC. Por fim, a placa possui condensadores entre os terminais de alimentação para fazer o desacoplamento da fonte e filtrar algum ruído que possa existir.

5.2.3 Sensores de Corrente

O sensor de corrente utilizado no conversor é o LEM LA 100-P[56]. No conversor encontram-se três sensores deste tipo, cada um aplicado a cada fase à entrada do conversor. Este sensor está aplicado numa placa desenvolvida pelo GEPE de modo a realizar medições de corrente de forma isolada. O sensor pode ser visto na Figura 5.5.



Figura 5.5 - Sensor de corrente LEM LA 100-P e sua respetiva placa de adaptação.

Os sensores de corrente são de efeito de Hall, apresentam uma corrente nominal no primário de 100 A e uma relação de tensão de 1:2000. A gama de correntes recomendada para este sensor é de 0 a 150 A (valor eficaz), contudo, se o fio que conduz a corrente que se pretende medir passar mais do que uma vez no orifício do sensor, é possível obter melhor precisão para correntes de menor valor (abaixo da nominal).

O sensor pode ser alimentado por ± 12 V ou ± 15 V, visto que é utilizada uma fonte de tensão de ± 15 V para alimentar as placas eletrónicas, foi utilizado esse mesmo valor. O esquema elétrico do sensor pode ser visto na Figura 5.6.

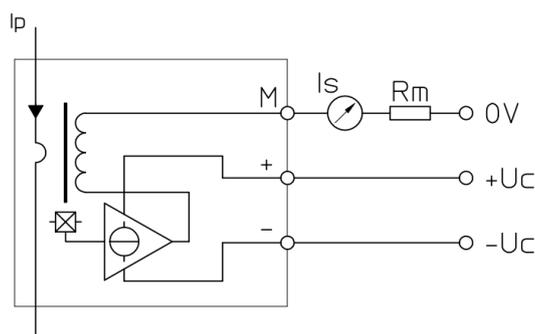


Figura 5.6 - Esquema elétrico do sensor de corrente LEM LA 100-P[56].

A resistência na saída do sensor, R_m , varia dependendo da tensão de alimentação e dos valores de corrente que se pretende medir.

5.2.4 Placa de Aquisição e Condicionamento de Sinal

A placa de aquisição e condicionamento de sinal utilizada permite ler até 8 sinais, sendo constituída por 8 canais de leitura de ADC com os respetivos circuitos de deteção de erros. Esta placa tem o objetivo de receber e tratar dos sinais provenientes das placas dos sensores. O conversor (anteriormente utilizado em outros projetos) possuía duas placas de condicionamento de sinal, mas apenas foi necessário utilizar uma. A placa encontra-se na Figura 5.7.

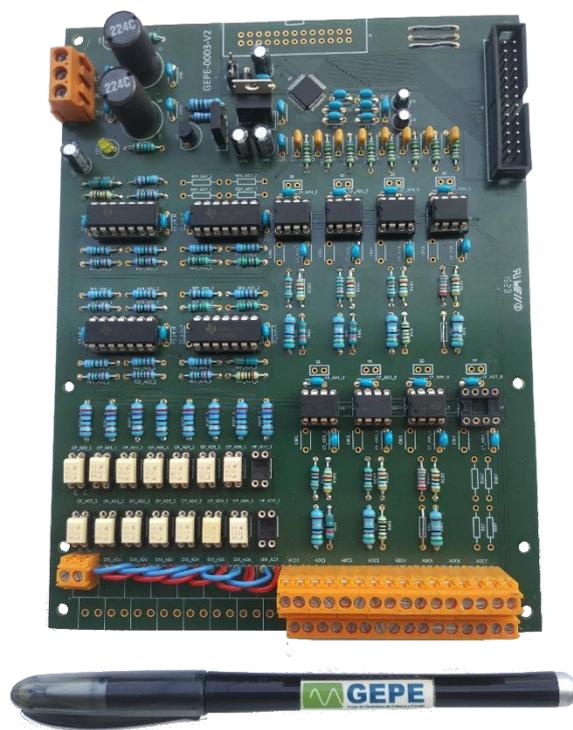


Figura 5.7 - Placa de condicionamento de sinal.

A alimentação da placa é efetuada com $\pm 15\text{ V}$ através da fonte de alimentação externa. Esta placa prevê já a alimentação dos sensores através dos conectores laranja. Cada canal de ADC possui uma montagem inversora com um ganho ajustável com base no amplificador operacional LM358. Assim é possível que o canal de ADC meça um sinal negativo quando a entrada é positiva e vice-versa. O circuito pode ser visto na Figura 5.8.

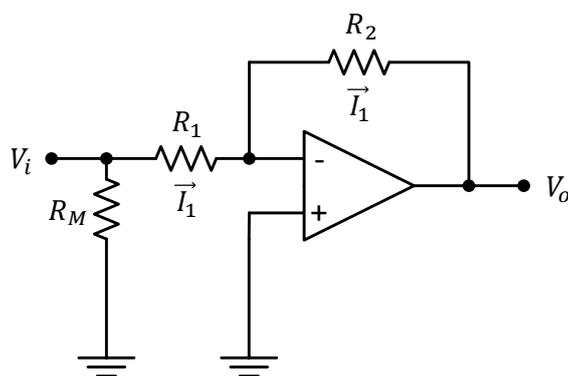


Figura 5.8 - Circuito de leitura de dados do ADC.

O valor das resistências R_1 e R_2 , presentes na Figura 5.8, permitem definir qual o ganho de leitura. Esse ganho é definido pela equação (5.2).

$$A = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-R_2 I_1}{R_1 I_1} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (5.2)$$

A placa de condicionamento está montada de modo a receber 4 sensores de tensão e 4 sensores de corrente necessários ao desenvolvimento do projeto. Assim para os sensores de tensão

foi definido $R_1 = 13 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 13 \text{ k}\Omega$, de modo a obter um ganho de -1 . Tendo em conta os sensores de corrente utilizados, para os canais de corrente definiu-se $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$, obtendo-se um ganho de -2 . Estes valores foram calculados através da equação (5.2).

Após os cálculos do ganho, também é necessário aplicar a resistência de medida (R_M). Esta resistência deverá estar mais próxima do circuito de ADC para evitar ruído na leitura. Foi aplicado uma resistência de 100Ω , consoante o *datasheet* dos sensores de tensão [55]. Em relação aos sensores de corrente, foi colocado uma resistência de medida de 33Ω . Esta também de acordo com o *datasheet* do sensor de corrente [56].

A tensão medida à entrada do circuito de ADC (V_i) é obtida pelo produto da resistência de medida (R_M) pela corrente do secundário do sensor (I_S) e a tensão à saída da montagem inversora, ou seja, a tensão lida pelo canal de ADC (V_o), é dada pelo produto do ganho (A) pela tensão V_i , de acordo com a equação (5.2).

Visto que as tensões lidas pelos sensores de tensão têm todas amplitudes aproximadas, os circuitos de leitura e de deteção de erros associados a estas foram todos dimensionados da mesma forma. O mesmo caso verificou-se para os valores de corrente.

A aquisição dos sinais é realizada utilizando o circuito integrado de ADC MAX3120, da Maxim [57]. Possui uma resolução de 14-bits, sendo 1 bit de sinal, obtendo leituras entre -8192 e 8192 . Tem a particularidade de ler sinais entre -5 e $+5$ V. Tendo em conta que são ligados oito canais a cada circuito integrado de ADC, o tempo de conversão é de $3,7 \mu\text{s}$ [57].

5.2.5 Placa de Comando

Com o controlo correto, a placa de comando permite ativar a comutação dos semicondutores (neste caso os IGBTs). A placa recebe os sinais provenientes do DSC entre 0 e $3,3$ V e transmite esses mesmos sinais para os circuitos de *drive* num valor de tensão entre 0 e 15 V. Essa placa é apresentada na Figura 5.9.



Figura 5.9 - Placa de comando.

Cada uma das placas permite o controle de quatro IGBTs, visto que o conversor trifásico possui seis (mais o IGBT do braço auxiliar), serão utilizadas duas placas de comando.

A placa é alimentada com +15 V proveniente da fonte de alimentação externa. Possui um conjunto de LEDs que permitem indicar os vários estados de erro. Um LED verde indica quando os sinais de PWM estão a ser enviados para as placas de *drive*. Os LEDs vermelhos sinalizam a detecção de erros, como por exemplo tensão ou corrente excessiva, e desativam o envio dos sinais de PWM para as placas de *drive*.

5.2.6 Placa de DAC

A placa de DAC (*Digital-to-Analog Converter*) é utilizada para a visualização de variáveis internas do DSC com recurso a um osciloscópio. É uma ferramenta bastante útil na resolução de erros ou no seguimento de variáveis do desempenho do conversor. A placa de DAC foi desenvolvida pelo GEPE e possui 8 canais de conversão de sinais digitais para sinais analógicos. A placa de DAC pode ser vista na Figura 5.10.

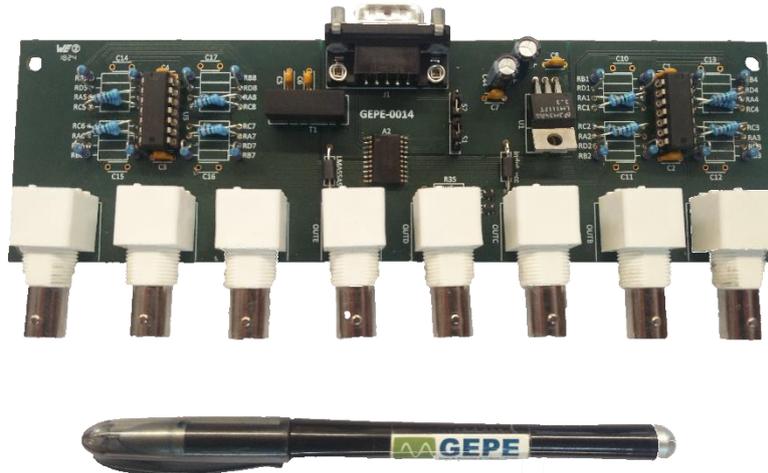


Figura 5.10 - Placa de DAC desenvolvida no laboratório do GEPE.

A comunicação entre a placa de DAC e a placa de adaptação do DSC é efetuada através de fichas DB9, com recurso a um protocolo comunicação SPI (*Serial Peripheral Interface*). Os canais analógicos de saída da placa de DAC são transmitidos como sinais de tensão limitados entre -5 e +5 V, no entanto podem representar tensões, correntes ou qualquer outra variável. Por fim deve ser feita uma calibração pelo utilizador de modo a evitar erros de *offset* na leitura dos sinais no osciloscópio.

5.2.7 Caixa de Comando

A caixa de comando foi desenvolvida com o intuito de facilitar o acesso aos sinais e variáveis mais importantes. Permite controlar alguns parâmetros do conversor e ainda indicar alguns erros e estados. A caixa de controlo encontra-se apresentada na Figura 5.11.



Figura 5.11 - Caixa de controlo utilizada no conversor de potência do carregador de baterias.

A caixa de comando possui quatro botões e cada um possui uma função específica. O botão (1) de *reset* é utilizado para remover qualquer erro que o DSC apresente. O botão (2) é utilizado para fazer o *enable/disable* às comutações dos semicondutores do conversor. No estado 1, os IGBTs da placa de potência recebem os sinais de PWM e o braço auxiliar é colocado em estado aberto. No estado 0, os IGBTs são desativados e o braço auxiliar é ativado. O botão (3), paragem de emergência, assim que for ativado desabilita os sinais de PWM. O botão (4) de *reset*, quando ativado remove os erros apresentados pela placa de comando. O LED vermelho (5) é de indicação de paragem de emergência e o LED verde (6) indica a alimentação da placa de comando.

Todas estas ações são possíveis devido à ligação da caixa de controlo às placas de comando.

5.2.8 Algoritmo de Controlo

De modo a obter um bom desempenho e eficiência, o algoritmo de controlo precisa de ser bem avaliado e testado. Foram aplicados vários algoritmos de controlo ao conversor, que irão ser explicados. Foram desenvolvidos e implementados em linguagem C, utilizando o ambiente de desenvolvimento integrado *Code Composer Studio* para o DSC TMS320F28335 da Texas Instruments, tendo como base as simulações computacionais.

Primeiramente, são feitas as configurações necessárias no arranque do sistema, nomeadamente as interrupções, o *timer* e a porta de comunicação SPI. Após feitas as configurações o programa entra num ciclo infinito. O interruptor da caixa de controlo definirá se as comutações do

conversor estão ativas ou desabilitadas (braço auxiliar ativo). O fluxograma está presente na Figura 5.12.

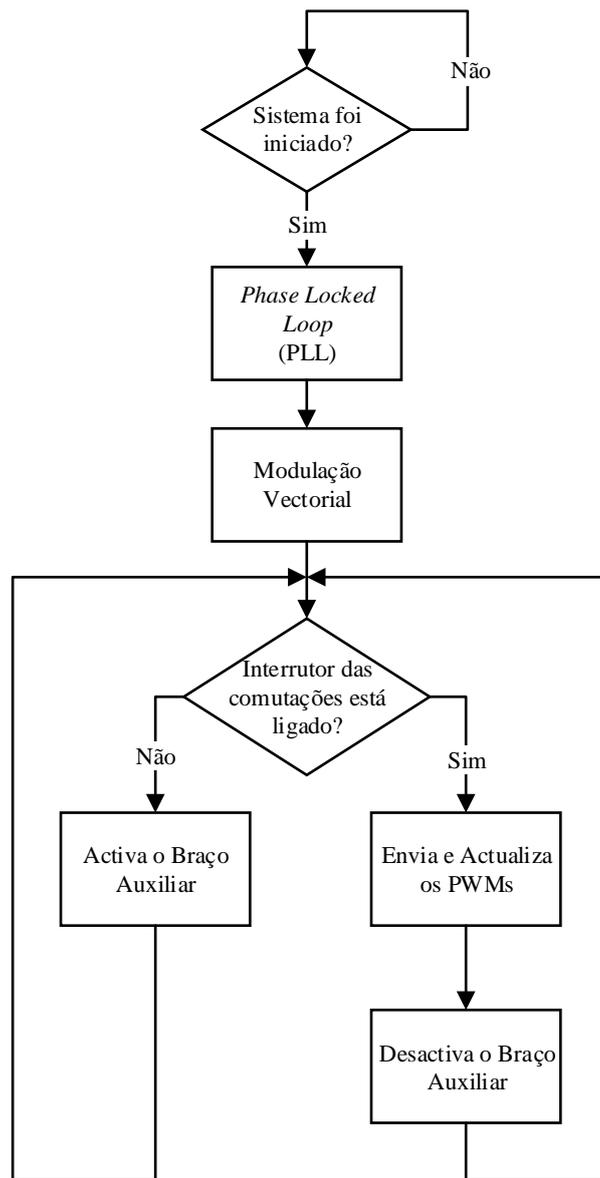


Figura 5.12 - Fluxograma geral do funcionamento do carregador.

A frequência de amostragem foi definida em 32 kHz. Assim, a cada 31,25 μ s são ativadas as interrupções externas para efetuar as leituras dos canais de ADC das placas de aquisição e condicionamento de sinal. O restante algoritmo de controlo é executado à frequência interna do DSC de 150 MHz.

Após as configurações serem definidas, a função de PLL é chamada. Esta função recebe os parâmetros de medida da tensão da rede, e tem como função sincronizar essas ondas com as ondas geradas pelo DSC. Para além desta função principal, são utilizados vários parâmetros de saídas da função que serão necessários ao funcionamento do sistema de controlo. As variáveis fi_{α} e fi_{β} provêm da função PLL, são resultantes da transformada de *Clarke*, sinais de seno e cosseno

respetivamente. A transformada de *Clarke* é utilizada para as correntes de entrada do conversor, I_α e I_β . para obter o erro de alfa e beta (e_α e e_β), é subtraído o I_α e I_β pelo produto de f_{i_α} e f_{i_β} com o valor de corrente de saída desejado. De modo a controlar o valor de corrente constante no conversor, é aplicado o controlador PI. O valor de corrente de referência dependerá sempre da potência do conversor. Quanto maior for o valor, maior será a resolução da modulação e consequentemente, melhores serão os resultados. Obtidos os valores de e_α e e_β , é então aplicada a função da modulação vetorial como pode ser visto na Figura 5.13.

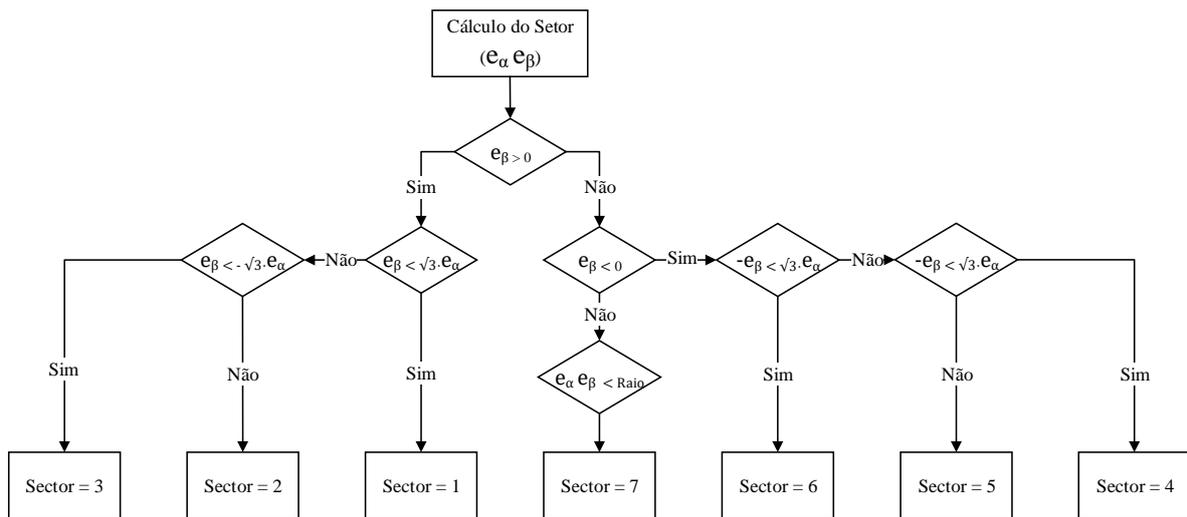


Figura 5.13 - Fluxograma do funcionamento da modulação vetorial.

Os valores de e_α e e_β , podem ser descritos como o erro da corrente de referência com as correntes medidas. Cada sector é definido pelo posicionamento dos vetores do erro e de modo a obter uma maior resolução as variáveis e_α e e_β , estas são multiplicadas por uma constante k . Uma maior resolução significará numa maior definição dos sectores. A modulação vetorial tem como objetivo identificar o sector em que o erro se encontra. São feitas várias comparações entre os seus valores e deste modo definidos os vetores. O sector 7 é centrada em zero de forma circular e foi definido para valores de erro mínimo.

Assim que os vetores são encontrados, é aplicada a função de ativação dos IGBTs já predefinidos pela Tabela 6. De notar que o braço auxiliar é desativado sempre que um dos sectores é ativo. Na transição de sectores, o braço auxiliar permanece desativado depois do IGBTs definidos serem ativados e então é aplicado o tempo de sobreposição (*overlap time*).

Como descrito anteriormente, o carregamento da bateria é feito consoante a método de carregamento de uma bateria de lítio, que pode ser visto na Figura 5.14.

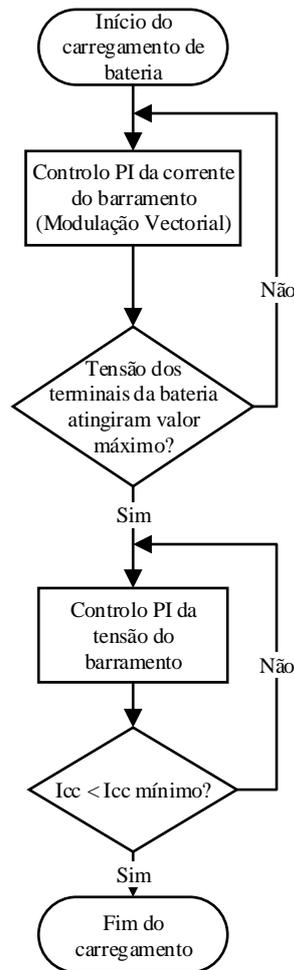


Figura 5.14 – Fluxograma do método de carregamento da bateria.

Como pode ser visto no fluxograma acima, o carregamento é iniciado com uma corrente constante na bateria conseguida através do sistema de controlo de PI. Assim que a tensão da bateria atingir o valor máximo, o controlo PI da corrente deixa de estar ativo e então é ativado o controlo PI da tensão. Esta garante uma tensão constante e a corrente vai diminuindo ao longo do tempo. Assim que se encontrar neste estado e a corrente tiver valores mínimos, é considerado o carregamento da bateria completo.

Foram aplicadas várias medidas de segurança. O botão de emergência e o interruptor para ativar e desativar as comutações existentes na caixa de controlo, estão ligados às interrupções externas do DSC, de modo que, a sua leitura seja efetuada o mais rapidamente possível. O botão de emergência, quando premido, ativa a paragem de emergência (com *flag* de emergência 3), suspendendo imediatamente a execução do algoritmo de controlo e é acionada uma paragem de emergência. Os IGBTs do CSI são desligados e é ligado o IGBT do braço auxiliar de proteção assim como o sinal para ligar o LED vermelho da caixa de controlo. O *timer* é desativado e assim garante uma paragem das leituras das placas de aquisição e condicionamento de sinal. O DSC guarda um valor diferente para a *flag* de emergência, de acordo com o erro que ativou a emergência. Assim, pode

verificar-se pela *flag* qual o erro que desencadeou a paragem de emergência e proceder de acordo com isso. Essas emergências são descritas na Tabela 9.

Tabela 9 – *Flags* de emergência.

<i>Flag</i> de emergência	Descrição da emergência
0	Nenhuma emergência (valor <i>standard</i>)
1	Limite de corrente ou tensão ultrapassado no canal de ADC
2	Placas de aquisição e condicionamento de sinal não estão a enviar leituras de ADC
3	Botão de emergência acionado

De modo que o CSI volte a funcionar normalmente sem ter de reiniciar o DSC após detetada uma paragem de emergência, foi aplicado um algoritmo que permite ao utilizador avançar a emergência e retomar o normal funcionamento do CSI. É necessário verificar qual a emergência ativada e utilizando a caixa de controlo, premir o botão associado para resolver a emergência ativada. O fluxograma de emergência encontra-se na Figura 5.15 – Fluxograma de paragem de emergência. Figura 5.15.

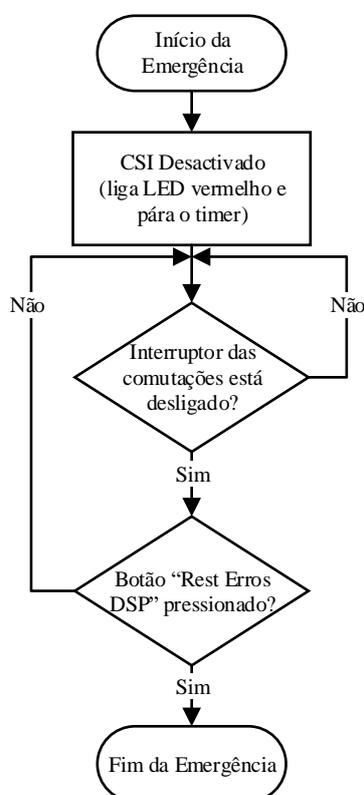


Figura 5.15 – Fluxograma de paragem de emergência.

Esta proteção garante que, quando o utilizador pretenda avançar a emergência e limpar os erros não exista risco para o CSI, uma vez que as comutações foram desativadas e eliminados os erros registados pelo DSC.

5.3 Hardware de Potência

Como referido anteriormente, o hardware nesta dissertação foi adaptado de um trabalho de investigação anterior. Assim foram utilizadas as placas e componentes necessários a este projeto.

Neste subcapítulo é apresentado e explicado todo o material usado para o desenvolvimento do hardware de potência do conversor. Para além do hardware, são apresentados os vários diagramas de controlo necessários ao funcionamento do carregador.

5.3.1 Placa de *Drive* dos IGBTs

A placa de *drive* tem como objetivo garantir o isolamento entre o sinal emitido da placa de comando e a *gate* do IGBT. Este pode ser visto na Figura 5.16.



Figura 5.16 - Placa de *drive* dos IGBTs.

É utilizado um opto-acoplador de modo a transferir o sinal do circuito para outro através da luz (foto-díodo) e utilizando um foto-transistor para receber esse sinal. Quando o foto-díodo não recebe nenhum sinal, este encontra-se ao corte mantendo o IGBT ao corte. Este opto-acoplador tem como vantagens: ciclo de vida e isolamento elevado entre circuitos. O seu modelo é o ACPL-J313 da Avago Technologies [58]. Possui um isolamento de 1230 V e pode ser alimentado a 15 ou a 30 V, sendo alimentados pelas fontes isoladas de + 15 V e - 15 V. É necessário aplicar uma resistência antes da entrada do foto-díodo de forma a limitar a corrente para que esteja nos parâmetros referenciados pelo *datasheet*. Esse valor deverá ser menor que os 16 mA. Como os sinais de entrada são de +15 V, é aplicada uma resistência de 1,5 k Ω para obter uma corrente de 10 mA.

Abordando a placa de *drive*, esta permite controlar dois IGBTs simultaneamente e seguindo esta característica, foi utilizada uma placa para um dos braços do conversor. Totalizando quatro placas (três placas mais uma para o braço auxiliar). Na constituição desta, a entrada da placa recebe os sinais através de uma ficha DB9 e recebe a alimentação de +15 V proveniente de uma fonte de alimentação. Os opto-acopladores têm de ser alimentados por fontes CC-CC isoladas. As fontes utilizadas neste projecto são as MEV1D1515SC da empresa Murata Power Solutions [59]. Têm com características um isolamento de 3 kV e três saídas (+15 V, GND e -15 V). Como os três IGBTs inferiores têm o emissor ligado ao mesmo ponto, apenas é utilizada uma fonte de tensão isolada de modo a reduzir a quantidade de fontes utilizadas e consequentemente o custo do equipamento.

5.3.2 Placa de Potência (IGBTs)

A placa de potência possui seis IGBTs e tem como função modelar a corrente consoante os sinais enviados pelo sistema de controlo. Possui três braços e cada braço possui dois IGBTs. O filtro passivo é aplicado à entrada do conversor e na saída deste é aplicada a bobina do barramento e o braço auxiliar em paralelo. O circuito pode ser visto na Figura 5.17.

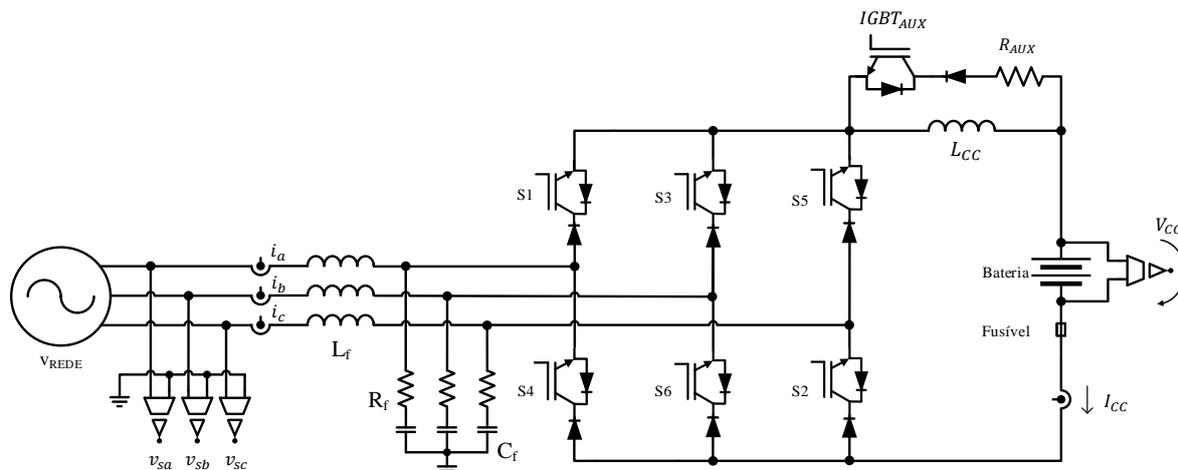


Figura 5.17 - Circuito de potência do conversor.

Para desenvolver o carregador é necessário colocar a bateria em série com a bobina do barramento. Deste modo a corrente fluirá dos semicondutores para o barramento e carregará a bateria.

Focando na própria placa, esta é constituída por IGBTs do tipo FGA25N120ANTD desenvolvidos pela empresa *Fairchild Semiconductor* [53]. Têm como característica suportar tensões até 1200 V, correntes máximas de 30 A e velocidades de comutação de 30 khz. Os díodos utilizados foram os DSEP 29-12A da *ixys*[60]. Possuem uma corrente máxima de 30 A e suportam tensões até 1200 V, tal como os IGBTs. Estas características são perfeitamente aceitáveis para o correto funcionamento do carregador.

Foi utilizada a placa de potência já utilizada no anterior projeto. Esta encontra-se na Figura 5.18.

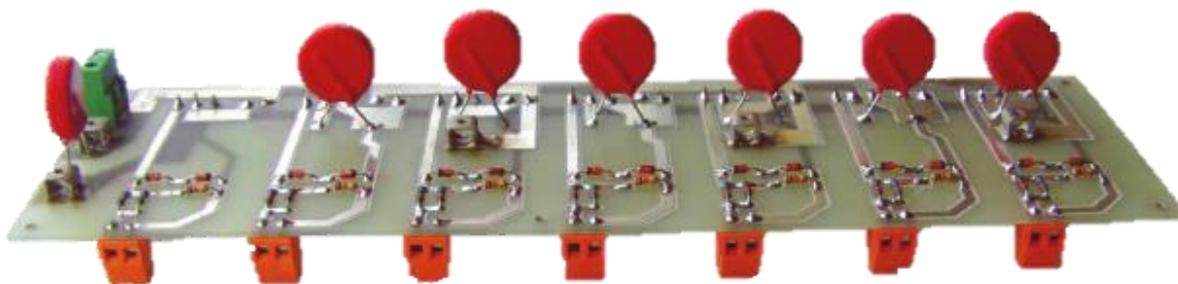


Figura 5.18 – Circuito do andar de potência constituído por IGBTs e as suas proteções (diodos e varistores).

A placa possui um conector para cada braço, três entradas/saídas para ligar à rede e dois conectores na ponta da placa para ligar ao barramento CC onde é ligada a bobina e a carga (bateria). Os sinais de *PWM* são enviados pelos conectores laranja aos respectivos IGBTs. Seis conectores para os IGBTs e um para o IGBT do braço auxiliar. Verificando a Figura 5.18, da esquerda para a direita, corresponde o braço auxiliar, S_1 , S_4 , S_3 , S_6 , S_5 e S_2 .

Na placa do inversor a ordem dos díodos em série foi trocada com os IGBTs de baixo do inversor (S_4 , S_6 e S_2), para que os emissores dos IGBTs fiquem ligados ao mesmo potencial e assim os circuitos de *drive* possam ser alimentados pela fonte que alimenta os opto-acopladores.

De modo a garantir o correto funcionamento e a segurança dos componentes, cada IGBT na placa de potência (incluindo o braço auxiliar), possui um circuito de proteção de *gate* como pode ser visto na Figura 5.19.

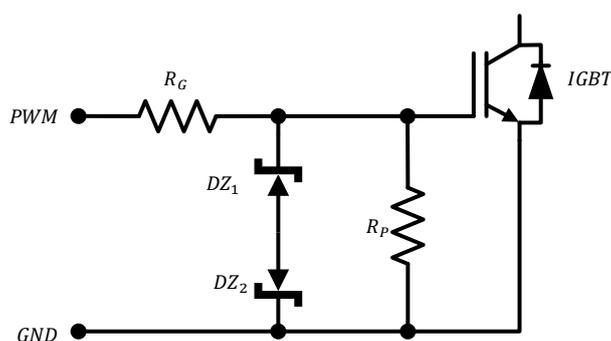


Figura 5.19 - Circuito de proteção de *gate* aplicado aos IGBTs.

O circuito de proteção de *gate* está aplicado na placa de potência aos 6 IGBTs (mais o IGBT do braço auxiliar). Este encontra-se numa placa separada do andar de potência e possui as funções essenciais de:

- Limitar a corrente na *gate* do IGBT;
- Proteger a *gate* contra sobretensões;
- Evitar a entrada em condução indevida do IGBT;

- Proteger o circuito de drive.

A resistência de *gate* (R_g) foi definida com um valor de $10\ \Omega$ de acordo com a corrente limite de entrada na *gate* do IGBT. Esse valor foi dado pelo *datasheet* do próprio IGBT [53]. De modo a obter uma maior dissipação de potência, foram utilizadas duas resistências de $22\ \Omega$ em paralelo, obtendo um valor de $11\ \Omega$ perto do valor pretendido.

A resistência de proteção (R_p) é aplicada entre a *gate* e o emissor do IGBT. Possui um valor de $10\ \text{k}\Omega$ e tem como função descarregar a tensão existente entre a *gate* e o emissor do IGBT quando o circuito é desligado. Também impede que o IGBT entre em condução sozinho devido a algumas tensões parasitas que possam surgir. Com isto, aumenta o desempenho das comutações do IGBT.

Os dois diodos de *zener* (DZ_1 e DZ_2) são aplicados opostos um ao outro de modo a proteger o IGBT de picos de tensão, neste caso superior a $16\ \text{V}$ entre a *gate* e o emissor devido a à informação fornecida pelo *datasheet* do IGBT [53].

Foram aplicados varistores entre o coletor e o emissor em cada IGBT com a finalidade de os proteger contra picos de tensão que possam surgir. À medida que a tensão nos seus terminais aumenta, a sua resistência diminui e garante uma proteção ao semicondutor. A capacidade de suporte de tensão dos IGBTs é de $1200\ \text{V}$ e os varistores (V660LA50AP da *Littelfuse*) estão preparados para atuar com tensões superior a $850\ \text{V}$ o que garante uma margem de segurança de $350\ \text{V}$ [53][61].

De modo a dissipar o calor produzido nos IGBTs, o sistema de potência foi aplicado num dissipador da *Semikron*, modelo KL-285(P3)/300 mm, em conjunto com as placas de *gate driver* [62]. O sistema completo pode ser visualizado na Figura 5.20.



Figura 5.20 – Conversor CSI constituído por uma placa de potência fixada ao dissipador.

Como se pode verificar na figura acima, a placa do inversor encontra-se na parte superior do dissipador, com os IGBTs devidamente fixos ao dissipador com parafusos, para que a sua temperatura

dissipe da melhor maneira. Foi aplicada uma tira de tela isoladora entre o dissipador e semicondutores, de forma a evitar contactos elétricos indesejados.

Na parte frontal do dissipador, as placas de drive dos IGBTs encontram-se colocadas em calhas de plástico de modo a garantir um bom isolamento. Na Figura 5.20, na calha de plástico mais à esquerda encontra-se uma placa de *drive* não utilizada. Foi utilizada anteriormente para o braço auxiliar, mas está inativa e atualmente encontra-se numa placa à parte como referido no item 5.3.3.

5.3.3 Placa do Braço Auxiliar de Proteção

O braço auxiliar de proteção é composto por um IGBT que permite a passagem da corrente e uma resistência de dissipação de energia. Está aplicado a uma placa e tem como objetivo permitir um caminho para a corrente armazenada pela bobina do barramento CC. Esta situação é considerada normal nos conversores de topologia CSI, pois estes necessitam de estar sempre em condução e caso o conversor seja desligado o braço auxiliar é ativado e a energia armazenada pela bobina é dissipada na resistência do braço (R_{aux}) de modo a evitar altas tensões na bobina. A potência suportada pela resistência do braço terá de ser significativamente alta devido à corrente que flui no barramento CC. A placa do braço auxiliar e o seu respetivo esquema podem ser vistos na Figura 5.21.

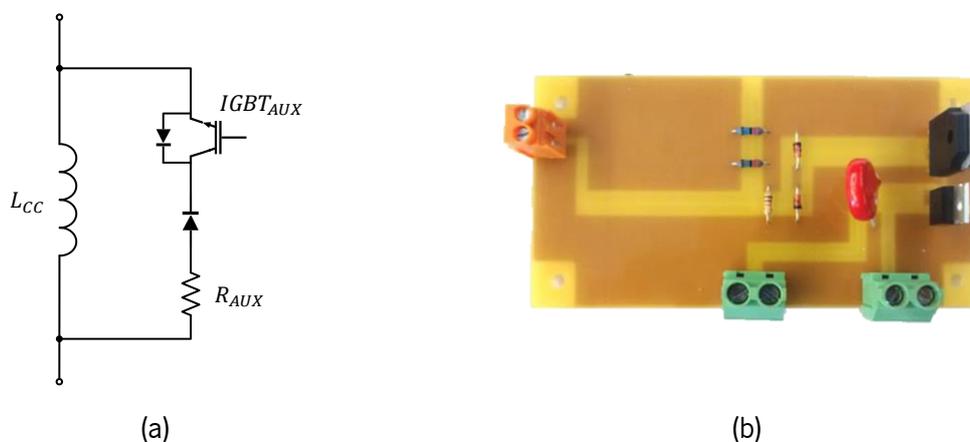


Figura 5.21 – Braço auxiliar de proteção (a) Esquema elétrico da placa; (b) Placa e respetivo circuito de proteção de gate.

A placa possui dois conectores que ligam em paralelo com a bobina. E duas saídas com dois conectores cada. Uma das saídas é utilizada com a resistência em série com o $IGBT_{AUX}$ e a outra é em paralelo. O $IGBT_{AUX}$ é controlado pelo DSC e possui uma placa de comando. É importante o circuito de proteção de *gate* ficar próximo do IGBT para minimizar a suscetibilidade a ruídos eletromagnéticos.

O semicondutor utilizado é um IGBT semelhante aos IGBTs da placa de potência, o FGA25N120ANTD da *Fairchild* [53]. O diodo auxiliar garante que não existe corrente reversa no braço auxiliar. É aplicado um varistor semelhante ao da placa de potência para prevenir picos transitórios de tensão no IGBT.

5.3.4 Circuito de Potência do Carregador de Baterias

O circuito de potência possui um sistema de segurança já explicado no capítulo 5.2.8. Devido à alta frequência de *clock* do DSC, o sistema consegue reagir e prevenir a qualquer eventualidade como medida de segurança. De modo a reforçar essa segurança o conversor possui dispositivos de segurança ao longo do circuito. Na Figura 5.22 apresenta-se um esquema elétrico com todos os dispositivos de segurança e respetivo sensores utilizados entre a ligação da rede e o carregador.

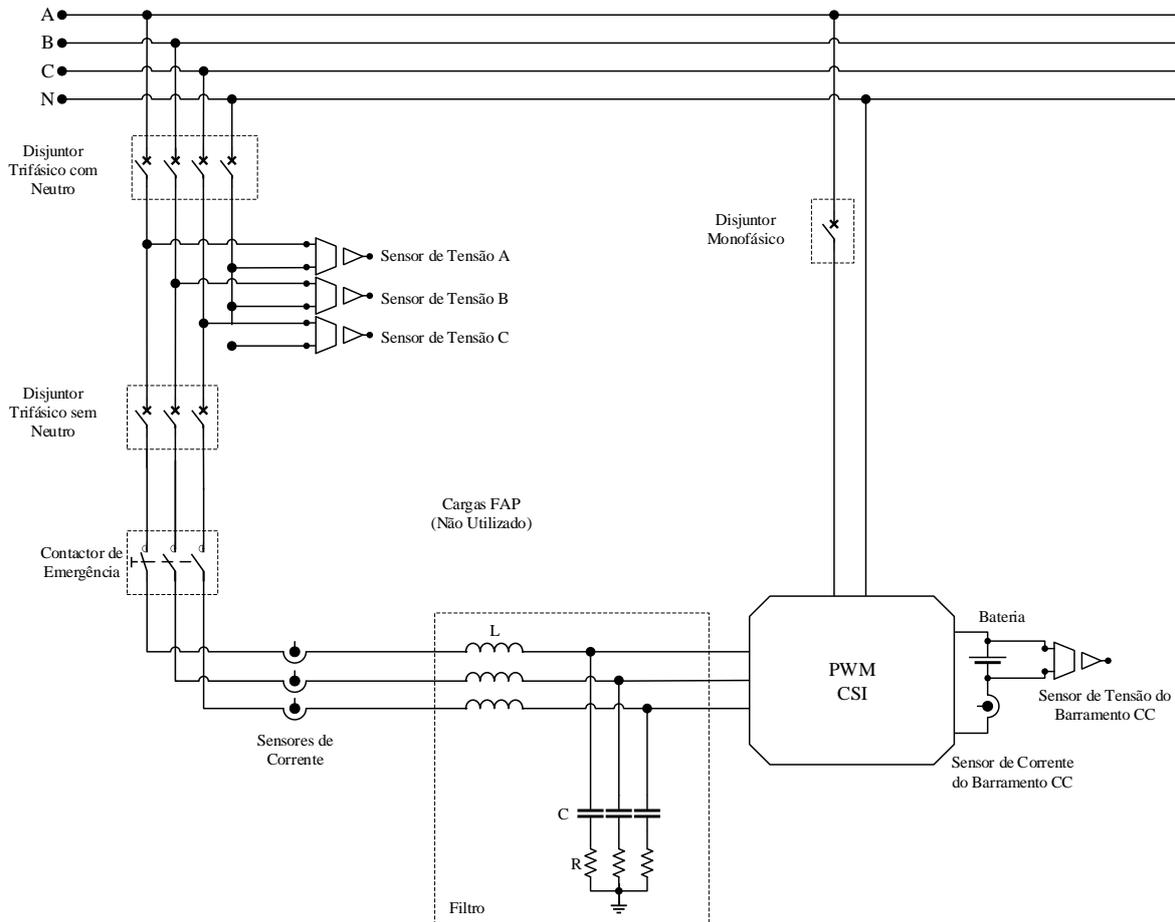


Figura 5.22 - Esquema elétrico utilizado no carregador, constituído por um disjuntor trifásico e contactor de emergência para proteção.

O conversor é ligado à rede trifásica e como explicado anteriormente é uma ligação trifásica sem neutro. Possui dois disjuntores, um com neutro e outro sem neutro, ambos de 16 A, e um contactor ligado a uma botoneira de emergência.

Para garantir uma proteção contra possíveis correntes excessivas da rede, são aplicados os sensores de corrente necessários para a leitura das correntes à entrada do conversor de modo a ativar a segurança de necessário. Cada um aplicado a cada fase como mostra na figura Figura 5.22. O contactor de emergência é aplicado logo após, de modo a entrar ao corte manualmente caso o utilizador se aperceba de algum mau funcionamento. Os sensores de corrente são aplicados antes do

filtro passivo de modo a obter uma leitura prévia das ondas. Por fim, é aplicado o filtro passivo de segunda ordem à entrada do conversor.

Adicionalmente foi adicionado um disjuntor monofásico na alimentação do sistema de controlo. De modo a obter uma leitura de tensão e corrente da bateria, foi aplicado um sensor de tensão e de corrente.

5.3.5 Filtro Passivo

O filtro passivo tem como função, filtrar o ruído provocado pelas comutações dos semicondutores. Uma vez que o CSI utilizado é trifásico, é necessário um filtro passivo em cada fase, de forma a filtrar a corrente de cada linha e obter uma forma de onda aproximadamente sinusoidal para as três fases. O conversor em si, já possuía um filtro passa-baixo (RLC) de segunda ordem com resistências de *damping* em série com os condensadores. As bobinas utilizadas possuem dois enrolamentos com núcleo de ferro partilhado com um valor de indutância de 1,5 mH cada. Devido ao efeito de acoplamento, esta possui o dobro do fluxo magnético e conseqüentemente o dobro da indutância. Como são duas bobinas acopladas, quando ligadas em série possuem um valor total de 6 mH. A bobina utilizada no filtro encontra-se na Figura 5.23.



Figura 5.23 - Bobina utilizada no filtro passivo.

Além das bobinas, os filtros passivos incluem três condensadores ligados em estrela com uma resistência em série em cada um. A resistência de *damping* é de $4,7 \Omega$ (50 W) e o condensador de $30 \mu\text{F}$. A resistência é de 50 W, uma vez que a corrente de saída definida não deverá ultrapassar os 3 A (potência máxima de 42,3 W).

Foram realizados vários cálculos e simulações para saber se era possível utilizar o presente filtro passivo no conversor. Desse modo foi calculada a frequência de corte (f_o) para que este estivesse entre os valores de 50 Hz e 32 kHz. Estes valores são da frequência nominal da rede elétrica e a frequência de comutação. A equação (5.3), está representada do seguinte modo:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.3)$$

Após verificar que a bobina e o condensador do filtro estão dentro dos parâmetros desejados, é necessário calcular as resistências de *damping*. O valor das resistências pode ser calculado através da equação (5.4):

$$R = \frac{1}{2\delta\sqrt{LC}} \quad (5.4)$$

O valor da resistência irá influenciar em dois fatores: o amortecimento e as perdas. Quanto maior for a resistência, maior será o amortecimento, mas traduz-se em maiores perdas e vice-versa. Consoante estas questões, é necessário encontrar um valor que consiga balancear essas duas variáveis, pois é necessário não obter muitas perdas no filtro e nem obter um THD% elevado.

Após os cálculos das resistências, foi verificado que as resistências no conversor de $4,7\Omega$ eram possíveis no filtro a utilizar para o carregador.

5.4 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os componentes e placas constituintes do carregador. Foram explicadas as suas funções e utilidade, de como o conversor foi adaptado de um trabalho de investigação anterior realizado no laboratório do GEPE e foram aproveitados os elementos do conversor, mas com a importância de adaptá-lo como carregador.

Este capítulo foi dividido em dois tópicos, o sistema de controlo e o hardware e componentes utilizados na construção do conversor de potência. No subcapítulo do sistema de controlo, foram descritas as placas utilizadas e quais as suas utilidades, quer seja a constituição dos elementos eletrónicos, quer seja no seu desempenho de controlo. Já no hardware de potência, é explicado sucintamente de que forma o conversor recebe a energia da rede e consegue carregar a bateria de forma constante. Para além do andar de potência, também são descritas as seguranças aplicadas ao conversor de modo a que este funciona-se em plena segurança.

Capítulo 6

Resultados Experimentais

6.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos com o protótipo do carregador. Com base nos estudos e nas simulações realizadas, foram aplicados vários métodos de controlo no conversor. É importante validar cada teoria individualmente de modo a garantir o bom funcionamento e validar os resultados pretendidos. Os resultados foram obtidos com a ajuda do DAC de modo a visualizar a evolução das variáveis de controlo internas do DSC e, com a ajuda sensores de tensão e corrente, obter a leitura das tensões e das correntes à entrada e saída do conversor.

Numa primeira fase, foi testada a teoria da *PLL* de modo a sincronizar o sistema de controlo com a tensão da rede elétrica. Foi também necessário testar todos os algoritmos de segurança tais como o *overlap time*, a ativação do braço auxiliar e as seguranças relacionadas com a caixa de controlo (*enable* de comutações, *reset* do DSC e *reset* da placa de comando). Depois de garantido que as proteções estão a funcionar corretamente, é possível ligar e testar o andar de potência.

Numa primeira fase, ao ligar o conversor é testado o algoritmo da modulação vetorial. Sendo este um controlo importante que quando mal implementado pode danificar o conversor, é necessário verificar uma série de variáveis de modo a garantir o correto funcionamento.

Por fim é testada a regulação da corrente no barramento CC. Numa primeira fase é utilizada uma carga resistiva, de modo a testar os vários valores de corrente na carga aplicando os diferentes ganhos. Verificada a corrente constante na carga resistiva é então utilizada uma bateria para validar o sistema durante um carregamento com corrente constante.

6.2 Resultados Experimentais da PLL

A teoria escolhida, entre as várias possíveis, terá de ser capaz de gerar um sinal cuja a fase acompanhe o ângulo da fase da sequência positiva da componente fundamental da tensão da rede elétrica. Obtido este sinal, é então aplicado um desfasamento de $\pm 120^\circ$, entre si, para as três fases. E por fim a cada fase é aplicada a função de seno, sendo assim obtidas as ondas sinusoidais de um sistema trifásico. Esta teoria de controlo de PLL está explicada no item 3.4.5.

De modo a otimizar e reduzir tempo de processamento do DSC, foi aplicada uma alteração na teoria de controlo, mas que garante o correto funcionamento da PLL. A teoria de controlo da PLL inicialmente utilizava uma função de cosseno e uma função de seno para gerar as ondas sinusoidais e por fim três ondas de seno para as desfasar, respetivamente. Isto requeria muito processamento à placa de DSC e então foi aplicada uma nova teoria de controlo que pode ser vista na Figura 6.1:

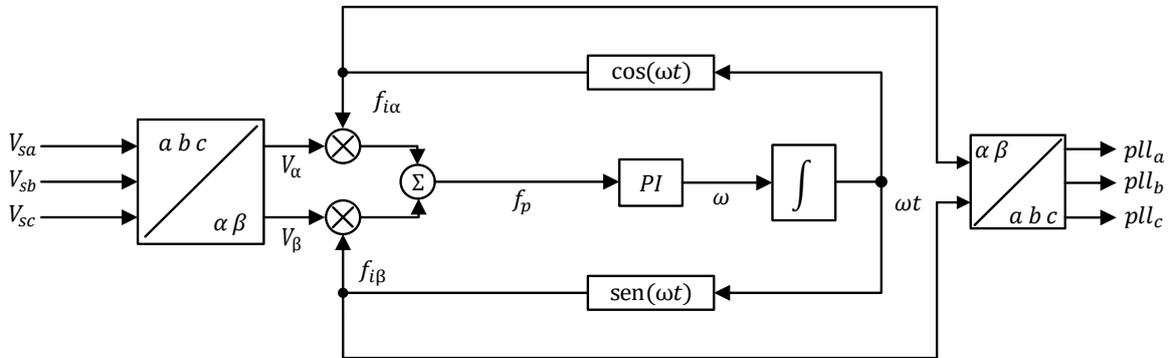


Figura 6.1 - Nova teoria de controlo otimizado da PLL[48].

De modo a reduzir o processamento da placa de DSC, esta nova teoria utiliza os sinais de fi_α e de fi_β para o desfasamento das ondas sinusoidais. Através da inversa de Clarke, esta transforma esses sinais nas três ondas desfasadas, obtendo o mesmo resultado numa maior otimização ao nível do tempo de processamento.

Utilizando três sensores de tensão (fase – neutro) já aplicados ao conversor, é possível obter os sinais de tensão da rede e através do DAC é possível verificar os novos sinais calculados pela PLL. As tensões da rede (v_a , v_b e v_c) podem ser vistas na Figura 6.2:

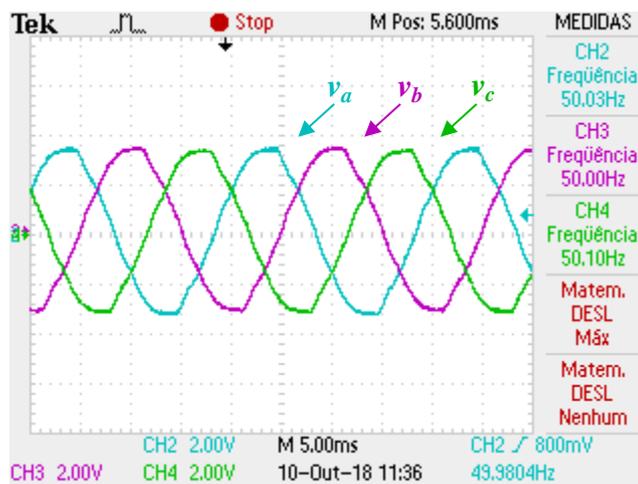


Figura 6.2 - Tensões da fase a, b e c da rede elétrica ajustadas por um autotransformador (variaca).

As três tensões da rede estão desfasadas e com uma frequência fixa de 50 Hz. Além destas características, os picos das ondas estão desgastados devido à grande quantidade de cargas não lineares ligadas à rede elétrica da universidade. Assim que as tensões foram ajustadas para um valor

mínimo de teste aceitável, é então aplicada a teoria de controlo da PLL. Esta pode ser vista na Figura 6.3.

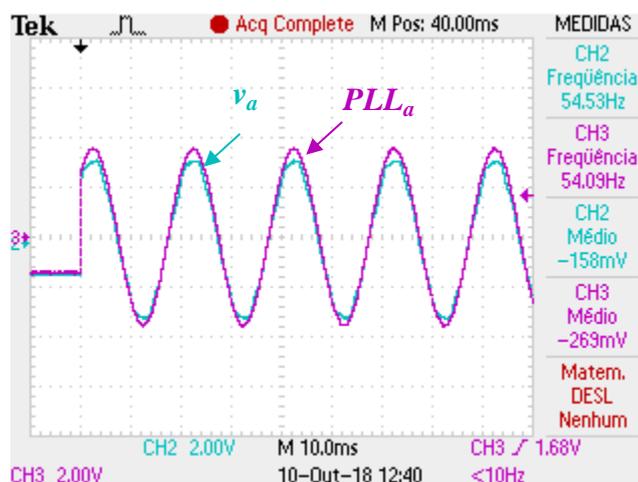


Figura 6.3 - Sincronização da PPL da fase A com a tensão da fase A.

Como pode ser visto na figura Figura 6.3, a PLL sincroniza corretamente com a fase A. Demora cerca de 1 ciclo e meio da rede devido ao ajuste de ganhos. A resultante da PLL é de amplitude unitária, logo é necessário multiplicar por uma constante de valor igual à amplitude da tensão da rede. Esta questão é meramente visual pois a teoria de controlo apenas necessita de sincronizar com a rede. Os sinais de PLL de cada fase da rede (PLL_a , PLL_b e PLL_c) podem ser vistas na Figura 6.4.

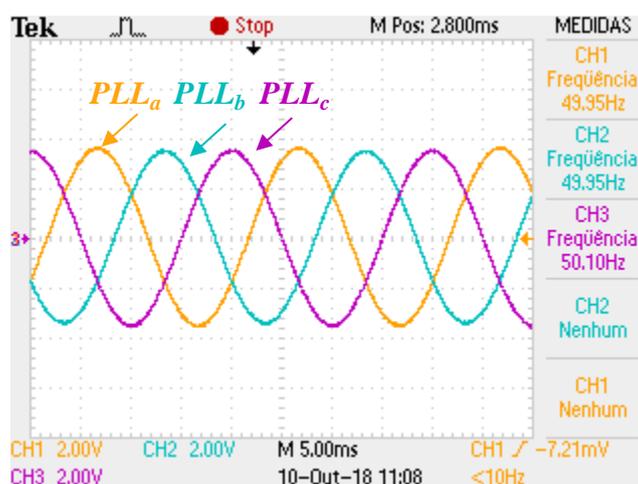


Figura 6.4 – Ondas sinusoidais a , b e c geradas pela PLL.

Como pode ser analisado, a função da PLL gera três sinais sinusoidais de igual amplitude e frequência e desfasadas entre si 120° .

6.3 Resultados Experimentais do *Overlaptime*

De modo a garantir a segurança do conversor, é necessário verificar o *overlaptime* entre o IGBTs ativados. Como explicado anteriormente, quando o conversor estiver ligado a carregar a

bateria, a corrente não pode ser interrompida pois isso iria causar um aumento enorme da tensão nos terminais da bobina e conseqüentemente a destruição de alguns componentes eletrônicos.

Assim, foi executado o controlo (com o andar de potência desligado) para verificar o comportamento dos IGBTs com o código implementado. O IGBT a ser ligado é ativado antes de o IGBT anterior ser desligado. Isto garante que num certo intervalo os dois IGBTs estejam ativos e assim a corrente não seja interrompida. O tempo de sobreposição entre os sinais de *gate* dos IGBTs pode ser visto na Figura 6.5.

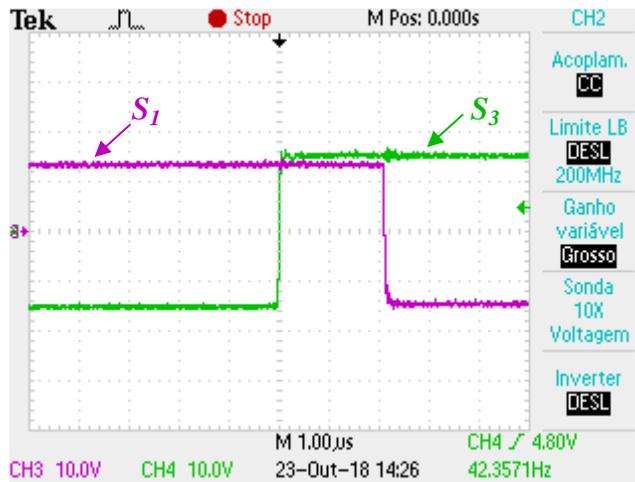


Figura 6.5 - *Overlaptime* entre o IGBT S_1 e S_3 .

Foram aplicadas sinusoides de testes geradas pelo DSC na malha de controlo e consoante essas variáveis de entrada, os IGBTs foram acionados consoante o sector do diagrama vetorial em que se encontravam, tal como explicado no item 4.3. Assim, em cada sector, é ativado o par de IGBTs que deve entrar em condução. De seguida, é dado um *overlaptime* definido em 2 µs e logo após os restantes IGBTs são desligados. As diferentes ativações dos IGBTs da parte superior de cada braço podem ser vistas na Figura 6.6.

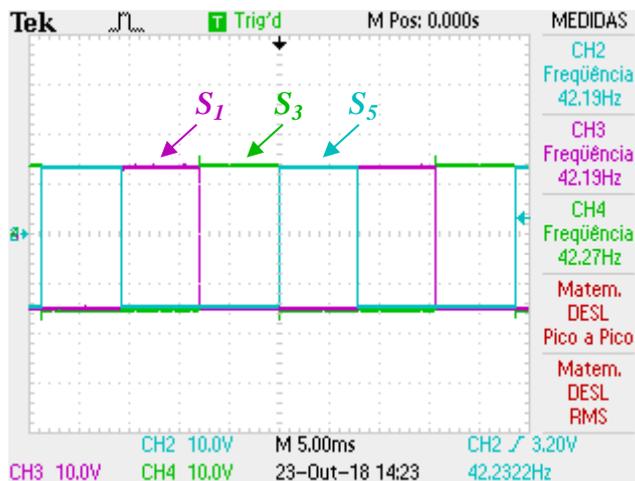


Figura 6.6 - Ativação dos IGBTs superiores do carregador.

Vale a pena referir que o braço auxiliar aplicado em paralelo à bobina do barramento, também possui o mesmo controlo assim que o botão das comutações esteja desligado. As medições dos sinais de PWM dos IGBTs foi feita nos terminais da placa de *drive* através de pontas de prova.

6.4 Resultados Experimentais da Modulação Vetorial

De modo a garantir o correto funcionamento do carregador, é necessário verificar se a malha de controlo funciona corretamente. Verificadas as seguranças do conversor e testadas as condições para que a corrente na bobina não seja interrompida durante o funcionamento, o andar de potência do conversor está pronto a ser testado.

Para realizar o primeiro teste ao conversor são conectadas três resistências de potência de baixo valor. Estas resistências estão ligadas em triângulo de modo a simular as correntes de fase. Do lado do barramento, encontra-se a bobina do barramento e ainda uma fonte de alimentação com uma ponte retificadora monofásica de modo a proteger a fonte. O esquemático deste ensaio pode ser visto na Figura 6.7.

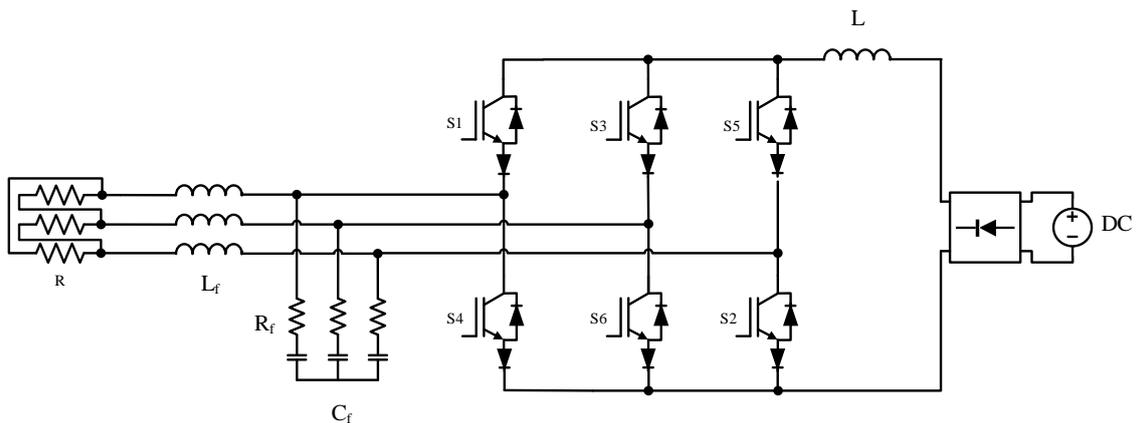


Figura 6.7 - Circuito de teste para a modulação vetorial com três resistências do lado da rede e uma fonte de tensão do lado do barramento CC.

Antes de ligar o conversor, o circuito foi testado e validado na ferramenta de simulação PSIM para determinar os valores de resistência e qual a referência de corrente a utilizar. A fonte de tensão é uma fonte de 30 V e está limitada para 3 A. A bobina utilizada foi uma de 200 mH com corrente máxima de 20 A. Foram utilizadas três resistências em triângulo de 8Ω (duas resistências em série de $4 \Omega / 50 \text{ W}$ cada). Assim as resistências aguentam uma potência máxima de 300 W.

Assim que o *software* é carregado para a placa de DSC, é possível verificar que a malha de controlo funciona corretamente (não possui alimentação no andar de potência). Esta validação pode ser verificada na Figura 6.8.

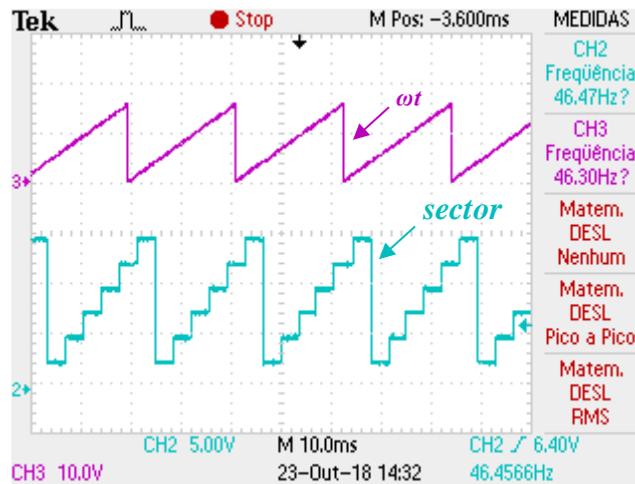


Figura 6.8 - Gráfico do resultado da malha de controlo com ω limitado entre 0 e 2π e variação do *sector*.

Como se pode verificar na Figura 6.8, os dois sinais, ω e *sector*, garantem que a malha de controlo está a funcionar devidamente. O sinal periódico de ω tem um limite inferior e superior de 0 a 2π , respetivamente, para garantir o funcionamento da PLL e sinais de fi_α e fi_β . Os sectores reagem e são definidos pelos erros em alfa e beta. Verificadas as condições de segurança e a correta malha de controlo, o sistema é ligado com um sinal de referência de 2,5 A. O teste foi realizado em malha aberta e isso significa que a referência é aplicada às variáveis fi_α e fi_β . Como verificado nas equações (4.1 e (4.2. O erro em *alfa* é calculado a partir da diferença entre corrente media em *alfa* e o produto do valor de referência (i_{CC}) com fi_β . O erro em *beta* é calculado a partir da diferença entre a corrente medida em *beta* e o produto do valor de referência com $-fi_\alpha$. Estes sinais podem ser vistos na Figura 6.9.

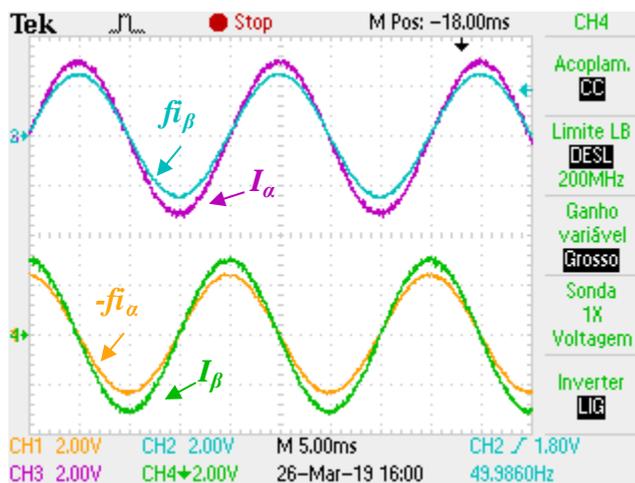


Figura 6.9 - Gráfico das variáveis de controlo do erro. A resultante de fi_β com I_α é o erro em α e a resultante de $(-fi_\alpha)$ e I_β é o erro em β

No gráfico em cima, é possível verificar os sinais fi_α e fi_β de valor unitário, e as correntes I_α e I_β de amplitude 2,5 A. A diferença visível deve-se ao facto de o valor constante de referência i_{CC} não estar aplicado. A diferença entre os dois sinais resultará em e_α e a diferença dos dois sinais em

baixo resultará em e_{α} , necessários para o cálculo dos sectores e respetivos pares de IGBTs a atuar. Com isto é gerada uma corrente constante de valor 3,2 A (aproximadamente). Esse valor pode ser visto na Figura 6.10.

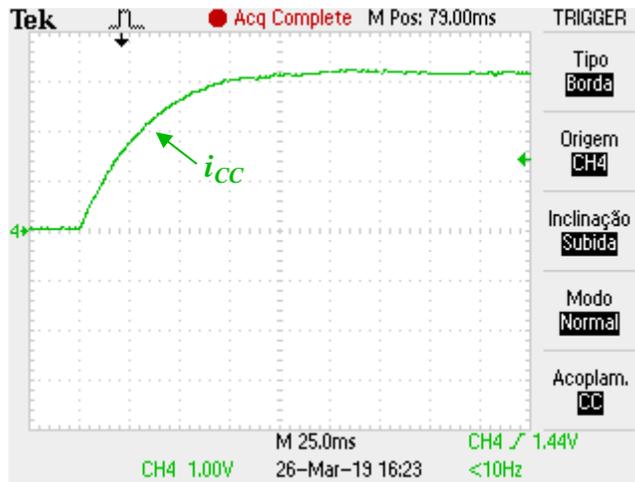


Figura 6.10 - Gráfico da corrente no barramento (i_{CC}) no teste da modulação vetorial.

Ao utilizar um controlo de malha aberta, não é possível controlar o valor da corrente do barramento, assim como os seus ganhos. No entanto, o valor de ascensão e o seu valor em regime permanente permitem verificar que o resultado está de acordo com o expectável. Este valor de corrente foi medido à saída da fonte, a seguir ao retificador. Ao aplicar um sistema de malha aberta, a corrente no barramento será maior que o valor de corrente nas fases. Isto está relacionado com as perdas de potência no filtro passivo. As correntes das fases (resistências) podem ser vistas na Figura 6.11.

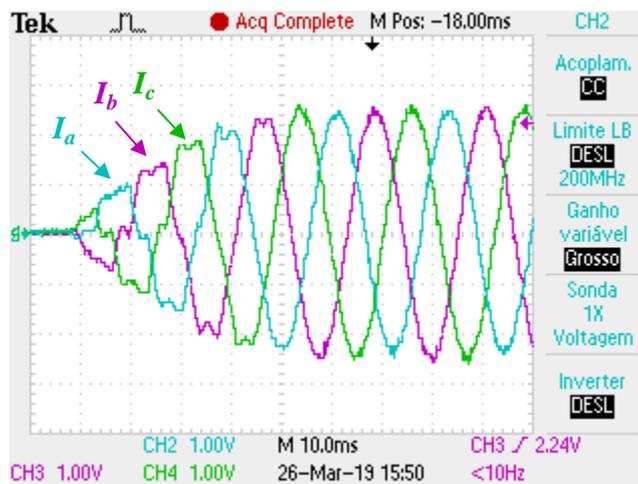


Figura 6.11 - Gráfico das correntes nas fases a , b e c no teste da modulação vetorial.

Ao testar a modulação vetorial, é necessário também verificar a qualidade das ondas sintetizadas das três fases. Na figura acima, as três correntes que atravessam as resistências estão sinusoidais e desfasadas 120° e possuem um THD inferior a 5%. A evolução das correntes em regime permanente e maior detalhe podem ser vistas na Figura 6.12, assim como a evolução do sector da modulação vetorial.

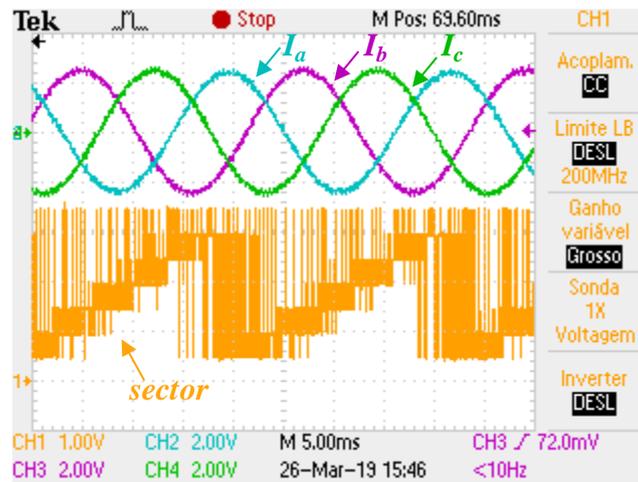


Figura 6.12 – Gráfico resultante do teste da modulação vetorial com correntes fase a , b e c em pormenor e a ativação dos sectores.

Como referido anteriormente, a constante k altera os valores dos erros alfa e beta. Alterando os valores dos erros, isto levará a uma alteração das sinusoides sintetizadas. A variável do raio do sector é outra questão que afeta a qualidade das ondas produzidas. Quanto maior for o raio do sector, mais vezes a malha de controlo seleccionará o sector 7. Com estas ideias presentes é necessário escolher um valor intermédio entre a variável k e o raio do sector e assim seus valores escolhidos foram, 10 e 1, respetivamente.

6.5 Resultados Experimentais de Regulação da Corrente no Barramento CC

Verificada a malha de controlo com a fonte de tensão e garantidas as proteções, é então aplicada uma carga resistiva com um condensador em paralelo. Ao aplicar esta carga, o condensador simulará uma bateria ao manter a tensão constante em carregamento. Foram utilizadas resistências de potência num valor total de $6,6 \Omega$ e três condensadores em paralelo de $470 \mu\text{F}$ que se traduz num valor total de $1410 \mu\text{F}$. A bobina do barramento CC foi a mesma utilizada no teste da modulação e tem um valor de 200 mH. Do lado da rede, foi inserido um *variac* (autotransformador), de modo a regular a tensão de entrada e limitar a corrente de entrada no conversor. O esquema do circuito utilizado durante este ensaio poder ser visto na Figura 6.13.

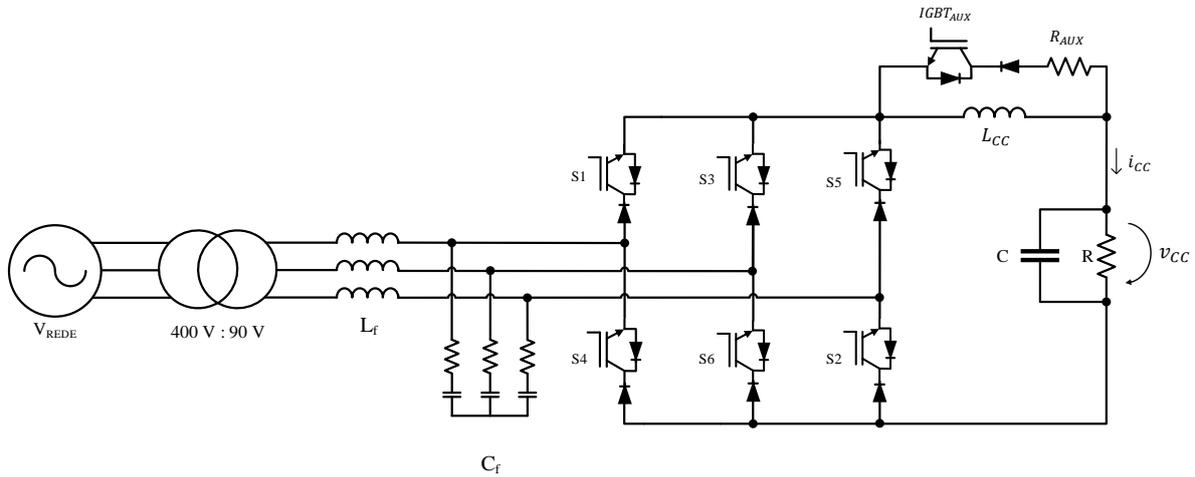


Figura 6.13 - Circuito utilizado para simular o carregamento de uma bateria. Utilização de uma resistência e um condensador no barramento CC.

Primeiramente, o circuito foi testado em malha aberta com um valor nominal de corrente de 3 A. É importante referir que, à medida que o valor de referência da corrente for aumentado, maior será a tensão aplicada ao conversor, senão as correntes sintetizadas terão deformações. Este acontecimento está relacionado com a baixa potência fornecida ao conversor e à perda de energia no filtro passivo. Verificado que o conversor funciona corretamente, este sintetiza as ondas de corrente da rede de forma sinusoidal e mantém uma corrente constante no barramento CC. Foi aplicado o controlo PI e aumentado progressivamente os valores de tensão de entrada e corrente no barramento CC. Com base nos ensaios previamente realizados, foi estipulado um valor de referência de corrente, i_{CC} , no barramento de 8 A. A tensão aplicada à entrada do conversor foi de 90 V. A evolução da tensão e corrente do barramento pode ser vista na Figura 6.14.

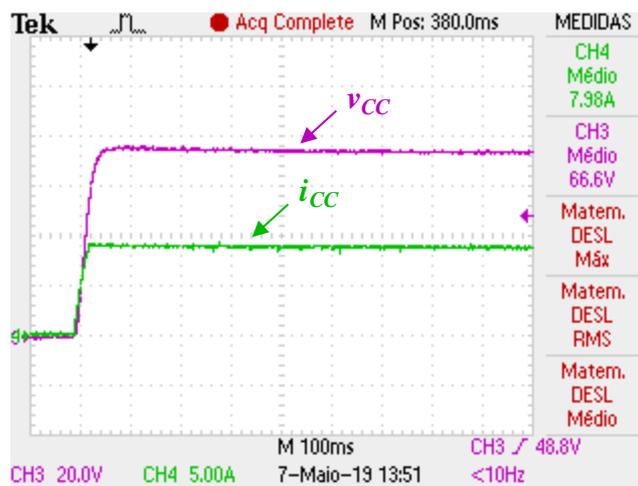


Figura 6.14 - Gráfico da evolução temporal da tensão, v_{CC} , e corrente, i_{CC} , do barramento CC.

Como pode ser verificado no gráfico em cima, foi aplicado um controlo PI de modo a evitar *overshoot* e que este não demore muitos ciclos da rede a atingir o valor de referência de 8 A. A corrente mantém um valor constante ao longo do tempo, assim como a tensão. Esta deve-se ao condensador

em paralelo aplicado que permite uma suavização do *ripple*. O início (transitório) do carregamento pode ser visto na Figura 6.15.

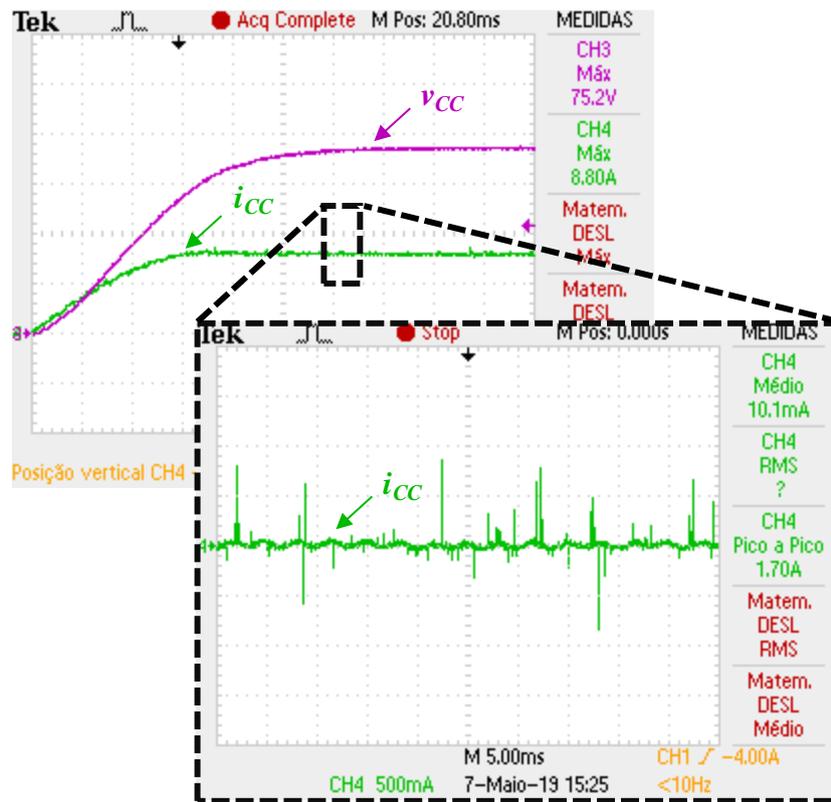


Figura 6.15 - Gráfico do arranque do carregamento da tensão, v_{CC} , e corrente, i_{CC} , do barramento CC.

Verificando o gráfico, é possível apurar que a tensão no barramento CC possui um valor em regime permanente de 72 V. As quedas de tensão do circuito estão aplicadas no filtro passivo, nos IGBTs e nos seus díodos em série.

As correntes sintetizadas pela malha de controlo nas fases *a*, *b* e *c* também foram analisadas, ao ligar o carregador é importante que este não retorne energia poluída para a rede. Deste modo foram validadas as correntes e as suas formas de ondas na Figura 6.16.

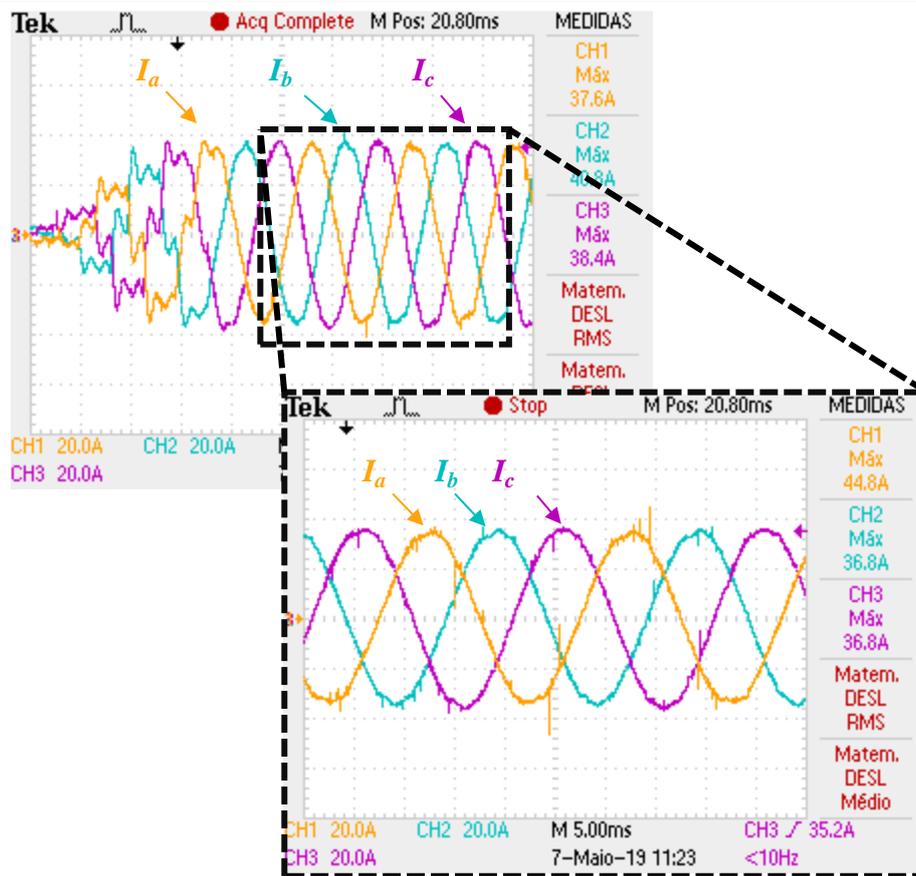


Figura 6.16 - Gráfico das correntes das fases a , b e c no início do carregamento.

É possível verificar que as ondas das correntes das fases a , b e c durante transitório de ligação se encontram distorcidas. Esta distorção ocorre num intervalo de tempo de 40 ms em que a corrente da bobina do barramento CC não é suficiente para o conversor funcionar de forma adequada. Após esse regime transitório e num regime permanente, as correntes tomam uma forma sinusoidal e desfasadas 120° entre si.

Foi utilizado um sensor de corrente, para cada fase na leitura e aquisição de dados, com uma sensibilidade de 10 mV/A (LEM LA 100-P). Além deste fator, foram aplicadas cinco voltas dentro do sensor, logo a sua leitura irá ser cinco vezes maior que o valor real (50 mV/A). Devido a algum ruído obtido na leitura dos sinais, foi considerado a leitura máxima de 36,8 A o que significa que cada fase possui um valor máximo de 7,36 A. O valor máximo em cada fase deverá ser sempre menor que o valor nominal de i_{CC} . Isto deve-se às perdas resistivas do circuito. É possível verificar à entrada do conversor, que ambas tensão e corrente da fase a se encontram em fase. A leitura encontra-se na Figura 6.17.

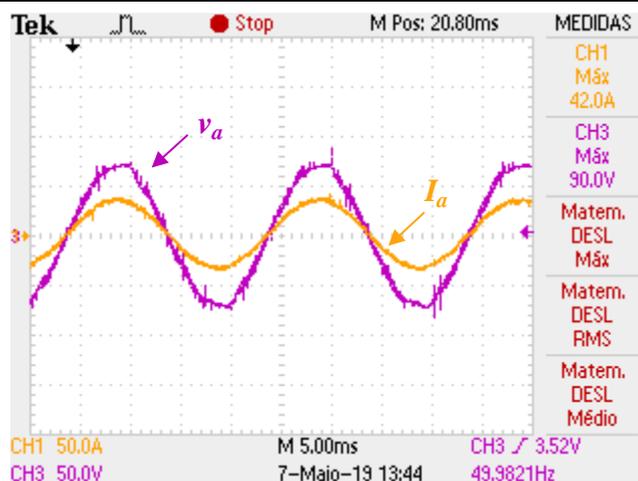


Figura 6.17 - Gráfico da tensão e corrente da fase *a* no teste de carga resistiva com condensador.

No gráfico a cima é possível verificar algum ruído na leitura da tensão da fase *a*. Este fator está relacionado com o ruído eletromagnético provocado pelas comutações do conversor. É possível verificar que tanto a tensão e a corrente se encontram na mesma fase como pretendido.

Assim que o valor da corrente e da tensão são obtidos, é possível analisar a potência que o conversor recebe e fornece no barramento CC. Esta análise pode ser vista na Tabela 10.

Tabela 10 – Análise da potência à entrada do conversor e no barramento com uma carga RC.

	Tensão (V)	Corrente (A)	Potência (W)
Entrada	50,91	5,20	794,20
Barramento CC	72	8	576

Com os dados da tabela acima é possível verificar que existe uma potência dissipada de 218,2 W (27,5%). Como referido anteriormente, esta potência é dissipada ao longo do conversor, sobretudo no filtro passivo.

6.6 Resultados Experimentais do Carregamento de uma Bateria em Corrente Constante

Para efetuar um carregamento de uma bateria em corrente constante, foi aplicado um conjunto de baterias ao barramento CC. Assim que foi validado um carregamento constante de uma resistência com um condensador em paralelo, é feito o teste final.

No barramento CC foram aplicadas várias baterias de referência IFP 36230218-100Ah que se encontravam ao dispor no laboratório do GEPE. Estas podem ser vistas na Figura 6.18.



Figura 6.18 – Conjunto de baterias (IFP 36230218-100Ah) utilizado no teste de carregamento.

Como as baterias se tratam de uma fonte de tensão, foi aplicado um disjuntor monofásico de segurança e um fusível de 25 A para evitar sobrecorrentes nas baterias e consequentemente as danificar. A bobina foi a mesma utilizada no teste anterior assim como o *variatic*. O braço auxiliar de proteção foi colocado em paralelo com a bobina. O circuito utilizado pode ser visto na Figura 6.19.

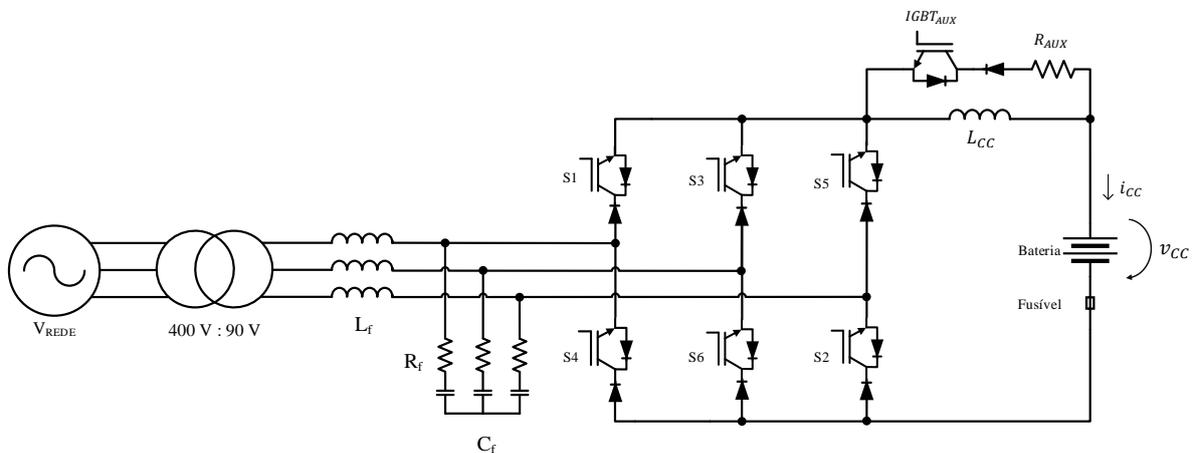


Figura 6.19 – Circuito utilizado para efetuar o teste do carregamento de uma bateria.

Cada bateria possui uma tensão nominal de 3,2 V e ao atingir os 3,7 V é considerado um carregamento completo [52]. Para o teste do carregamento foram utilizadas 15 baterias em série. O seu valor nominal implicará uma tensão de barramento de 48 V. A corrente de referência utilizada foi de 8 A. O gráfico da evolução temporal do carregamento pode ser visto na Figura 6.20.

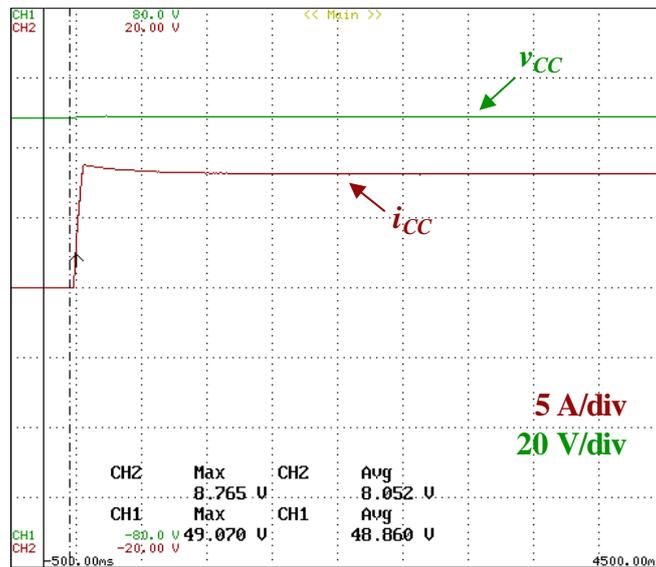


Figura 6.20 – Gráfico do resultado do carregamento de uma bateria. Tensão da bateria (v_{CC}) e corrente de barramento (i_{CC}).

Analisando o gráfico do carregamento e a corrente do barramento, este possui um pequeno *overshoot* que atinge um máximo de 8,765 A. Este valor é 9,56 % maior em relação ao valor de referência, o que é considerado um valor aceitável. Como o intervalo de tempo é curto, não é possível verificar o aumento da tensão dos terminais da bateria. O aumento da tensão seria verificado ao longo de algumas horas, mas o osciloscópio utilizado não permite um tempo de aquisição tão elevado. Verificadas e validadas a tensão e corrente no barramento CC, é necessário verificar as correntes à entrada do conversor. Estas podem ser verificadas na Figura 6.21.

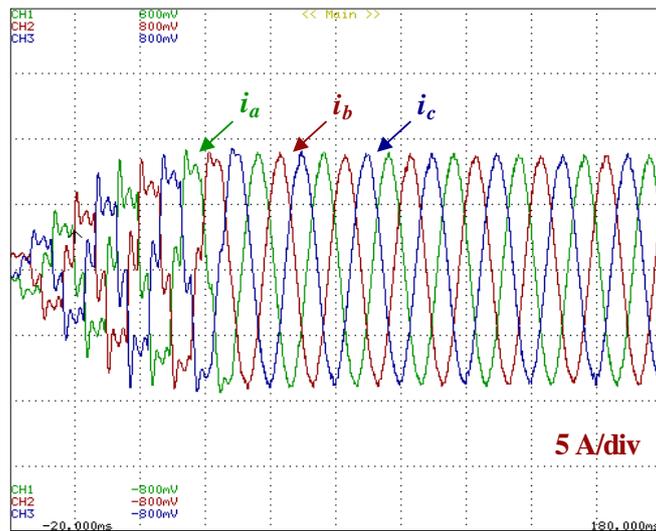


Figura 6.21 – Correntes da fase a , b e c no arranque do teste do carregamento de uma bateria.

É possível verificar no gráfico a cima que no início do carregamento e devido aos ganhos proporcionais da corrente no barramento, as correntes das fases atingem um valor máximo de 8,8 A. À medida que o valor de i_{CC} atinge o valor de 8 A, as correntes das fases a , b e c atingem um valor máximo de 7,8 A. As correntes de entrada em regime permanente podem ser vistas na Figura 6.22.

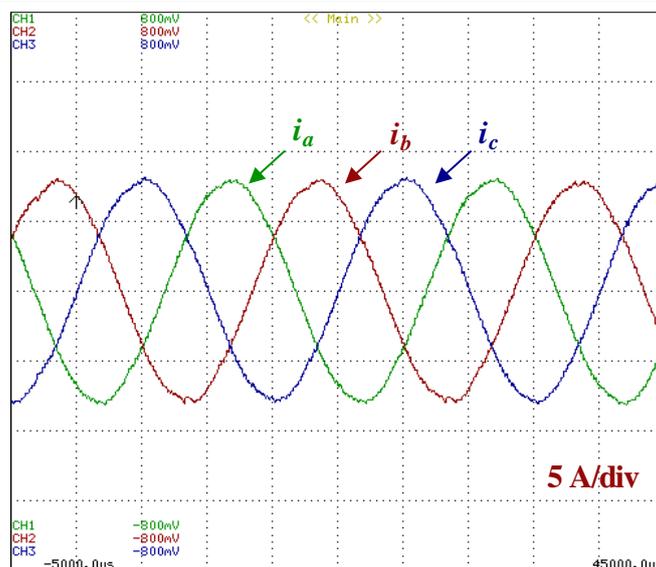


Figura 6.22 – Correntes das fases a, b e c à entrada do conversor em regime permanente no carregamento da bateria.

Analisando o gráfico da Figura 6.22, é possível verificar que o conversor sintetiza as ondas de forma sinusoidal, com poucas distorções e com um THD de 3,59 %.

Foi analisada a relação da tensão da fase *a* com a corrente da fase *a*. O gráfico dessa relação pode ser visto na Figura 6.23.

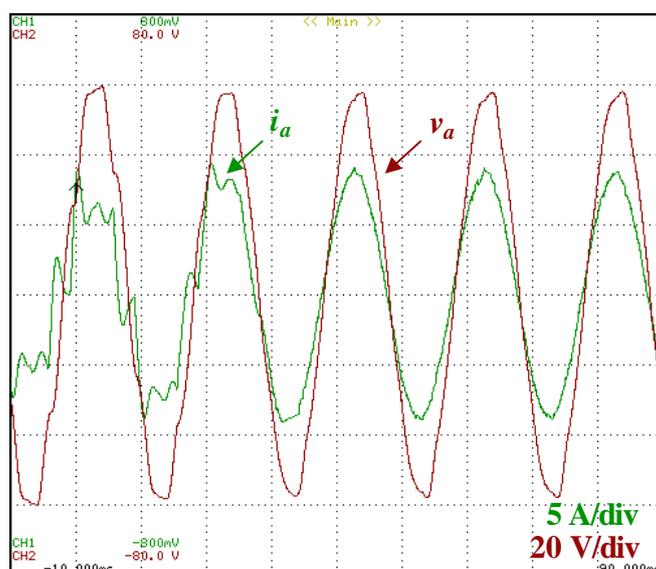


Figura 6.23 – Gráfico da tensão e corrente da fase *a* no arranque do carregamento da bateria.

Como verificado na Figura 6.21, a corrente no período transitório possui uma distorção e não possui uma forma sinusoidal. Após o i_{CC} entrar em regime permanente do valor constante, a corrente toma o valor sinusoidal e fica em fase com a tensão da fase *a*.

Foi feita uma análise sobre a potência do conversor utilizando uma bateria na carga. Utilizando os valores retirados pelos sensores e ponta de provas, esses dados encontram-se na Tabela 11.

Tabela 11 – Análise da potência à entrada do conversor e no barramento com uma bateria como carga.

	Tensão (V)	Corrente (A)	Potência (W)
Entrada	41	5,51	677,73
Barramento CC	48	8	384

As correntes de entrada e do barramento foram consideradas em regime permanente, deste modo é possível fazer a comparação entre potências. Devido ao facto de a bateria ser uma fonte de tensão, o seu valor é fixo em tensão nominal. No entanto as correntes mantêm um valor muito semelhante na entrada e no barramento. Como previsto na simulação, existem perdas próximas de 43,34 %. É considerado um valor um pouco elevado, mas o filtro garante uma boa filtragem das ondas sintetizadas e conseqüentemente, um bom desempenho.

6.7 Conclusão

Neste capítulo foram validadas as teorias de controlo no carregador de baterias com topologia CSI. O primeiro teste a ser realizado foi da PLL, comprovando-se a correta sincronização com a rede elétrica. A nova teoria apresentada permite menos processamento no DSC e os mesmos resultados que a teoria alternativa.

Verificada a malha de controlo da PLL, foi efetuado o teste da modulação vetorial. Para este teste ser validado, foi necessário aplicar uma fonte de tensão no barramento e três resistências em triângulo à entrada do conversor. Com a ajuda de um osciloscópio e a placa de DAC, foram verificadas e validadas as variáveis de controlo.

Assim que a modulação vetorial foi comprovada, foi realizado o primeiro teste de carregamento. De modo a garantir uma segurança ao utilizador e ao conversor, foram utilizadas resistências de potências e um condensador em paralelo para simular uma bateria. Alterando os vários valores de referência (com um controlo PI) e tensão de entrada o conversor correspondeu positivamente.

Para o teste final, foi efetuado um carregamento de um conjunto de baterias. Foram efetuados vários cálculos para perceber os valores em que as baterias poderiam operar. E com o carregamento efetuado, verificou-se um carregamento de corrente constante na bateria. Foi também realizado um estudo sobre a eficiência do conversor.

Capítulo 7

Conclusões

7.1 Introdução

Neste trabalho de dissertação foi desenvolvido um carregador de baterias para um VE utilizando uma topologia de conversor fonte de corrente (CSI). Este carregador tem a particularidade de conseguir carregar as baterias do VE em corrente constante e ajustar o seu valor de referência sem necessidade de um segundo conversor CC-CC. Para o desenvolvimento deste projeto, foi feito um estudo do ambiente em que este seria inserido.

Foi feito um levantamento histórico dos VEs e carregadores e de como estes são importantes à sustentabilidade ambiental. Foi necessário perceber qual o conversor que se pretendia construir e qual o desempenho que se desejava atingir. Para isto foi necessário aprofundar o estado da arte de conversores de potência relacionados com a mobilidade elétrica. Mais tarde são realizadas várias simulações e testadas várias teorias de controlo de modo a obter os melhores resultados a aplicar na prática. Após verificação de várias placas e adaptação de vários componentes eletrónicos, foi possível realizar os primeiros testes de modo a verificar a malha de controlo. Validada a teoria de controlo, foram realizados os testes de modo a carregar um conjunto de baterias nos valores de potência pretendidos. Com isto, é possível resumir a dissertação do seguinte modo:

No primeiro capítulo, é feita uma apresentação inicial do tema proposto, um enquadramento e motivações. É feita uma observação da pegada ecológica, sobre como os VEs e veículos de combustão interna se relacionam.

No Capítulo 2 é apresentado o estado de arte sobre o carregador para VEs e toda a sua tecnologia envolvente. São apresentados os tipos de carregadores, os tipos de VEs, os tipos de baterias utilizadas nos VEs, os vários modos de carregamento, as diferentes topologias dos conversores.

No Capítulo 3, é feito um estudo alargado sobre o conversor CSI e os vários tipos. Com esta análise, é possível analisar as diferenças entre os CSI e VSI. Por fim, são analisadas as técnicas de controlo a utilizar no conversor.

Dentro do quarto capítulo, são descritas as simulações computacionais realizadas de modo aprofundado com o conhecimento sobre a topologia e os algoritmos de controlo do carregador. Este capítulo é essencial no estudo e planificação de como o conversor deve ser construído e do tipo de

controlo que deverá ser aplicado. São realizados vários testes em diferentes condições de modo a perceber qual o melhor rendimento e funcionamento do carregador.

No Capítulo 5 é apresentado o sistema de controlo aplicado ao conversor e o *hardware* utilizado para a conceção do carregador de baterias. O sistema de controlo utilizado provém do estudo realizado do estado de arte e das simulações realizadas no Capítulo 4. O hardware reaproveitado de um projeto anterior tendo sido realizadas algumas alterações para desenvolver o carregador. Todas as placas e componentes necessários ao conversor estão explicados sucintamente.

No Capítulo 6, são apresentados os resultados experimentais do conversor. São exibidos os resultados de tensão e corrente do conversor e ainda das variáveis de controlo em sua função. É realizada uma análise desses mesmo resultados com as simulações e ainda um estudo sobre o seu desempenho.

O último capítulo é o capítulo 7 onde são apresentadas as principais conclusões em relação ao projeto realizado ao longo da dissertação. É feito um levantamento sobre o que foi proposto, um estudo dos resultados obtidos e ainda uma reflexão sobre o que pode ser melhorado num trabalho futuro.

7.2 Sugestões de Trabalho Futuro

Durante o desenvolvimento deste projeto foi possível perceber que certos aspetos poderiam ser melhorados de modo a que o conversor tivesse um melhor rendimento. A nível de software será possível obter um melhor tempo de processamento numa melhor abordagem ao código aplicado, apesar de esse tempo não ser considerado crucial. Numa vertente de teste e análise para um aumento de potência, uma sugestão reside em desenvolver um programa visual utilizado no computador para que desse modo fosse possível verificar os parâmetros de tensão e corrente à entrada e saída do carregador. Assim o carregador teria uma maior facilidade de uso e de monitorização. O programa também teria variáveis de entrada como a seleção do valor de corrente nas baterias e/ou até consoante o número de baterias, selecionar a tensão a aplicar nas baterias.

Relativamente ao hardware do carregador, este pode ter melhores resultados no rendimento. A energia dissipada no filtro passivo pode ser diminuída com um novo filtro, isto inclui um novo estudo comparativo aos filtros existentes e selecionar o melhor filtro a aplicar no carregador.

Devido às limitações laboratoriais, uma sugestão seria testar o carregador à potência nominal. Desta forma o carregador estaria mais próximo de ser utilizado num VE. Outra sugestão, seria realizar uma carga completa das baterias de modo a perceber o tempo de carregamento completo. Ainda na aplicação dos VEs, é sugerido reduzir o tamanho e melhorar o desenho do hardware.

Uma alteração a aplicar ao carregador, seria estabelecer comunicação com o BMS. Deste modo o carregador permitira saber do estado de carga das baterias e fazer uma gestão inteligente.

Por fim, uma última sugestão seria estabelecer a comunicação do carregador com a ECU. Deste modo, o veículo saberia quando a ficha do carro é ligada à rede e iniciaria o carregamento de forma automática.

Lista de Referências

- [1] J. M. Wang *et al.*, “Plume-based analysis of vehicle fleet air pollutant emissions and the contribution from high emitters,” *Atmos. Meas. Tech.*, vol. 8, pp. 3263–3275, 2015.
- [2] A. A. Halacsy, “Anyos jedlik, an inventor of the dynamo-electric principle,” *Electron. Power*, vol. 17, no. 9, p. 332, 1971.
- [3] M. Guarnieri, “Looking back to electric cars,” in *3rd Region-8 IEEE HISTORY of Electro - Technology CONference: The Origins of Electrotechnologies, HISTELCON 2012 - Conference Proceedings*, 2012, pp. 1–6.
- [4] D. J. Santini, “Electric Vehicle Waves of History: Lessons Learned about Market Deployment of Electric Vehicles,” *Electr. Vehicles“ Benefits Barriers*, pp. 35–62, 2011.
- [5] “Vantagens e desvantagens do Carro Elétrico VS Gasolina.” [Online]. Available: <https://www.portal-energia.com/vantagens-e-desvantagens-do-carro-electrico-vs-gasolina/>. [Accessed: 08-Jan-2018].
- [6] M. Palinski, “A Comparison of Electric Vehicles and Conventional Automobiles: Costs and Quality Perspective,” 2017.
- [7] Diário da República, “Decreto-Lei 90/2014, 2014-06-11 - DRE,” 2014. [Online]. Available: <https://dre.pt/web/guest/pesquisa/-/search/25676885/details/maximized>. [Accessed: 28-May-2019].
- [8] M. do A. Fundo Ambiental, “Incentivo pela Introdução no Consumo de Veículos de Baixas Emissões.” [Online]. Available: <https://www.fundoambiental.pt/avisos/incentivo-pela-introducao-no-consumo-de-veiculos-de-baixas-emissoes.aspx>. [Accessed: 20-Jun-2019].
- [9] “Ultra Fast Charge Station Product description DC plug-in charging system.” 2018. [Online]. Available: <https://electricmobility.efacec.com/> [Accessed: 28-Fev-2019].
- [10] R. Engº Frederico Ulrich, “HomeCharger: Choose your color Local Network Technical data CE.” 2018. [Online]. Available: <https://electricmobility.efacec.com/> [Accessed: 26-Fev-2019].
- [11] “Module 5 DC to AC Converters - Current Source Inverter.” 2014. [Online]. Available: <https://nptel.ac.in/content/storage2/courses/108103009/download/M5.pdf> [Accessed: 02-Sep-2018].
- [12] P. Jefferson, “Campus Natal Zona Norte Apostila de Eletrônica de Potência.”, 2016 Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia do RN, Campus Natal Zona Norte, Brazil 2015.
- [13] C. C. Chan, “The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles.” 2017 Proceedings of the IEEE, 20171 doi: 10.1109/JPROC.2007.892489
- [14] “Best 2018 Tesla Model S Incentives, Rebates & Deals Near You | Edmunds.” [Online]. Available: <https://www.edmunds.com/tesla/model-s/2018/deals/>. [Accessed: 29-May-2019].
- [15] Northeast Utilities, “Types of electric vehicle chargers,” *Plug My Ride*, p. 1.
- [16] J. German, “A series on Technology Trends in pAssenger vehicles in The UniTed sTATes,” 2015.
- [17] Toyota, “Toyota Prius Plug-In elétrico eficiente,” 2017. [Online]. Available: <https://www.toyota.pt/new-cars/prius-plugin/index.json>. [Accessed: 29-May-2019].
- [18] B. Kramer, S. Chakraborty, and B. Kroposki, “A Review of Plug-in Vehicles and Vehicle-to-Grid Capability,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 2278–2283, 2008.
- [19] SGORME, “Formas de Carregamento de Veículos Elétricos em Portugal,” *MOBI.E Mobilidade Elétrica*, 2011.
- [20] “Tipos de Carregamento - Veículos Elétricos.” [Online]. Available: <http://www.lugenergy.pt/tipo-de-carregamento-carros-eletricos/>. [Accessed: 10-Jan-2018].
- [21] “Charging Cable and Plug Types | The Mobility House.” [Online]. Available: <http://www.mobilityhouse.com/en/charging-cable-and-plug-types/>. [Accessed: 29-Jan-2018].

-
- [22] “MENNEKES - Plugs for the world: Type 2 charging plug proposed as the common standard for Europe.” [Online]. Available: [http://www.mennekes.de/index.php?id=latest0&L=2&tx_ttnews\[tt_news\]=929&cHash=46a00bad7f0d569c00bea9537556bbeb](http://www.mennekes.de/index.php?id=latest0&L=2&tx_ttnews[tt_news]=929&cHash=46a00bad7f0d569c00bea9537556bbeb). [Accessed: 29-Jan-2018].
- [23] “Straight electrical plug - EUREKA series - SCAME PARRE S.p.A. - Videos.” [Online]. Available: <http://www.directindustry.com/prod/scame-parre-spa/product-70406-1047327.html>. [Accessed: 29-Jan-2018].
- [24] WiTricity, “Automotive Solutions • WiTricity.” [Online]. Available: <http://witricity.com/products/automotive/>. [Accessed: 10-Jan-2018].
- [25] V. Monteiro, J. L. Afonso, V. Monteiro, H. Gonçalves, and J. L. Afonso, “Impact of Electric Vehicles on power quality in a Smart Grid context,” 2011. doi: 10.1109/EPQU.2011.6128861
- [26] C. Iclodean, B. Varga, N. Burnete, D. Cimerdean, and B. Jurchiş, “Comparison of Different Battery Types for Electric Vehicles Related content Comparison of Different Battery Types for Electric Vehicles.” doi:10.1088/1757-899X/252/1/012058
- [27] H. Bode, *Lead-acid batteries*. Wiley, 1977.
- [28] Eletropecas, “Bateria Chumbo-Ácida 12V 6,5A Elgin 12V65AVRLA - Eletropeças Comercial Eletrônica Ltda.” [Online]. Available: <https://www.eletropecas.com/Produto/bateria-chumbo-acida-12v-65a-elgin-12v65avrla>. [Accessed: 28-May-2019].
- [29] “Charging Information For Lead Acid Batteries – Battery University.” [Online]. Available: https://batteryuniversity.com/index.php/learn/article/charging_the_lead_acid_battery. [Accessed: 28-May-2019].
- [30] Battery University, “Charging Nickel-Cadmium Batteries – Battery University.” [Online]. Available: https://batteryuniversity.com/index.php/learn/article/charging_nickel_based_batteries. [Accessed: 28-May-2019].
- [31] “The Knowledge - Adventure EV.” [Online]. Available: <https://adventure-ev.com/?cat=19>. [Accessed: 28-May-2019].
- [32] Driving The Nation, “Toyota battery for Electric Vehicle breakthrough | DrivingTheNation.” [Online]. Available: <https://www.drivingthenation.com/breakthrough-on-toyota-battery-for-electric-vehicle/>. [Accessed: 28-May-2019].
- [33] T. Iwahori *et al.*, “Development of lithium ion and lithium polymer batteries for electric vehicle and home-use load leveling system application,” *Electrochim. Acta*, vol. 45, no. 8–9, pp. 1509–1512, Jan. 2000.
- [34] “Manual das Baterias Recarregáveis, Pilhas e Carregadores.” [Online]. Available: <http://www.sta-eletronica.com.br/>. [Accessed: 25-Dez-2018].
- [35] “DIT-C14-100/N MAI 2007 LIGAÇÃO DE CLIENTES DE BAIXA TENSÃO.” [Online]. Available: <https://www.edpdistribuicao.pt/pt-pt>. [Accessed: 26-Jan-2018].
- [36] Mobi.E, “Postos de Carregamento da Rede Pública Mobi.E.” [Online]. Available: <https://www.mobie.pt/>. [Accessed: 04-Fev-2019].
- [37] “Posto de carregamento rápido chega a Guimarães.” [Online]. Available: <https://www.fpguimaraes.pt/posto-carregamento-rapido-chega-guimaraes/>. [Accessed: 07-Nov-2018].
- [38] “Comunicação aos Utilizadores de Veículos Elétricos.” [Online]. Available: <https://www.mobie.pt/>. [Accessed: 04-Fev-2019].
- [39] MOBI.E, “MOBI.E - COMO POSSO CARREGAR O MEU VEÍCULO ELÉCTRICO?” [Online]. Available: <https://www.mobie.pt/how-electric-mobility>. [Accessed: 31-Oct-2018].
- [40] M. Routimo, M. Salo, and H. Tuusa, “Comparison of voltage-source and current-source shunt active power filters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 636–643, 2007.
- [41] C. Photong, C. Klumpner, and P. Wheeler, “Evaluation of single-stage power converter topologies for grid-connected photovoltaics,” *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, pp. 1161–1168, 2010.

- [42] G. Ertasgin, D. M. Whaley, N. Ertugrul, and W. L. Soong, "A Current-Source Grid-Connected Converter Topology for Photovoltaic Systems," *Australas. Univ. Power Electron. Conf.*, 2006.
- [43] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*. 2007.
- [44] "SKM100GB12T4 | Semikron SKM100GB12T4, SEMITRANS2 Dual Half Bridge IGBT Module, 160 A max, 1200 V, Panel Mount | Semikron." [Online]. Available: <https://uk.rs-online.com/web/p/igbt-transistor-modules/6874958/>. [Accessed: 06-Feb-2018].
- [45] "FGW85N60RB Discrete IGBT Reverse Blocking IGBT 600V / 85A Features." [Online]. Available: https://www.fujielectriceurope.com/downloads/FGW85N60RB_4316110.PDF. [Accessed: 12-Mar-2018].
- [46] Suroso and T. Noguchi, "A new three-level current-source PWM inverter and its application for grid connected power conditioner," *Energy Convers. Manag.*, vol. 51, no. 7, pp. 1491–1499, 2010.
- [47] S. Temel, S. Yağlı, and S. Gören, "ELECTRICAL AND ELECTRONICS EE402- DISCRETE TIME CONTROL SYSTEMS RECITATION 4 REPORT P , PD , PI , PID CONTROLLERS Group Members : Table of Contents," 2008.
- [48] S. R. Nandurkar and M. Rajeev, "Design and Simulation of Three Phase Inverter for Grid Connected Photovoltaic Systems," *Third Bienn. Natl. Conf. NCNTE-2012*, vol. 1, pp. 80–83, 2012.
- [49] C. Federal, D. E. Tecnológica, P. F. Seixas, and P. C. Cortizo, "A COMPARATIVE STUDY OF THREE-PHASE AND SINGLE-PHASE PLL ALGORITHMS FOR GRID-CONNECTED SYSTEMS Rubens Marcos dos Santos Filho." 2012
- [50] "Nissan Leaf, o veículo elétrico mais vendido em Portugal em 2016 - UVE." [Online]. Available: <https://www.uve.pt/page/nissan-leaf-veiculo-electrico-vendido-portugal-2016/>. [Accessed: 24-Jul-2018].
- [51] "Nissan Leaf Battery Specifications." [Online]. Available: http://www.eco-aesc-lb.com/product/liion_ev/. [Accessed: 24-Jul-2018].
- [52] SHANDONG WINA GREEN POWER and L. TECHNOLOGY CO., "Lithium-ion Battery Model: IFP 36230218–100Ah." [Online]. Available: <https://shop.level421.de/mediafiles/PDF/WINA/IFP36230218-100Ah%20SPEC.pdf>. [Accessed: 14-Jul-2019].
- [53] Absolute Maximum Ratings, *FGA25N120ANTD/FGA25N120ANTD_F109 1200V NPT Trench IGBT*. 2017. [Accessed: 30-Feb-2019]
- [54] Texas Instrument, "TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs)," 2007. [Online]. Available: www.ti.com. [Accessed: 14-Jan-2019].
- [55] E. Parameters, "ChenYang Hall Effect Voltage Sensor CYHVS5-25A ChenYang CYHVS5-25A," vol. 49, no. 0, pp. 2574100–2574102. [Accessed: 02-Jun-2019]
- [56] LEM, "Current Transducer LA 100-P / SP13 Electrical data," *Components*, pp. 0–1, 2010.
- [57] N. Hasanzade and D. Saplacan, "ADC MAX3120," pp. 2–3, 2014. [Accessed: 20-Sep-2018]
- [58] "ACPL-3130/J313, ACNW3130 Very High CMR 2.5 Amp Output Current IGBT Gate Driver Optocoupler." Available: <https://docs.broadcom.com/docs/AV02-0156EN>. [Accessed: 30-Jul-2019].
- [59] "MEV1 Series 3kVDC Isolated 1W Single & Dual Output DC-DC Converters." Available: https://power.murata.com/datasheet/?/data/power/ncl/kdc_mev.pdf. [Accessed: 13-Jun-2019].
- [60] I. Semiconductor GmbH, "DSEP 29-12A," 2009. Available: <https://www.mouser.com/datasheet/2/205/DSEP29-12A-314016.pdf>. [Accessed: 08-May-2019].
- [61] Littelfuse, "V660LA50AP," 2018. Available: <https://www.littelfuse.com/products/varistors/radial-leaded/la/v660la50ap.aspx> [Accessed: 27-Sep-2019]

[62] “Heatsink KL-285 (P3)/300 mm.” Available: http://shop.semikron.com/out/media/ds/SEMIKRON_DataSheet_Heatsink_KL_285_P3_300_mm_sawed_brushed_machined_41132240.pdf [Accessed: 2-Aug-2019]