

**Universidade do Minho**  
Escola de Engenharia

André Manuel Campos Pereira

**Desenvolvimento de um Conversor CA-CC  
Bidirecional para Interface entre Painéis Solares,  
Sistemas de Armazenamento de Energia e a  
Rede Elétrica**

Março de 2023



**Universidade do Minho**  
Escola de Engenharia

André Manuel Campos Pereira

**Desenvolvimento de um Conversor CA-CC  
Bidirecional para Interface entre Painéis Solares,  
Sistemas de Armazenamento de Energia e a  
Rede Elétrica**

Dissertação de Mestrado Engenharia  
Eletrónica Industrial e Computadores

Trabalho efetuado sob a  
orientação do  
**Professor Doutor Vítor Duarte  
Fernandes Monteiro**

Março de 2023

## **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.



**Atribuição-NãoComercial-Compartilhaigual**  
**CC BY-NC-SA**

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

# Agradecimentos

A elaboração desta dissertação constituiu um desafio que só foi possível devido ao apoio e colaboração, de forma direta ou indireta, de um conjunto de pessoas, às quais quero dedicar estes agradecimentos.

Em primeiro lugar, ao meu orientador, Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro, por todo o empenho, dedicação e ajuda em todos os passos que se revelaram mais complicados que o esperado. Além disto, agradecer todas as palavras de amizade e incentivo que me levaram a nunca desistir.

Quero agradecer também a todos os membros do GEPE, que sempre se mostraram disponíveis para ajudar, principalmente aos doutorandos Luís Barros e Carlos Martins, pois foram fonte de muitos conselhos preciosos.

Agradecer também ao David Correia, companheiro de trabalho durante a realização desta dissertação, por todo o apoio, ajuda e bom ambiente que proporcionou durante o tempo em que nela trabalhamos. Juntamente com o David, agradecer também ao João Peixoto, João Costa, Francisco Rocha, Rafael Cachetas, Marcelo Amaral e Rui Esteves, por estes excelentes 5 anos passados na universidade e com a certeza de que tornaram tudo mais fácil.

Aos meus pais, Manuel e Cristina Pereira, agradecer por todos os sacrifícios que fizeram para que eu pudesse seguir o meu percurso académico e ao meu irmão, Gonçalo Pereira, pelo grande apoio que é em tudo o que faço.

Quero agradecer também à minha namorada, Inês Lopes, por todo o amor e carinho que me deu e também por toda a paciência nos piores momentos.

Por último, agradecer a todos os amigos que não foram referidos, mas todos foram importantes até aqui, quer pelo desenvolvimento pessoal, quer pelo apoio prestado.

## **DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE**

Declaro ter atuado com integridade na elaboração do presente trabalho académico e confirmo que não recorri à prática de plágio nem a qualquer forma de utilização indevida ou falsificação de informações ou resultados em nenhuma das etapas conducente à sua elaboração. Mais declaro que conheço e que respeitei o Código de Conduta Ética da Universidade do Minho.

# Resumo

Devido aos problemas ambientais que são enfrentados hoje em dia, para o qual tiveram um papel influenciador a exploração de fontes de energia não renováveis, existe um grande aumento da procura de outras fontes de energia. Assim, assiste-se a um aumento bastante considerável da popularidade das fontes de energia renováveis, permitindo obter energia de fontes inesgotáveis como o sol, o vento e a água.

Tendo isto em conta, esta dissertação tem como propósito o desenvolvimento de um conversor CA-CC que funcione à tensão nominal da rede cuja função é a interface entre a rede elétrica, painéis solares fotovoltaicos e sistemas de armazenamento de energia. O objetivo principal é então a extração e a injeção de energia na rede elétrica, tendo em conta a energia produzida nos painéis solares fotovoltaicos e a energia armazenada nas baterias, podendo estas ser carregadas ou descarregadas. Para que este objetivo seja cumprido, é necessário um conversor CC-CC de modo que seja realizada uma interface mais eficiente entre o barramento CC as baterias e os painéis fotovoltaicos. Este conversor foi desenvolvido por outro aluno do GEPE, por isso não entra no escopo desta dissertação. Estes dois conversores foram integrados num só protótipo capaz de cumprir as funções já enumeradas.

Assim, durante a elaboração desta dissertação, foram abordadas as etapas necessárias para uma implementação com sucesso do protótipo desenhado para o objetivo definido. Inicialmente, foram definidas as topologias que se adequavam para a implementação e também foram as técnicas de controlo de corrente que poderiam ser implementadas no DSP para a construção deste sistema. Além disto foram feitas também as simulações computacionais na ferramenta de simulação PSIM, que servem para o estudo prévio do funcionamento do sistema antes de qualquer implementação prática. A seguir, fez-se também uma descrição do material a ser utilizado e também uma análise das suas características. Por último, foi feita a validação prática do protótipo, de modo a testar todos os seus modos de funcionamento.

**Palavras-Chave:** Conversor CA-CC, Conversor Bidirecional, Conversor Trifásico, Energia Renovável, Painéis Fotovoltaicos, Armazenamento de Energia em Baterias, Rede Elétrica, Eletrónica de Potência

# Abstract

Due to the environmental problems we face today, for which the exploitation of non-renewable energy sources has had an influential role, there is a great increase in the demand for other sources of energy. Thus, we are witnessing a very considerable increase in the popularity of renewable energy sources, allowing us to obtain energy from inexhaustible sources such as the sun, wind and water.

With this in mind, the purpose of this dissertation is to develop an AC-DC converter operating at nominal grid voltage whose function is the interface between the electrical grid, photovoltaic solar panels and energy storage systems. The main objective is then to extract and inject energy into the electrical grid, taking into account the energy produced in the photovoltaic solar panels and the energy stored in the batteries, which can be charged or discharged. For this objective to be achieved, a DC-DC converter is needed so that a more efficient interface between the DC bus the batteries and the photovoltaic panels can be realised. This converter was developed by another student of GEPE, so it does not enter in the scope of this dissertation. These two converters were integrated in a single prototype capable of fulfilling the functions already listed.

Thus, during the elaboration of this dissertation, the necessary steps for a successful implementation of the prototype designed for the defined objective were addressed. Initially, the topologies that were suitable for implementation were defined and also the current control techniques that could be implemented in the DSP for the construction of this system. Besides this, the computational simulations were also made in the PSIM simulation tool, which serve for the previous study of the system operation before any practical implementation. Next, a description of the material to be used and an analysis of its characteristics were also made. Finally, the practical validation of the prototype was made, in order to test all its functioning modes.

**keywords:** AC-DC converter, Bidirectional converter, Three-phase Converter, Renewable energy, Photovoltaic panels, Battery Energy Storage, Electrical grid, Power electronics

# Índice

## Glossário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Enquadramento . . . . .	1
1.2	Motivação . . . . .	2
1.3	Objetivos da Dissertação . . . . .	2
1.4	Estrutura da Dissertação . . . . .	3
<b>2</b>	<b>Conversores CA-CC</b>	<b>4</b>
2.1	Introdução . . . . .	4
2.2	Conversor Não Controlado a Diodos . . . . .	4
2.3	Conversores CA-CC Unidirecionais . . . . .	5
2.3.1	Conversor <i>Boost</i> Unidirecional . . . . .	5
2.3.2	Conversor <i>Buck</i> Unidirecional . . . . .	6
2.3.3	Conversor <i>Buck-Boost</i> Unidirecional . . . . .	7
2.3.4	Conversor Multinível Unidirecional . . . . .	8
2.3.5	Conversor <i>Flyback</i> . . . . .	8
2.4	Conversores CA-CC Bidirecionais PFC . . . . .	9
2.4.1	Conversor Monofásico <i>Half-Bridge</i> . . . . .	10
2.4.2	Conversor Monofásico <i>Full-Bridge</i> . . . . .	11
2.4.3	Conversor <i>Buck</i> Bidirecional . . . . .	12
2.4.4	Conversor <i>Buck-Boost</i> Bidirecional . . . . .	13
2.4.5	Conversor Monofásico Multinível Bidirecional . . . . .	14
2.4.6	Conversor <i>Interleaved</i> Bidirecional . . . . .	15
2.4.7	Conversor Bidirecional Trifásico CA-CC de Três Braços – Três Fios . . . . .	15
2.4.8	Conversor Bidirecional Trifásico CA-CC de Três Braços – Quatro Fios . . . . .	16
2.4.9	Conversor Bidirecional Trifásico CA-CC Três Níveis em <i>Full-Bridge</i> sem Barra- mento CC Partilhado . . . . .	17

---

2.4.10	Conversor Trifásico CA-CC Multinível de Quatro Fios . . . . .	18
2.5	Conclusão . . . . .	18
<b>3</b>	<b>Estratégias de Controlo</b>	<b>20</b>
3.1	Introdução . . . . .	20
3.2	Técnicas de controlo de corrente . . . . .	20
3.2.1	Controlo de Corrente por Histerese . . . . .	21
3.2.2	Controlo de Corrente por Periodic Sampling . . . . .	22
3.2.3	Controlo de Corrente Proporcional Integral (PI) Estacionário . . . . .	23
3.2.4	Controlo de corrente <i>feedforward</i> . . . . .	24
3.2.5	Controlo de corrente preditivo . . . . .	25
3.3	Técnicas de modulação PWM . . . . .	26
3.3.1	Modulação SPWM unipolar . . . . .	27
3.3.2	Modulação SPWM bipolar . . . . .	28
3.4	Conclusões . . . . .	28
<b>4</b>	<b>Simulações Computacionais</b>	<b>30</b>
4.1	Introdução . . . . .	30
4.2	Modelo de simulação do Conversor CA-CC . . . . .	31
4.2.1	Simulação do sistema de sincronização com a rede elétrica . . . . .	32
4.2.2	Carregamento e regulação da tensão do barramento CC . . . . .	34
4.3	Simulação do conversor CA-CC integrado no modelo do protótipo . . . . .	36
4.3.1	Extração de energia dos painéis fotovoltaicos . . . . .	37
4.3.2	Extração de energia das baterias . . . . .	41
4.3.3	Carregamento das baterias . . . . .	45
4.3.4	Extração de energia dos painéis fotovoltaicos e carregamento das baterias . . . . .	48
4.4	Conclusão . . . . .	51
<b>5</b>	<b>Construção do Conversor CA-CC</b>	<b>52</b>
5.1	Introdução . . . . .	52
5.2	Sistema de Controlo . . . . .	52
5.2.1	DSP TMS320F28335 . . . . .	52
5.2.2	Placa de Adaptação do DSP . . . . .	53
5.2.3	Sensor de tensão . . . . .	54
5.2.4	Sensor de Corrente . . . . .	56
5.2.5	Placa de condicionamento de sinal e de proteção . . . . .	57
5.2.6	Placa de comando . . . . .	58
5.2.7	Placa de DAC . . . . .	59

---

5.2.8	Placa de Relés . . . . .	59
5.2.9	Circuito de <i>drive</i> e Placa de proteção dos IGBT . . . . .	60
5.2.10	Fonte de Alimentação . . . . .	62
5.2.11	Integração do sistema de controlo . . . . .	62
5.3	Sistema de potência . . . . .	63
5.3.1	Semicondutores de potência . . . . .	63
5.3.2	Condensadores do barramento CC . . . . .	65
5.3.3	Bobinas de acoplamento . . . . .	66
5.3.4	Resistências de pré-carga . . . . .	67
5.3.5	Interface com a rede elétrica e proteções . . . . .	67
5.4	Montagem do conversor e do protótipo . . . . .	68
5.5	Conclusões . . . . .	71
<b>6</b>	<b>Validação Experimental do Protótipo Desenvolvido</b>	<b>72</b>
6.1	Introdução . . . . .	72
6.2	Validação da PLL . . . . .	73
6.3	Carregamento e regulação da tensão do barramento CC através da rede elétrica . . . . .	75
6.4	Integração do conversor CA-CC com o conversor CC-CC . . . . .	76
6.4.1	Extração de energia das baterias . . . . .	76
6.4.2	Carregamento de baterias . . . . .	80
6.4.3	Extração de energia dos painéis fotovoltaicos e injeção na rede . . . . .	83
6.4.4	Extração dos painéis fotovoltaicos e carregamento das baterias . . . . .	86
6.4.5	Conclusões . . . . .	88
<b>7</b>	<b>Conclusão</b>	<b>89</b>
7.1	Conclusão . . . . .	89
7.2	Sugestões de trabalho futuro . . . . .	91
	<b>Referências</b>	<b>92</b>

# Lista de Figuras

2.1	Conversor não controlado a díodos. . . . .	5
2.2	Conversor <i>boost</i> unidirecional PFC. . . . .	6
2.3	Conversor <i>buck</i> unidirecional PFC. . . . .	7
2.4	Conversor <i>buck-boost</i> unidirecional PFC. . . . .	7
2.5	Conversor multinível unidirecional PFC. . . . .	8
2.6	Conversor <i>flyback</i> unidirecional PFC. . . . .	9
2.7	Tipos de conversores trifásicos: <i>current source</i> vs. <i>voltage source</i> . . . . .	10
2.8	Conversor Monofásico <i>half-bridge</i> PFC. . . . .	11
2.9	Conversor <i>full-bridge</i> PFC. . . . .	12
2.10	Conversor <i>buck</i> bidirecional fonte de corrente. . . . .	12
2.11	Conversor <i>buck-boost</i> bidirecional acompanhado de conversor <i>full-bridge</i> . . . . .	13
2.12	Conversor multinível bidirecional PFC. . . . .	14
2.13	Conversor <i>interleaved</i> bidirecional PFC. . . . .	15
2.14	Conversor bidirecional trifásico CA-CC de três braços – três fios. . . . .	16
2.15	Conversor bidirecional trifásico CA-CC de três braços – quatro fios. . . . .	17
2.16	Conversor bidirecional trifásico CA-CC de três níveis em <i>full-bridge</i> sem barramento CC partilhado. . . . .	17
2.17	Conversor bidirecional trifásico CA-CC multinível de quatro fios . . . . .	18
3.1	Diagrama de blocos do controlo de corrente por histerese. . . . .	21
3.2	Diagrama de blocos do controlo de corrente por <i>Periodic Sampling</i> . . . . .	22
3.3	Diagrama de blocos do controlo de corrente PI. . . . .	23
3.4	Diagrama de blocos do controlo de corrente <i>feedforward</i> . . . . .	24
3.5	Diagrama de blocos do controlo de corrente preditivo. . . . .	26
3.6	Diagrama de blocos da estratégia de modulação unipolar. . . . .	27
3.7	Diagrama de blocos da estratégia de modulação bipolar. . . . .	28
4.1	Andar de potência do modelo de simulação. . . . .	31
4.2	Andar de controlo do modelo de simulação. . . . .	32

4.3	Tensão da rede elétrica e saídas da PLL para as fases A, B e C. . . . .	33
4.4	Tensão da rede elétrica e saídas da PLL para as fases A, B e C com frequência fundamental de 49,5 Hz. . . . .	33
4.5	Tensão da rede elétrica e saídas da PLL para as fases A, B e C com frequência fundamental de 50,5 Hz. . . . .	34
4.6	Tensão do barramento CC ao longo do carregamento e regulação. . . . .	35
4.7	Tensão do barramento CC e correntes das fases ao longo do carregamento e regulação. . . . .	35
4.8	Modelo de simulação com a integração do conversor CA-CC no protótipo. . . . .	37
4.9	Resultados da simulação de $i_{pv}$ para valores de $i_{refpv}$ de (a)10 A; (b)40 A; (c)60 A. . . . .	38
4.10	Resultados da simulação de $i_{pv}$ e $V_{dc1}$ e $V_{dc2}$ para diferentes declives da rampa de referência . . . . .	39
4.11	Resultados de simulação das correntes a injetar na rede quando há extração de energia dos painéis fotovoltaicos. . . . .	40
4.12	Resultados da simulação das correntes a injetar na rede elétrica durante: (a) aumento gradual da corrente; (b) regime permanente. . . . .	40
4.13	Resultados de simulação da corrente e tensão da fase A. . . . .	41
4.14	Resultados da simulação da corrente nas baterias para referências de (a)10 A; (b)20 A; (c)40 A. . . . .	42
4.15	Resultados da simulação da corrente nas baterias e do barramento CC para diferentes declives da rampa de referência. . . . .	43
4.16	Resultados de simulação das correntes a injetar na rede elétrica. . . . .	44
4.17	Resultados da simulação das correntes a injetar na rede elétrica durante: (a) aumento gradual da corrente; (b) regime permanente. . . . .	44
4.18	Resultados de simulação da corrente e tensão na fase A. . . . .	45
4.19	Resultados da simulação da corrente nas baterias para referências de (a)15 A; (b)20 A; (c)25 A. . . . .	45
4.20	Resultados da simulação da corrente nas baterias e do barramento CC para diferentes declives da rampa de referência. . . . .	46
4.21	Resultados de simulação das correntes de fase. . . . .	47
4.22	Resultados da simulação das correntes de fase durante: (a) aumento gradual da corrente; (b) regime permanente. . . . .	47
4.23	Resultados de simulação da corrente e tensão na fase A. . . . .	48
4.24	Resultados da simulação da corrente nos painéis fotovoltaicos e nas baterias e tensões no barramento para referências de (a) $i_{pv}=10$ A e $i_{bat}=30$ A; (b) $i_{pv}=20$ A e $i_{bat}=20$ A; (c) $i_{pv}=40$ A e $i_{bat}=10$ A. . . . .	49
4.25	Resultados da simulação da corrente e tensão na fase A para valores de referência (a) $i_{pv}=10$ A e $i_{bat}=30$ A; (b) $i_{pv}=20$ A e $i_{bat}=20$ A; (c) $i_{pv}=40$ A e $i_{bat}=10$ A. . . . .	50
5.1	DSP TMS320F28335. . . . .	53

5.2	Placa de adaptação da DSP utilizada na construção do protótipo. . . . .	53
5.3	Sensor de tensão CYHVS5-25A. . . . .	54
5.4	Montagem dos sensores de tensão junto às entradas do sistema . . . . .	55
5.5	Montagem dos sensores de tensão junto ao barramento CC. . . . .	56
5.6	Sensor de corrente LA-55P. . . . .	56
5.7	Montagem dos sensores de corrente junto às bobinas de acoplamento. . . . .	57
5.8	Placa de DAC utilizada na implementação prática do sistema. . . . .	59
5.9	Placa de relés para atuação dos contactores. . . . .	60
5.10	Circuito de <i>drive</i> dos IGBT. . . . .	60
5.11	Circuitos de <i>drive</i> dos IGBT montados no dissipador. . . . .	61
5.12	Esquema elétrico da placa de proteção dos IGBT. . . . .	61
5.13	<i>Rack</i> de controlo do protótipo. . . . .	63
5.14	Esquema elétrico dos módulos de semicondutores. . . . .	64
5.15	Montagem dos semicondutores de potência no dissipador. . . . .	64
5.16	Condensadores B43456 A4828 M. . . . .	65
5.17	Esquema elétrico do barramento CC montado. . . . .	65
5.18	Barramento CC. . . . .	66
5.19	Bobinas de acoplamento à rede elétrica. . . . .	66
5.20	Resistências de pré-carga. . . . .	67
5.21	Esquema para planeamento da ligação dos dispositivos de interface com a rede elétrica. . . . .	67
5.22	Dispositivos de interface com a rede elétrica e proteção. . . . .	68
5.23	Montagem do conversor CA-CC. . . . .	68
5.24	(a)Esquema para planeamento da montagem do protótipo; (b)Montagem real do protótipo . . . . .	69
5.25	Planeamento dos caminhos a percorrer pelos cabos dentro do protótipo. . . . .	70
6.1	Bancada de trabalho. . . . .	72
6.2	PLL e tensão da fase A em regime Transitório. . . . .	73
6.3	PLL trifásica em regime permanente. . . . .	74
6.4	PLL da fase A em regime permanente. . . . .	74
6.5	Pré-carga automática do barramento CC . . . . .	75
6.6	Carregamento e regulação do barramento CC. . . . .	76
6.7	Fluxo de energia dentro do protótipo desde as baterias até à rede elétrica. . . . .	77
6.8	Extração de energia das baterias com referência manual. . . . .	77
6.9	Extração de energia das baterias com rampa de referência. . . . .	78
6.10	Correntes das fases para correntes das baterias de: (a)0 A; (b)3 A . . . . .	79
6.11	Corrente e tensão da fase para correntes de bateria de: (a)0 A; (b)4 A . . . . .	79
6.12	Fluxo de energia dentro do protótipo desde a rede até às baterias. . . . .	80
6.13	Carregamento das baterias com referência manual. . . . .	81

6.14	Carregamento das baterias com rampa de referência: (a) 1 A por segundo; (b) 0,375 A por segundo . . . . .	82
6.15	Correntes de fase e corrente de baterias:(a) $i_{bat}=3$ A;(b) $i_{bat}=3,5$ A . . . . .	82
6.16	Corrente de baterias e corrente e tensão da fase A. . . . .	83
6.17	Fluxo de energia dentro do protótipo desde os painéis fotovoltaicos até à rede. . . . .	83
6.18	Extração de energia dos painéis fotovoltaicos com rampa de referência. . . . .	84
6.19	Correntes de fase e corrente extraída dos painéis: (a) $i_{pv}=0$ A; (b) $i_{pv}=3$ A . . . . .	85
6.20	Corrente dos painéis fotovoltaicos e corrente e tensão da fase A para $i_{pv}=4$ A . . . . .	85
6.21	Fluxo de energia na extração de energia dos painéis e simultâneo carregamento das baterias. . . . .	86
6.22	Extração de energia dos painéis e carregamento das baterias e corrente e tensão na fase A, com $i_{pv}= 0$ A e $i_{bat}= 4$ A. . . . .	87
6.23	Extração de energia dos painéis com referência de 4 A, carregamento das baterias com referência de 0 A e corrente e tensão na fase A. . . . .	88

# Glossário

<b>ADC</b>	<i>Analog to Digital Converter</i>
<b>CA</b>	Corrente Alternada
<b>CC</b>	Corrente Contínua
<b>CSI</b>	<i>Current Source Inverter</i>
<b>DAC</b>	<i>Digital to Analog Converter</i>
<b>DSP</b>	<i>Digital Signal Processor</i>
<b>GTO</b>	<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>
<b>IGBT</b>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
<b>PCB</b>	<i>Printed Circuit Board</i>
<b>PCC</b>	<i>Point of Common Coupling</i>
<b>PFC</b>	<i>Power Factor Correction</i>
<b>PI</b>	Proporcional Integral
<b>PLL</b>	<i>Phase-Locked Loop</i>
<b>PS</b>	<i>Periodic Sampling</i>
<b>PWM</b>	<i>Pulse-Width Modulation</i>
<b>RMS</b>	<i>Root Mean Square</i>
<b>SPI</b>	<i>Serial Peripheral Interface</i>
<b>THD</b>	<i>Total Harmonic Distortion</i>
<b>VSI</b>	<i>Voltage Source Inverter</i>

# 1. Introdução

## 1.1 Enquadramento

Atualmente, assiste-se a um elevado consumo de energia elétrica com tendência para ser crescente. Tendo em conta que, inicialmente, uma parte significativa de toda a energia produzida era proveniente de centrais térmicas, esta produção desempenhou um papel importante no aumento da poluição e diminuição da qualidade do ar, juntamente com o aumento significativo dos transportes.

Consequentemente, nos últimos anos, notou-se uma intensificação na procura de novas soluções de produção de energia elétrica que não contribuísse para este problema. Esta investigação levou à introdução no mercado de novas tecnologias renováveis, sendo a eólica e a solar as mais relevantes.

Estas tecnologias de produção de energia requerem, no entanto, dispositivos de interface com a rede elétrica. Estes dispositivos injetam corrente não linear, produzindo harmónicos de corrente, e não apresentam fator de potência unitário, o que pode afetar o sistema de distribuição de energia elétrica. Com a crescente utilização deste tipo de conversores, este problema pode tornar-se muito significativo e pode criar vários problemas de qualidade de energia elétrica.

Do lado do utilizador, também é importante uma diminuição do consumo de potência reativa, uma vez que isto leva a um aumento considerável do preço a pagar pela energia elétrica consumida. Alguns dos dispositivos de interface com a rede elétrica ignoram este facto. Além disso, há a criação de harmónicos de corrente, que criam um aumento das perdas nos condutores e nos equipamentos. Estes podem causar também harmónicos de tensão (distorcendo as tensões do sistema) que levam ao mau funcionamento ou, no limite, à avaria de cargas mais sensíveis.

Os painéis solares tornaram ainda possível que em todas as habitações seja possível a produção de energia elétrica. Este facto aumenta não só a maior probabilidade de problemas de qualidade de energia elétrica, por aumentar o número de dispositivos a injetar corrente com forma de onda não linear na rede, como também aumenta a necessidade de soluções mais compactas e menos dispendiosas de modo que seja possível implantá-las em habitações comuns.

Tendo em conta este enquadramento, esta dissertação propõe o desenvolvimento de um conversor CA-CC trifásico bidirecional com topologia de três braços e quatro fios para interface da rede elétrica com módulos de painéis solares e baterias.

## 1.2 Motivação

As energias renováveis são já grande parte da energia produzida em Portugal. Segundo a APREN, de janeiro a novembro de 2021, 64,8% dos 42 403 GWh de energia produzida são provenientes de energias renováveis. A energia solar (para a qual o conversor apresentado nesta dissertação é dirigido), no entanto, representa apenas 3,40%, mas tendo tendência para o crescimento [1].

Posto isto, há uma crescente necessidade no mercado de conversores cada vez mais fiáveis, compactos e com pouco efeito na qualidade de energia elétrica. Esta dissertação tem exatamente esse objetivo, com o desenvolvimento de um conversor CA-CC bidirecional, criando uma solução viável para utilização em instalações de produção de energia de maiores dimensões.

Pode-se ainda acrescentar o vasto conhecimento do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho devido aos vários anos de investigação nesta área que criará uma boa oportunidade de aprendizagem e obtenção de experiência na implementação de *hardware* e *software* para o desenvolvimento de conversores.

## 1.3 Objetivos da Dissertação

O principal objetivo desta dissertação consiste no desenvolvimento de um conversor CA-CC trifásico bidirecional que consiga fazer a interface entre a rede elétrica e sistemas fotovoltaicos com o mínimo possível de criação de problemas de qualidade de energia elétrica. Este objetivo principal pode ser dividido em menores a ser alcançados:

- Estudo de conversores CA-CC e as suas mais adequadas aplicações.
- Análise de simulações computacionais para análise teórica do sistema a implementar.
- Estudo de *hardware* e escolha para utilização.
- Implementação de *hardware software*.
- Validação experimental do sistema implementado.

## 1.4 Estrutura da Dissertação

O trabalho desenvolvido nesta dissertação está organizado em 6 capítulos. No capítulo 1 está apresentada a introdução com o enquadramento e as motivações que levaram à realização desta dissertação, mas também o subcapítulo de objetivos da dissertação.

No capítulo 2 apresenta-se o estado da arte relativo aos principais conversores CA-CC que podem ser aplicados neste contexto. Apresentam-se também algumas vantagens e desvantagens dos conversores apresentados.

No capítulo 3 expõem-se as técnicas de controlo de corrente e modulação que se adequam ao funcionamento do sistema a desenvolver, tal como as suas vantagens e desvantagens.

No capítulo 4 estão apresentadas simulações computacionais do sistema de controlo e potência utilizados para implementação do conversor proposto. Este capítulo serve para avaliar de forma segura o comportamento de todo o sistema de *hardware* e *software* sobre várias condições de funcionamento e assim poder validá-lo teoricamente.

No capítulo 5 está apresentado o processo de implementação física do sistema desenvolvido. Assim, é apresentado o DSP utilizado para o sistema de controlo, as *printed circuit boards* (PCBs), os componentes e sensores utilizados.

No capítulo 6 está apresentado o processo de validação experimental do conversor desenvolvido, sendo estes testes de *hardware* e *software*.

No capítulo 7 apresentam-se as principais conclusões que se podem tirar depois do trabalho desenvolvido e também algumas sugestões de trabalho futuro que não foi integrado nesta dissertação.

## **2. Conversores CA-CC**

### **2.1 Introdução**

Hoje em dia, os conversores CA-CC são dos dispositivos mais vastamente utilizados tanto em aplicações de eletrônica de potência como em dispositivos eletrônicos utilizados no cotidiano, sendo exemplo os sistemas de acionamento de velocidade ajustável, as fontes de alimentação ininterrupta, interface entre fontes de energia renovável, mas também televisões, computadores, impressoras, entre outras.

Normalmente, esta categoria de conversores é categorizada conforme o número de fases da tensão de entrada (monofásico, trifásico, etc.), conforme a sua capacidade de controlarem a corrente no lado de corrente alternada e a tensão no lado de corrente contínua (controlados ou não controlados) e ainda pelo tipo de ligação dos elementos retificadores (meia ponte ou ponte completa) [2].

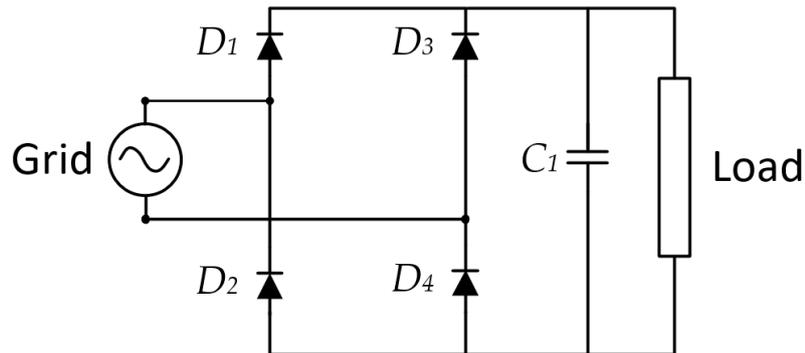
Devido à imposição de normas e recomendações para a ligação de equipamentos eletrônicos à rede, por várias agências nacionais e internacionais, para preservar o fornecimento de energia à população surgiram os valores de parâmetros de qualidade de energia elétrica. Tendo isto em conta, foram surgindo novas abordagens para topologias de conversores visando diminuir o conteúdo harmônico no lado de corrente alternada [3].

### **2.2 Conversor Não Controlado a Díodos**

Com a topologia de um conversor unidirecional CA-CC a díodos em ponte completa não é possível controlar a tensão no barramento CC nem a corrente de entrada. Normalmente é utilizado um filtro capacitivo no lado de corrente contínua. Deste modo é possível obter-se uma tensão à saída praticamente constante, ajustando o valor do filtro. Desprezando a tensão nos díodos, o condensador carrega até ao valor máximo da tensão de pico da rede elétrica. Quando esta se torna menor que a tensão do condensador os díodos ficam inversamente polarizados e a corrente de saída é fornecida exclusivamente pelo condensador, até que a tensão de entrada se torna maior que a tensão no condensador. Nesse momento, o ciclo volta ao início.

Assim, a corrente de entrada do conversor não se vai assemelhar a uma senoide visto que só existe corrente nos momentos em que o condensador é carregado. Além disso, a corrente também é influenciada pelo valor do filtro indutivo de acoplamento à rede elétrica.

É importante referir que esta topologia de conversor CA-CC é vagamente utilizada como primeiro estágio em equipamentos de eletrónica de potência devido à sua simplicidade, robustez e baixo custo.



**Figure 2.1:** Conversor não controlado a díodos.

## 2.3 Conversores CA-CC Unidirecionais

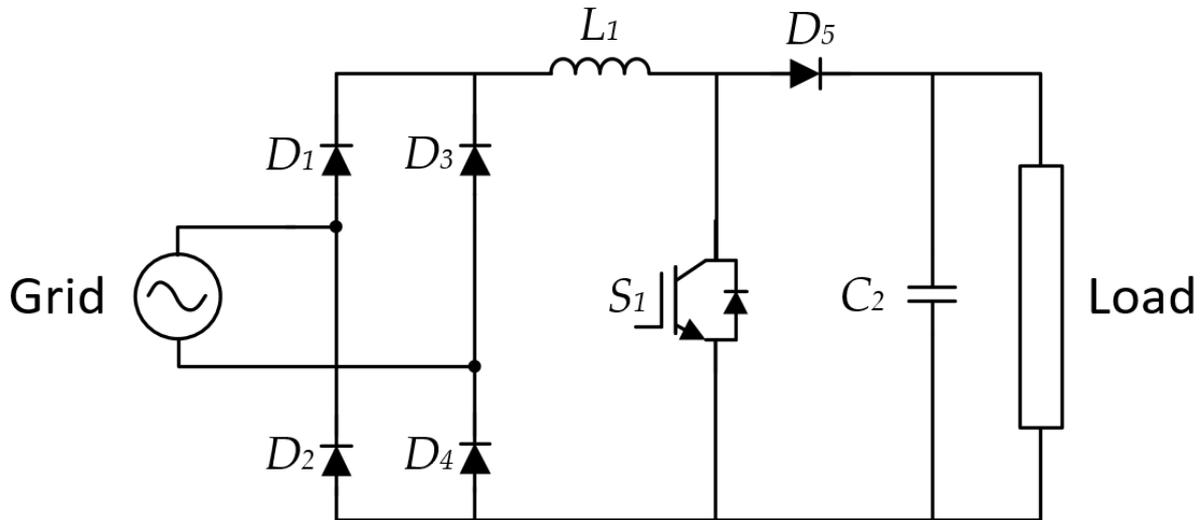
Estes conversores surgiram devido à crescente necessidade de conversores que não causassem problemas de qualidade de energia elétrica e capazes de corrigir o fator de potência e produção de tensão contínua controlada na saída de corrente contínua. São maioritariamente de dois estágios ou de um estágio. Nas topologias de dois estágios é utilizado um conversor CA-CC não isolado de modo a criar um barramento CC intermédio. Pode, então, ser adicionado um conversor CC-CC para isolamento elétrico e regulação da tensão de saída. Uma das vantagens deste tipo de topologias é o facto de as duas partes de potência poderem ser controladas em separado, o que faz com que o controlo seja otimizado. Grande parte dos conversores CA-CC unidirecionais PFC são constituídos por um conversor CA-CC em ponte completa a díodos, como primeiro estágio, em conjunto com outros componentes básicos de eletrónica de potência [4].

### 2.3.1 Conversor Boost Unidirecional

O conversor *boost* unidirecional é um conversor de dois estágios composto por uma combinação de um retificador em ponte completa a díodos com um conversor CC-CC *boost* convencional. Este conversor apenas permite dois níveis de tensão.

Quando o semicondutor está *off* a tensão aos seus terminais é  $+V_{DC1}$  e quando o semicondutor está *on* a tensão aos seus terminais é 0. Deste modo, a tensão aplicada ao diodo e ao semicondutor não ultrapassa

$V_{DC1}$ , sendo  $V_{DC1}$  a tensão no condensador  $C_1$ . A tensão de saída da ponte a diodos é a tensão de saída da rede (se se desprezar a tensão nos diodos) retificada e, usando um filtro indutivo passivo de acoplamento, a corrente no lado da corrente alternada é sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica.



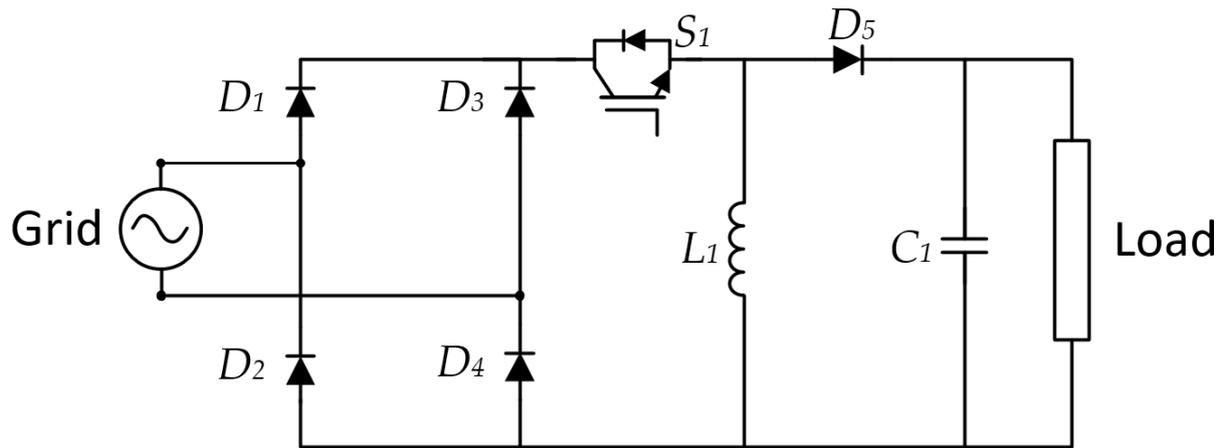
**Figure 2.2:** Conversor *boost* unidirecional PFC.

### 2.3.2 Conversor Buck Unidirecional

Tal como o conversor em epígrafe, este é composto por uma combinação de uma ponte retificadora completa a diodos e um conversor CC-CC *buck* convencional e também só permite dois níveis de tensão.

Quando o semiconductor está a *off* a tensão aos terminais do diodo é 0 quando está a *on* a tensão aos terminais do diodo é  $+V_{DC1}$ , sendo  $V_{DC1}$  a tensão aos terminais do condensador  $C_1$ . Assim, a tensão máxima aplicada ao diodo é  $+V_{DC1}$  e a tensão de saída da ponte retificadora a diodos é a tensão da rede elétrica retificada.

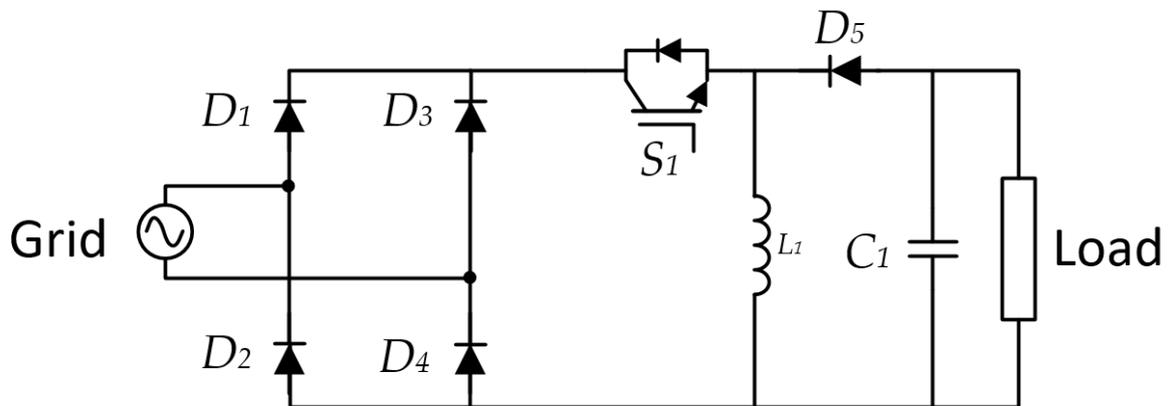
A corrente de entrada é negativa sempre que a tensão da rede elétrica é menor que a tensão de saída, mas a ponte retificadora torna tal facto impossível. Assim, a corrente de entrada toma valor nulo perto da passagem por zero da tensão da rede. Como resultado, a corrente de entrada não fica sinusoidal porque o conversor *buck* só funciona em pleno quando a tensão de entrada for maior que a tensão de saída [5].



**Figure 2.3:** Conversor *buck* unidirecional PFC.

### 2.3.3 Conversor Buck-Boost Unidirecional

Esta topologia é uma combinação de uma ponte completa a diodos e um conversor CC-CC *buck-boost* convencional. A sua tensão de saída pode ser maior ou menor do que a tensão de entrada, sendo esta uma vantagem desta topologia. No entanto, a necessidade de um *driver* isolado para o semicondutor é uma limitação importante [6].



**Figure 2.4:** Conversor *buck-boost* unidirecional PFC.

Quando o semicondutor  $S_1$  está a *off* a tensão aos terminais da bobina é  $-V_{DC1}$  e quando está a *on* a tensão aos terminais da bobina é a tensão da rede retificada. Devido à bobina de acoplamento, que normalmente se adiciona do lado da rede, a corrente de saída do lado de corrente alternada é sinusoidal e com a tensão da rede elétrica.

### 2.3.4 Conversor Multinível Unidirecional

Tendo em conta que o conversor boost é o mais amplamente utilizado em conversores PFC, o conversor multinível é baseado nesta topologia, mas permite três níveis de tensão à saída ( $0$ ,  $+V_{DC}/2$ ,  $+V_{DC}$ ), sendo  $V_{DC}$  o valor da tensão do barramento CC. Este conversor é constituído por um retificador em ponte completa a diodos, por uma bobina e dois semicondutores e dois diodos pertencentes aos conversores CC-CC do tipo boost.

Esta topologia permite diminuir as tensões sobre os seus componentes e é, ainda, possível reduzir o valor da indutância, quando comparado com as outras topologias de conversores PFC. O conversor multinível unidirecional é também útil na medida em que proporciona um alto fator de potência e diminui bastante a distorção harmónica da corrente no lado de corrente alternada, além de manter uma saída de corrente contínua regulada sem *ripple* e diminuir o esforço necessário dos componentes [7].

Posto isto, esta categoria de conversor proporciona um desempenho consistente resultando em menos perdas de comutação e, assim, melhores rendimentos. Uma das suas vantagens é a adequação desta topologia para aplicações de alta potência [7].

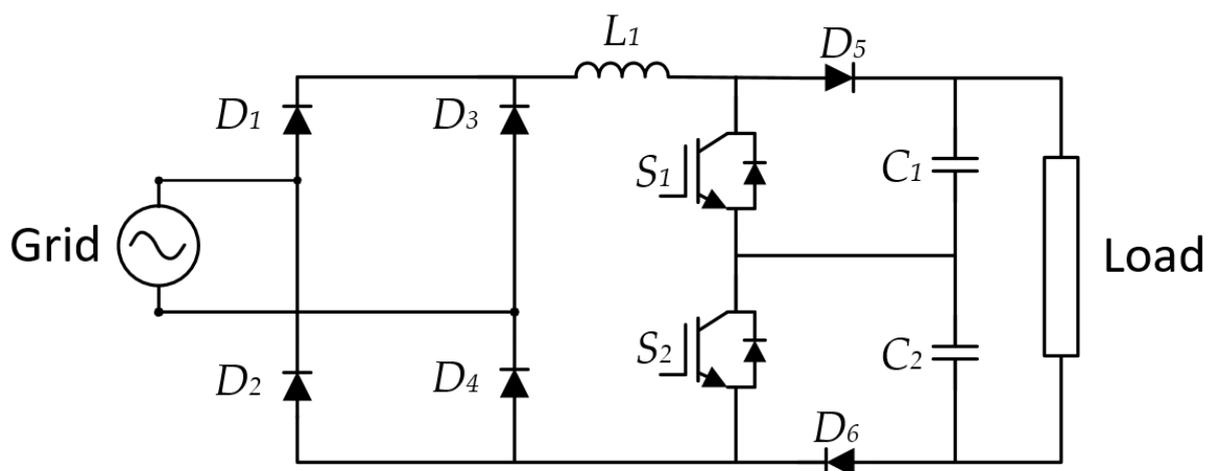


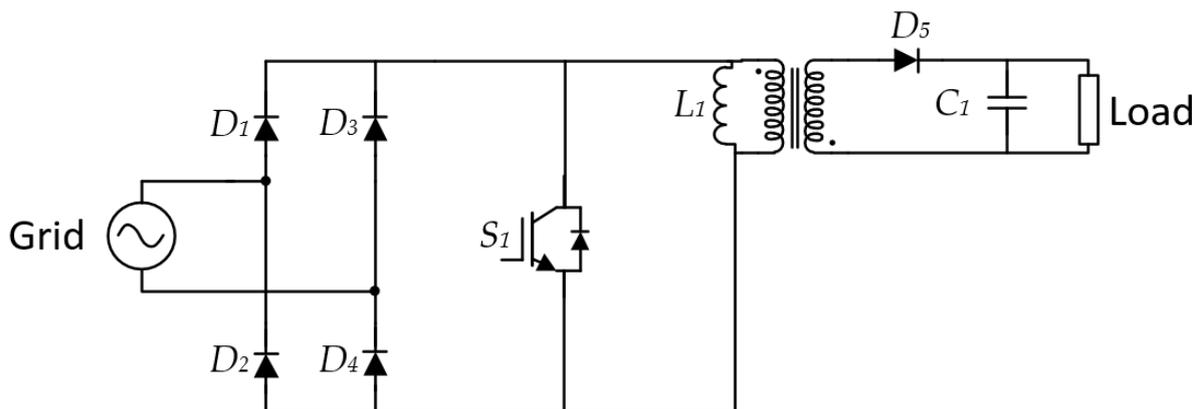
Figure 2.5: Conversor multinível unidirecional PFC.

Durante os semiciclos positivo e negativo da tensão de entrada, quando os semicondutores  $S_1$  e  $S_2$  estão em condução, a tensão entre o coletor de  $S_1$  e o emissor de  $S_2$  é  $0$ . Quando  $S_1$  está a *on* e  $S_2$  está a *off* a tensão produzida é  $+V_{DC}/2$  e o mesmo acontece quando os semicondutores estão em estados opostos. Quando estão ambos ao corte a tensão produzida será  $+V_{DC}$ .

### 2.3.5 Conversor Flyback

O conversor *flyback* é um conversor de isolamento. A relação entre a tensão e a corrente de entrada é semelhante com a do *buck-boost*, multiplicada pela razão de transformação [6].

Esta topologia permite elevar ou baixar a tensão de saída para valores significativamente diferentes (tanto para maior como para menor) dos da entrada, podendo atingir-se relações superiores a 1 para 10. Isto é possível devido à inclusão de um transformador de alta frequência com uma relação de espiras dimensionável em função dos valores de tensão que sejam necessários à saída. O conversor *flyback* possui dois modos de operação. Quando o semicondutor  $S_1$  se encontra em condução a corrente flui pelo enrolamento primário do transformador e nesta situação ocorre o armazenamento num campo magnético no núcleo do transformador e a carga é alimentada exclusivamente pelo condensador. Quando o semicondutor está ao corte, o diodo fica diretamente polarizado e a energia armazenada no campo magnético é transferida para a carga e recarrega o condensador [8].



**Figure 2.6:** Conversor *flyback* unidirecional PFC.

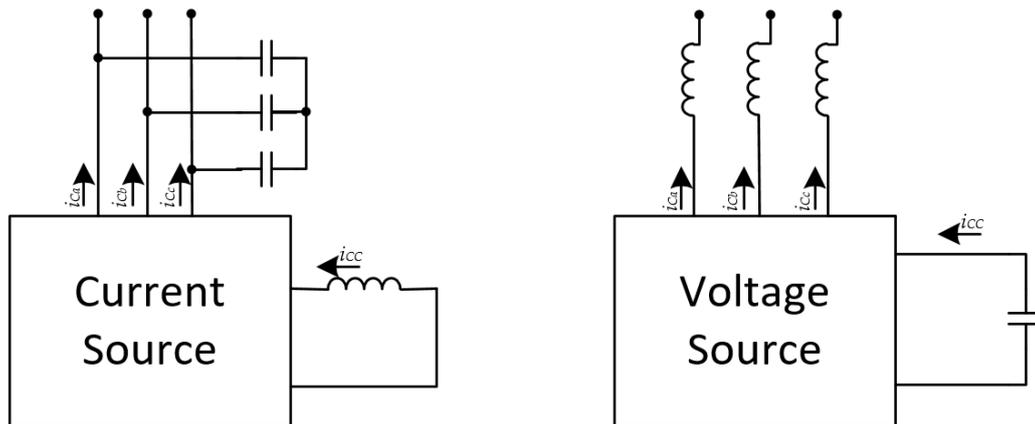
## 2.4 Conversores CA-CC Bidirecionais PFC

Com a evolução da eletrônica de potência e o desenvolvimento de *smart grids*, surge cada vez mais a necessidade de fluxo bidirecional de energia. Este tipo de conversores, sendo PFC (*Power Factor Correction*), permitem melhorar a qualidade da energia elétrica em termos de correção do fator de potência, distorção harmônica reduzida na corrente de entrada no lado de corrente alternada e tensão contínua bem regulada na saída de corrente contínua para além de, como o nome indica, permitirem fluxo bidirecional de energia [4][7].

Os conversores são constituídos por semicondutores de potência que têm evoluído ao longo do tempo, permitindo assim melhorar o desempenho dos conversores [9].

Relativamente aos conversores CA-CC, estes podem ser classificados quanto ao seu lado CC (barramento CC) por fonte de tensão (VSI) ou fonte de corrente (CSI) [10]. Nos conversores CSI o barramento CC funciona como uma fonte de corrente contínua, em que o elemento armazenador de energia é uma bobina. A corrente na bobina deve ser sempre maior que a corrente de pico que se quer impor na rede. As comutações do conversor moldam a corrente proveniente do lado CC para a corrente com a forma de onda desejada. No caso dos conversores VSI o barramento CC funciona como uma fonte de tensão

contínua, e o elemento que armazena a energia é um condensador. O condensador permite ao conversor ter um fluxo de energia bidirecional, permitindo fornecer ou receber energia do barramento CC. A tensão do barramento CC deve ter um valor sempre maior do que o valor de pico da tensão da rede no *Point of Common Coupling* (PCC) onde está inserido. Neste tipo de conversores são necessárias bobinas de acoplamento à rede, pois é a partir delas que é possível produzir as correntes com a forma de onda que se pretende injetar.



**Figure 2.7:** Tipos de conversores trifásicos: *current source vs. voltage source*.

Para a construção do conversor referente a esta dissertação foi utilizado um conversor VSI pelo facto de ter menor custo de construção e menor tamanho em relação aos CSI. Sabendo que existem topologias de vários níveis monofásicas e trifásicas, estas podem ser utilizadas nos dois tipos de instalações.

### 2.4.1 Conversor Monofásico Half-Bridge

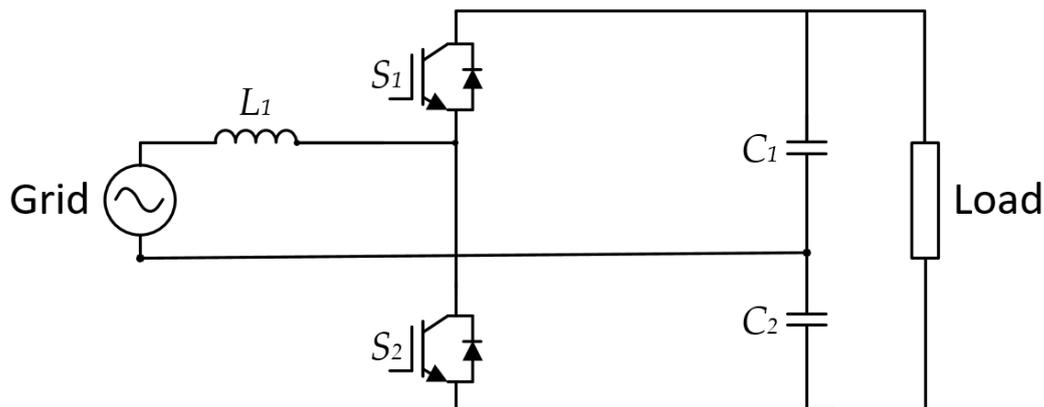
Este é o conversor bidirecional mais simples que existe. É composto por apenas dois semicondutores, tornando-se interessante pelo seu baixo custo, e apresenta um ponto médio no barramento CC para ligação com o neutro. Por isto, é preciso regular a tensão nos condensadores  $C_1$  e  $C_2$  para manter a tensão igual nas duas divisões.

Neste tipo de conversores a tensão no seu barramento CC é o dobro da tensão no barramento CC num conversor full-bridge, o que faz com que a tensão aplicada IGBT seja também o dobro [5]. Durante o semiciclo positivo da tensão da rede elétrica os díodos internos dos IGBT  $S_1$  e  $S_2$  encontram-se *on* e *off*, respetivamente, conectando o condensador  $C_1$  à rede elétrica. No semiciclo negativo da tensão de entrada, acontece o oposto, ligando deste modo o condensador  $C_2$  à rede [11][12].

Quando funciona como inversor, esta topologia pode produzir dois níveis de tensão,  $V_{DC}/2$  e  $-V_{DC}/2$  (entre fase e neutro), sendo  $V_{DC}$  a tensão do barramento CC. Quando o IGBT  $S_1$  está ao corte e  $S_2$  está em condução obtém-se entre estes dois pontos a tensão  $-V_{DC}/2$ . Por outro lado, quando estes semicondutores

invertem os estados a tensão produzida será  $V_{DC}/2$ . Estes dois IGBT nunca podem estar em condução em simultâneo, visto que isto provocaria um curto-circuito.

Variando a tensão de saída do conversor temporalmente, dependendo dos estados de funcionamento em que se encontra, consegue-se regular a tensão aplicada a um dos terminais da bobina de acoplamento que funciona como condicionador de corrente. Como resultado, regulando a tensão à saída do conversor consegue-se sintetizar a corrente na indutância com a forma de onda que se desejar. Esta corrente é a corrente injetada na rede.

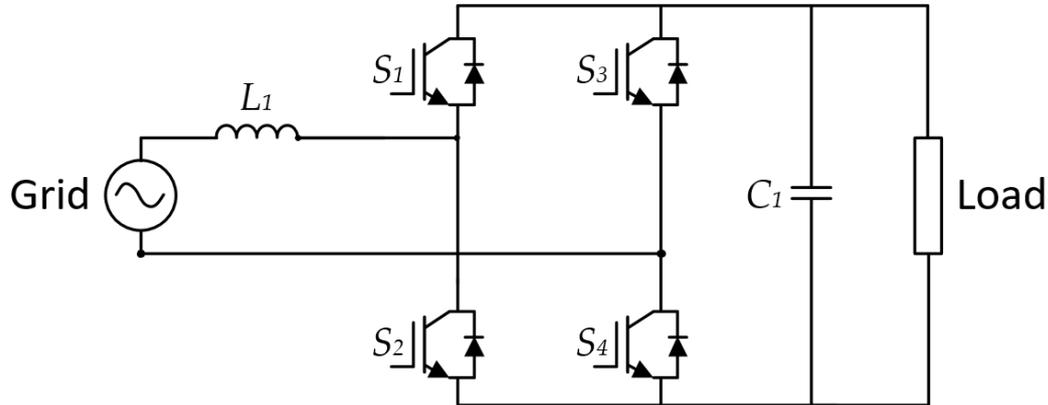


**Figure 2.8:** Conversor Monofásico *half-bridge* PFC.

### 2.4.2 Conversor Monofásico Full-Bridge

Este conversor é constituído por dois braços de IGBT, um conectado à fase da rede elétrica e outro ao neutro. Desta forma, a tensão máxima aplicada a cada IGBT é a tensão do barramento CC [13]. Pelo facto de haver 3 níveis de tensão, consegue-se obter melhores resultados comparando com a topologia anterior, com uma frequência de comutação mais baixa. Por outro lado, são necessários mais semicondutores e todo o circuito de comando para o acionamento dos mesmos, o que pode levar ao aumento do custo da montagem do conversor. No modo de funcionamento de retificador todos os IGBT estão ao corte, funcionando apenas os seus díodos internos. Neste caso este conversor funciona como uma ponte retificadora a díodos.

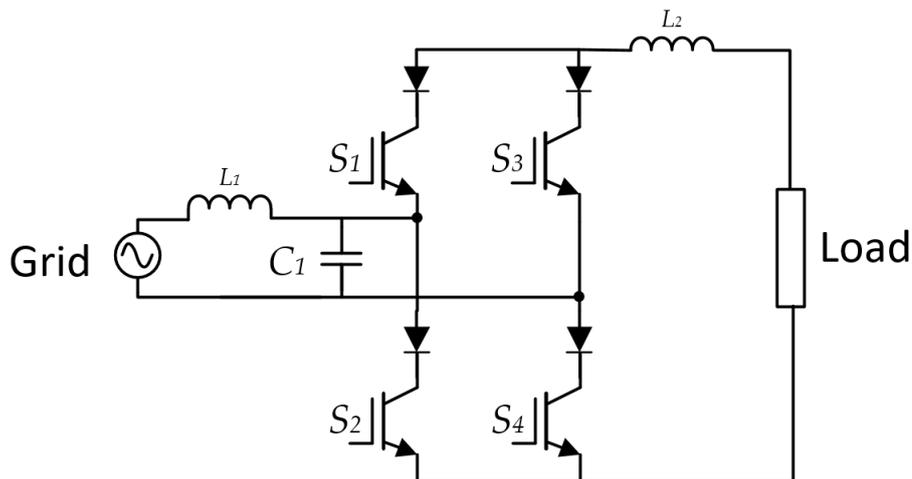
Quando funciona como um inversor, esta topologia pode produzir três níveis de tensão  $V_{DC1}$ , 0 e  $-V_{DC1}$ , sendo  $V_{DC1}$  a tensão aos terminais do condensador  $C_1$ . Quando os semicondutores  $S_1$  e  $S_4$  estão em condução, entre fase e neutro obtém-se uma tensão de  $V_{DC1}$ . Por outro lado, quando  $S_2$  e  $S_3$  estão a *on* e os outros dois estão a *off* a tensão produzida será  $-V_{DC1}$ . Qualquer outra combinação de estados dos IGBT levará a uma tensão produzida de 0 V. Mais uma vez, os IGBT do mesmo braço não podem estar em condução simultaneamente dado que isto leva à criação de curto-circuito nesse braço do dispositivo.



**Figure 2.9:** Conversor *full-bridge* PFC.

### 2.4.3 Conversor Buck Bidirecional

Esta topologia é constituída por um filtro LC na entrada de corrente alternada, quatro semicondutores de potência com capacidade de bloqueio de tensão reversa, uma bobina e um condensador no lado de corrente contínua. Normalmente são utilizados, em série com os semicondutores utilizados, díodos adicionais de modo a satisfazer a necessidade de bloqueio de tensão reversa. Apesar de o GTO ter esta capacidade, não é adequado para aplicações com altas frequências de comutação. É ainda importante referir que este conversor quando funciona como retificador produz uma tensão menor que o pico da tensão de entrada de corrente alternada. Para funcionamento como bidirecional esta topologia requer ainda a inversão da polaridade do barramento CC.



**Figure 2.10:** Conversor *buck* bidirecional fonte de corrente.

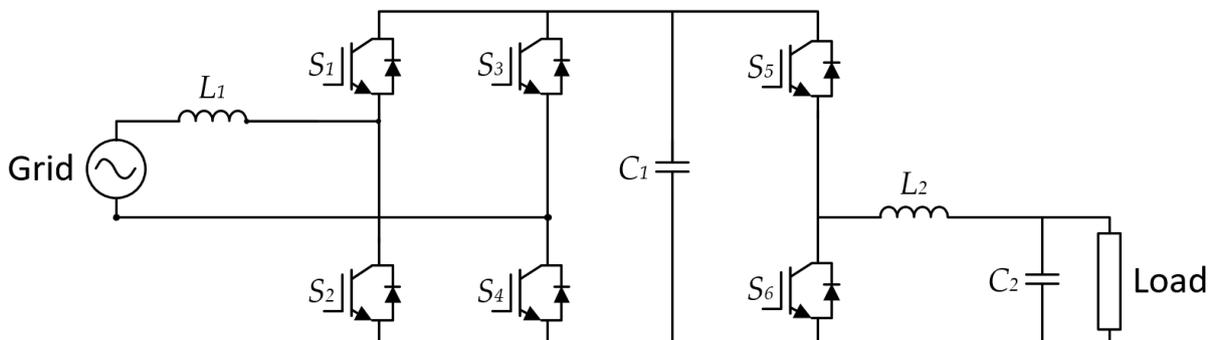
Durante o semiciclo positivo da tensão na rede elétrica, quando os IGBT  $S_1$  e  $S_4$  estão *on* e  $S_2$  e  $S_3$  estão *off* há um armazenamento de energia na bobina  $L_2$ . Quando a corrente nesta bobina ultrapassar o valor da corrente na bobina  $L_1$ , a tensão no condensador  $C_1$  diminuirá e a corrente na bobina  $L_1$  aumentará.

Quando os IGBT  $S_3$  e  $S_4$  estiverem a *on* e os semicondutores  $S_1$  e  $S_2$  estiverem a *off* a energia armazenada na bobina será transferida para o condensador  $C_2$ . Da mesma forma, no semiciclo negativo, quando os IGBT  $S_2$  e  $S_3$  estiverem em condução e  $S_1$  e  $S_4$  estiverem ao corte a energia será armazenada na bobina  $L_2$ , a sua corrente aumentará e a corrente na bobina  $L_1$  aumentará. De novo, quando  $S_3$  e  $S_4$  estiverem em condução e  $S_1$  e  $S_2$  estiverem ao corte a bobina  $L_2$  irá fornecer energia ao condensador  $C_2$  e a corrente na bobina  $L_1$  diminuirá [14][15]. Invertendo a polaridade do barramento CC o funcionamento deste conversor no modo inversor será praticamente igual ao funcionamento de um inversor simples em ponte H.

#### 2.4.4 Conversor Buck-Boost Bidirecional

Os conversores *buck-boost* bidirecionais são desenvolvidos para atender às exigências de aplicações de fluxo bidirecional, sendo bastante versáteis porque conseguem funcionar como conversor *buck* como conversor *boost* [5]. Tendo em conta estas características, pode-se afirmar que este tipo de conversores é muito útil para interface com baterias. Isto porque tanto podem diminuir o nível da tensão para o carregamento das baterias, como podem aumentar o nível da tensão quando é necessário fornecer a uma carga ou à rede, como é útil neste caso.

Este conversor é constituído por um conversor *full-bridge* e por um conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional [16][17]. Uma vez que o conversor CA-CC *full-bridge* foi explicado anteriormente, agora vai haver mais foco na explicação do conversor CC-CC *buck-boost*.

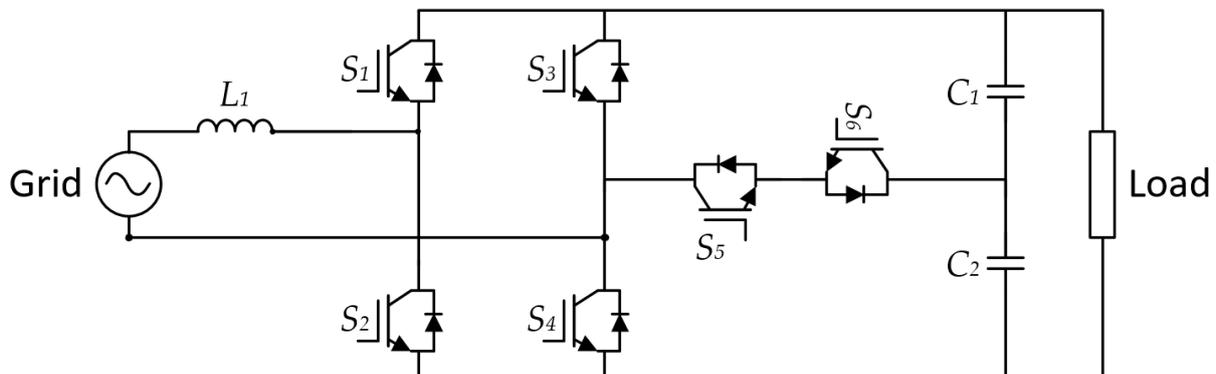


**Figure 2.11:** Conversor *buck-boost* bidirecional acompanhado de conversor *full-bridge*.

Durante o período de carregamento das baterias, o conversor CC-CC funciona como um conversor *buck*. Assim, o semicondutor  $S_6$  está a *off*, funcionando como um diodo, enquanto o semicondutor  $S_5$  comuta conforme os sinais de comando que vai recebendo, neste caso sinais de PWM (*Pulse-Width Modulation*). Dito isto, conclui-se que quando o semicondutor  $S_5$  está a *on*, a tensão na saída será  $+V_{DC1}$  e quando o semicondutor  $S_5$  está a *off* a tensão na saída 0 V, sendo  $V_{DC1}$  a tensão no condensador  $C_1$ . Por outro lado, quando a bateria é usada para alimentar cargas ou para injetar energia na rede elétrica, o IGBT  $S_5$  fica sempre a *off*, funcionando apenas como um diodo e o IGBT  $S_6$  comuta consoante o sinal de PWM que recebe.

### 2.4.5 Conversor Monofásico Multinível Bidirecional

Para algumas aplicações surgiu a necessidade de criar conversores com desempenhos superiores. Tendo em conta que os conversores *Voltage Source Inverter* (VSI) produzem uma tensão que origina a corrente desejada, se se melhorar a qualidade da tensão produzida (o que se pode fazer aumentando o número de níveis de tensão que o mesmo consegue produzir), conseqüentemente melhora-se a corrente produzida. Isto significa que o sinal sintetizado será mais próximo do sinal de referência, apresentando também um menor conteúdo harmónico. Além disso, possibilita a operação em menores frequências dos semicondutores, levando assim a menores valores de perdas causadas pelas comutações. Esta topologia permite ainda tensões mais altas pelo facto de haver vários semicondutores em série [18]. Assim, este tipo de conversor permite produzir cinco níveis de tensão ( $0$ ,  $V_{DC}/2$ ,  $V_{DC}$ ,  $-V_{DC}/2$  e  $-V_{DC}$ ), sendo  $V_{DC}$  a tensão do barramento CC. Este conversor é constituído por um conversor *full-bridge* e por uma célula bipolar e bidirecional ligada entre um dos braços da ponte e o ponto médio do barramento CC [5].



**Figure 2.12:** Conversor multinível bidirecional PFC.

Para que este conversor funcione no modo bidirecional são necessários seis IGBT, sendo que a tensão máxima a que cada um vai estar sujeito é  $V_{DC}$ . O desempenho consistente e a adequação para aplicações de alta potência são duas vantagens desta topologia. Quando  $S_1$  está a *on* a tensão produzida pelo inversor varia entre  $0$  e  $V_{DC}$ , sendo  $0$  V quando  $S_3$  está a *on* e  $S_4$ ,  $S_5$  e  $S_6$  estão a *off*,  $V_{DC}/2$  quando  $S_3$  e  $S_4$  estão a *off* e  $S_5$  e  $S_6$  estão a *on* e  $V_{DC}$  quando  $S_3$ ,  $S_5$  e  $S_6$  estão a *off* e  $S_4$  está a *on*. Quando  $S_2$  está a *on* a tensão produzida pelo inversor varia entre  $0$  e  $-V_{DC}$ , sendo  $0$  V quando  $S_4$  está a *on* e  $S_3$ ,  $S_5$  e  $S_6$  estão a *off*,  $-V_{DC}/2$  quando  $S_3$  e  $S_4$  estão a *off* e  $S_5$  e  $S_6$  estão a *on* e  $-V_{DC}$  quando  $S_4$ ,  $S_5$  e  $S_6$  estão a *off* e  $S_3$  está a *on*.

Quanto mais níveis de tensão tem a topologia do conversor CA-CC mais facilmente se consegue sintetizar a corrente e melhor é o resultado. A principal questão é qual é o conversor mais adequado para a aplicação e qual o objetivo pretendido. Quanto mais níveis de tensão se desejar à saída do conversor, maior quantidade de *hardware* de potência é necessária, como semicondutores e divisões do barramento CC, por exemplo, o que leva a um sistema de controlo mais complexo. Além disso, tudo isto apresenta

acréscimo de custos na construção do conversor, havendo, assim, a necessidade de definir a melhor relação preço-desempenho possível.

### 2.4.6 Conversor Interleaved Bidirecional

O conversor *interleaved* surgiu inicialmente em aplicações de alta potência para reduzir algumas desvantagens do conversor *boost*. Esta técnica tira partido da redução de *ripple* e a distribuição de potência de entrada entre os diferentes conversores ligados em paralelo. Apesar de, por si só, a distribuição da potência de entrada ser já um objetivo importante, os benefícios que advêm da redução de *ripple* podem justificar o aumento do uso desta topologia de conversor na generalidade das aplicações. No entanto, o conversor *interleaved* apresenta como desvantagens o aumento do número de componentes, maior custo de implementação e maior complexidade no controlo [19].

O conversor *boost interleaved* é uma das escolhas mais populares no momento para conversores de alta potência. Este tipo de conversor produz uma tensão de saída maior que a tensão de entrada e opera à taxa máxima de *Duty Cycle*. Devido à ausência de filtros à entrada do conversor este não é tão volumoso o que faz com que esta topologia aumente a densidade de potência do conversor. Com a densidade de potência a aumentar continuamente, o *boost interleaved* torna-se uma ferramenta poderosa para manter as correntes de entrada em valores possíveis de controlar e aumentar a eficiência [20].

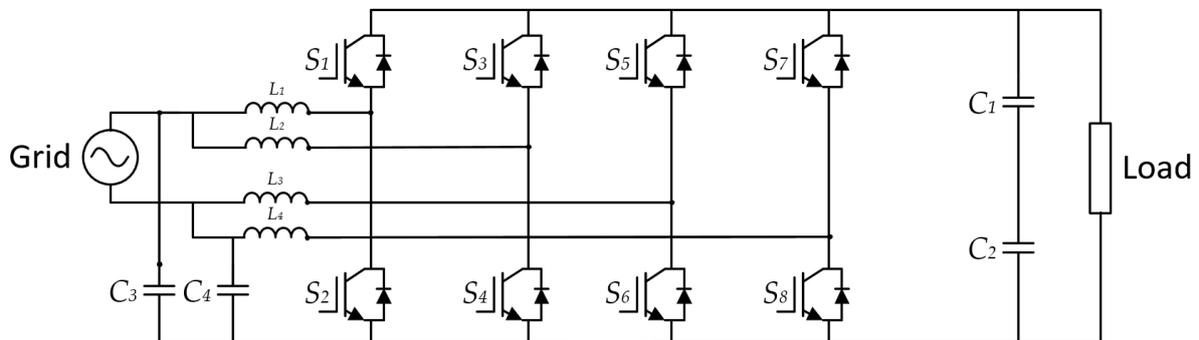
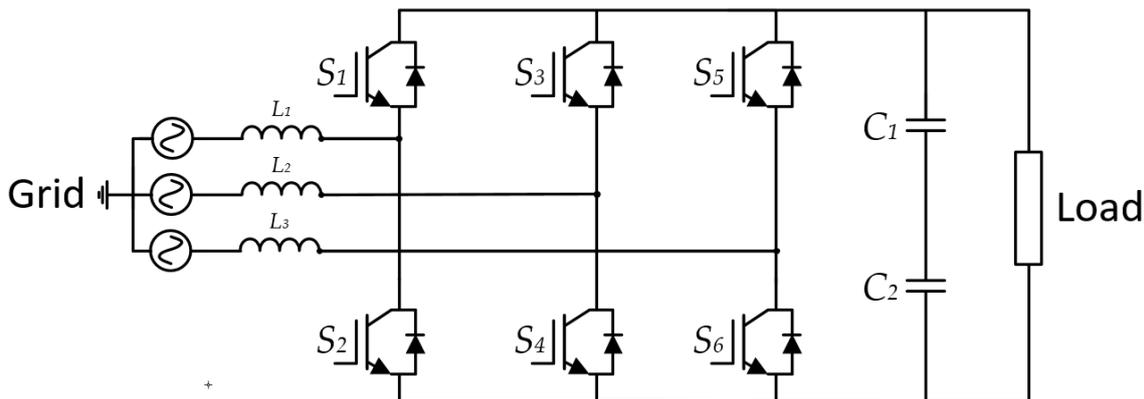


Figure 2.13: Conversor *interleaved* bidirecional PFC.

### 2.4.7 Conversor Bidirecional Trifásico CA-CC de Três Braços – Três Fios

Com todos os conversores monofásico apresentados até ao momento, e sabendo que os sistemas trifásicos são constituídos por 3 fases igualmente desfasadas entre si, é possível aplicar conversores monofásicos a cada uma delas [21].



**Figure 2.14:** Conversor bidirecional trifásico CA-CC de três braços – três fios.

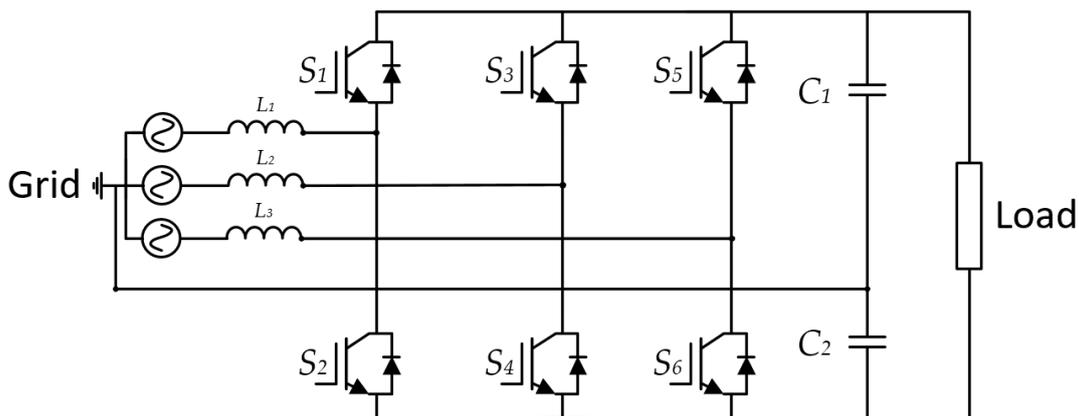
Na figura 2.14 é possível verificar que cada braço do conversor trifásico corresponde a um conversor monofásico *half-bridge* para sintetizar a corrente na fase da rede a que está ligado. Assim, são necessários 3 braços de semicondutores para a construção desta topologia. Cada braço tem o seu sistema de controlo independente dos outros e, pelas restrições da topologia, os semicondutores do mesmo braço não podem estar em condução em simultâneo, de maneira a evitar curto-circuitos ao barramento CC. Por seu lado, o barramento CC é partilhado pelos braços e não dividido e não permite ligação ao neutro. Além disso, esta topologia permite a passagem de correntes de ordem zero pelo barramento CC levando a oscilações na sua tensão, o que leva à necessidade de um controlo mais rigoroso desta variável [18].

#### 2.4.8 Conversor Bidirecional Trifásico CA-CC de Três Braços – Quatro Fios

Esta topologia de conversor fonte de tensão trifásico bidirecional de três braços e quatro fios é semelhante à topologia de três braços e três fios, com a exceção de o barramento CC estar dividido. O facto de o barramento CC estar dividido faz com que seja possível a ligação ao neutro, como está demonstrado na figura 2.15.

No entanto, esta topologia permite que correntes de ordem zero atravessem o barramento CC, levando a aparecer oscilações nas tensões dos condensadores tal como na topologia anterior. Isto pode ser controlado com um controlo da tensão no barramento CC bem dimensionado de modo a garantir que, em regime permanente, a tensão seja constante [18].

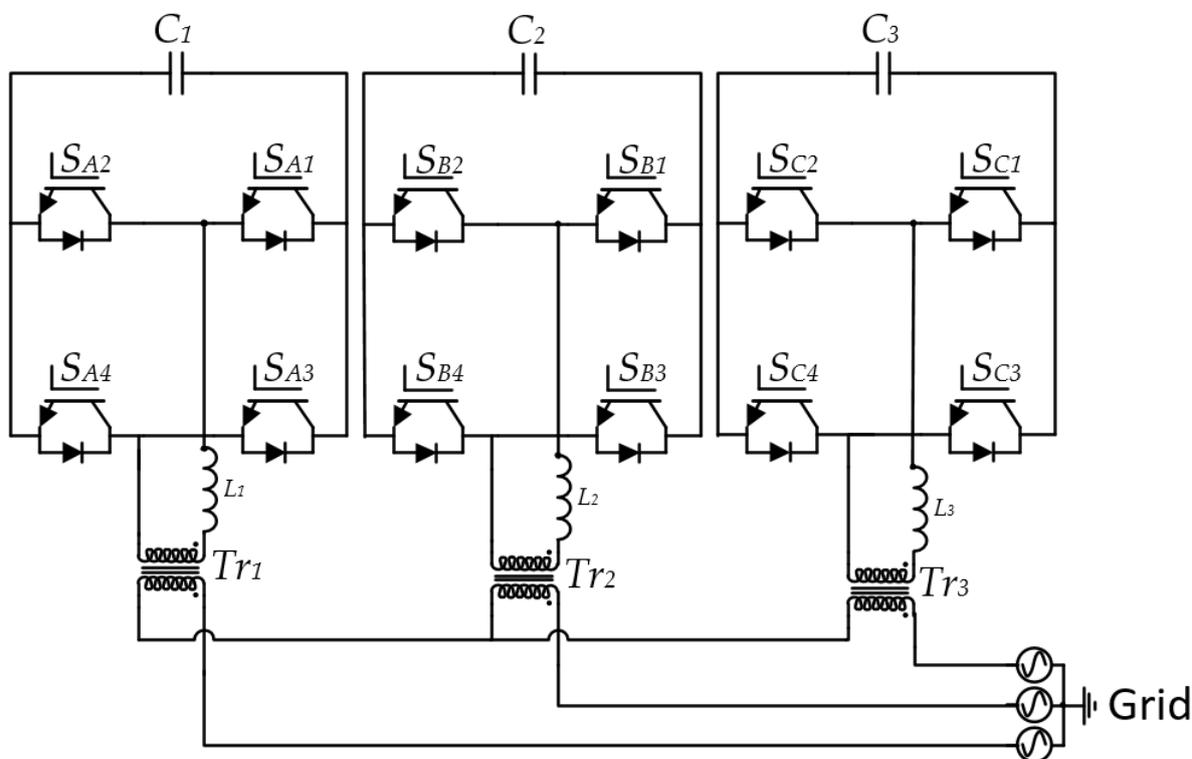
Como é um conversor trifásico simples, é uma opção muito interessante uma vez que utiliza relativamente poucos recursos com uma capacidade de apresentar bons resultados, se bem dimensionado.



**Figure 2.15:** Conversor bidirecional trifásico CA-CC de três braços – quatro fios.

### 2.4.9 Conversor Bidirecional Trifásico CA-CC Três Níveis em Full-Bridge sem Barramento CC Partilhado

É possível construir um conversor trifásico através de monofásicos aplicados a cada uma das fases do sistema. Assim, partindo de conversores monofásicos *full-bridge*, constrói-se o conversor CA-CC de três níveis, que necessita de um transformador ligado em estrela, para além da bobina de acoplamento à rede.

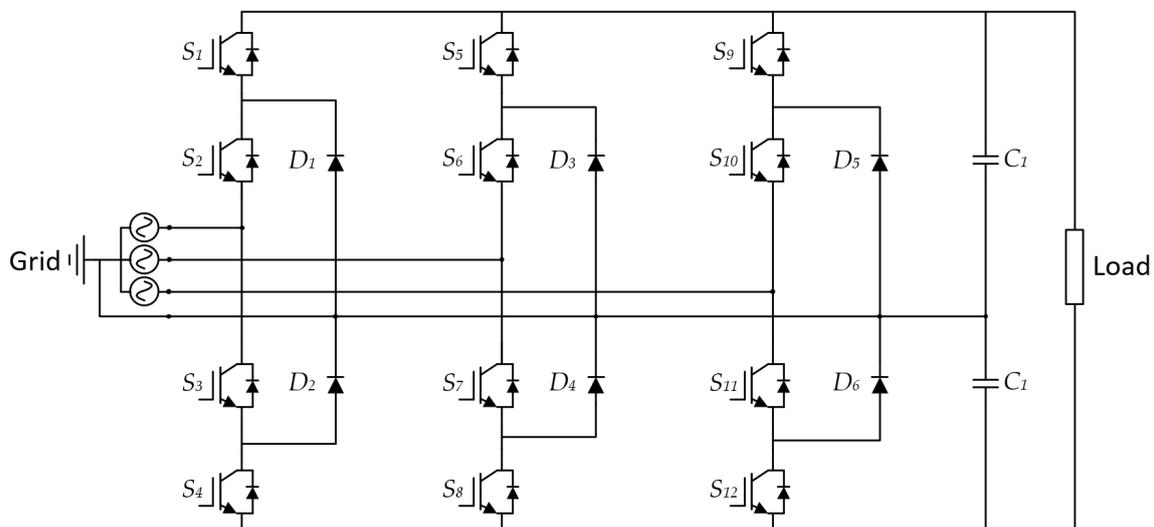


**Figure 2.16:** Conversor bidirecional trifásico CA-CC de três níveis em *full-bridge* sem barramento CC partilhado.

Para o funcionamento correto de todos os conversores VSI é preciso que a tensão do barramento CC esteja regulada em regime permanente, tornando necessário aplicar ao conversor um controlo de regulação do barramento CC, implicando mais processamento no DSP. Ora, se este conversor tem três barramentos CC não partilhados, terá de ser aplicado um controlo de regulação individual de cada barramento dos conversores. No entanto, é possível numa topologia semelhante partilhar barramento entre todos os conversores *full-bridge* porque estes estão conectados aos enrolamentos independentes do transformador. Além desta grande desvantagem, são precisos mais semicondutores de potência comparado com as topologias trifásicas bidirecionais iniciais e também é necessário um transformador trifásico para fazer a ligação à rede, que acarreta um grande custo adicional na construção do conversor.

### 2.4.10 Conversor Trifásico CA-CC Multinível de Quatro Fios

Esta topologia é a combinação do conversor monofásico DCMI de 3 níveis, aplicado a cada uma das fases. É possível obter 3 níveis de tensão na saída e, por isso, garante uma corrente sintetizada com melhor qualidade e menor conteúdo harmónico [17]. Apresenta um quarto fio de ligação ao neutro e o barramento CC dividido. Apesar de conseguir uma melhor sintetização da corrente e consequente redução do THD% é necessário o dobro dos semicondutores e dois *clamped diodes* por fase. Relativamente aos custos, isto significa um valor acrescido comparando com as outras topologias, tornando-se menos viável a sua construção neste contexto.



**Figure 2.17:** Conversor bidirecional trifásico CA-CC multinível de quatro fios

## 2.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as topologias de conversores CA-CC mais utilizadas atualmente. Inicialmente, apresentou-se o conversor não controlado a díodos e os conversores unidirecionais. Estes não

trazem nenhuma vantagem para a construção deste sistema, uma vez que apenas permitem fluxo de energia num dos sentidos.

A seguir, foram apresentados os conversores CA-CC bidirecionais PFC e fez-se uma distinção entre os conversores VSI e CSI, sendo os primeiros os escolhidos para esta dissertação. Uma vez que é possível construir conversores trifásicos através de monofásicos, foram também apresentados alguns deste tipo.

Por último, foram apresentados os conversores trifásicos, iniciando-se por alguns que recorrem à topologia monofásica *half-bridge* como são exemplos o de três braços com três fios, de três braços com quatro fios e quatro braços com quatro fios. Além destes foram apresentados alguns com topologias multinível que apresentam mais níveis de tensão e, conseqüentemente, melhor sintetização de corrente, no entanto, necessitam de mais componentes tornando a sua construção mais dispendiosa.

Neste capítulo foi definido que a topologia do conversor a utilizar será a de três braços e quatro fios. Isto porque é um conversor que utiliza relativamente poucos componentes, logo é pouco dispendioso na sua construção, ser possível obter bons resultados com a sua utilização e ser possível reutilizar componentes existentes no GEPE.

## **3. Estratégias de Controle**

### **3.1 Introdução**

Neste capítulo apresenta-se uma revisão da literatura sobre as estratégias de controle utilizadas com conversores de eletrônica de potência CA-CC. Para esta dissertação, apresentam-se as principais técnicas de controle de corrente para o funcionamento dos conversores de potência e as técnicas de modulação de PWM utilizadas para o comando dos semicondutores utilizados.

### **3.2 Técnicas de controle de corrente**

As técnicas de controle de corrente são uma das partes principais dos algoritmos de controle dos conversores de potência para diversas aplicações, como a mobilidade elétrica, energias renováveis, melhoria da Qualidade da Energia Elétrica, entre outras [4]. O objetivo destas é, tal como o nome indica, controlar a corrente do sistema de acordo com uma referência previamente definida pelo utilizador ou calculada pela estratégia de controle. Isto serve para elevar até ao máximo possível o desempenho dos conversores, diminuir as distorções existentes na corrente e obter uma resposta precisa no menor tempo possível [4].

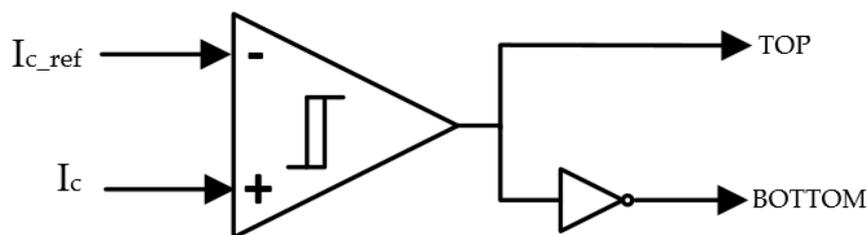
Estas técnicas são as responsáveis pela geração dos sinais de comando para os semicondutores, produzindo as tensões necessárias para a sintetização das correntes que se pretendem [18]. Para a qualidade desta sintetização são também fundamentais a boa escolha da frequência de amostragem e de comutação [22]. Esta qualidade pode ser quantificada quando comparada com a corrente de referência. A semelhança entre estas é um indicador do bom ou mau desempenho do conversor.

Existem várias técnicas de controle de corrente para conversores, sendo estas de diferentes tipos. Quanto ao tipo de implementação existem as digitais e as analógicas. As técnicas de controle de corrente digitais têm sido abordadas e aprofundadas de forma mais intensiva devido aos recentes avanços tecnológicos no que diz respeito aos microcontroladores. No entanto, as técnicas analógicas são mais rápidas em termos de resposta transitória, uma vez que não há atrasos causados pelas conversões de sinais analógicos para digitais [23][24]. As técnicas de controle de corrente podem ainda ser classificadas como lineares ou não-lineares. As técnicas lineares são aquelas em que separadamente se controla o erro da corrente e se

faz a modulação da tensão de referência, tudo isto com frequências de comutação e amostragem fixas. Por outro lado, as não-lineares baseiam a modulação da tensão de referência diretamente pelo erro da corrente [22].

### 3.2.1 Controle de Corrente por Histerese

Este método consiste na comparação da corrente de referência com a corrente de saída do conversor, sendo apenas adicionada uma margem de erro [25]. A seguir, o sinal resultante desta comparação é enviado como sinal de comando para o semicondutor de potência superior de um braço do conversor e a negação lógica deste sinal é enviada para o outro semicondutor desse mesmo braço.



**Figure 3.1:** Diagrama de blocos do controle de corrente por histerese.

Assim, além de ser o método mais simples, é também o método mais robusto de controle de corrente. Esta simplicidade faz com que, se implementada num microcontrolador, esta técnica utilize poucos recursos e tenha um tempo de processamento relativamente baixo, quando comparado com outras técnicas. No caso de ser implementada em microcontrolador, é importante que a frequência de amostragem seja alta o suficiente para não deixar que a corrente de saída fique demasiado longe dos limites da histerese [26]. No caso das frequências de amostragem e comutação e a bobina de acoplamento à rede não terem um valor elevado, o valor do *ripple* da corrente sintetizada será maior que duas vezes o valor da margem de histerese, o valor mínimo de *ripple* que esta técnica de controle consegue garantir.

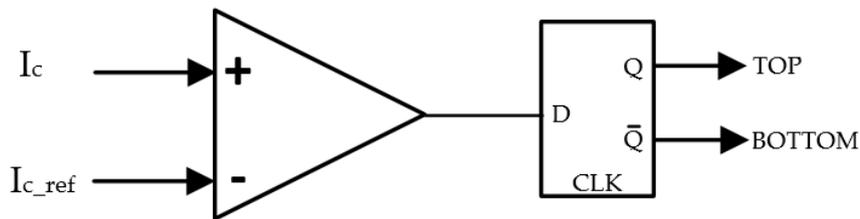
Quando a corrente é maior que o limite superior da margem de histerese, o conversor comuta para o nível de saída baixo, e quando é menor que o limite inferior acontece o inverso. Enquanto a corrente de saída estiver dentro dos limites da margem de histerese não há nenhuma alteração do sinal de comando, logo o conversor mantém o seu nível de saída, mesmo que esta não seja igual à corrente de referência.

A escolha desta margem de histerese tem que ocorrer sempre coma noção de que existe um *trade-off*. Isto é, uma margem com os limites mais próximos da corrente de referência resultam numa qualidade mais alta da corrente sintetizada, no entanto, esta margem mais estreita exige que a frequência de comutação seja mais elevada, aumentando as perdas por comutação [27]. Estas frequências de comutação

elevadas têm outras implicações em termos de *hardware* uma vez que pode exigir aos semicondutores operar a frequências de comutação que estes não suportem. Isto pode significar que se tenha de usar semicondutores de potência com valores mais elevados. Este problema também pode surgir devido ao facto desta técnica não funcionar com frequências de comutação fixas.

### 3.2.2 Controlo de Corrente por Periodic Sampling

Esta técnica de controlo pode ser considerada um *upgrade* da técnica de controlo por histerese digital, uma vez que funciona da mesma forma, mas com uma margem de histerese de 0. A técnica de *periodic sampling* (PS) é uma técnica também simples de implementar e com robustez considerável, apresentando também uma resposta rápida.



**Figure 3.2:** Diagrama de blocos do controlo de corrente por *Periodic Sampling*.

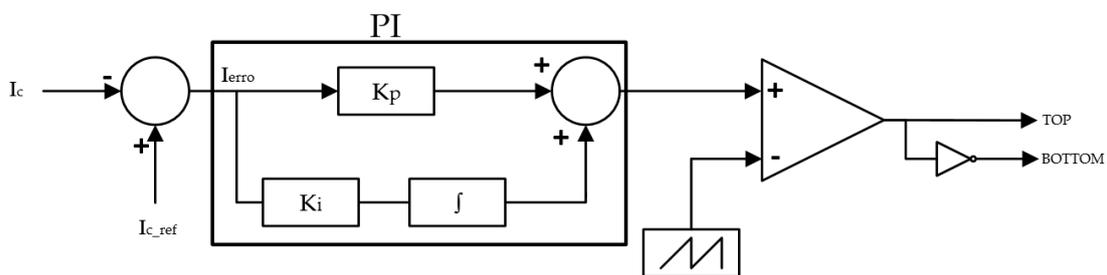
A técnica de PS funciona também com um comparador entre a corrente de referência e a corrente de saída do conversor, neste caso em margem de histerese. Outra diferença em relação à técnica explicada anteriormente prende-se com o facto de os sinais resultantes da comparação não serem diretamente enviados para os semicondutores. Estes passam por um circuito de retenção e amostragem que faz com que esta técnica tenha uma frequência de comutação máxima, apesar de não ter frequência de comutação fixa. Este circuito faz com que a corrente de saída cruze várias vezes a referência sem que seja alterado o sinal de comando. O circuito de retenção e amostragem não é mais que um *flip-flop* do tipo D que recebe como entradas o sinal do comparador e uma onda quadrada na entrada de *clock*, que serve para definir a frequência máxima de amostragem, e cujas saídas são os sinais de comando para as *gates* dos semicondutores de um dos braços do conversor.

Como é possível ver pelo esquema elétrico, esta técnica de controlo é relativamente fácil de implementar analogicamente. Além disso, também é facilmente implementada num controlador digital. No entanto, tal como no controlo por histerese, existe a desvantagem de não se conseguir controlar a frequência mínima de comutação e ainda o facto de a corrente sintetizada ter um *ripple* relativamente elevado. Apesar destas desvantagens, a simplicidade e robustez desta técnica fazem com que ela não possa ser

facilmente descartada, uma vez que o seu desempenho é facilmente melhorado recorrendo a frequências de amostragem e comutação mais elevadas, tendo em conta os limites dos semicondutores escolhidos [22][28].

### 3.2.3 Controle de Corrente Proporcional Integral (PI) Estacionário

A técnica de controle PI é uma das técnicas mais utilizadas para o controle de conversores eletrônicos de potência. Para o funcionamento desta técnica de controle é necessário calcular a diferença entre a corrente de saída e a corrente de referência. De seguida, o resultado desta diferença é submetida aos ganhos proporcional e integral, de modo a calcular a tensão de referência que é necessário aplicar à modulação de PWM, de maneira a aproximar a corrente sintetizada da corrente de referência.



**Figure 3.3:** Diagrama de blocos do controle de corrente PI.

Esta técnica de controle de corrente apresenta uma resposta mais lenta a variações bruscas, é mais complexa e difícil de implementar e é necessário ajustar os ganhos proporcional e integral de modo a obter o melhor desempenho possível do conversor. Adicionalmente, os controladores podem apresentar problemas de saturação uma vez que a referência se vai alterando. Para solucionar este problema é necessário recorrer a estratégias de *anti-windup* [29].

No entanto, é possível definir uma frequência de comutação fixa, que se for alta o suficiente elimina o ruído provocado pelas comutações de baixa frequência. Além desta vantagem, a técnica do controle PI apresenta um valor de *ripple* mais baixo quando comparado com as estratégias expostas anteriormente. Esta característica torna-se importante quando se fala em sintetização de correntes sinusoidais para injetar na rede, uma vez que quanto menor o *ripple*, menos problemas de qualidade de energia elétrica se acrescentam ao sistema de distribuição de energia, que por si só já está sobrecarregado. Esta técnica está normalmente associada a técnicas de modulação PWM e tem ainda a capacidade de compensar automaticamente as não-linearidades provocadas pelos *deadtimes* necessários para não haver curto-circuitos durante as comutações dos semicondutores [30].

Considerando a implementação digital, existem algumas possibilidades de implementar o controlador PI, no entanto, a mais comum em eletrônica de potência consiste em:

$$m_p[k] = k_p(i_{\text{conv}^*}[k] - i_{\text{conv}}[k]) \quad (3.1)$$

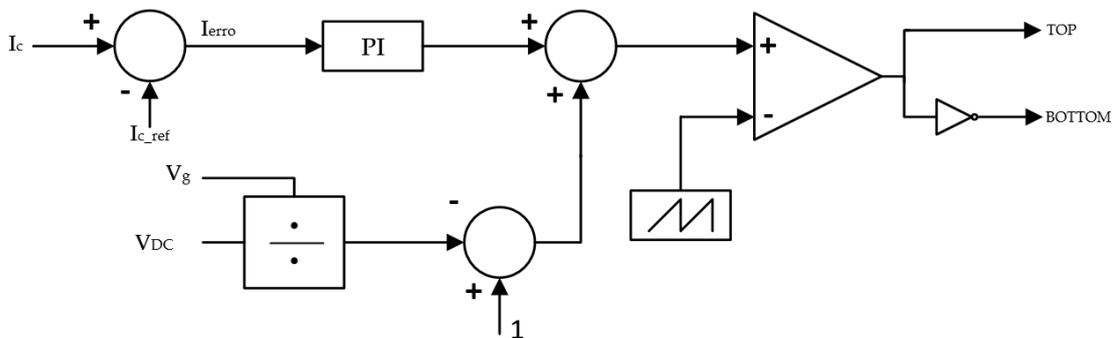
$$m_i[k] = k_i f_s (i_{\text{conv}^*}[k] - i_{\text{conv}}[k]) + m_i[k - 1] \quad (3.2)$$

Onde a referência de tensão para o conversor é obtida de acordo com:

$$v_{\text{conv}^*}[k] = m_p[k] + m_i[k] \quad (3.3)$$

### 3.2.4 Controle de corrente *feedforward*

O controle de corrente *feedforward* partilha muitas características com o controle PI. Uma vez que alguns sistemas têm referências que variam no tempo, o *feedback* pode mostrar algumas dificuldades em garantir o rastreamento com a qualidade necessária. Devido a estes problemas, apareceu esta estratégia de controle cujo objetivo é reduzir os efeitos das perturbações em sistemas de controle. Para isso, a técnica *feedforward* consiste na geração de um sinal de referência padrão, adicionado à tensão de referência para que a tarefa do controlador seja facilitada [30].



**Figure 3.4:** Diagrama de blocos do controle de corrente *feedforward*.

No âmbito desta dissertação, para o caso específico do conversor CA-CC *full-bridge* totalmente controlado, o  $\delta^*$  é definido por:

$$\delta^* = 1 - \frac{v_g}{V_{DC}} \quad (3.4)$$

Onde  $v_g$  é a tensão na rede elétrica e  $V_{DC}$  é a tensão no barramento CC do conversor. Considerando uma implementação digital, este *duty-cycle* é adicionado a um controlador PI, resultando numa implementação de acordo com:

$$v_{conv^*}[k] = k_p(i_{conv^*}[k] + k_i f_s(i_{conv^*}[k] - i_{conv}[k])) + \left(1 - \frac{v_g[k]}{V_{DC}[k]}\right) \quad (3.5)$$

### 3.2.5 Controlo de corrente preditivo

Esta técnica de controlo de corrente é classificada como linear, uma vez que a modulação da tensão e a compensação do erro se fazem em separado. Assim, a frequência de comutação do conversor é fixa.

O controlo preditivo utiliza o modelo elétrico do sistema [31][32], de modo a determinar a tensão de referência que o conversor deve sintetizar para que a corrente de saída seja igual à corrente de referência [33].

Normalmente, neste tipo de conversor utiliza-se uma bobina de modo a fazer o acoplamento destes à rede elétrica. Assim, recorrendo à lei das malhas, temos que:

$$v_{conv} = v_L + V_g \quad (3.6)$$

Idealmente, se se desprezar a resistência interna desta bobina e substituindo a tensão da bobina pela equação da sua corrente, tem-se que:

$$v_{conv} = L \frac{di_{conv}}{dt} + v_g \quad (3.7)$$

Como a realimentação é feita através da corrente  $i_{conv}$ , o erro da corrente é dado pela diferença entre a corrente de referência e a corrente de saída do conversor:

$$i_{erro} = i_{conv^*} - i_{conv} \quad (3.8)$$

Substituindo  $i_{conv}$  tem-se que:

$$L \frac{di_{erro}}{dt} = L \frac{di_{conv^*}}{dt} + v_g - v_{conv} \quad (3.9)$$

Se esta técnica for implementada digitalmente, e tendo em conta que a frequência de amostragem é bastante superior à frequência do sinal sintetizado, pode-se considerar que a derivada do erro varia de forma muito próxima do linear. Assim, pode-se reescrever a equação anterior:

$$L \frac{i_{erro}}{T_s} = L \frac{\Delta i_{conv^*}}{T_s} + v_g - v_{conv} \quad (3.10)$$

Para anular o erro da corrente, a tensão aplicada à bobina tem de ser o simétrico do valor calculado, por isso pode-se dizer que:

$$v_{\text{conv}} = v_g + L \frac{i_{\text{erro}}}{T_s} = L \frac{\Delta i_{\text{conv}^*}}{T_s} \quad (3.11)$$

Voltando a colocar esta equação no domínio discreto temos que:

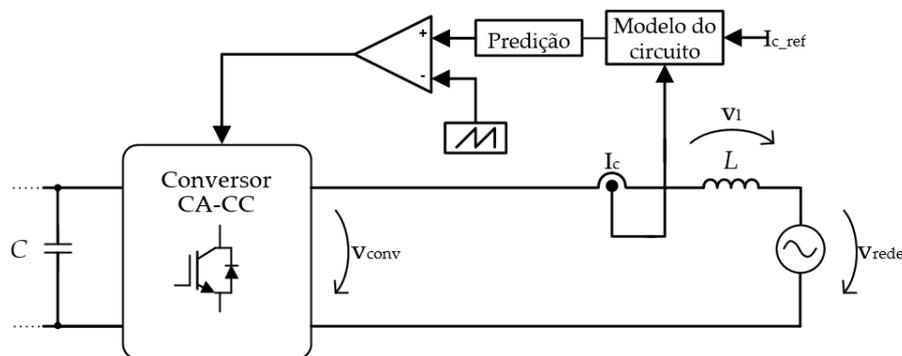
$$v_{\text{conv}^*}[k] = v_g[k] + \frac{L}{T_s} (i_{\text{conv}^*}[k] - i_{\text{conv}^*}[k-1] + i_{\text{erro}}[k]) \quad (3.12)$$

A corrente  $i_{\text{erro}}$  pode ser substituída pela diferença entre correntes de referência e de saída ficando a equação para o cálculo da tensão de referência:

$$v_{\text{conv}^*}[k] = v_g[k] + \frac{L}{T_s} (2i_{\text{conv}^*}[k] - i_{\text{conv}^*}[k-1] + i_{\text{conv}}[k]) \quad (3.13)$$

Assim, a tensão resultante deste cálculo será a tensão de referência para a modulação PWM.

Relativamente ao controlo PI, esta técnica de controlo tem como vantagem uma resposta mais rápida a variações bruscas das referências. Adicionalmente, o facto de não ser necessário o ajuste de ganhos é a principal vantagem, apesar desta estratégia ser sensível a alterações de parâmetros do sistema, principalmente da bobina de acoplamento à rede, uma vez que esta tem uma grande influência no cálculo da tensão de referência [31].



**Figure 3.5:** Diagrama de blocos do controlo de corrente preditivo.

### 3.3 Técnicas de modulação PWM

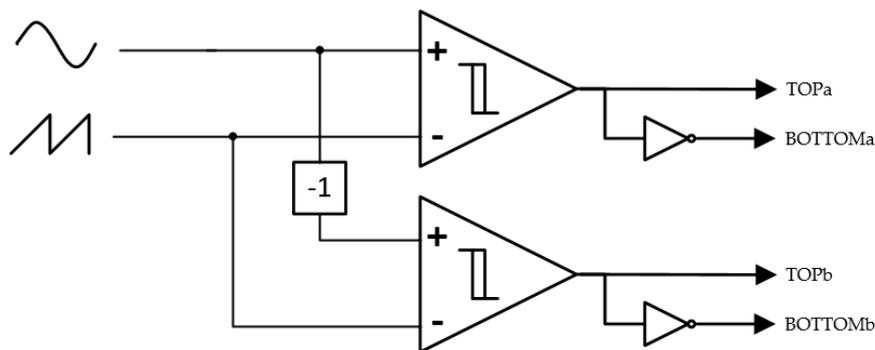
É necessário implementar técnicas de modulação para controlar os semicondutores de potência do conversor CA-CC. A relação entre o tempo que o impulso está em nível lógico alto e o período total do impulso é chamado de *duty-cycle*.

O princípio básico da modulação PWM consiste na comparação de referência, ou onda moduladora, com uma onda portadora, normalmente triangular ou dente-de-serra, com uma frequência bastante superior. O sinal resultante desta comparação varia entre estado lógico alto e baixo, dependendo se a onda de referência for maior ou menor, respectivamente, que o valor da onda triangular. O valor lógico alto corresponde ao estado de condução do semiconductor enquanto o baixo corresponde ao estado de interruptor aberto. Isto leva a um sinal de saída com um *duty-cycle* variável que vai determinar o estado dos semicondutores [34]. Este tipo de modulação assegura uma frequência de comutação fixa, igual à frequência do sinal resultante da comparação entre a onda portadora e a moduladora.

Uma vez que, no caso desta dissertação, a onda moduladora utilizada é uma onda sinusoidal, a modulação PWM corresponde a um tipo específico denominada *Sinusoidal Pulse-Width Modulation* (SPWM) [35]. Esta técnica é muito utilizada em conversores CA-CC uma vez que a onda moduladora corresponde à onda que se pretende sintetizar. Além disso, a técnica de modulação por SPWM é simples e concede ao conversor um bom desempenho [36].

### 3.3.1 Modulação SPWM unipolar

A técnica de modulação SPWM unipolar consiste na comparação de uma onda portadora com dois sinais de referência, que não são mais que o sinal real e este sinal negado. Estas duas comparações resultam num total de 4 sinais de comando, o que faz com que esta topologia não possa ser utilizada em conversores de meia ponte, uma vez que têm mais sinais de comando do que semicondutores.

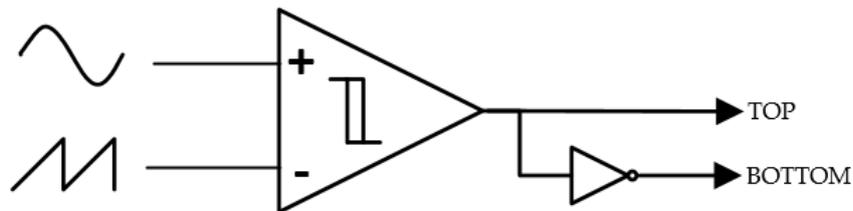


**Figure 3.6:** Diagrama de blocos da estratégia de modulação unipolar.

Esta técnica funciona com a comparação instantânea dos sinais de referência que tem que estar compreendida entre o valor de topo da onda triangular (ou dente-de-serra) e o valor zero. Isto proporciona uma saída que pode ter três valores de tensão, nomeadamente  $+V_{DC}$ ,  $-V_{DC}$  e 0, sendo esta uma das principais vantagens da utilização desta técnica de modulação [5]. Adicionalmente, o sinal de saída terá uma frequência duas vezes maior que a frequência de comutação [37][38].

### 3.3.2 Modulação SPWM bipolar

Tal como na modulação SPWM unipolar, nesta técnica é utilizada apenas uma onda portadora, no entanto, tem apenas uma onda moduladora. Estes são usados numa comparação cujos resultado e o seu negado serão utilizados como sinais de comando para os semicondutores de um braço do conversor.



**Figure 3.7:** Diagrama de blocos da estratégia de modulação bipolar.

Esta técnica de modulação tem a desvantagem de apenas conseguir produzir dois níveis de tensão à saída,  $+V_{DC}$  e  $-V_{DC}$  [37][38]. Assim, para se obter o valor 0, é necessário utilizar o *duty-cycle* de 50%, uma vez que quanto maior este for maior será o valor médio.

## 3.4 Conclusões

Neste capítulo abordaram-se algumas estratégias de controle para conversores CA-CC. Inicialmente, foram apresentadas as mais utilizadas técnicas de controle de corrente. Foram apresentadas as não-lineares, como a técnica de controle por histerese e o PS, que são robustas e possuem boa resposta dinâmica, mas que sintetizam sinais com *ripple* elevado e que devido a não terem frequências de comutação fixa podem criar problemas aos semicondutores de potência. Além destas apresentaram-se as técnicas lineares, como controle PI, *feedforward* e preditivo. Estas possuem uma resposta mais lenta quando comparadas com as anteriores e são mais complexas, no entanto, possuem um melhor desempenho no que diz respeito à qualidade das correntes sintetizadas, produzindo correntes com menor valor de distorção harmónica na corrente à saída do conversor.

Adicionalmente, abordaram-se as técnicas de modulação PWM mais importantes no que diz respeito ao objetivo desta dissertação, isto é, as técnicas de modulação SPWM. Desta forma, foram enumeradas e analisadas as vantagens e desvantagens das modulações SPWM unipolar e bipolar. Apesar de a modulação unipolar não poder ser utilizada em conversores de meia ponte, possui um melhor desempenho, visto que permite obter mais um nível de tensão de saída e a frequência do sinal de saída pode adquirir o

dobro do valor da frequência de comutação. Assim, conclui-se que a topologia unipolar possui um melhor desempenho, por apresentar 3 níveis de tensão.

## 4. Simulações Computacionais

### 4.1 Introdução

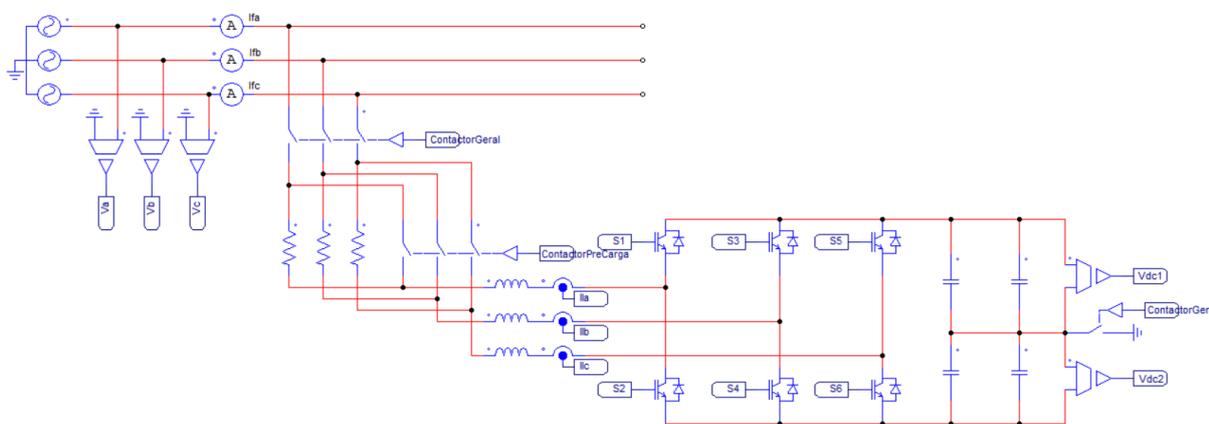
Neste capítulo apresentam-se as simulações computacionais do conversor CA-CC escolhido e apresentado no capítulo 2. Para este efeito utilizou-se a ferramenta de simulação PSIM da *Powersim Inc*, desenvolvida com foco nos sistemas de eletrónica de potência. Esta ferramenta é útil também porque permite simular os sistemas de controlo em linguagem C e é ainda possível modelar os componentes do circuito tendo em conta as suas características ideais e não ideais e também as suas não linearidades, aproximando as simulações à realidade tanto quanto possível. Integrada neste *software* está a ferramenta SIMVIEW onde é possível visualizar todas as correntes, tensões e sinais do sistema, funcionando quase como um osciloscópio, e onde é possível fazer alguns cálculos básicos, como de valores médios e valores eficazes, e analisar distorções harmónicas caso seja necessário.

As simulações são uma parte essencial no projeto e desenvolvimento de qualquer sistema de eletrónica de potência. Isto porque permitem estudar o comportamento do sistema, prevenir erros que possam surgir e até otimizar o seu funcionamento sem qualquer custo, uma vez que as simulações podem ser feitas sem nenhum componente físico do protótipo que se estuda. Além disto, os níveis de energia em jogo nos sistemas deste tipo podem ser significativos, podendo colocar em risco os humanos durante a realização de certos testes. Posto isto, a simulação de sistemas de eletrónica de potência é uma forma segura, económica e relativamente rápida para a realização de testes práticos e avaliação de funcionamento, permitindo dimensionar e validar componentes sem o risco de os danificar.

Nas simulações apresentam-se as etapas mais importantes para o funcionamento do conversor CA-CC, bem como do funcionamento deste quando está integrado no protótipo completo e todos os seus modos de funcionamento.

## 4.2 Modelo de simulação do Conversor CA-CC

Para simulação do conversor CA-CC foi necessária a implementação de um modelo de simulação. Este modelo não é mais que uma representação de todos os componentes necessários para o bom funcionamento do sistema. Estes componentes podem se dividido em duas partes principais, o andar de potência e o andar de controlo (4.1 e 4.2). O andar de potência é composto pelo conversor CA-CC trifásico bidirecional, pelos condensadores do barramento CC, pelas bobinas de acoplamento à rede elétrica, sistema de pré-carga e ainda pelos contactores para acoplamento e desacoplamento à rede elétrica. Para a simulação do sistema de pré-carga utilizaram-se 3 resistências, uma por cada fase) em paralelo com interruptores trifásicos para simulação do contactor que faz o *bypass* às resistências quando os condensadores do barramento tiverem uma tensão suficientemente grande de modo a evitar picos repentinos de corrente pedidos à rede elétrica.



**Figure 4.1:** Andar de potência do modelo de simulação.

Quanto ao andar de controlo, este é composto por um bloco de processamento, utilizado para simular o DSP, com os respetivos sinais de entrada (valores lidos pelos sensores de tensão e corrente) e sinais de saída (valores resultantes da estratégia de controlo utilizada e alguns para avaliação na ferramenta SIMVIEW). Este bloco de processamento corresponde a uma função da ferramenta de simulação denominada *C block* que permite inserir um código C que vai ser interpretado em tempo de simulação. Este é capaz interpretar código C personalizado, permitindo a migração código entre o bloco de processamento e o DSP, fazendo a simulação aproximar-se ainda mais da realidade e o funcionamento do sistema de controlo pode ser inteiramente previsto. Deste andar de controlo faz ainda parte a lógica necessária para implementação da modulação SPWM que faz comutar os semicondutores para sintetizar as correntes de saída do conversor em concordância com as correntes de referência calculadas pela estratégia de controlo.

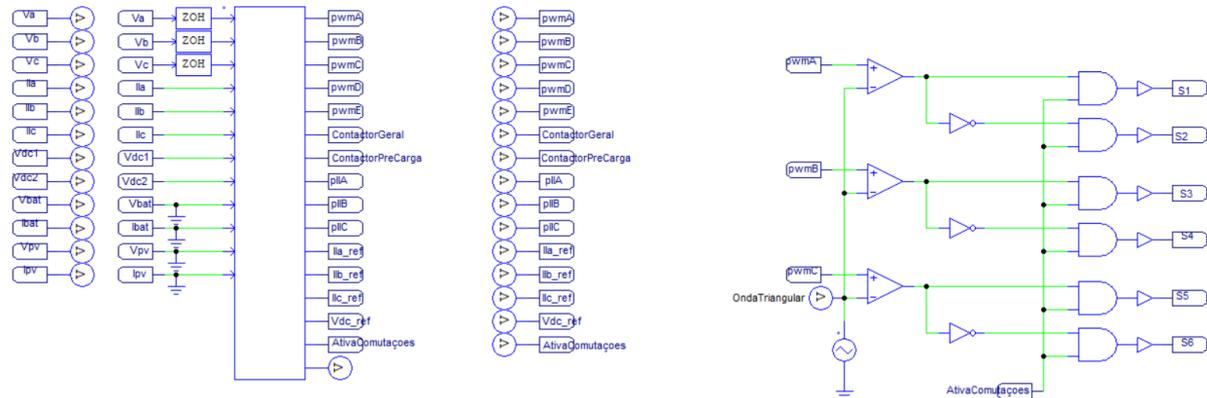


Figure 4.2: Andar de controlo do modelo de simulação.

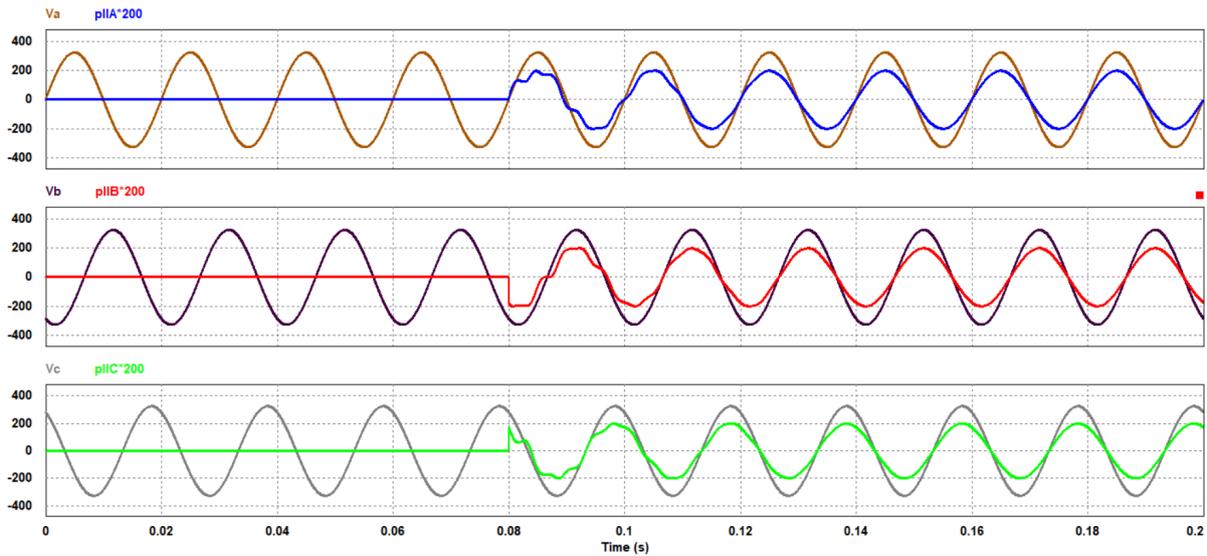
Outra característica desta ferramenta de simulação que se torna importante para a sua aproximação à realidade é a possibilidade de definir uma frequência de amostragem. Assim, tal como definido no DSP, implementou-se uma frequência de amostragem de 40 kHz. Consequentemente utilizou-se metade deste valor, 20 kHz, para frequência de comutação dos semicondutores. Estes valores foram escolhidos tendo em mente a implementação prática e as suas condicionantes, tal como o tempo de processamento do DSP e a frequência máxima de comutação dos IGBT.

### 4.2.1 Simulação do sistema de sincronização com a rede elétrica

Para haver um funcionamento conforme o planeado do conversor CA-CC, ou do protótipo em que este está inserido, é necessário que este esteja em completo sincronismo com a rede elétrica. Para isto, recorreu-se à utilização de um algoritmo conhecido como *Phase-Locked Loop* (PLL) que consiste na geração de um sinal sinusoidal de amplitude unitária que se mantém em fase com a tensão da rede, havendo ou não distorção desta.

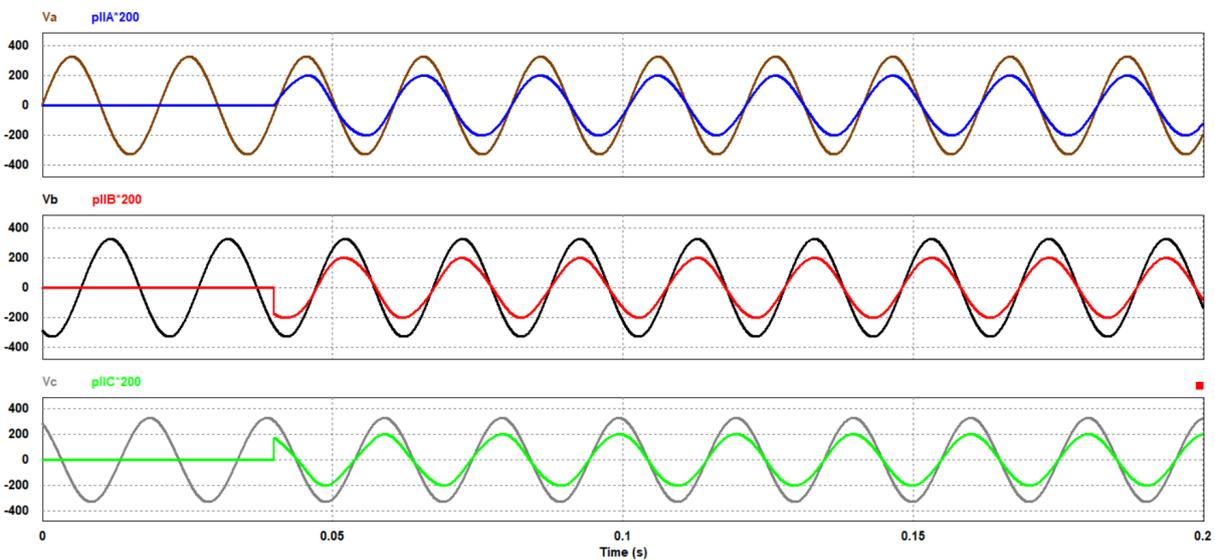
Uma vez que se construiu um conversor trifásico, foi implementado um sistema de PLL também trifásico. No entanto, era possível implementar uma PLL monofásica individualmente a cada fase da rede elétrica, tendo, em contrapartida, mais tempo gasto em processamento com o cálculo da PLL.

O algoritmo da PLL trifásica funciona com um controlo PI intrínseco, logo é possível obter resultados de sincronismo diferentes apenas com a alteração dos ganhos. Na figura 4.3 estão os resultados obtidos pela simulação da PLL em ambiente de simulação para as 3 fases. É possível ver pela análise das figuras que, neste caso, foi atingida a sincronização em aproximadamente 1 período da tensão da rede elétrica. Este resultado é muito satisfatório, uma vez que corresponde a cerca de 0,02 s. No entanto, é expectável que em validação prática laboratorial este tempo de sincronização seja aumentado, mas sempre perto destes valores.



**Figure 4.3:** Tensão da rede elétrica e saídas da PLL para as fases A, B e C.

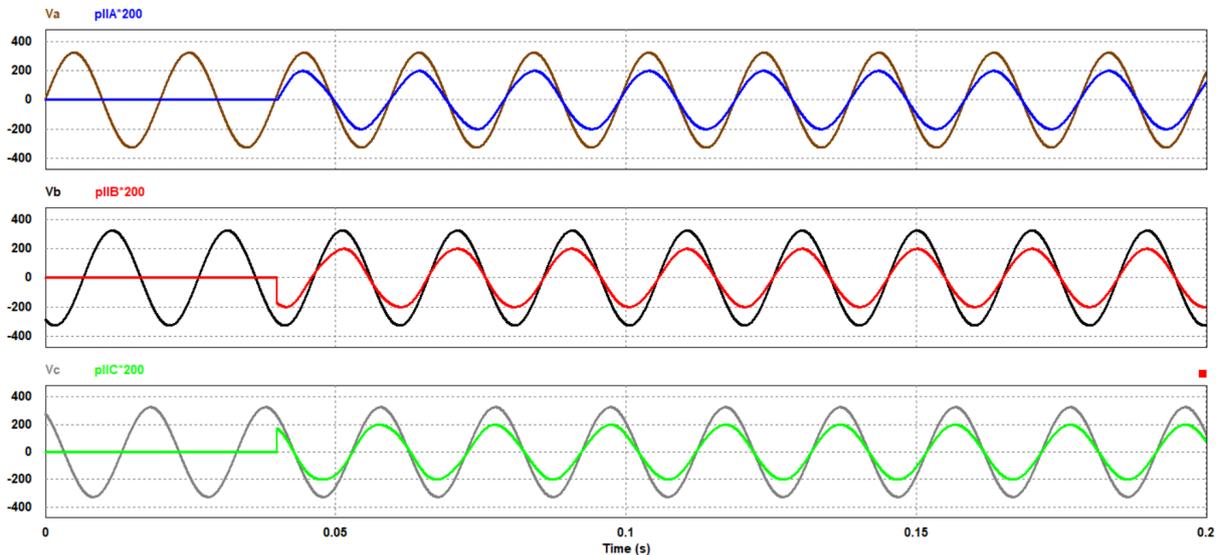
Por outro lado, a rede elétrica permite até 1% de oscilação em torno da sua frequência fundamental. Isto significa que a frequência da tensão da rede pode variar entre 49,5 Hz e 50,5 Hz. Para combater os efeitos que estas oscilações podem causar no funcionamento ótimo do sistema, a PLL possui um *Voltage Controlled Oscillator* (VCO). Assim, a PLL tem que funcionar corretamente entre estes dois extremos.



**Figure 4.4:** Tensão da rede elétrica e saídas da PLL para as fases A, B e C com frequência fundamental de 49,5 Hz.

Na figura 4.4 é demonstrado o resultado da simulação do funcionamento da PLL para uma frequência fundamental de 49,5 Hz. Como é possível verificar pela análise da figura, a alteração da frequência fundamental em nada alterou o funcionamento normal da PLL, ocorrendo a sincronização total novamente

em apenas 1 período da tensão da rede elétrica e sem qualquer desvio. Simulou-se novamente o funcionamento da PLL para uma frequência de 50,5 Hz e obteve-se os mesmos resultados, como comprovado na figura 4.5. Assim, foi garantido o funcionamento da PLL para este conversor dentro das oscilações de referência que podem acontecer durante o funcionamento normal da rede elétrica.

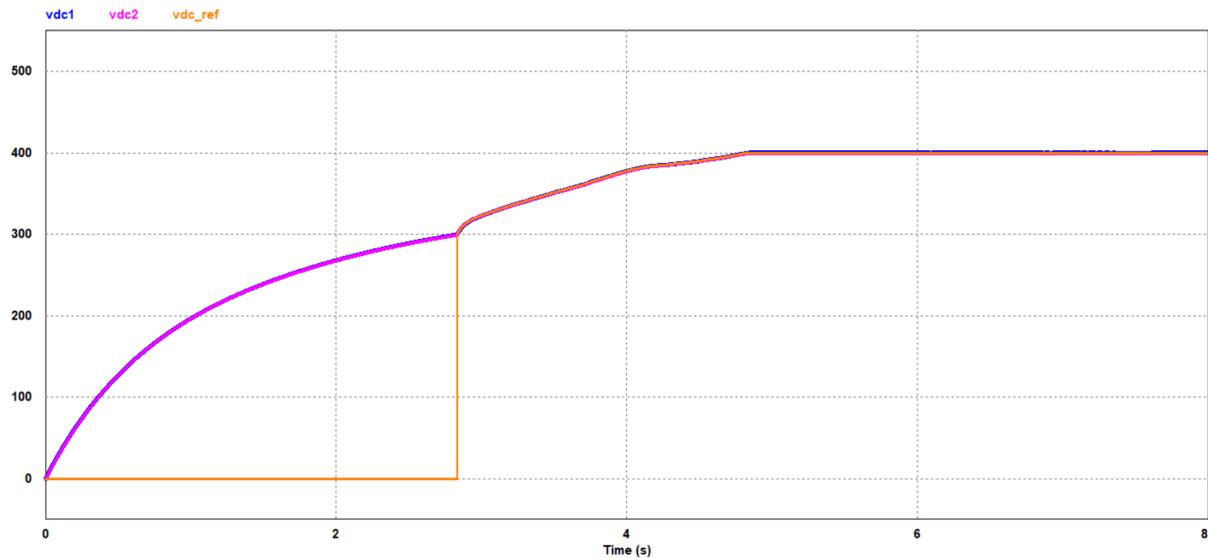


**Figure 4.5:** Tensão da rede elétrica e saídas da PLL para as fases A, B e C com frequência fundamental de 50,5 Hz.

### 4.2.2 Carregamento e regulação da tensão do barramento CC

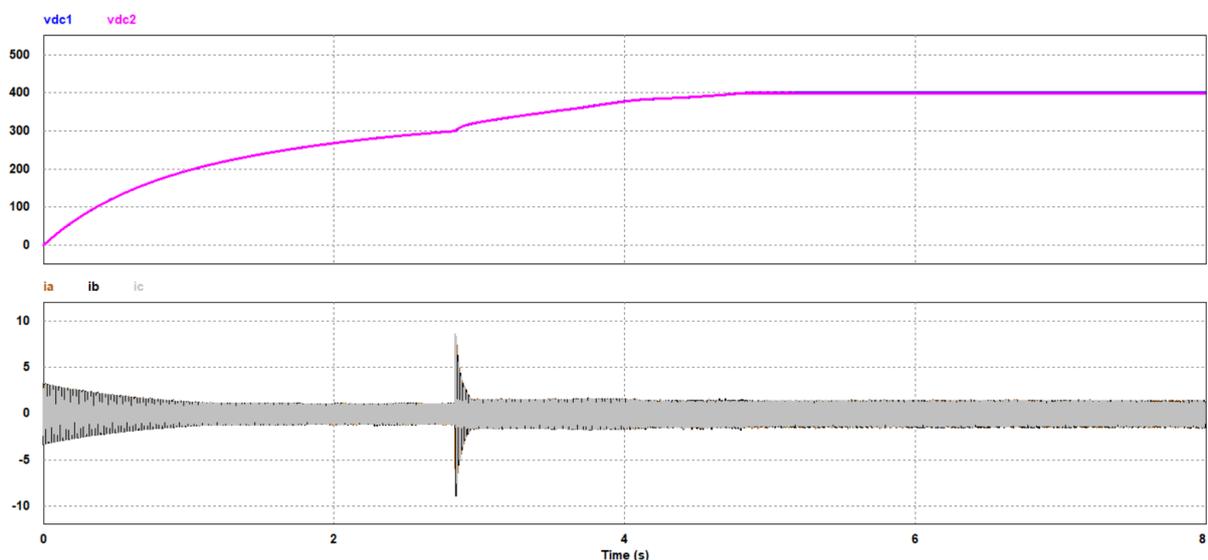
Antes de juntar o conversor CA-CC com os conversores CC-CC para a simulação do sistema final é necessário carregar e regular o barramento CC. Para a implementação prática do barramento CC utilizaram-se oito condensadores de 8,2 mF. Para efeitos de simulação apenas se utilizaram dois, uma vez que no protótipo são utilizados em cada divisão do barramento quatro condensadores. Dois em série em paralelo com mais dois condensadores em série. Isto deve-se ao facto de os condensadores utilizados terem um limite de tensão fixado nos 350 V. No entanto, para o funcionamento do sistema estes 4 condensadores funcionam como um único condensador de 8,2 mF.

Os conversores da topologia VSI têm de ter uma tensão do barramento superior ao valor de pico da tensão da rede. Tendo em conta que o conversor CA-CC está inserido na rede elétrica nacional, as tensões aplicadas serão de 230 V de valor eficaz para a tensão simples e 400 V para a composta. Assim, valor da tensão que irá aparecer aos terminais do barramento CC será a soma da tensão de pico nos dois semiciclos da tensão simples, perfazendo os 650 V. Uma vez que a tensão do barramento tem que ser superior à tensão máxima que lhe será aplicada, e de modo a existir uma margem de segurança considerável, optou-se por carregar o barramento até uma tensão de 800 V, ou seja, 400 V em cada divisão. Na figura 4.6 estão apresentados os resultados da simulação da tensão do barramento desde o momento inicial até que a tensão estabiliza nos 400 V.



**Figure 4.6:** Tensão do barramento CC ao longo do carregamento e regulação.

Pela análise da figura é possível ver que os condensadores estão totalmente descarregados, isto é, a sua tensão é 0 V. A partir deste momento e até que a tensão atinge os 300 V o carregamento é feito através das resistências de pré-carga, de modo a evitar picos de corrente muito elevados. Assim que a tensão do barramento atinge os 300 V é feito o *bypass* das resistências de pré-carga e iniciado o controlo PI da tensão, fazendo uma rampa desde esse momento até aos 400 V, impedindo o *over-shooting* e garantindo a regulação da tensão em regime permanente.



**Figure 4.7:** Tensão do barramento CC e correntes das fases ao longo do carregamento e regulação.

O controlo PI tem como saída a potência necessária para manter o barramento nos 400 V, neste caso a ser extraída da rede. Esta saída do controlo PI é depois utilizada pelo controlo preditivo para fazer a

sintetização das correntes necessárias. Durante este processo estas correntes alteram-se tanto em forma de onda como em amplitude, como é possível verificar na figura 4.7.

Como foi dito anteriormente, o primeiro passo para o carregamento do barramento é a pré-carga. Foram instaladas resistências de  $100 \Omega$  em série com o conversor (uma em cada fase), de modo a evitar o surgimento de picos de corrente que possam danificar alguns componentes ou até atuar os disjuntores e os contactores através da proteção por *software*. É possível ver que ocorrem dois picos de corrente durante o processo. O primeiro é logo no instante inicial e deve-se ao facto de os condensadores estarem completamente descarregados. O valor máximo deste pico de corrente pode ser calculado tendo em conta o valor de pico da tensão da rede, o valor da tensão no barramento CC e a resistência de pré-carga, tal como mostra a equação seguinte.

$$I_{\text{máx}} = \frac{V_{\text{pico\_rede}} - V_{\text{cc}}}{R_{\text{pré-carga}}} = \frac{325 - 0}{100} = 3,25A \quad (4.1)$$

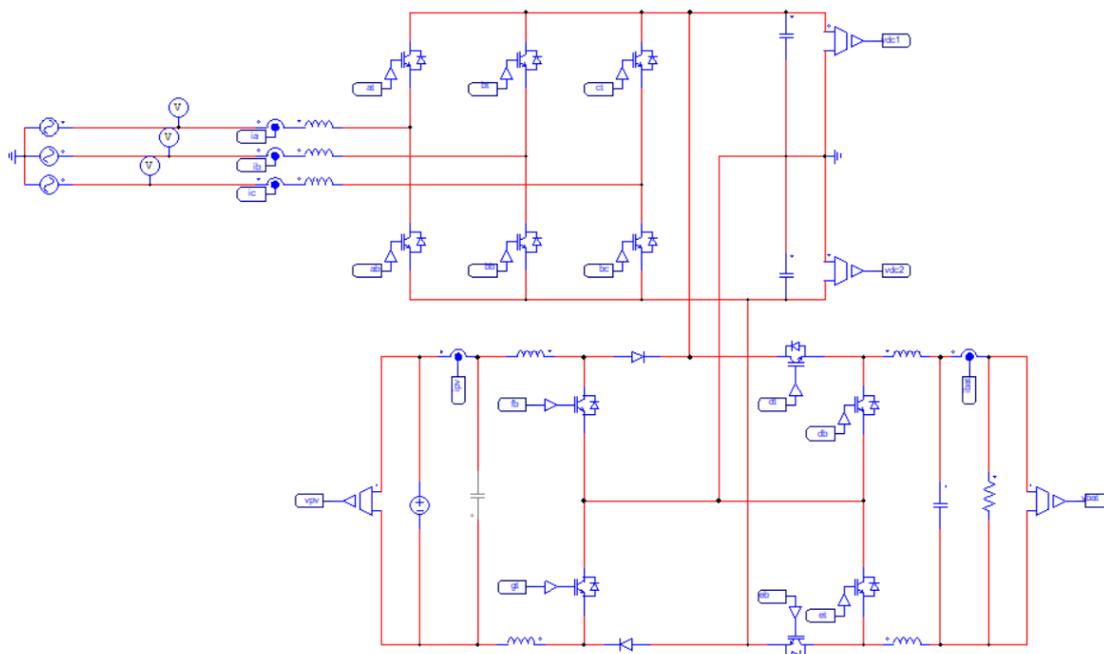
O resultado desta equação é verificado pelo resultado pela simulação apresentado na figura 4.7. A corrente máxima aproxima-se dos 3,25 A e começa a diminuir à medida que o barramento carrega. Nesta fase do processo de carregamento, o conversor CA-CC funciona como uma ponte retificadora não controlada de onda completa. Isto deve-se ao facto de os IGBT estarem ao corte e a corrente fluir através dos díodos de *free-wheeling*.

Quando a tensão das divisões do barramento chega aos 300 V faz-se o *bypass* às resistências de pré-carga. No ambiente de simulação este *bypass* é feito recorrendo a um interruptor trifásico controlado por um sinal vindo do bloco de processamento. Nesse momento, volta a haver um pico das correntes extraídas da rede elétrica e a tensão sobe ligeiramente. Isto deve-se ao facto de ser anulada a tensão que havia aos terminais destas resistências e os condensadores voltam a ser carregados naturalmente até cada divisão atingir aproximadamente o valor de pico da tensão da rede, 325 V. A partir deste momento é iniciada a regulação do controlo PI e as comutações dos semicondutores de maneira a ser extraída apenas potência ativa para que se atinja a tensão desejada dos 800 V, ou seja, 400 V em cada divisão.

### 4.3 Simulação do conversor CA-CC integrado no modelo do protótipo

Simuladas as funcionalidades principais do conversor CA-CC, integrou-se este com o modelo de simulação do conversor CC-CC de modo a simular os modos de funcionamento do protótipo. Na figura 4.8 apresenta-se o modelo de simulação do protótipo completo a implementar.

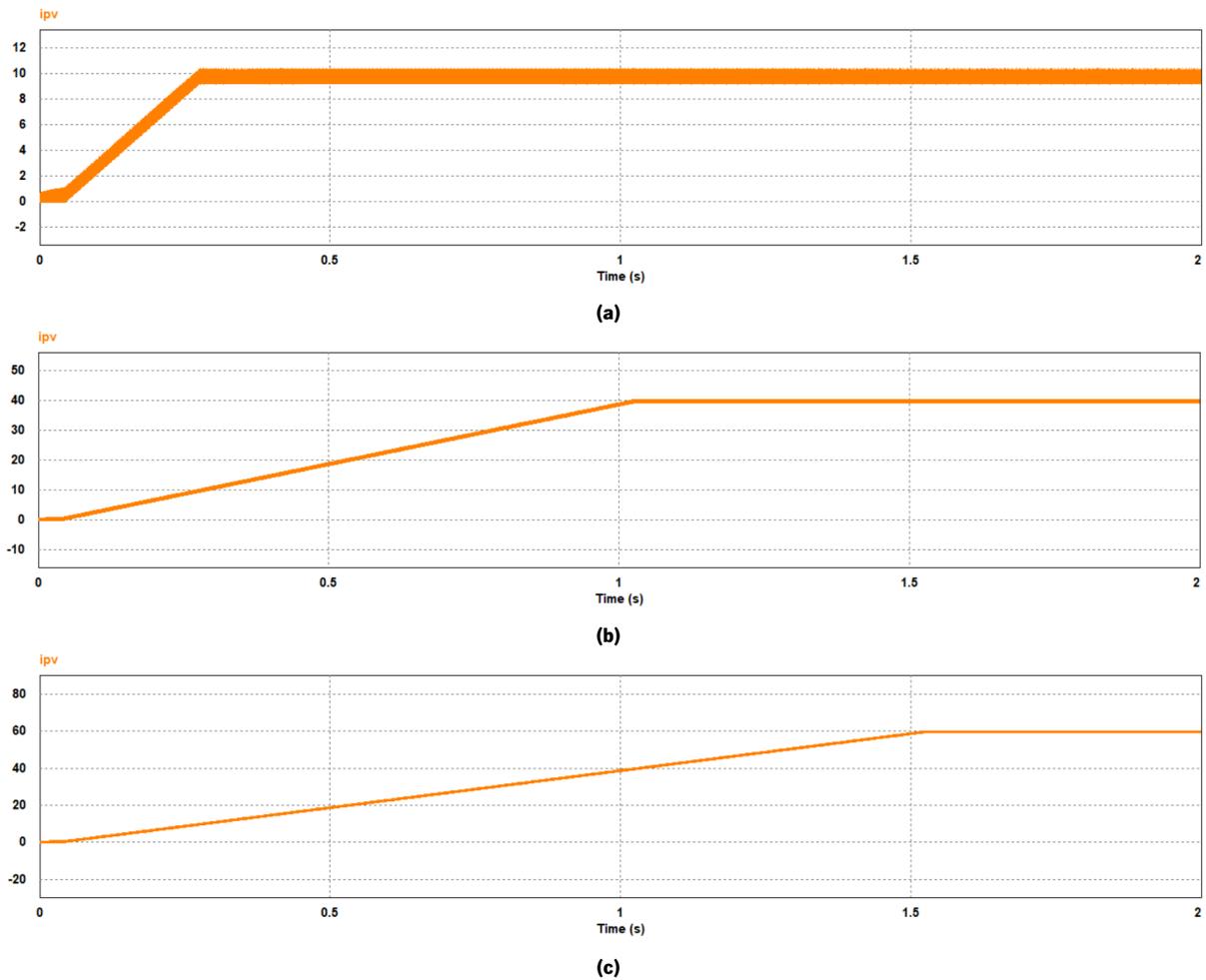
Dentro do protótipo, o conversor CA-CC deverá conseguir transformar as correntes contínuas, extraídas quer dos painéis fotovoltaicos, quer das baterias, em corrente alternada com forma de onda sinusoidal e em completa oposição de fase com a tensão da rede elétrica, de modo a apenas injetar potência ativa. Por outro lado, o conversor deverá garantir que toda a corrente que será extraída da rede, quer para regulação de barramento, quer para carregamento de baterias, seja sinusoidal, de modo a não acrescentar problemas de qualidade de energia elétrica a uma rede já sobrecarregada. Tem que garantir também que esta corrente está em fase com a tensão da rede de modo a apenas ser extraída potência ativa da rede elétrica.



**Figure 4.8:** Modelo de simulação com a integração do conversor CA-CC no protótipo.

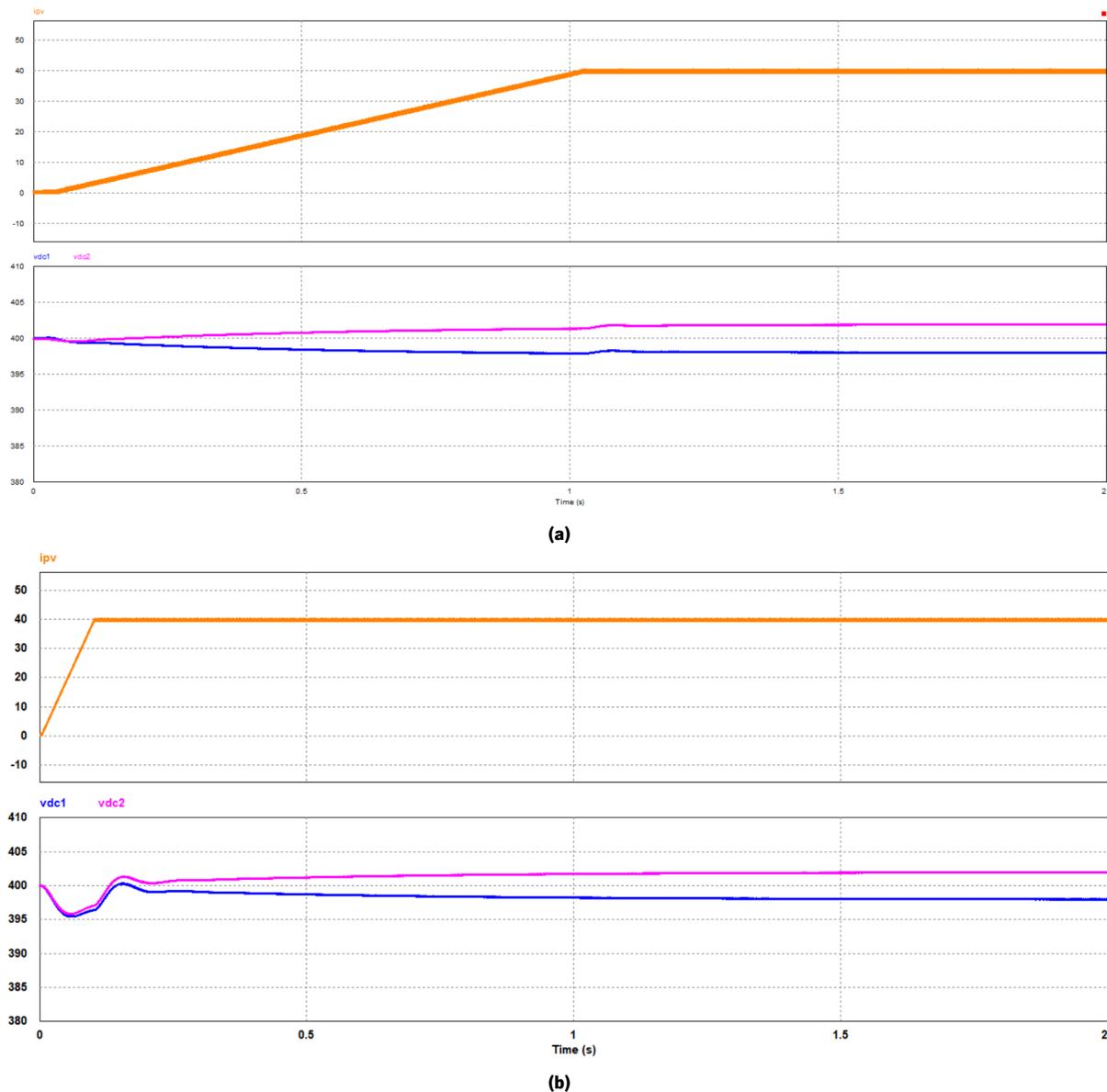
### 4.3.1 Extração de energia dos painéis fotovoltaicos

De modo a validar o modo de funcionamento de extração de energia da fonte de energia renovável, utilizou-se uma fonte de tensão de 100 V ao invés de se utilizarem painéis fotovoltaicos. Isto porque é uma forma mais fácil de validar o funcionamento do conversor. Assim, foi possível validar o funcionamento do sistema para várias referências de corrente diferentes. Foi programada uma rampa de referência de modo a não haver uma alteração demasiado brusca na corrente que poderia danificar alguns componentes. Definiram-se, então, correntes de referência de 10 A, 40 A e 60 A, em regime permanente, e analisaram-se os gráficos resultantes da simulação de modo a analisar o comportamento do protótipo.



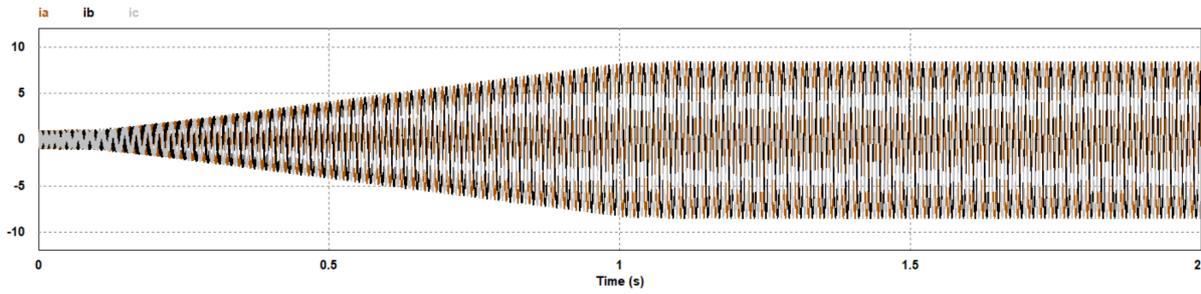
**Figure 4.9:** Resultados da simulação de  $i_{pv}$  para valores de  $i_{refpv}$  de (a)10 A; (b)40 A; (c)60 A.

Como se pode verificar pela análise da figura 4.9 a corrente extraída dos painéis fotovoltaicos segue o valor de referência como o esperado. Posto isto, utilizou-se o valor de referência de 40 V e verificou-se também os resultados de simulação do barramento CC de modo a verificar o efeito que esta corrente tem na sua regulação.



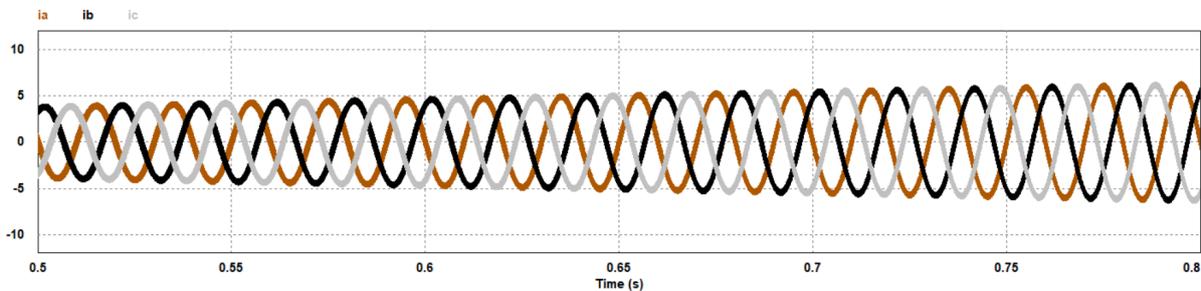
**Figure 4.10:** Resultados da simulação de  $i_{pv}$  e  $V_{dc1}$  e  $V_{dc2}$  para diferentes declives da rampa de referência

Na figura 4.10 apresentam-se os resultados de simulação para diferentes declives da rampa de referência. Como é possível verificar, enquanto a corrente não atinge o valor definido como referência para regime permanente, o barramento sofre uma perturbação. Esta perturbação é mais acentuada quanto maior for o declive da rampa de referência. Além disto é possível verificar que mesmo após a estabilização da corrente extraída dos painéis, há um ligeiro decaimento da tensão  $V_{dc1}$  e um aumento de  $V_{dc2}$ . Esta diferença atinge o valor máximo de cerca de 2 V, representando menos de 1% da tensão de cada uma das divisões do barramento. Tendo em conta estes valores, conclui-se que esta variação não influencia o funcionamento normal do protótipo.

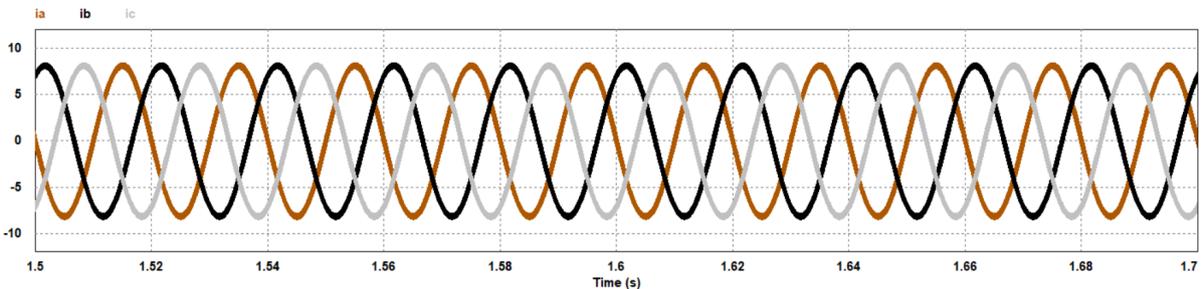


**Figure 4.11:** Resultados de simulação das correntes a injetar na rede quando há extração de energia dos painéis fotovoltaicos.

Por último, simularam-se as correntes a ser injetadas na rede elétrica por parte do conversor CA-CC. Pela análise da figura 4.11 é possível verificar que a amplitude da corrente a injetar na rede aumenta seguindo a rampa de referência da corrente dos painéis fotovoltaicos.



(a)



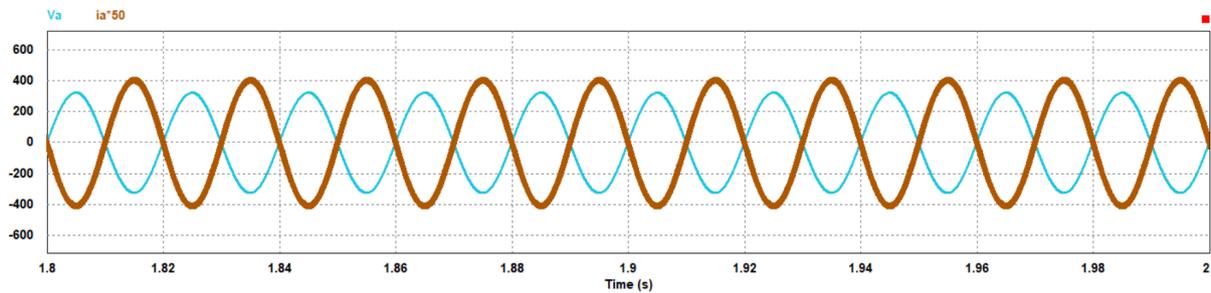
(b)

**Figure 4.12:** Resultados da simulação das correntes a injetar na rede elétrica durante: (a) aumento gradual da corrente; (b) regime permanente.

Analisando mais detalhadamente a forma das correntes, pode-se verificar que estas são completamente sinusoidais sem qualquer distorção harmónica tanto durante o processo de aumento gradual da corrente extraída dos painéis, quer quando a corrente de referência em regime permanente é atingida. Isto pode ser verificado na imagem 4.12

Além desta análise fez-se também a observação da relação entre a corrente e a tensão da fase A. Deste modo pode-se analisar também o funcionamento do controlo da corrente uma vez que este tem que controlar também o sincronismo com a corrente elétrica. Como, neste modo de funcionamento, tem

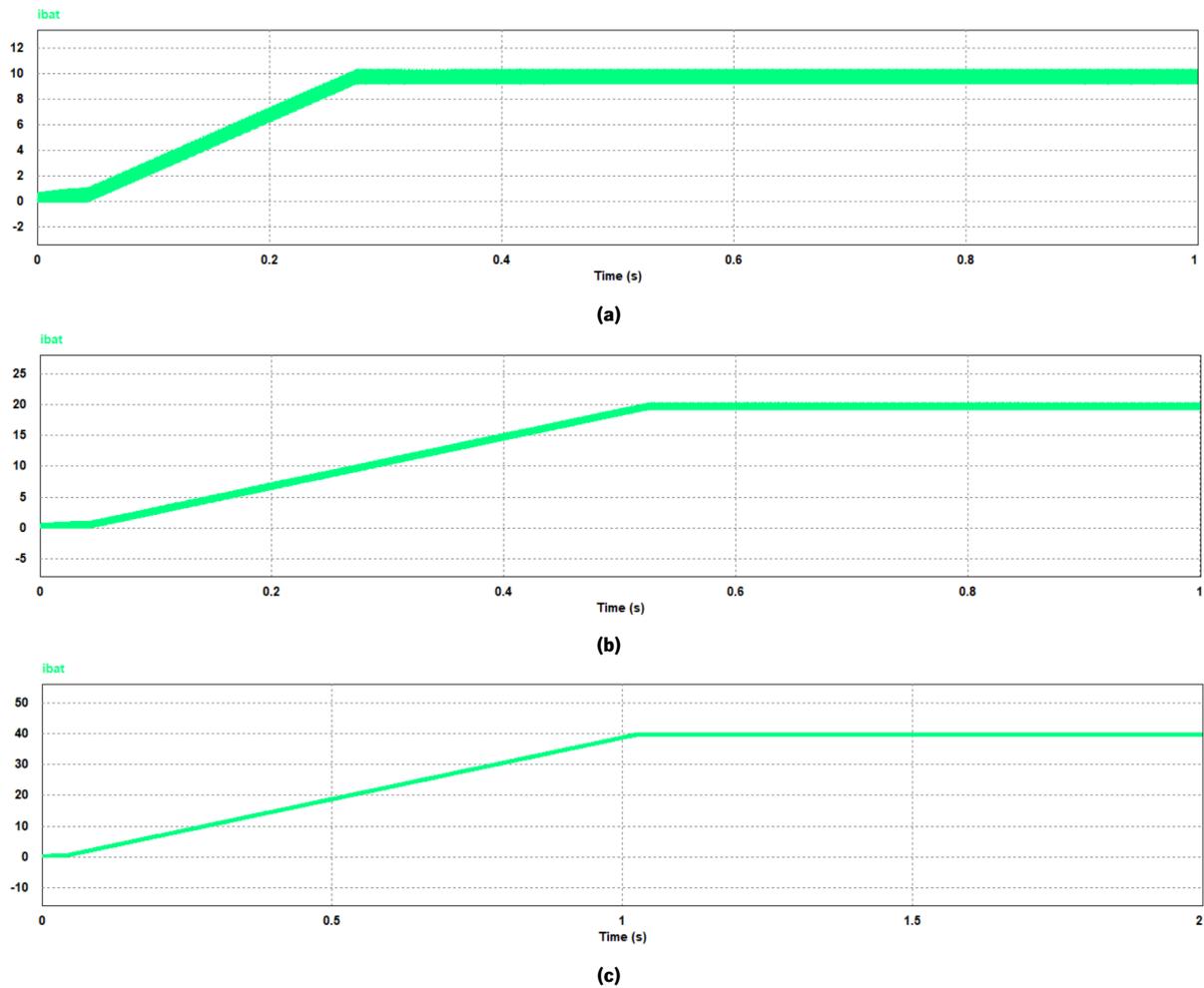
que haver injeção da corrente para a rede e como é desejável que apenas seja injetada potência ativa, a corrente tem que estar em oposição de fase com a tensão. Analisando a figura 4.13 é possível observar os resultados de simulação que comprovam este requisito.



**Figure 4.13:** Resultados de simulação da corrente e tensão da fase A.

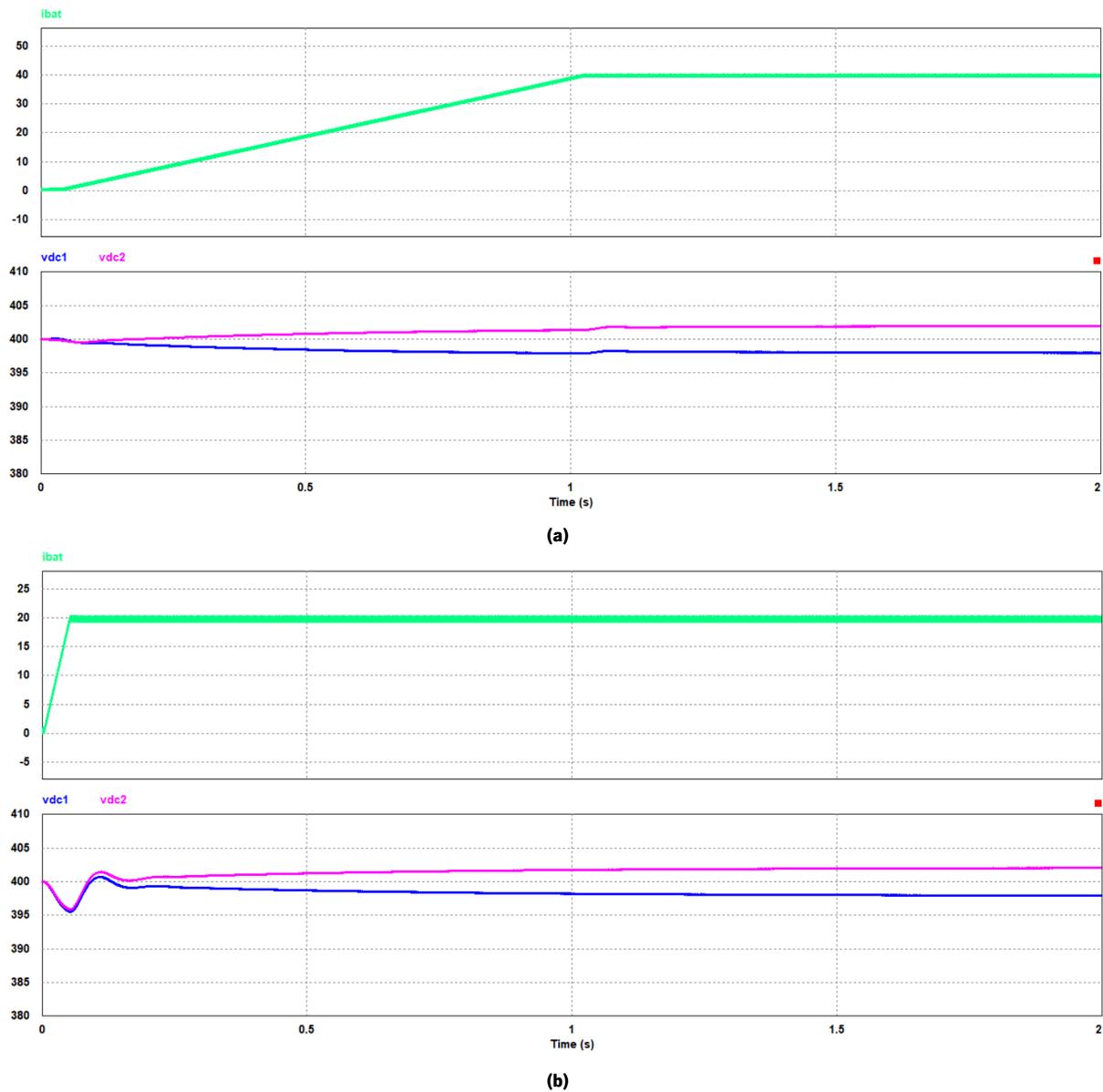
### 4.3.2 Extração de energia das baterias

Feita a simulação do modo de funcionamento de extração de energia da fonte de energias renováveis, passou-se para a simulação da extração de energia das baterias. Tal como no subcapítulo anterior, efetuou-se a simulação para vários valores de referência de corrente. Para esta simulação utilizaram-se os valores de referência de 10A, 20 A e 40 A. Analisando a figura 4.14 é possível verificar que, em regime permanente, a corrente extraída das baterias atinge o valor definido previamente como referência.



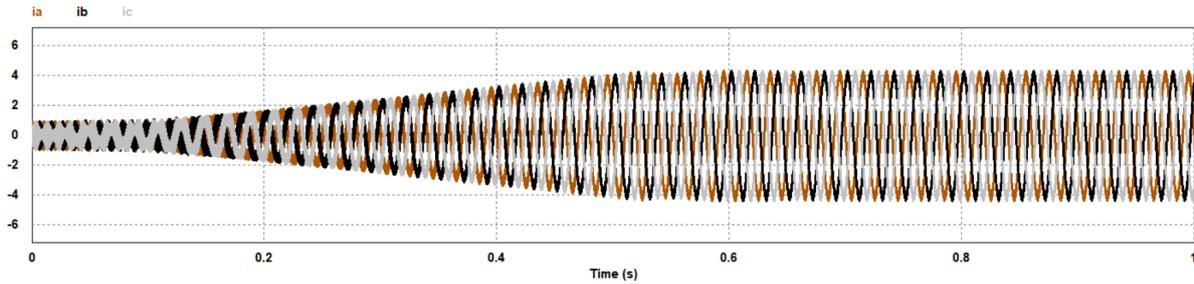
**Figure 4.14:** Resultados da simulação da corrente nas baterias para referências de (a)10 A; (b)20 A; (c)40 A.

De seguida, utilizando um valor de corrente de referência de 20 A, analisou-se a interferência que esta terá sobre o barramento CC. Para esta observação foram feitas duas simulações com diferentes declives. Os resultados destas simulações são apresentados na figura 4.15. Tal como foi constatado no subcapítulo anterior, quanto maior for o declive da rampa de referência da corrente extraída das baterias, maior será a amplitude da perturbação que esta cria na tensão do barramento CC, apesar de ser menos duradoura, uma vez que a corrente das baterias demora menos tempo a estabilizar. Também neste caso, a tensão do barramento CC desvia-se ligeiramente da referência em regime permanente. Este desvio tem um valor máximo de 2 V, não sendo significativo para o funcionamento do protótipo.



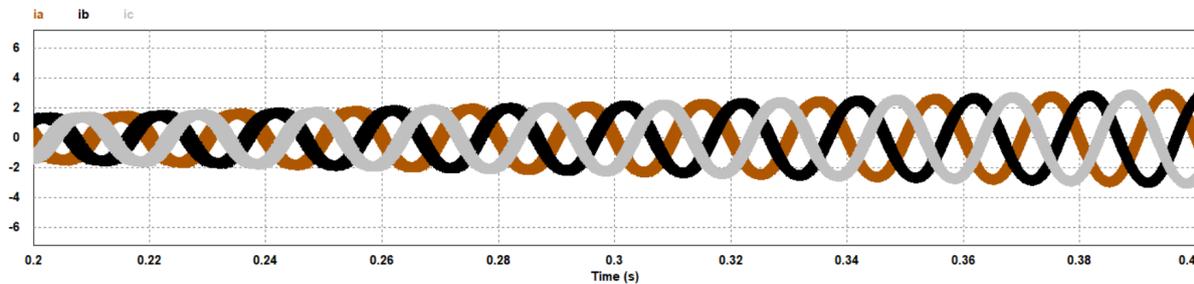
**Figure 4.15:** Resultados da simulação da corrente nas baterias e do barramento CC para diferentes declives da rampa de referência.

Feitas as simulações para avaliar a regulação da tensão do barramento CC, passou-se para a análise das correntes a injetar na rede e da sua relação com as tensões. Fazendo uma observação mais alargada a todo o tempo de simulação, como mostra a figura 6.10, é possível verificar que as correntes das fases A, B e C também aumentam gradualmente, seguindo a rampa de referência da corrente das baterias.

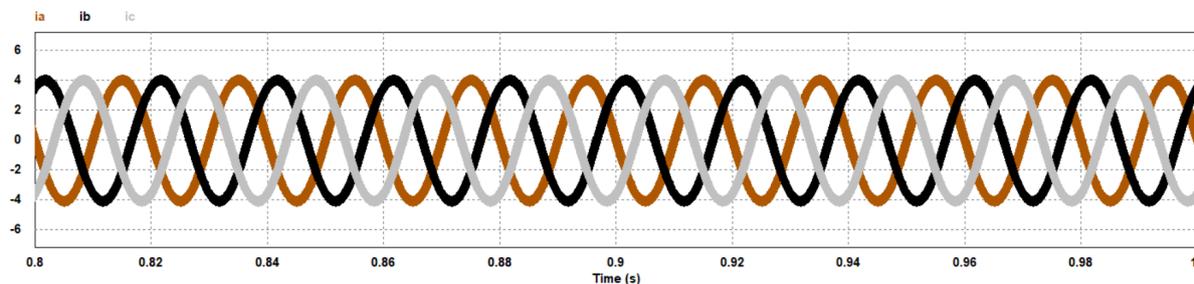


**Figure 4.16:** Resultados de simulação das correntes a injetar na rede elétrica.

De seguida, e analisando mais detalhadamente as correntes de saída do conversor CA-CC, é possível ver que estas são completamente sinusoidais, sem esquecer algum *ripple* que não é visível na imagem e sem qualquer distorção harmónica. Isto verifica-se durante a fase inicial do processo, onde a corrente aumenta gradualmente, mas também em regime permanente, como se pode ver na figura 4.17.



(a)



(b)

**Figure 4.17:** Resultados da simulação das correntes a injetar na rede elétrica durante: (a) aumento gradual da corrente; (b) regime permanente.

Tal como no subcapítulo anterior, é necessário analisar a relação das correntes a injetar com a tensão da rede elétrica. Para isto escolheu-se a tensão e a corrente da fase A. Observando a figura 4.18 é possível verificar que a corrente e a tensão estão em oposição de fase. Isto é importante uma vez que apenas se deseja que a potência injetada na rede seja potência ativa. Assim, evita-se fornecer para a rede elétrica energia que não tem qualquer utilidade para este sistema.

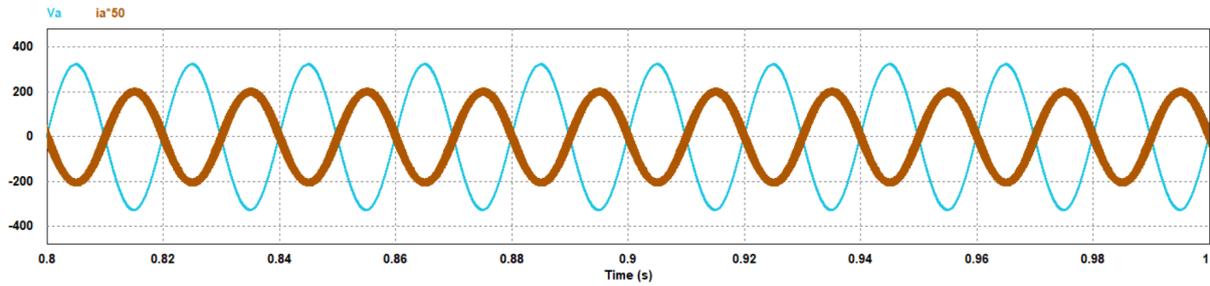


Figure 4.18: Resultados de simulação da corrente e tensão na fase A.

### 4.3.3 Carregamento das baterias

O carregamento das baterias é também um dos importantes modos de funcionamento do protótipo. Para a simulação deste modo de funcionamento, substitui-se a bateria por uma resistência de 26 Ω.

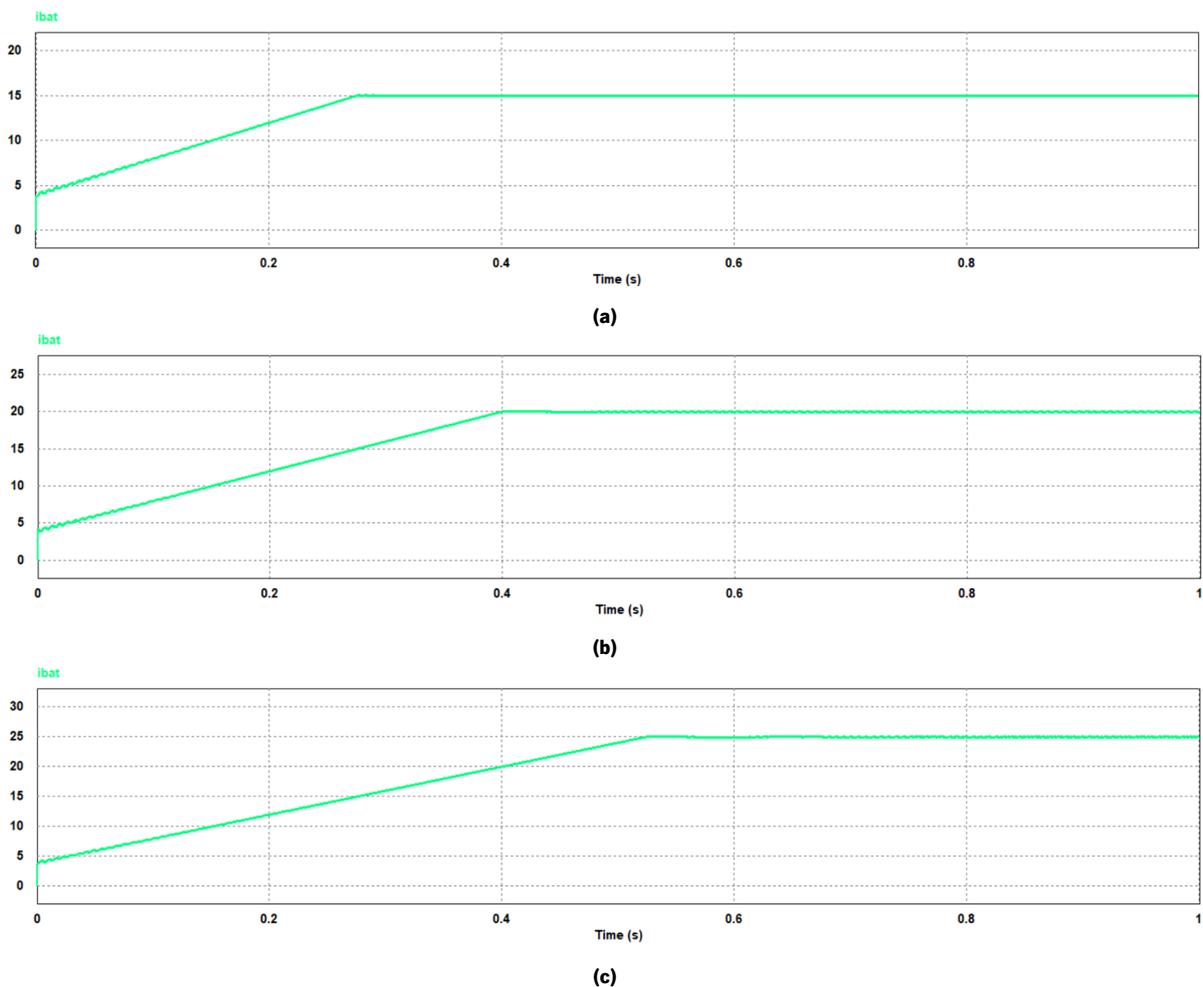
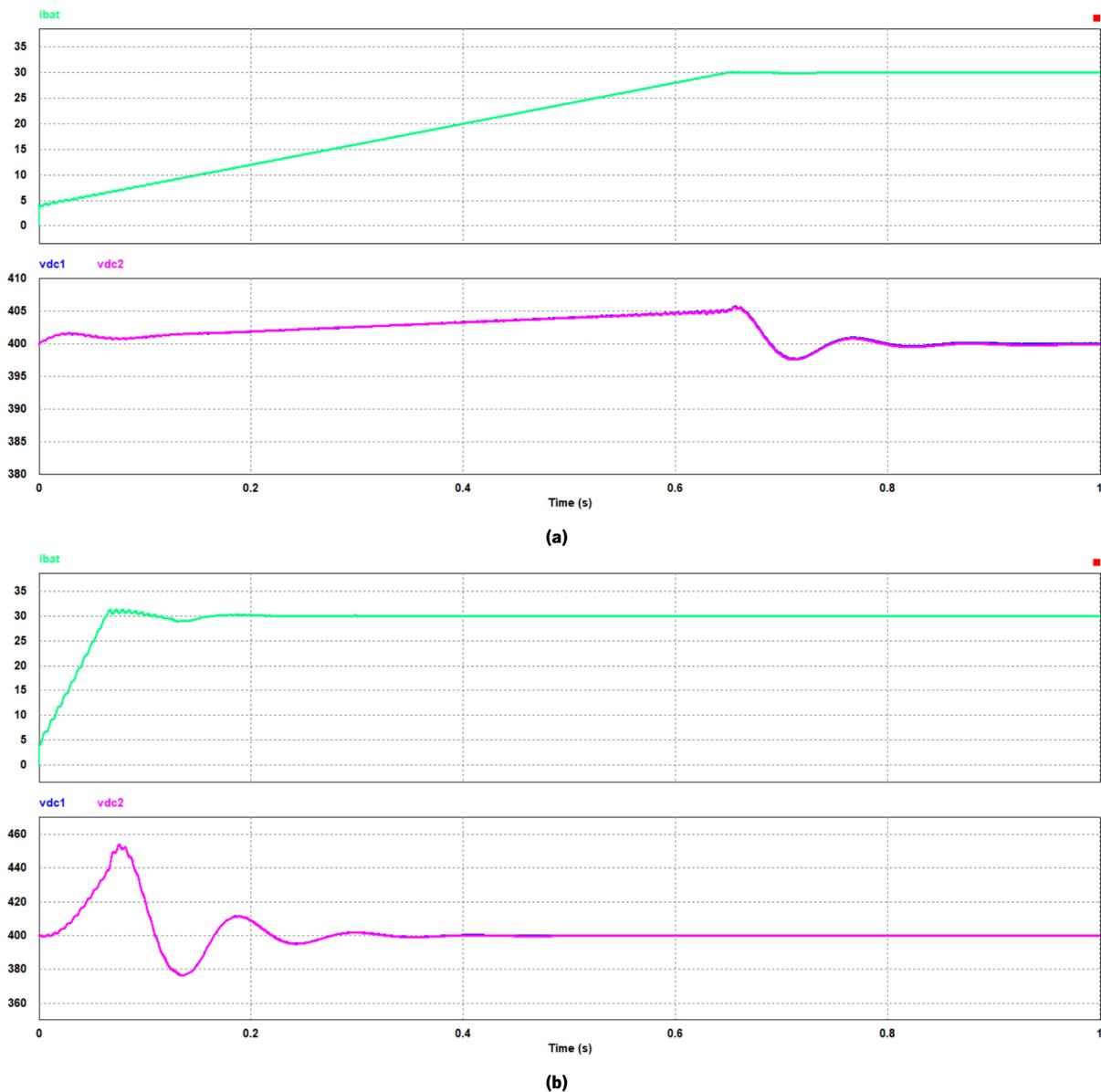


Figure 4.19: Resultados da simulação da corrente nas baterias para referências de (a) 15 A; (b) 20 A; (c) 25 A.

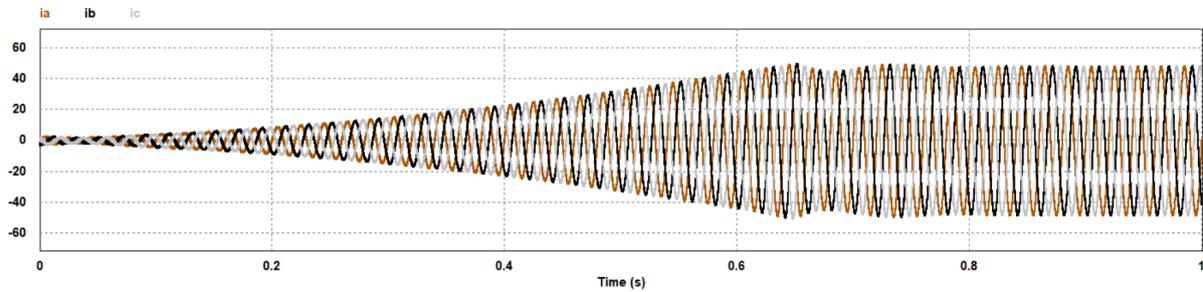
Tal como anteriormente, a primeira simulação tem o objetivo de verificar o funcionamento do sistema para diferentes valores de referência para a corrente. Começou-se, então, por utilizar as referências para a simulação da extração de energia das baterias de 15 A, 20 A e 25 A. A figura 4.19 apresentam-se os resultados desta simulação.

O próximo passo consiste na simulação do barramento CC de modo que seja avaliada a influência no barramento do aumento da corrente a ser extraída das baterias. Como é possível observar pela figura 4.20 quanto maior for o declive da rampa de referência da corrente das baterias maior será o efeito que esta vai causar no barramento. No entanto, será menos duradouro, uma vez que a corrente também estabiliza mais rapidamente.



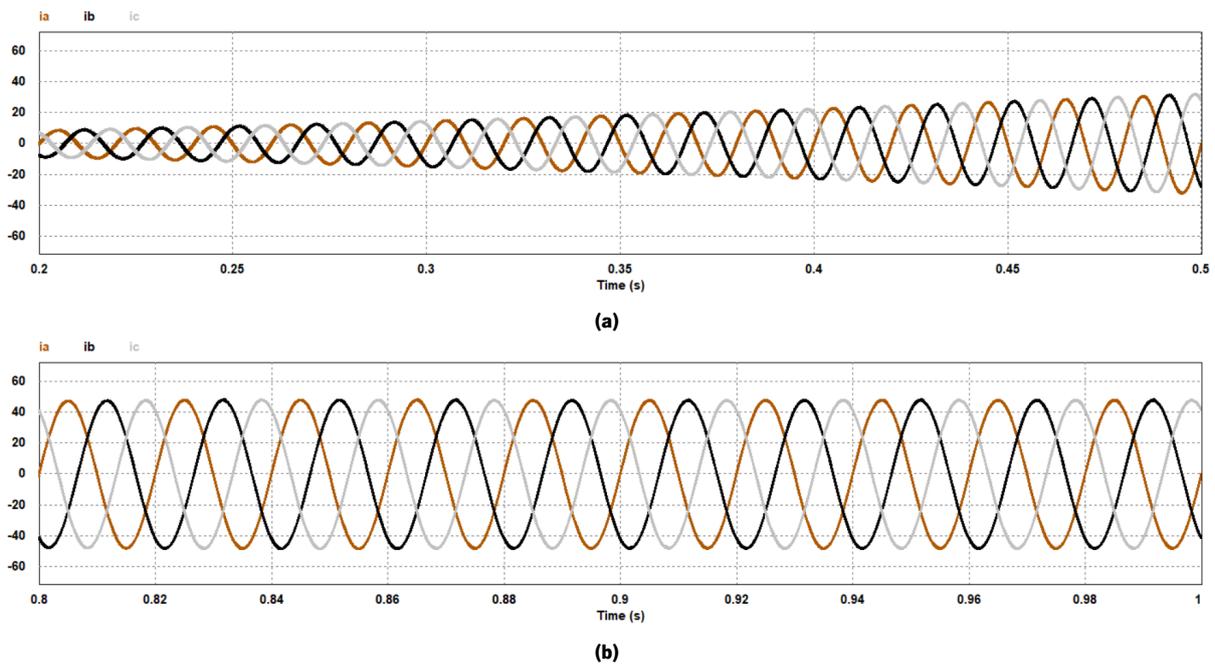
**Figure 4.20:** Resultados da simulação da corrente nas baterias e do barramento CC para diferentes declives da rampa de referência.

O próximo passo prende-se com a simulação das correntes de fase. Analisando o período de simulação completo da figura 4.21, é possível ver que, tal como nos casos anteriores, a amplitude da corrente sobre gradualmente seguindo a rampa de referência da corrente das baterias.



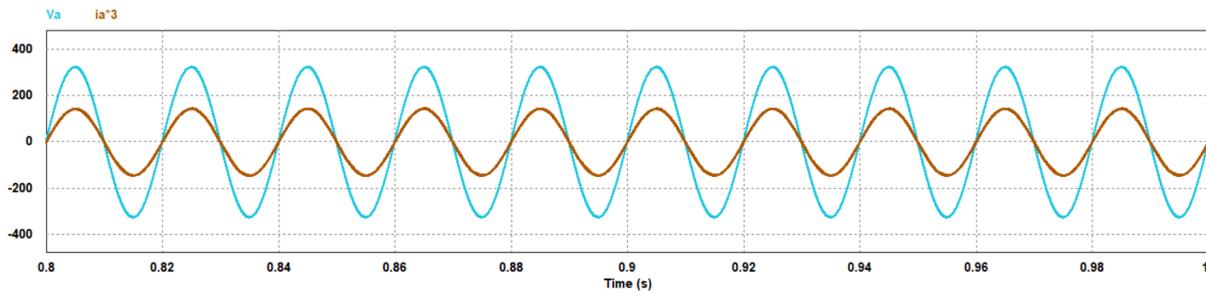
**Figure 4.21:** Resultados de simulação das correntes de fase.

Passando para uma análise mais detalhada, constata-se que as correntes das fases A, B e C têm uma forma completamente sinusoidal e sem distorção harmónica, tanto durante a fase inicial do processo, onde há um aumento gradual da amplitude da corrente, como em regime permanente.



**Figure 4.22:** Resultados da simulação das correntes de fase durante: (a) aumento gradual da corrente; (b) regime permanente.

Por último faz-se a análise da relação da tensão e da corrente da fase A. Ao contrário dos modos de funcionamento simulados anteriormente, neste caso, a corrente será extraída da rede elétrica, uma vez que será consumida para o carregamento das baterias. Assim, é necessário que a corrente e a tensão estejam em fase de modo a que só seja consumida potência ativa. Isto significa que não existem perdas com potências reativas e assim menos desperdício.

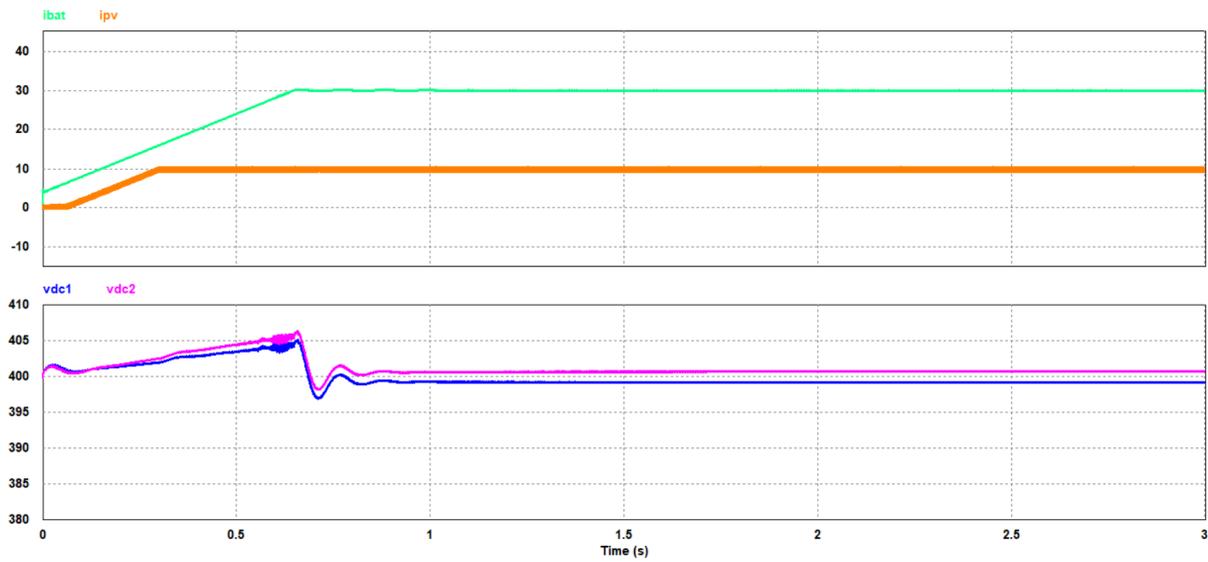


**Figure 4.23:** Resultados de simulação da corrente e tensão na fase A.

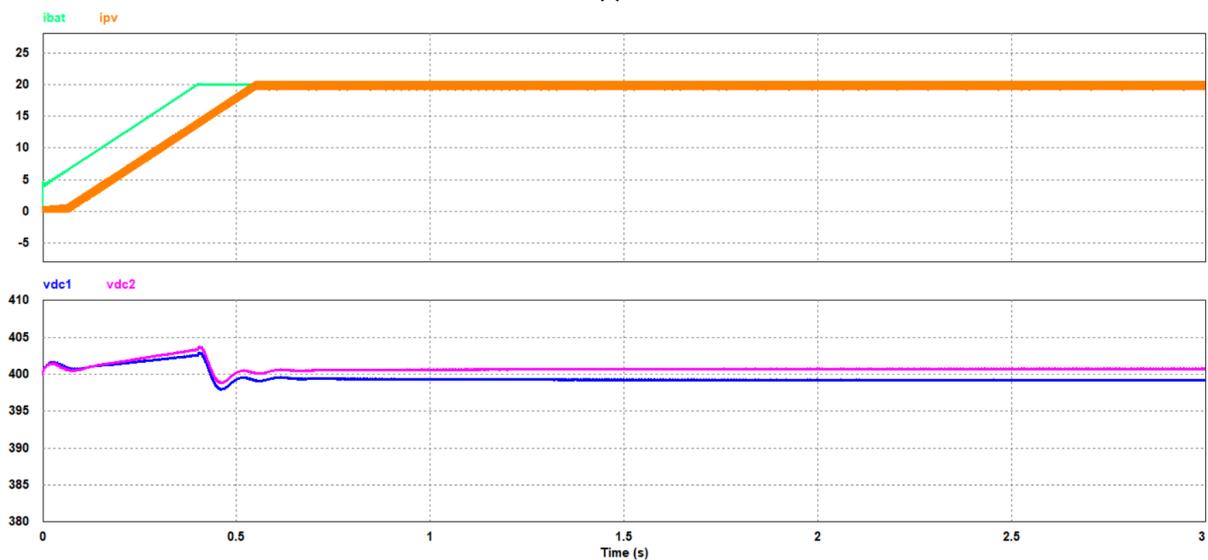
#### 4.3.4 Extração de energia dos painéis fotovoltaicos e carregamento das baterias

O último modo de funcionamento a ser simulado é o modo onde se extrai energia da fonte de energia renovável e simultaneamente se faz o carregamento das baterias. O principal objetivo deste modo de funcionamento passa pelo carregamento das baterias diretamente com a energia que se consegue produzir nos painéis solares fotovoltaicos, sem necessidade de energia vinda da rede elétrica. No entanto, caso isto não seja possível, o conversor CA-CC deve conseguir extrair da rede a restante corrente necessária para a complementação da corrente dos painéis solares fotovoltaicos. É ainda desejável que, se possível, seja ainda injetada alguma energia na rede no caso de esta ser demasiada para ser armazenada na sua totalidade.

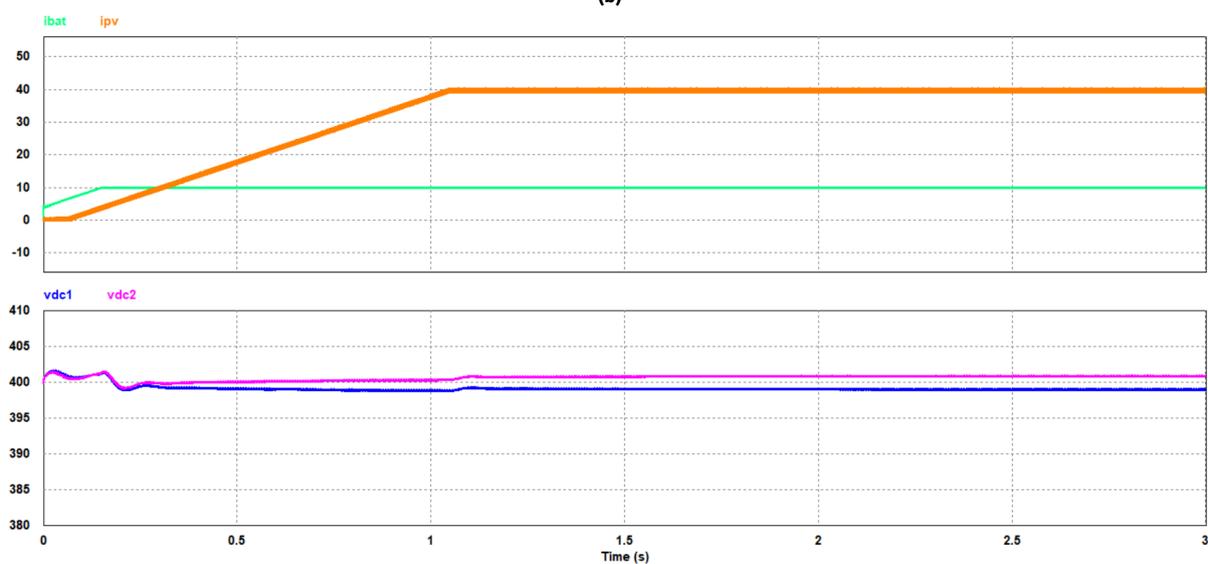
Este modo de funcionamento, não é nada mais que a combinação de dois dos modos já simulados anteriormente. Tendo isto em conta e sabendo que a estratégia de controlo de corrente contínua foi devidamente validada, o primeiro passo será a verificação da influência que a sintetização destas correntes combinadas terá no barramento CC. Na figura 4.24 é possível verificar que a corrente das baterias é a que tem maior impacto na regulação da tensão do barramento CC, uma vez que quanto maior é esta, maior é a perturbação das tensões no barramento CC. Além disto, é possível verificar que, em qualquer um dos 3 casos, há uma alteração destas tensões em regime permanente, afastando-se da tensão de referência. Esta variação corresponde a menos de 1% da tensão de referência em cada divisão do barramento, logo não vai ter influência no funcionamento do sistema.



(a)



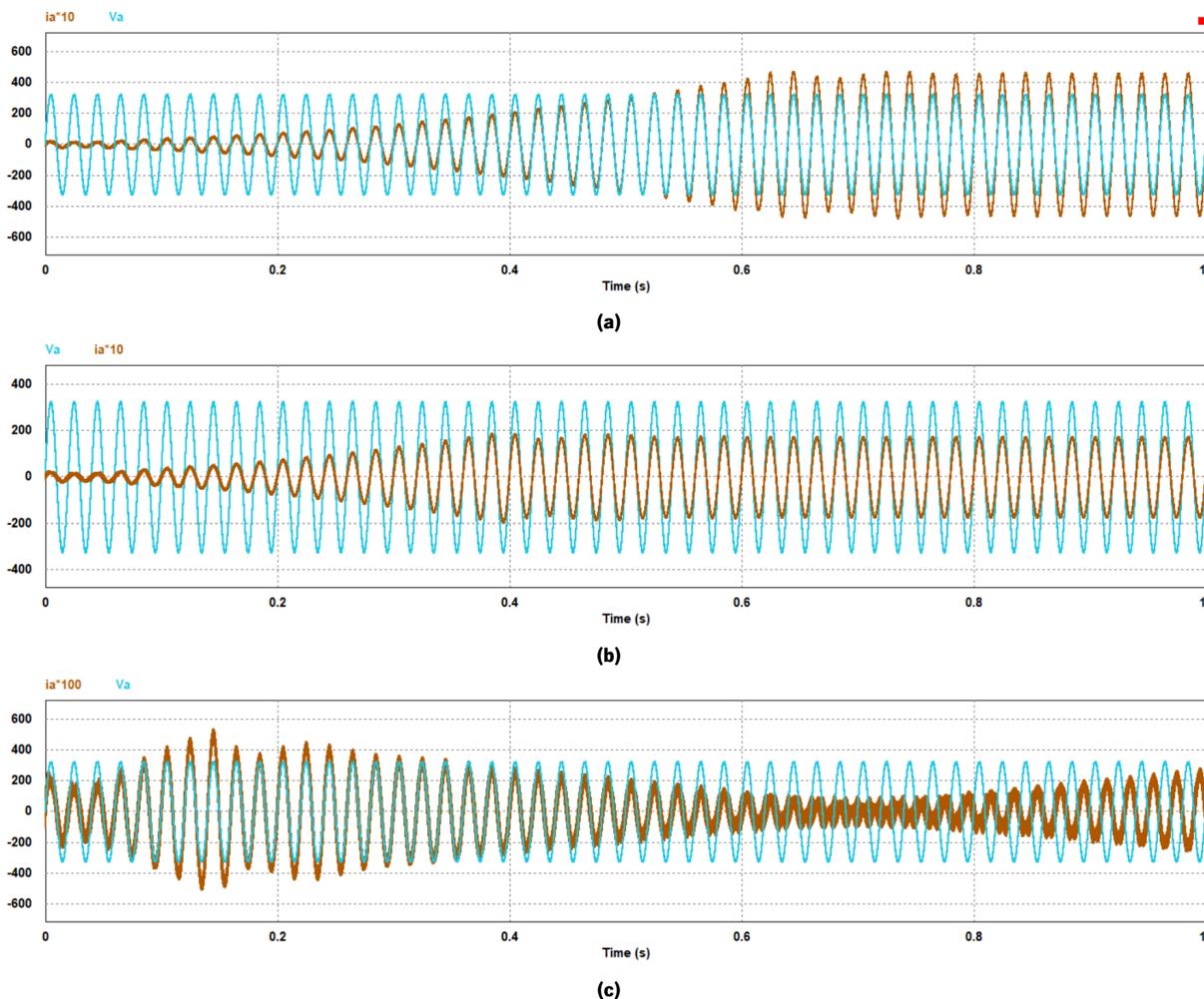
(b)



(c)

**Figure 4.24:** Resultados da simulação da corrente nos painéis fotovoltaicos e nas baterias e tensões no barramento para referências de (a)  $I_{pv} = 10$  A e  $I_{bat} = 30$  A; (b)  $I_{pv} = 20$  A e  $I_{bat} = 20$  A; (c)  $I_{pv} = 40$  A e  $I_{bat} = 10$  A.

De seguida, analisou-se a corrente e a tensão da fase A para os mesmos valores de referência das correntes dos painéis fotovoltaicos e das baterias. Na figura 4.25, é possível verificar que para uma corrente nas baterias superior à dos painéis fotovoltaicos, é necessária extração de corrente da rede elétrica, quer para a regulação do barramento, quer para o carregamento das baterias, tal como é expectável. Quando a referência das correntes para as baterias e os painéis fotovoltaicos são iguais, repete-se o resultado da situação anterior, apesar de serem apresentados valores de corrente menores. Isto acontece por um lado devido à corrente necessária para a regulação da tensão do barramento CC, mas também porque, para a mesma corrente, as potências do lado das baterias e do lado dos painéis são diferentes. Por último, seria de esperar que, logo que a corrente dos painéis fosse superior à corrente das baterias, se iniciasse a injeção de corrente na rede elétrica. No entanto, isto não se verifica devido aos mesmos motivos referidos anteriormente.



**Figure 4.25:** Resultados da simulação da corrente e tensão na fase A para valores de referência (a)  $I_{pv}=10$  A e  $I_{bat}=30$  A; (b)  $I_{pv}=20$  A e  $I_{bat}=20$  A; (c)  $I_{pv}=40$  A e  $I_{bat}=10$  A.

## 4.4 Conclusão

Inicialmente, neste capítulo, foi apresentado o modelo de simulação tanto do andar de potência, constituído pelo conversor CA-CC, interface com a rede elétrica e pré-carga, como também do andar de controlo, constituído por um bloco de processamento e uma técnica de modulação SPWM, que em conjunto geram os sinais de comando dos semicondutores utilizados. Para efeitos de simulação foram substituídos os painéis e as baterias por fontes de tensão nos modos de funcionamento em que é extraída energia destes para ser injetada na rede. Já no modo de carregamento das baterias estas foram substituídas por uma resistência.

Com este modelo foram simulados todos os modos de funcionamento, começando com o sincronismo com a rede. Este foi testado com tensões à frequência nominal e com variações até 1%. Depois, testou-se o carregamento e a regulação do barramento CC, que começa pela pré-carga, carregando cada divisão do barramento até à tensão de pico da rede e de seguida, utilizando um controlo PI, eleva-se a tensão até aos 400 V em cada uma das divisões mantendo-a em regime permanente.

Por fim, integrou-se este conversor com o conversor CC-CC encarregue da interface com os painéis fotovoltaicos e com as baterias. Com isto simulou-se todos os modos de funcionamento do sistema completo como o carregamento das baterias, extração de energia das baterias, extração de energia dos painéis fotovoltaicos e extração de energia dos painéis em simultâneo com o carregamento das baterias. O próximo passo será a construção do sistema. Em todos os modos de funcionamento foi possível verificar que as correntes a ser extraídas ou injetadas na rede elétrica são completamente sinusoidais, garantindo que não se acrescentam problemas de qualidade de energia elétrica na rede. Além disto não há produção nem consumo de potência reativa, uma vez que nos casos em que é extraída energia da rede a corrente e a tensão estão em fase. Por outro lado, quando é injetada energia na rede a corrente e a tensão estão em oposição de fase. Com isto evita-se o consumo de energia que não tem qualquer utilidade para o funcionamento deste sistema.

# 5. Construção do Conversor CA-CC

## 5.1 Introdução

Neste capítulo aborda-se o desenvolvimento físico do sistema de controlo e do sistema de potência utilizados na realização do protótipo para esta dissertação. Na parte do sistema de potência são explanados todos os elementos constituintes para a montagem do inversor trifásico, assim como todos os necessários para o seu bom funcionamento e a sua montagem. Na parte do sistema de controlo, aborda-se o microcontrolador escolhido para o controlo do protótipo, assim como todas as placas utilizadas que já tinham sido previamente projetadas por membros do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE).

## 5.2 Sistema de Controlo

O sistema de controlo é absolutamente fundamental para o protótipo funcionar tal como o previsto e requerido. Este pode ser dividido em *hardware*, onde se descrevem todos os sensores de tensão e corrente, placas de condicionamento de sinal e deteção de erros, placas de comando, placas de *drive*, o DSP, entre outros. Por outro lado, há ainda o *software* que incorpora todas as estratégias de controlo e processamento de dados recolhidos, necessários para o funcionamento do protótipo, e ainda os algoritmos para comunicação com o computador de onde o protótipo pode ser atuado e monitorizado.

### 5.2.1 DSP TMS320F28335

Para controlador do protótipo e parte central deste sistema de controlo optou-se por usar o DSP TMS320F28335, implementado na placa de desenvolvimento TMDSCNCD28335 da Texas Instruments [39]. Este DSP possui vários recursos úteis para a implementação do sistema de controlo:

- CPU de 32-bits;
- Frequência de relógio máxima até 150 MHz;
- Memória *flash on-chip* de 16-bits;
- Unidade de Vírgula Flutuante (FPU);

- 1 módulo de *Serial Peripheral Interface* (SPI);
- 3 *Timers* de 32-bits;
- 18 saídas de *Pulse-Width Modulation* (PWM);
- 16 canais de *Analog-to-Digital Converter* (ADC) de 12-bits;
- *Debug* em tempo real.

Para além da rápida execução e grande resolução de operações matemáticas com números decimais, esta placa possui características como a versatilidade de configurações PWM complementares com *deadtime* entre comutações, assim como a possibilidade de definir o ângulo de desfasamento entre as portadoras triangulares. Estas características tornam este DSP apropriado para soluções de eletrônica de potência.

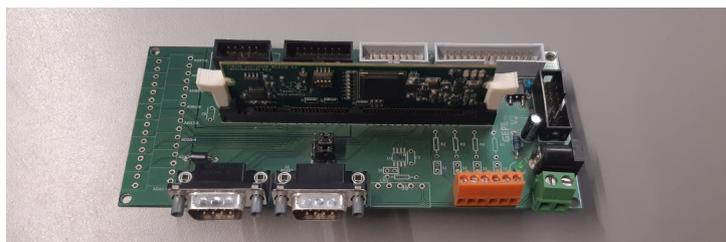


**Figure 5.1:** DSP TMS320F28335.

Nesta placa foram implementados todos os algoritmos utilizados pelas estratégias de controlo, utilizando o *Code Composer Studio*. Através deste IDE é possível programar em linguagem C, correr o código de controlo em modo *debug* e alterar as variáveis em tempo real, entre outros.

## 5.2.2 Placa de Adaptação do DSP

Esta placa foi projetada para ser mais fácil utilizar todos os periféricos e funções associados ao DSP e faz a ligação a esta por um *socket* do tipo DIM de 100 pinos. Esta placa pode ser alimentada de duas maneiras, com uma ficha *header* ou um conector *pitch* de 2 pinos, sempre com 5 V e GND. Nesta placa existem também 2 canais GPIO disponíveis. Estes pinos podem ser utilizados para qualquer propósito do utilizador, mas no caso desta dissertação foram designados para acionamento dos relés.



**Figure 5.2:** Placa de adaptação da DSP utilizada na construção do protótipo.

Os canais de ADC têm uma resolução de 12 bits cada um, no entanto, estes não interpretam sinais negativos. Como forma de resolver este problema, utilizou-se uma placa de condicionamento de sinal que se conectou à placa de adaptação, por um *flat cable* de 26 pinos (uma vez que esta já estava preparada para utilização de ADCs externos), permitindo assim a leitura dos sinais provenientes dos sensores. Esta placa tem ainda duas fichas *header* para envio dos sinais de PWM, com saídas entre GND e 3,3 V, e duas fichas DB9 que foram utilizadas para comunicação série RS232 com o computador e para ligação através de SPI à placa de DAC, para serem analisadas variáveis da placa importantes no funcionamento do sistema.

### 5.2.3 Sensor de tensão

As estratégias de controlo necessitam de algumas tensões para funcionarem segundo o planeado, como a tensão do barramento, a tensão da rede e a tensão dos painéis e baterias. Como estas tensões são valores demasiado altos para a leitura do ADC foi necessário utilizar sensores para transformar estas tensões para valores que pudessem ser utilizados pelo DSP.

Para este efeito escolheram-se sensores de efeito de Hall CYHVS5-25A fabricados pela Chen-Yang Sensors [40]. Estes sensores são versáteis uma vez que permitem ler tanto tensões CA como CC e podem medir tensões até 2 kV com uma razão de transformação de 5000:1000, garantindo isolamento galvânico até 2,5 kV.



**Figure 5.3:** Sensor de tensão CYHVS5-25A.

O funcionamento deste sensor é simples. A tensão que se pretende medir liga-se ao lado do primário. Esta é convertida pela resistência  $R_i$  numa corrente que atravessa o primário do sensor. No lado secundário obtém-se a corrente transformada, que ao atravessar a resistência  $R_m$  é convertida numa tensão à saída do sensor. Este sinal é depois passado para a placa de condicionamento de sinal, podendo depois ser lida pelo ADC do DSP.

Pela leitura do *datasheet* do sensor [40] depreende-se que o lado primário tem uma corrente nominal de 10 mA RMS, pelo que, ao escolher a resistência  $R_i$ , é necessário garantir-se que a corrente que a atravessa

não ultrapassa este valor. Para calcular o valor necessário para a resistência  $R_i$  utilizou-se a equação:

$$R_i = \frac{V_{\text{RMS}}}{I_p} \quad (5.1)$$

Como estes sensores são utilizados para medir tanto as tensões de barramento como tensões de rede e estas têm valores diferentes, os valores de  $R_i$  serão diferentes para os sensores usados nestas medições. Para diminuir o valor da potência dissipada nesta resistência, dividiu-se esta por duas resistências em série com metade do valor.

Já no lado do secundário dos sensores a corrente é 25 mA RMS e segundo o fabricante a resistência do secundário deve ter valores compreendidos entre 110  $\Omega$  e 350  $\Omega$ . Sabendo isto e tendo em conta que a placa de condicionamento de sinal suporta tensões até 5 V, calculou-se a resistência  $R_m$  utilizando a equação:

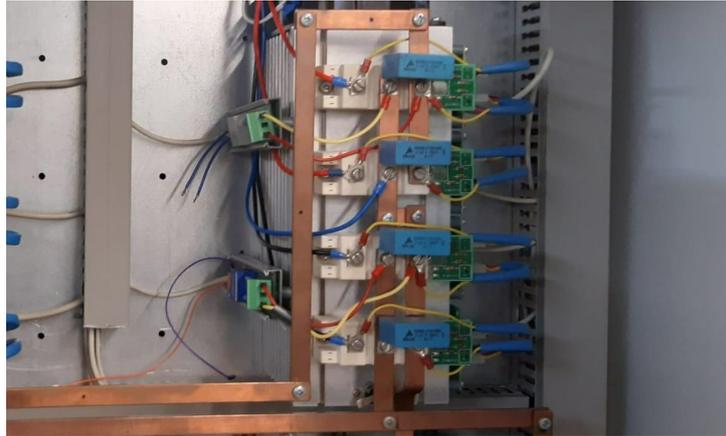
$$R_m = \frac{V_{\text{RMS}}}{I_s} \quad (5.2)$$

Para diminuir possíveis ruídos causados pelas alimentações entre +15 V e -15 V dos sensores, a placa onde estes vêm incorporados têm ainda condensadores de desacoplamento, que cumprem esta função de filtrar esses ruídos, garantindo assim um valor medido mais fiável aumentando o desempenho da estratégia de controlo.

Após se calibrar os sensores estes foram posicionados conforme o que iriam medir. Os sensores utilizados para medir os sensores foram colocados nos dissipadores enquanto os sensores utilizados para medir as tensões na rede foram colocados numa placa na base da platine junto aos disjuntores e contactores permitindo assim uma ligação próxima dos sinais que se pretende medir para assim haver menos perdas e interferências devido a cabos mais compridos que o necessário.



**Figure 5.4:** Montagem dos sensores de tensão junto às entradas do sistema



**Figure 5.5:** Montagem dos sensores de tensão junto ao barramento CC.

### 5.2.4 Sensor de Corrente

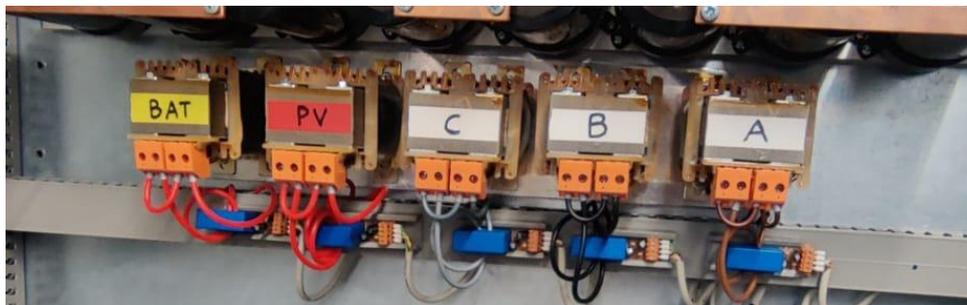
Da mesma forma que os sensores de tensão, os sensores de corrente são uma parte fundamental do sistema de controlo, dando ao inversor capacidade de controlar a corrente que quer injetar ou extrair da rede. Assim, são necessários sensores de corrente para medir a corrente do lado da rede elétrica, a corrente dos painéis fotovoltaicos e a corrente das baterias.

Optou-se pelo sensor LA-55P da LEM [41]. Estes sensores também funcionam com o efeito de Hall, fazendo com que seja possível medir correntes contínuas e alternadas numa razão de 1:2000. Este sensor funciona com correntes nominais de 50 A RMS no lado primário e 25 mA RMS no lado secundário, onde se deve acrescentar uma resistência entre os 0  $\Omega$  e os 110  $\Omega$ , segundo o fabricante e de modo que a tensão de saída não ultrapasse o valor. Ao contrário dos sensores de tensão, e para evitar interferências, esta resistência deve ser colocada na placa de condicionamento de sinal ao invés de na placa do sensor. De modo a aumentar a sensibilidade do sensor para baixas correntes, pode-se aumentar o número de voltas dentro da abertura do sensor dadas pelo fio condutor da corrente que pretendemos medir. Assim, o sensor vai medir a corrente real multiplicada pelo número de passagens do fio pela abertura do sensor, podendo este valor ser corrigido posteriormente pelo *software* implementado no DSP.



**Figure 5.6:** Sensor de corrente LA-55P.

Tal como nos sensores de tensão, o isolamento galvânico é importante, uma vez que a corrente pode facilmente chegar a valores elevados, como dezenas de amperes. Com isto evita-se a destruição do sensor e consequentemente garante-se a segurança do sistema. O isolamento galvânico deste sensor é garantido até 2,5 kV durante um minuto para frequências de 50 Hz e 4,5 kV se for medido um impulso com duração compreendida entre os 1,2  $\mu$ s e os 50  $\mu$ s.



**Figure 5.7:** Montagem dos sensores de corrente junto às bobinas de acoplamento.

### 5.2.5 Placa de condicionamento de sinal e de proteção

Como foi visto anteriormente, os sensores não estão na mesma gama de medida do ADC interno do DSP. Tendo isto em conta, é fundamental um condicionamento de sinal que faça a transposição dos valores medidos para valores que o ADC da placa de controlo consiga processá-los e assim transformá-los num valor digital que depois possa ser usado pelo algoritmo de controlo. Além disso, e tendo em conta que todos os sistemas são falíveis, é necessário implementar uma proteção por *hardware* que vá funcionar simultaneamente e em paralelo com as proteções definidas por *software*, enviando um sinal para a placa de comando, desabilitando instantaneamente as comutações dos IGBT. Este mecanismo deve diminuir os riscos em caso de falha de funcionamento do protótipo, tanto em caso de sobretensões como de sobrecorrentes. A placa de condicionamento de sinal e proteção deve conseguir cumprir tanto o objetivo de proteção como o de condicionamento de sinal, tal como o nome indica.

Tendo em conta estas especificações, utilizou-se uma placa anteriormente desenvolvida no GEPE, cujo funcionamento se resume na receção dos sinais enviados pelos sensores e na sua transformação para níveis adequados para o ADC interno do DSP, entre os 3,3 V e GND. Uma vez que apenas serão ligados 14 sinais a esta placa – 8 relativos às tensões e correntes do lado da rede elétrica, 2 relativos às tensões do barramento CC e 4 relativos às tensões e correntes das baterias e painéis fotovoltaicos – os seus 16 canais serão mais do que suficientes para o protótipo, podendo ainda deixar reservas para futuras aplicações. Estes 16 canais presentes na placa significam 16 repetições dos circuitos abaixo explicados.

A figura abaixo apresenta o esquema elétrico de um dos canais da placa que recebe o sinal de um dos sensores. Sendo que os sensores são transdutores de corrente, pelo que foi dito anteriormente, as resistências de saída  $R_m$  foram passadas para este circuito sendo representadas pelas resistências  $R_1$  e  $R_2$ , e uma vez que o ADC do DSP não interpreta sinais negativos está implementado na placa um circuito

somador que adiciona um *offset* ao sinal corrigindo, assim, a sua parte negativa. Utilizando um AMPOP LM318, está implementado um circuito amplificador não-inversor de ganho 2, que aumenta a amplitude do sinal.

Sabendo que o ADC apenas permite sinais entre 3,3 V e GND, aplica-se um divisor de tensão puramente resistivo, pelas resistências  $R_7$  e  $R_8$  para transpor os valores para este intervalo. Por último, o sinal passa também por um seguidor de tensão cujo propósito teórico é a obtenção de uma resistência de entrada infinita e uma resistência de saída nula. As equações abaixo traduzem a relação do sinal de saída do amplificador somador não inversor com o sinal de entrada proveniente do sensor e a relação do sinal de entrada do ADC com o de saída do amplificador.

$$v_{\text{saida}} = \left(1 + \frac{R_6}{R_2}\right) \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} v_{\text{entrada}} + \frac{R_3}{R_3 + R_4} v_{\text{offset}}\right) \quad (5.3)$$

$$v_{\text{ADC}} = \frac{R_8}{R_7} v_{\text{saida}} \quad (5.4)$$

O valor das resistências  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $R_6$  e  $R_7$  é de 10 k $\Omega$  e o valor da resistência  $R_8$  é de 15 k $\Omega$ . A série das resistências  $R_1$  e  $R_2$  varia dependendo se se trata de um sensor de tensão ou um sensor de corrente.

Quanto ao circuito de proteção, também chamado circuito de detenção de erros, foram usados AMPOPs LM324 como comparadores, comparando os valores medidos com os limites pré-definidos. A atuação do sinal da placa de condicionamento de sinal e proteção na placa de comando é feito através de um optoacoplador, funcionando assim as duas placas com isolamento entre si. No circuito as resistências  $R_9$  e  $R_{11}$  tem o valor de 10 k $\Omega$  e as resistências  $R_{10}$  e  $R_{12}$  de 51 k $\Omega$ . Quanto ao sinal de saída para a placa de comando, este tem uma amplitude máxima de 15 V de maneira a ser possível atuar o fotodíodo presente no optoacoplador.

### 5.2.6 Placa de comando

Esta placa foi dimensionada para conseguir receber 6 sinais de PWM do DSP e adaptá-los para serem enviados para os circuitos de *drive* dos IGBT. Estes 6 sinais correspondem exatamente ao número de PWMs necessários para atuar os IGBT do conversor CA-CC uma vez que os seus 3 braços são constituídos por 2 IGBT cada um.

A placa de comando é alimentada a 15 V, no entanto, integra um circuito regulador de tensão que permite adaptar os níveis de tensão dos sinais de PWM enviados pelo DSP para os níveis adequados para a atuação das placas de *drive*. Isto é, os sinais são transformados de amplitude de 3,3 V para sinais de amplitude

de 15 V e depois enviados para as placas com os circuitos de *drive*, através de fichas DB9. Cada ficha envia dois sinais de PWM complementares.

Como foi dito anteriormente, esta placa também recebe o sinal de erro proveniente da placa de condicionamento de sinal e proteção. Este sinal é incluído num circuito de *enable* ao PWM, composto por portas lógicas AND. Adicionalmente, este circuito funciona também como um circuito de memorização, através do circuito integrado LM555, para que após um erro, o sistema só possa ser reativado após uma intervenção do utilizador.

### 5.2.7 Placa de DAC

A placa de DAC, que utiliza o TLV5610 fabricado pela Texas Instruments, permite que se analise no osciloscópio a evolução de 8 variáveis do sistema, depois da sua passagem pelos seus 8 canais analógicos de resolução 12 bits. Estes canais recebem os sinais digitais do DSP, através de uma ficha DB9 pelo protocolo de comunicação série SPI, e transformam-nas em sinais analógicos limitados entre 5 V e -5 V. O valor digital é transformado num valor analógico numa razão de 0,4 V por Volt na saída. Isto significa que, se a saída for de 1 V, teremos um valor de 400 na variável do *software*. O sinal transformado por cada canal pode depois ser obtido recorrendo a uma ficha BNC fêmea, facilitando, assim, a sua visualização recorrendo a um osciloscópio.



**Figure 5.8:** Placa de DAC utilizada na implementação prática do sistema.

### 5.2.8 Placa de Relés

A interface do protótipo com a rede elétrica é feita através de disjuntores e contactores. Tendo em conta que, ao contrário dos disjuntores, cuja atuação é manual, os contactores são atracados e desatracados quando é aplicada uma tensão aos terminais da sua bobina interna.

Sabendo isto, foi necessário implementar uma placa de relés para que o sistema de controlo conseguisse comandar os contactores. O sistema de controlo envia um sinal de comando para um transistor BC556B, que, por sua vez, atua sobre um relé que faz a corrente percorrer a bobina interna do contactor, atracando os seus contactos.

Esta placa, já existente no GEPE, contém dois circuitos idênticos separados, ambos utilizados para este projeto. Um deles para acionamento do contactor de interface com a rede elétrica e o outro para o acionamento do contactor que foi usado para fazer o *bypass* às resistências de pré-carga presentes no protótipo. Utilizaram-se relés de 12 V DC da marca Finder, que contém uma saída normalmente fechada e uma normalmente aberta. O circuito contém ainda um *LED*, para ser mais fácil perceber visualmente se o relé está atracado ou não, e ainda um diodo de *free-wheeling*, que tem como função a criação de um caminho para a corrente da bobina se extinguir, após ser desatracado o relé.



**Figure 5.9:** Placa de relés para atuação dos contactores.

### 5.2.9 Circuito de drive e Placa de proteção dos IGBT

É necessário que os andares de potência e o de controlo estejam conectados. Sabendo que o andar de controlo funciona com tensões e correntes que se tornam quase insignificantes quando comparados com o andar de potência, é necessário garantir isolamento entre estes de modo que o bom funcionamento não seja afetado e evitar curto-circuitos. Esta interligação com o devido isolamento consegue-se através dos circuitos de *drive*.



**Figure 5.10:** Circuito de *drive* dos IGBT.

Para esta dissertação, foram usados IGBT como semicondutores de potência. Estes dispositivos são controlados por tensões nominais na *gate* e também possuem uma capacitância que pode levar a picos de corrente nas comutações que o sistema de controlo não consegue fornecer. Adicionalmente, como o conversor é construído a partir de conjuntos de 2 semicondutores, o ponto médio entre eles (que

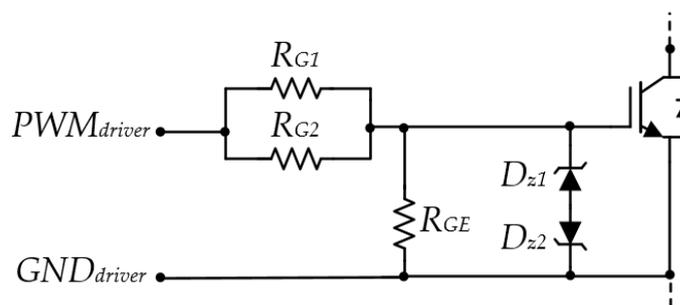
corresponde ao emissor do semicondutor de cima) é um ponto flutuante. Isto faz com que este ponto possa variar entre a tensão de uma das fases da rede ou a tensão do barramento CC, dependendo do estado de funcionamento do inversor. Posto isto, os sinais de PWM para os IGBT têm potenciais de referência diferentes, o que, sem o isolamento necessário, poderia levar a curto-circuitos impedindo o bom funcionamento do protótipo.

Assim, utilizou-se uma placa com *drive* SKHI 22 A (R) da Semikron [42]. Este *drive* está já dimensionado de modo a ser usado com os módulos de IGBT usados, também da Semikron, que contêm dois semicondutores por cada módulo. Consegue garantir isolamento até 1,5 kV e de gerar *deadtimes* nos sinais de PWM, se adicionadas resistências.



**Figure 5.11:** Circuitos de *drive* dos IGBT montados no dissipador.

Associada a esta placa de *drive*, cada IGBT tem um circuito associado para a proteção da *gate*. Estes circuitos vêm incorporados dois a dois numa placa que faz a interface entre a placa de *drive* e o módulo de semicondutores.



**Figure 5.12:** Esquema elétrico da placa de proteção dos IGBT.

Apesar dos *drives* já terem como função o isolamento entre o andar de potência e o andar de controlo e entre canais de PWM do mesmo braço, esta placa funciona como uma fronteira entre os IGBT e os *drives*, para o caso de alguma ocorrência não prevista. Esta placa contém uma resistência em paralelo com uma série de díodos de Zener de modo a limitar a tensão dos sinais de PWM que chegam à *gate* do IGBT.

### 5.2.10 Fonte de Alimentação

Durante a construção do sistema de controlo surgiram várias placas com várias tensões de alimentação diferentes devido à construção dos seus circuitos interno. Para responder a isto, optou-se pela utilização de uma fonte comutada que fosse capaz de fornecer todos os níveis de tensão necessários para a alimentação destas placas e que se pudesse ligar aos 230 V de uma das fases da rede elétrica, uma vez que o protótipo tem interface com a rede. Assim, escolheu-se uma fonte TXL 060-0533TI da TRACO Powers [43]. Este modelo conta com três saídas de +15 V, +5 V e -15 V isoladas, com uma potência de 60 W por cada saída isolada e uma frequência de sintetização das correntes de saída de 50 kHz.

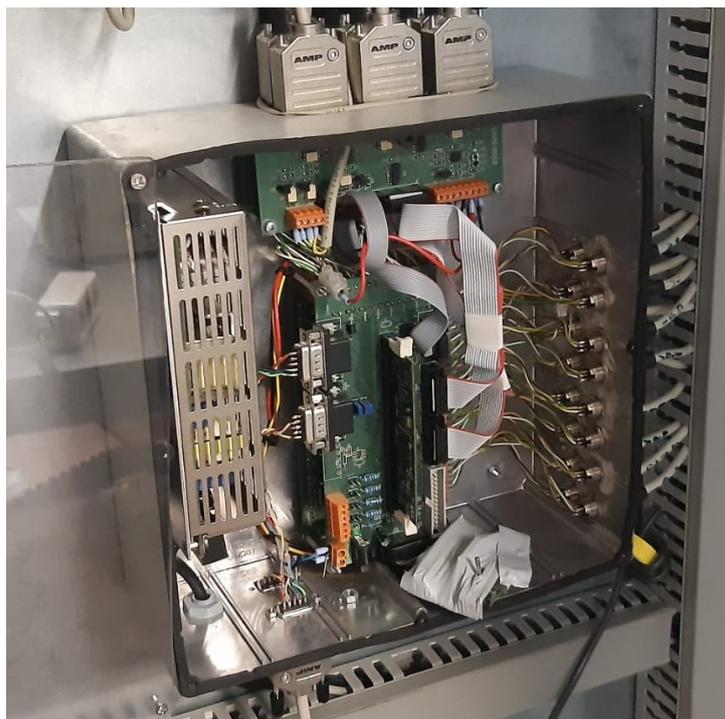
### 5.2.11 Integração do sistema de controlo

Definidos todos os componentes a utilizar para o sistema de controlo, partiu-se para a sua construção dentro de uma caixa, denominada *rack* de controlo. O resultado desta montagem está apresentado na figura 5.13.

Observando a imagem com o resultado é possível verificar que à direita estão as entradas provenientes dos sensores de tensão e corrente. Estas entradas serão ligadas à placa de condicionamento de sinal que se situa no centro da base da *rack*. Como já foi dito anteriormente, esta placa tem como função a transposição dos sinais dos sensores para uma gama de valores admissível à leitura pelo ADC interno da DSP e, caso existam, detetar anomalias nos sinais. Por cima desta, está a placa de adaptação da DSP. Esta recebe os sinais após estes serem devidamente condicionados e contém a DSP.

No topo da *rack* está a placa de comando. Nesta zona da *rack* existe uma abertura para conexão das fichas DB9 que servem para o envio dos sinais PWM para as placas de *driver* de modo a atuar os semicondutores de potência. Este sistema de controlo tem duas placas deste tipo, uma vez que atua tanto os semicondutores do conversor CA-CC como os do conversor CC-CC.

No canto inferior esquerdo, está a fonte de alimentação comutada a partir da qual saem fios para a alimentação de todas as placas. Para alimentação desta fonte foi desenhada uma abertura na caixa para ser possível fazer a sua ligação à rede elétrica. Além disto existem também mais duas saídas com fichas DB9. Uma delas serve para que seja possível ao utilizador controlar o sistema através de um computador. E a outra para ligação à placa de DAC de modo que seja possível analisar algumas variáveis do sistema através do osciloscópio. É ainda possível observar no canto inferior direito da *rack* o programador ligado à DSP que serve para enviar para a DSP o código C feito no computador.



**Figure 5.13:** Rack de controlo do protótipo.

## 5.3 Sistema de potência

Neste item abordam-se todos os elementos constituintes do sistema de potência do protótipo desenvolvido, assim como uma abordagem geral de todos estes elementos na construção final do protótipo. O foco principal desta dissertação é o conversor CA-CC, mas uma vez que este está implementado num protótipo com outros conversores, também serão mencionados alguns elementos partilhados com estes. Assim, são discutidos o conversor CA-CC mas também todos os elementos constituintes, como os semicondutores e os elementos passivos, e ainda os dispositivos de interface com a rede elétrica e proteção.

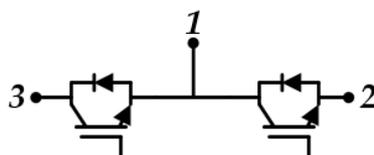
### 5.3.1 Semicondutores de potência

Os semicondutores de potência são uma parte fundamental do conversor CA-CC. Assim, a escolha dos semicondutores utilizados tem que ser bem planeada e ter conta os requisitos do projeto onde o conversor vai ser implementado. Estes requisitos podem ser variados: o fluxo das potências, os limites das correntes a fluir no sistema, a frequência de amostragem e de sintetização das correntes, as tensões no barramento CC e na rede elétrica, entre outros. Com estes dados, optou-se por usar os módulos de semicondutores SKM100GB12T4 da Semikron [44].

Estes módulos contêm dentro de si IGBT de 4ª geração da Infineon e suportam tensões até 1200 V e correntes até 100 A nominais. Possuem ainda uma indutância interna de 30 nH e ainda um diodo de *free-wheeling* por cada IGBT. Tal como todos os IGBT, estes também possuem uma capacitância parasita,

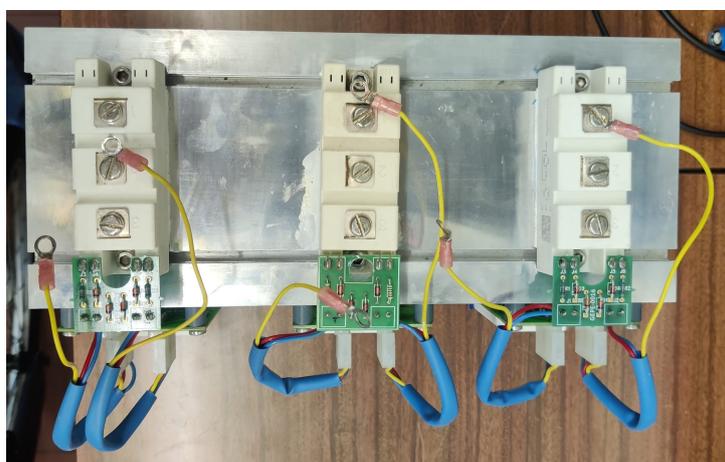
que se altera em função da tensão entre a *gate* e o emissor, responsável pelo consumo de alguns picos de corrente quando há a comutação. São também capazes de comutar a uma frequência máxima de 20 kHz, que mesmo sendo na ordem de grandeza dos kHz, é menor que alguns dos semicondutores do mercado, sendo por isso denominados IGBT lentos.

Apesar desta classificação de lentos, estes IGBT conseguem cumprir os requisitos do projeto, como suportar tensões bastante superiores aos 800 V do barramento CC, entre outros. Outro dos pontos positivos deste módulo de semicondutores é o facto do seu esquema elétrico corresponder exatamente a um braço do conversor. Assim sendo, são precisos apenas 3 módulos para a construção do conversor CA-CC, simplificando-a em termos de trabalho e de espaço a utilizar, podendo os 3 ser montados diretamente em cima do dissipador.



**Figure 5.14:** Esquema elétrico dos módulos de semicondutores.

Os IGBT são os responsáveis pela sintetização das correntes através das comutações entre o estado de saturação, onde funciona como um circuito fechado, permitindo a passagem da corrente quase como um fio, e a zona de corte, onde funciona como um circuito aberto em que não há passagem de corrente. Estes são os únicos estados dos IGBT que interessam para esta aplicação, uma vez que há ainda um terceiro estado denominado zona de triodo em que o IGBT conduz, mas como uma resistência, com um aumento das perdas por dissipação, diminuindo o desempenho do conversor. Além disto, estas perdas também provocam o aumento da temperatura no protótipo.



**Figure 5.15:** Montagem dos semicondutores de potência no dissipador.

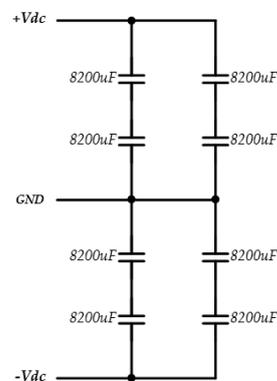
### 5.3.2 Condensadores do barramento CC

Para sintetizar as correntes a injetar na rede elétrica, o conversor CA-CC precisa de um barramento CC estável e capaz de armazenar uma quantidade de energia significativa. Adicionalmente, o *ripple* do lado de corrente contínua não pode ser demasiado elevado para não afetar o funcionamento dos outros conversores, uma vez que o conversor CA-CC é bidirecional e não funciona de forma completamente independente. Para responder a estas necessidades implementou-se um barramento CC com 8 condensadores e um controlo PI implementado por *software* para controlar a tensão em regime permanente nestes.



**Figure 5.16:** Condensadores B43456 A4828 M.

Os condensadores utilizados para o barramento CC foram os B43456 A4828 M da EPCOS [45]. Estes são condensadores eletrolíticos de capacidade  $8200 \mu\text{F}$  e aguentam tensões até  $350 \text{ V}$ . Uma vez que o barramento de  $800 \text{ V}$  está dividido em duas partes iguais, de  $400 \text{ V}$  cada uma, são necessários 2 condensadores por cada nível de tensão, perfazendo uma tensão máxima aplicável de  $700 \text{ V}$  por cada nível e  $1400 \text{ V}$  no total do barramento CC, garantido assim uma margem de segurança mais do que aceitável. Apesar disto, uma vez que a associação em série de condensadores faz com que a capacidade seja diminuída, adicionou-se outro braço de condensadores igual em paralelo, de modo a esta voltar ao valor inicial dos condensadores individuais. Assim se chegou ao barramento CC constituído por 8 condensadores, disposto como mostra o esquema da figura seguinte.



**Figure 5.17:** Esquema elétrico do barramento CC montado.

Uma vez que estes condensadores têm parafusos para efetuar as ligações, foram utilizadas barras de cobre para fazer as ligações do barramento CC. Estas barras de cobre também foram aproveitadas para a ligação aos módulos de IGBT uma vez que estes também partilham o barramento CC e, tal como os condensadores, possuem parafusos para estas ligações.



**Figure 5.18:** Barramento CC.

### 5.3.3 Bobinas de acoplamento

A bobina de acoplamento funciona como a interface entre o conversor CA-CC e a rede elétrica. Esta bobina é um elemento crucial para a sintetização das correntes a de saída do conversor. Devido à sua oposição a variações bruscas de corrente, a bobina permite a sintetização de uma corrente sinusoidal nas fases da rede. O *ripple* da corrente sintetizada está diretamente relacionado com a frequência de comutação e com o valor de indutância, segundo a equação seguinte.

$$v_L = L \frac{di_t}{dt} \quad (5.5)$$

Para a construção deste sistema, optou-se pela utilização de bobinas com o núcleo partilhado por dois enrolamentos. O facto de as bobinas terem o núcleo partilhado contribui para a redução do ruído comum emitido. Utilizaram-se, relativamente ao conversor CA-CC, 3 bobinas, uma para cada fase.



**Figure 5.19:** Bobinas de acoplamento à rede elétrica.

### 5.3.4 Resistências de pré-carga

Quando o protótipo é conectado à rede, os condensadores que compõem o barramento CC estarão, teoricamente, descarregados. Por isso é necessário fazer um carregamento gradual do barramento CC através das resistências de pré-carga. Estas servem para diminuir os picos de corrente consumidas pelos condensadores durante o processo de carregamento, impedindo assim a ativação dos sistemas de proteção devido às sobrecorrentes. Quando o valor da tensão do barramento atingir um valor pré-definido no algoritmo de controlo é ativado um contactor cuja função é fazer o *bypass* destas resistências de pré-carga, ligando o conversor diretamente aos dispositivos de interface com a rede elétrica. Foram utilizadas resistências de  $100\ \Omega$  com potência de 50 W.

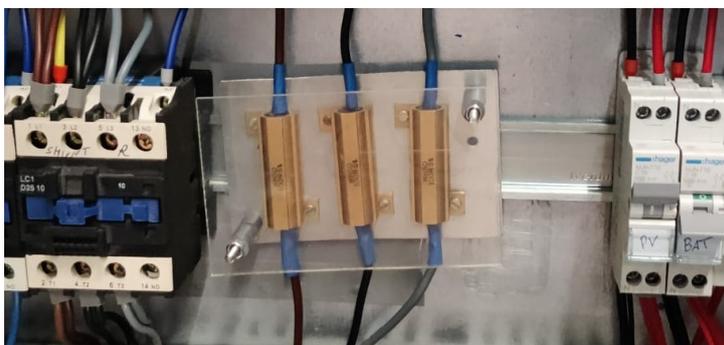


Figure 5.20: Resistências de pré-carga.

### 5.3.5 Interface com a rede elétrica e proteções

A interface com a rede elétrica é feita por 1 disjuntor trifásico tetrapolar e 2 contactores trifásicos. Estes também estão encarregues pela proteção por *hardware* e *software*. Na montagem real existem também mais componentes, como distribuidores, as fichas de alimentação da *rack* de controlo e das ventoinhas para dissipação do calor, entre outros.

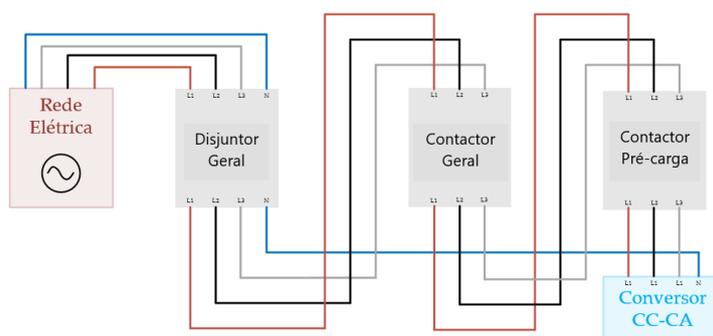
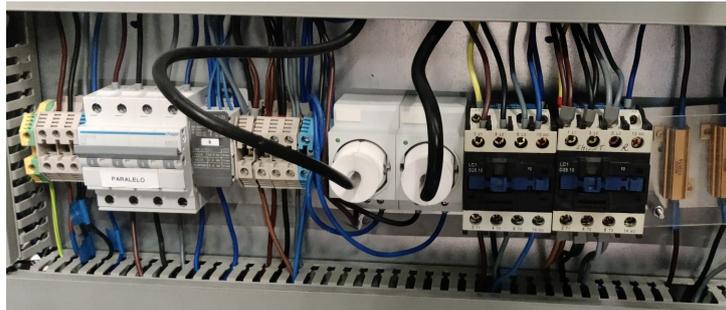


Figure 5.21: Esquema para planeamento da ligação dos dispositivos de interface com a rede elétrica.

O disjuntor é desatracado automaticamente se a corrente que o atravessa ultrapassar os 16 A nominais, implementando assim a proteção por *hardware*. Só podem ser novamente atracados manualmente por ação do utilizador, fazendo com que não seja ligado o protótipo à rede acidentalmente enquanto o problema não está resolvido. Tal como foi dito anteriormente, os contactores estão encarregues da proteção por *software*. Este é feito sempre que os sensores detetam valores de tensão fora dos limites estipulados, fazendo com que DSP envie um comando de erro que faz com que a placa de comando faça os contactores desatracarem, fazendo, assim, a desconexão do protótipo com a rede.

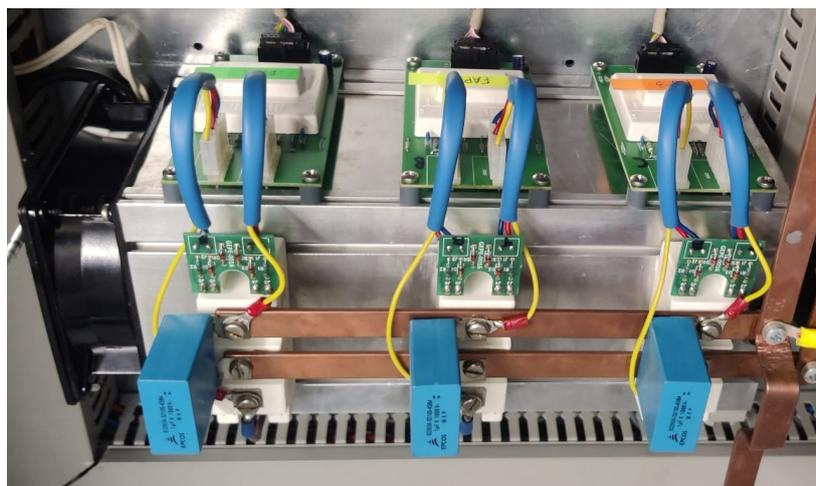


**Figure 5.22:** Dispositivos de interface com a rede elétrica e proteção.

Na montagem estão ainda os disjuntores associados às baterias e aos painéis solares, mas que não são aqui abordados uma vez que não fazem parte do foco desta dissertação.

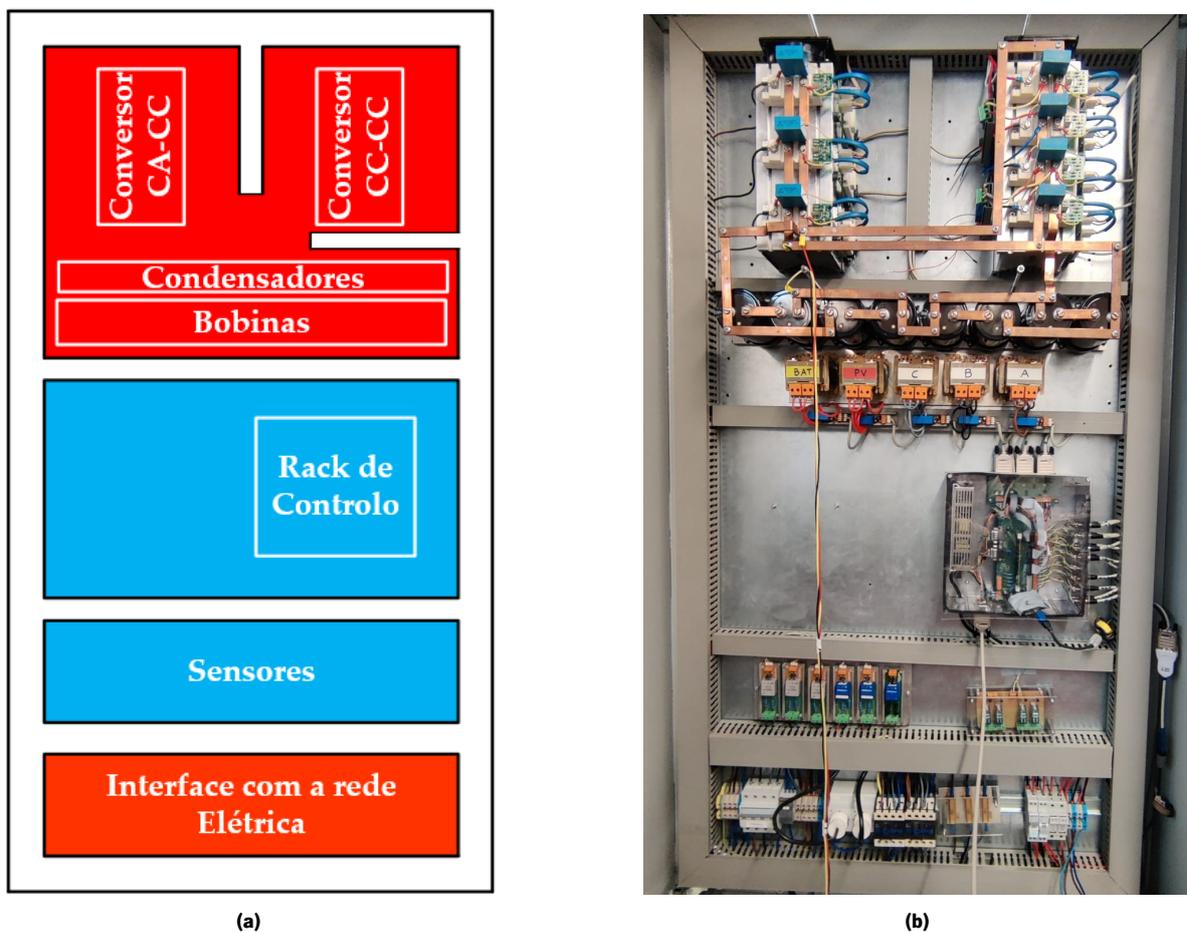
## 5.4 Montagem do conversor e do protótipo

Apresentados todos os componentes para a montagem do protótipo, o próximo passo é a montagem do protótipo. Primeiro, montou-se o conversor CA-CC, tal como mostra a figura 5.23.



**Figure 5.23:** Montagem do conversor CA-CC.

Relativamente à integração de todos os componentes no protótipo é necessário ter em conta algumas variáveis como o espaço disponível, o tamanho dos componentes, a orientação dos cabos de potência e de sinal, entre outros. Devido à energia dissipada pelas comutações dos IGBT, a temperatura do conversor pode aumentar até valores em que danifique alguns componentes ou altere o seu funcionamento. Para contrariar este facto, foi utilizado um dissipador e uma ventoinha na construção do conversor. Uma vez que o dissipador é grande o suficiente, todo o conversor foi construído em volta deste, como é possível ver na figura 5.23. Os módulos dos IGBT da Semikron foram colocados em cima do conversor, utilizando pasta térmica de modo a aumentar o contacto e reduzindo a resistência térmica com o dissipador. Na lateral deste dissipador foram colocados os circuitos de *drive*.



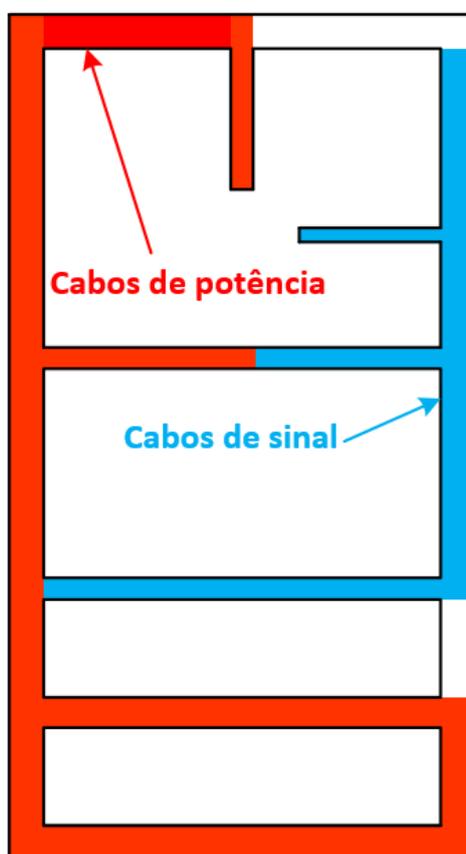
**Figure 5.24:** (a)Esquema para planeamento da montagem do protótipo; (b)Montagem real do protótipo

Aparafusadas no topo dos módulos estão as barras de cobre conectadas ao barramento CC, colocando-os assim em paralelo com barramento. Além disto, estão também aparafusados os condensadores de *snubber*, utilizados para diminuir picos de tensão durante as comutações dos IGBT.

De seguida, foi desenhado o esquema da montagem do protótipo final, que contém todos os componentes necessários ao bom funcionamento do sistema. Seguindo este esquema foi então montado o protótipo

seguindo o esquema. Na figura 5.24 pode-se comparar o esquema do planeamento e o resultado da montagem final. O protótipo foi dividido em duas partes principais: o andar de potência, representado a vermelho, e o andar de controlo, representado a azul. Outro ponto a ter em conta foi o posicionamento das entradas perto da base de modo a ser mais prática a ligação à rede, aos painéis fotovoltaicos e às baterias. Além disto, também é importante que os sensores fiquem o mais próximo possível da grandeza que medem.

Além do planeamento da colocação dos componentes, planearam-se também os caminhos a percorrer pelos cabos dentro do protótipo. Isto foi feito porque se os cabos de potência percorrerem os mesmos caminhos que os cabos de sinal podem provocar interferências que alterem medições ou sinais de comando. Assim, chegou-se ao esquema da figura 5.25, onde a azul estão representados os caminhos dos cabos de sinal e a vermelho dos cabos de potência.



**Figure 5.25:** Planeamento dos caminhos a percorrer pelos cabos dentro do protótipo.

Tanto para a montagem do conversor propriamente dito como para a montagem do protótipo onde este foi integrado, foram aproveitados e reutilizados alguns materiais do GEPE, assim como os dissipadores, calhas para a orientação de cabos, ventoinhas para a dissipação do calor produzido pelas comutações dos IGBT, etc.

## 5.5 Conclusões

Ao longo deste capítulo foram apresentados o sistema de controlo e o sistema de potência em separado e detalhadamente, descrevendo os seus elementos constituintes e as suas funções. Assim, iniciou-se pela apresentação da DSP utilizada para controlo e todas as placas de circuito impresso auxiliares necessárias para o funcionamento ótimo do sistema. Estas PCBs foram: a placa de adaptação da DSP, placa de condicionamento de sinal e proteção, placa de relés, placa de comando, placa de DAC e placas de *drive* e proteção dos IGBT. Além disso, foram apresentados sensores de tensão e corrente utilizados e a fonte de alimentação comutada, utilizada para a alimentação das várias placas que fazem parte da *rack* de controlo.

Foi apresentado também o andar de potência. Começou-se pelos semicondutores utilizados, que foram IGBT de Semikron. Apresentaram-se também as bobinas de acoplamento, função para a qual foram usadas bobinas com núcleo partilhado por dois enrolamentos, que perfazem um total de 5 mH à frequência da rede. Foi ainda apresentado o barramento CC e os condensadores que o constituem, fabricados pela EPCOS, com uma capacidade de 8200  $\mu\text{F}$  que suportam tensões até 350 V. O barramento suporta tensões até 1400 V, no entanto, está controlado para uma tensão total de 800 V.

Por último, apresentou-se a montagem do conversor CA-CC, assim como o planeamento e a construção do protótipo. O próximo passo será a validação prática do sistema.

# 6. Validação Experimental do Protótipo Desenvolvido

## 6.1 Introdução

Este capítulo é referente à validação experimental de todas as funções do conversor, simuladas no capítulo 3. Nestas funções estão incluídas o sincronismo com a rede (PLL), a injeção e extração de energia na rede e o carregamento e regulação do barramento CC.



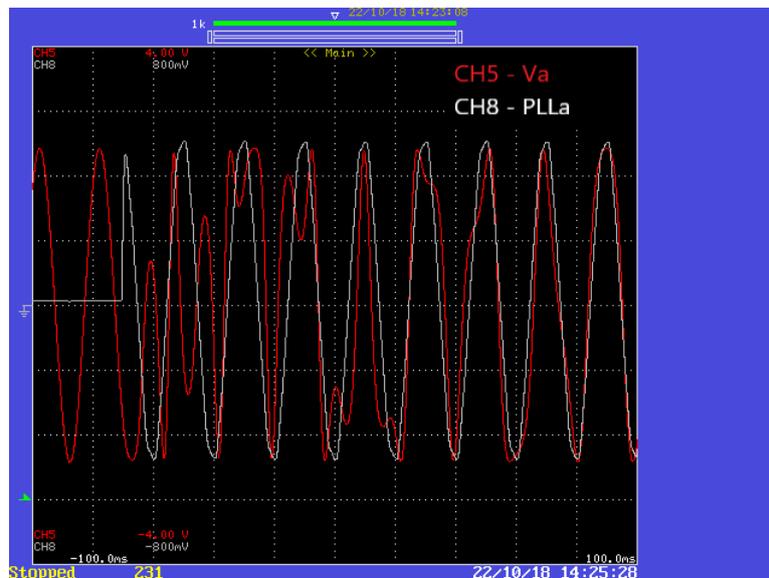
**Figure 6.1:** Bancada de trabalho.

Na figura 6.1 é apresentada a bancada de trabalho com os equipamentos utilizados para os testes experimentais. É possível identificar o armário que contém todo o *hardware* de potência e de controle utilizado

neste protótipo, assim como. o conversor CA-CC, o conversor CC-CC, os sensores de tensão e corrente e o *rack* de controlo, entre outros. Além do armário é também possível observar o osciloscópio digital *Yokogawa DL708E* utilizado para recolher resultados sobre os modos de funcionamento do protótipo e também um multímetro utilizado para algumas medições. Para obtenção de alguns destes resultados foi necessária a utilização do DAC de modo a ver a evolução de algumas variáveis de controlo. Todos os testes descritos abaixo foram executados em sistema trifásico, no entanto, para ligação à rede, recorreu-se a transformadores ligados em estrela tanto do lado primário como do lado secundário, com razão de transformação de 230V/25V de modo a validar os modos de funcionamento do protótipo com maior segurança.

## 6.2 Validação da PLL

A primeira função essencial deste inversor é garantir o sincronismo com a rede elétrica, pois esta função vai ser usada em todos os modos de funcionamento deste protótipo. Devido à boa capacidade de simulação dos blocos de processamento (*C blocks*) do PSIM, o código implementado no modelo de simulação é o mesmo que é utilizado quando se programa a DSP, uma vez que também já está implementado em linguagem C. Como já foi explicado aquando da validação por simulação, a PLL trifásica consiste, de uma forma básica, na geração de três sinais sinusoidais de amplitude unitária em fase com as tensões da rede. Com esse objetivo, para além do código migrado do modelo de simulação foi programado também um temporizador a uma frequência de 40kHz, para a aquisição das medições dos sensores de tensão e corrente, convertidos pelo ADC.



**Figure 6.2:** PLL e tensão da fase A em regime Transitório.

Analisou-se inicialmente a tensão e a saída da PLL da fase A enquanto ocorria a sincronização. Pela figura

6.2 verificou-se um atraso de 4 períodos até à sincronização. Apesar de se notar alguma deformação inicial na onda de saída da PLL, é possível verificar que esta está em fase com a tensão da fase A. Esta distorção não tem nenhum efeito mais grave no funcionamento do protótipo, uma vez que é uma deformação momentânea que desaparece ao fim de pouco mais de cerca de 150 ms e não envolve o desfasamento com a tensão.

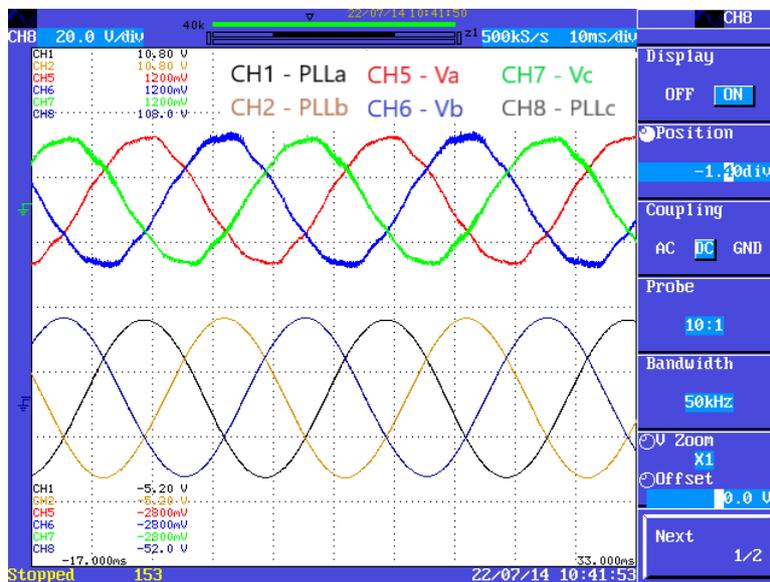


Figure 6.3: PLL trifásica em regime permanente.

Na figura 6.3 estão apresentadas as três tensões de saída do transformador e os respetivos sinais de saída da PLL em regime permanente. Os sinais de saída do mecanismo de sincronização foram medidos através do DAC, assim como as tensões da rede. Quando se analisa o resultado retirado do osciloscópio é possível verificar que as saídas da PLL estão em fase com as tensões da rede.

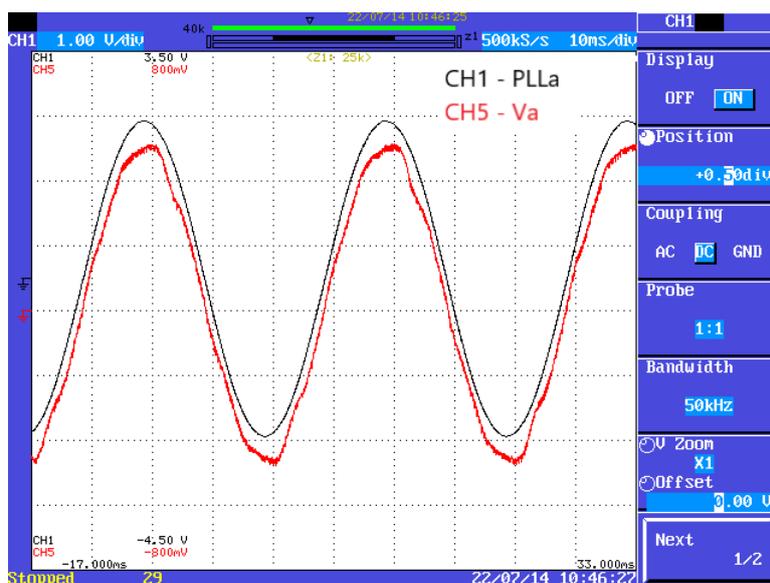


Figure 6.4: PLL da fase A em regime permanente.

De modo a analisar o gráfico mais detalhadamente, e tendo em conta que as 3 fases são iguais apenas com o desfasamento entre si, verificou-se apenas a tensão da fase A e a respetiva saída da PLL. Esta verificação apresenta-se na figura 6.4. É ainda possível verificar alguma distorção e ruído nas tensões da rede, tanto observando as 3 fases como na observação isolada da fase A, no entanto, esta não tem grande relevância para o funcionamento do protótipo devido ao seu baixo valor.

### 6.3 Carregamento e regulação da tensão do barramento CC através da rede elétrica

De modo a sintetizar as correntes para o lado de corrente alternada deste protótipo, é necessário ter um barramento CC com tensão bem regulada. Nesta fase de validação, utilizaram-se transformadores ligados em estrela para baixar a tensão de 230 V para 25 V, então regulou-se a tensão de cada divisão para 70 V que se traduzem num total de 140 V para o barramento CC.

O processo de carregamento começa pela pré-carga, que é o carregamento do barramento CC por 3 resistências colocadas em série com o conversor (uma por cada fase), chamadas resistências de pré-carga.



Figure 6.5: Pré-carga automática do barramento CC

Para o teste de validação deste processo de carregamento, e tendo em conta que os transformadores baixam a tensão para 25 V RMS, que equivale a um valor de pico da tensão de cerca de 35 V, definiu-se este valor como ponto onde seria feito o *bypass* às resistências. Para este teste, também se definiu o valor de referência de cada divisão do barramento para 37 V uma vez que o objetivo inicial era só testar o *bypass* automático das resistências.

A seguir, aumentou-se o valor da tensão de referência em regime permanente para os 70 V e foi possível ver a tensão no barramento a descrever a rampa de referência programada para que a subida da tensão não fosse demasiado brusca. É importante que, durante o tempo todo que o protótipo esteja em funcionamento, a tensão das divisões do barramento estejam iguais de modo a não haver desequilíbrios durante a sintetização das correntes.



Figure 6.6: Carregamento e regulação do barramento CC.

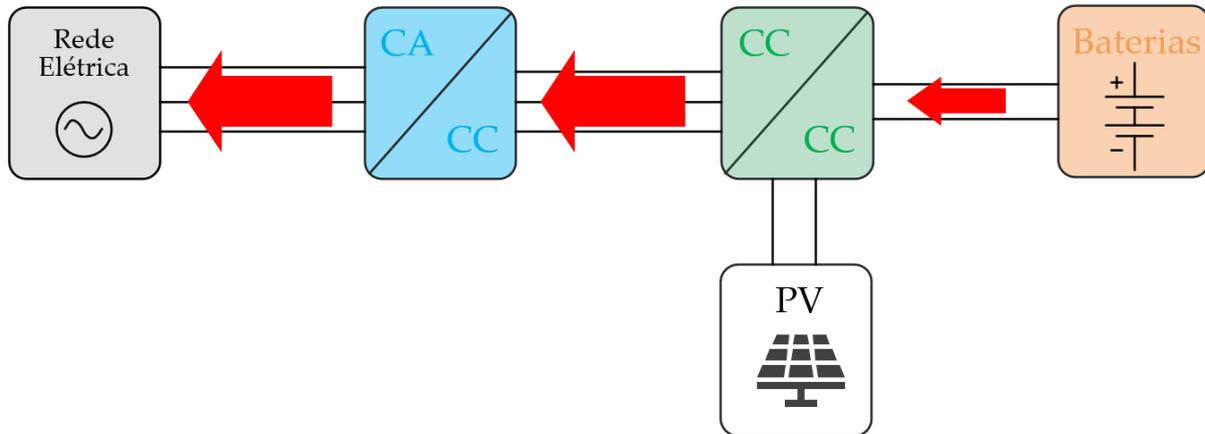
## 6.4 Integração do conversor CA-CC com o conversor CC-CC

Uma vez que este conversor CA-CC será integrado num protótipo cujo objetivo será fazer a interface entre a rede elétrica e sistemas de painéis solares fotovoltaicos e sistemas de armazenamento de energia, é necessário validar o funcionamento destes dois conversores em conjunto, de modo a garantir que o funcionamento inicial individual do conversor não é alterado com a junção com o conversor CC-CC.

### 6.4.1 Extração de energia das baterias

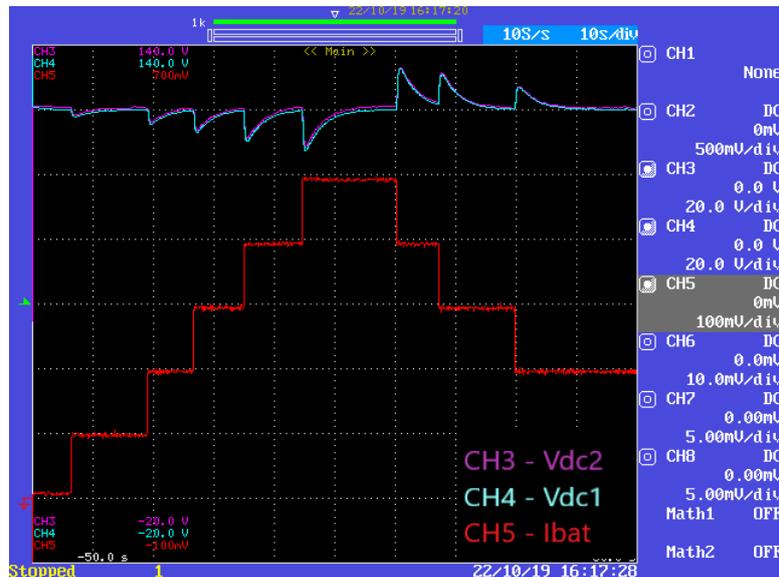
O primeiro modo de funcionamento a ser validado foi a extração de energia das baterias. Para isto, foi utilizada uma fonte de alimentação de 30 V e 5 A para simular a bateria. Neste modo de funcionamento o conversor CC-CC tem que funcionar no modo *boost*, fazendo a ligação ao conversor CA-CC através do barramento CC. A figura 6.7 mostra o fluxo de energia dentro do protótipo para este modo de funcionamento. Observando este fluxo de energia é fácil diferenciar as várias fases percorridas. Em primeiro lugar está a passagem pelo conversor CC-CC, desde a extração até ao barramento CC. Com a injeção desta energia no barramento a tensão deste vai subir um pouco, fazendo com que a corrente necessária de rede para manter a tensão no barramento CC seja menor. Isto acontece até que a potência das baterias

ultrapassa a potência necessária para a regulação da tensão do barramento CC. A partir daqui a começa a injeção da energia na rede.



**Figure 6.7:** Fluxo de energia dentro do protótipo desde as baterias até à rede elétrica.

Iniciou-se a validação pelo teste do controlo de corrente. Para isto, alterou-se manualmente a referência através de comandos enviados pela porta série.



**Figure 6.8:** Extração de energia das baterias com referência manual.

Assim, é possível verificar na figura 6.8 a subida da corrente extraída das baterias e também a tensão de ambas as divisões do barramento CC. Nesta figura pode-se observar que, à medida que aumenta a corrente extraída das baterias, a tensão no barramento também aumenta. Isto deve-se ao aumento momentâneo da potência que este recebe. Este efeito é anulado quase de imediato pela regulação da tensão do barramento CC, que diminui a corrente da rede quando se aumenta a energia extraída das

baterias e aumenta a corrente da rede quando a potência do lado das baterias diminui. Uma vez que são momentâneos e de baixo valor quando comparados com a tensão do barramento, estes picos do barramento CC não são prejudiciais para o funcionamento do protótipo.

Tendo em conta estes resultados, implementou-se uma rampa de referência que a corrente extraída das baterias deve seguir. Esta rampa foi implementada com um declive de cerca de 0,6 A por segundo, até um valor máximo de 4 A. É possível verificar que houve um aumento de 5 V em ambas as divisões do barramento CC, enquanto a corrente não chegava ao valor definido para regime permanente. Este valor representa menos de 10% do valor da tensão de cada divisão do barramento que se situava nos 70 V quando foi executado este teste.



**Figure 6.9:** Extração de energia das baterias com rampa de referência.

Em último lugar foram analisadas as correntes de fase e a sua relação com a tensão. Na figura 6.10 é possível verificar alguma deformação e desequilíbrio nas correntes de fase. Isto deve-se ao facto de estas fases alimentarem a fonte de alimentação presente na *rack* de controlo e as ventoinhas usadas para arrefecimento dos conversores. Com o aumento da corrente a ser extraída das baterias e consequente aumento da corrente da amplitude da corrente de fase, estes problemas diminuem de relevância, tornando-se quase irrelevantes.

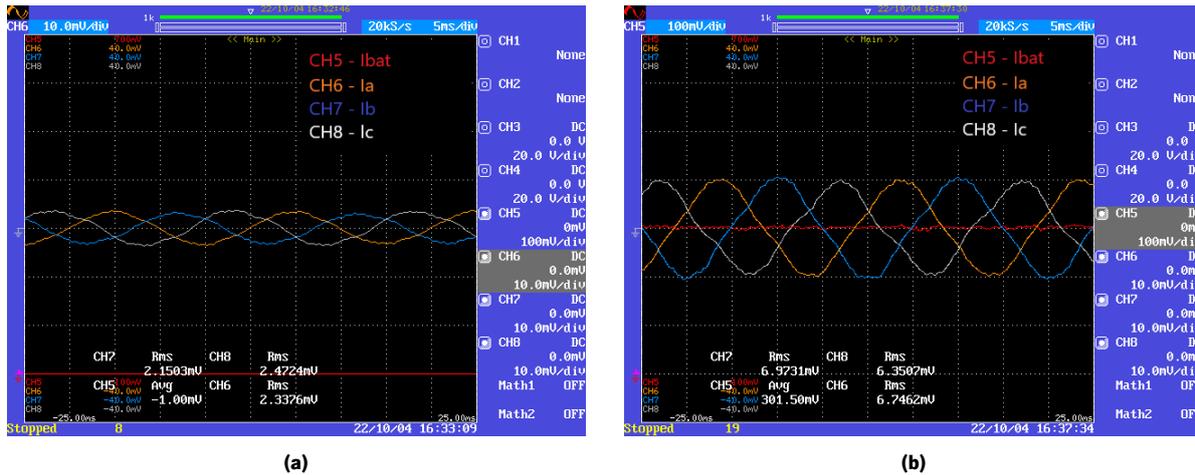


Figure 6.10: Correntes das fases para correntes das baterias de: (a)0 A; (b)3 A

Como as correntes de todas as fases são semelhantes, utilizou-se apenas a fase A para analisar a relação entre a tensão e a corrente de cada fase.

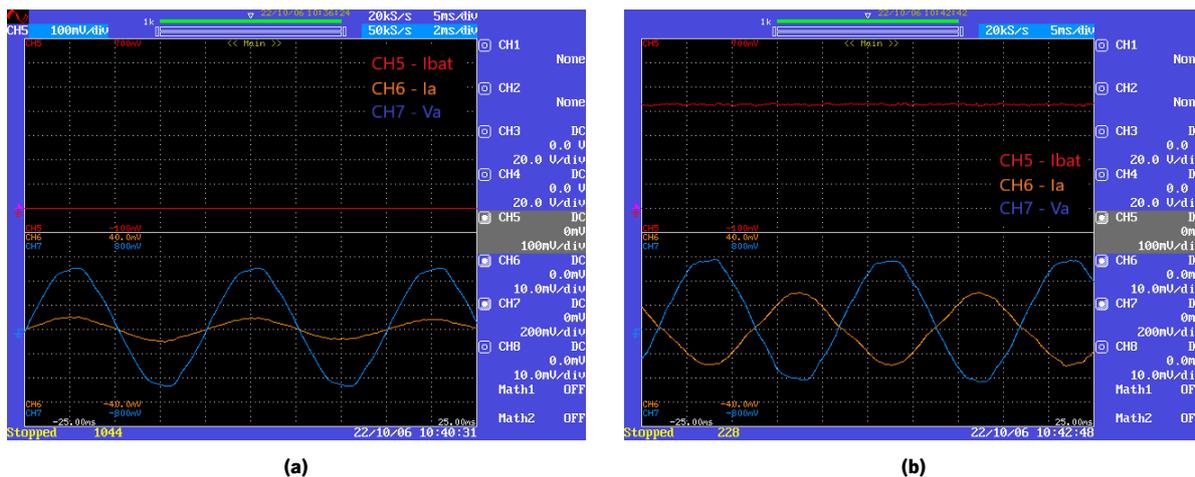
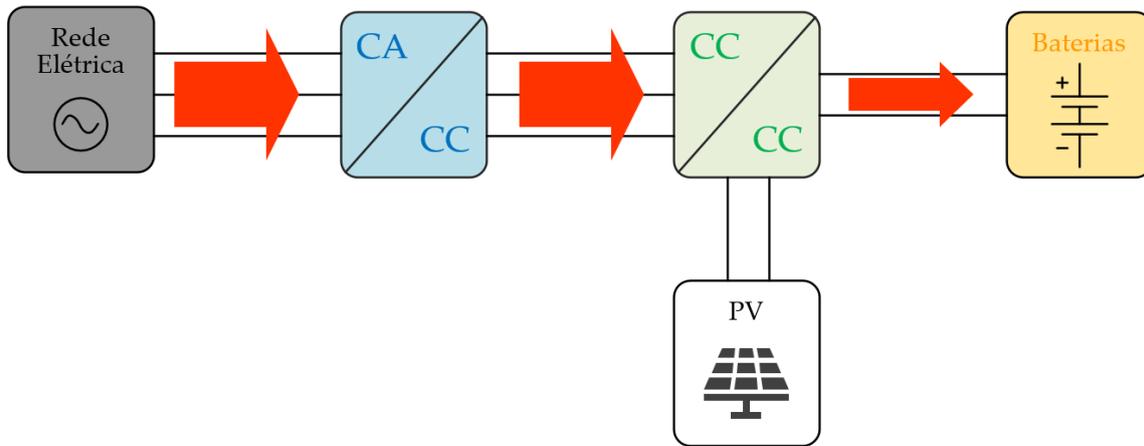


Figure 6.11: Corrente e tensão da fase para correntes de bateria de: (a)0 A; (b)4 A

Com uma corrente de referência nas baterias de 0 A, a corrente que passa pela fase A é apenas aquela necessária para a regulação do barramento CC, em fase com a tensão, mostrando assim que esta é extraída da rede. A partir do momento em que se altera a referência da corrente das baterias para 4 A é possível ver o aumento significativo da corrente da fase A e o seu desfasamento com a tensão, comprovando, assim, o funcionamento do conversor CA-CC na injeção de potência na rede. Além disso, é possível verificar que no momento em que a corrente extraída dos painéis fotovoltaicos é de 4 A, a corrente da fase A está completamente em oposição de fase. Isto demonstra que toda a potência retirada das baterias é ativa. Nos resultados observados é também possível observar que o valor do barramento CC se manteve constante independentemente da energia extraída dos sistemas de armazenamento de energia.

### 6.4.2 Carregamento de baterias



**Figure 6.12:** Fluxo de energia dentro do protótipo desde a rede até às baterias.

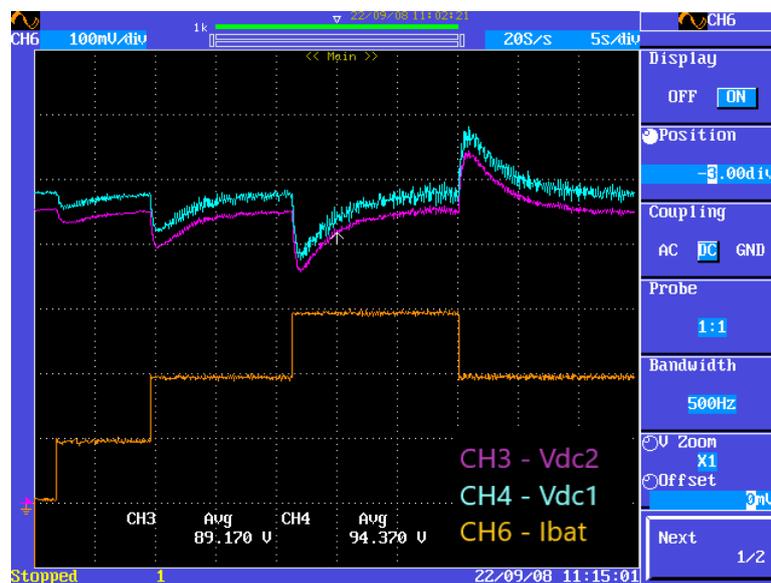
Um dos modos de funcionamento do protótipo onde o inversor está inserido é o carregamento de baterias para armazenamento de energia, extraindo energia da rede. Neste modo o conversor funciona como retificador ativo e tem como função extrair energia suficiente para o conversor CC-CC efetuar o carregamento das baterias (no modo *buck*) e também para a regulação do barramento CC que faz a interface entre os dois conversores. Na figura 6.12 está representado o fluxo de energia dentro do protótipo desde a rede até às baterias.

Para testar este modo de funcionamento, as baterias foram substituídas por uma resistência de  $26 \Omega$  de modo a permitir a passagem de corrente para estas. Essa resistência é mais propriamente um grelhador já existente no laboratório do GEPE, que suporta potências até 2 kW.

Sendo que, neste modo de funcionamento, o conversor funciona como um retificador ativo, a corrente consumida para o carregamento das baterias é sinusoidal e em fase com a tensão aproximando o valor de potência da unidade. Assim, toda a potência extraída da rede será ativa, diminuindo as perdas com potência reativa.

Inicialmente, para testar o controlo de corrente, alterou-se manualmente a referência da corrente, fazendo assim com que seja mais fácil controlar o valor que percorre o protótipo até à saída para as baterias ( $i_{bat}$ ) e também a tensão no barramento CC. É possível verificar que à medida que a corrente de referência é aumentada aparecem algumas baixas nas tensões do barramento que são rapidamente anuladas pelo controlo PI, isto deve-se ao facto de a potência necessária para as baterias aumentar fazendo com que haja um abaixamento na potência do barramento até que pelo controlo PI, que não é instantâneo, seja fornecida mais corrente pela rede. O inverso acontece quando se baixa a corrente

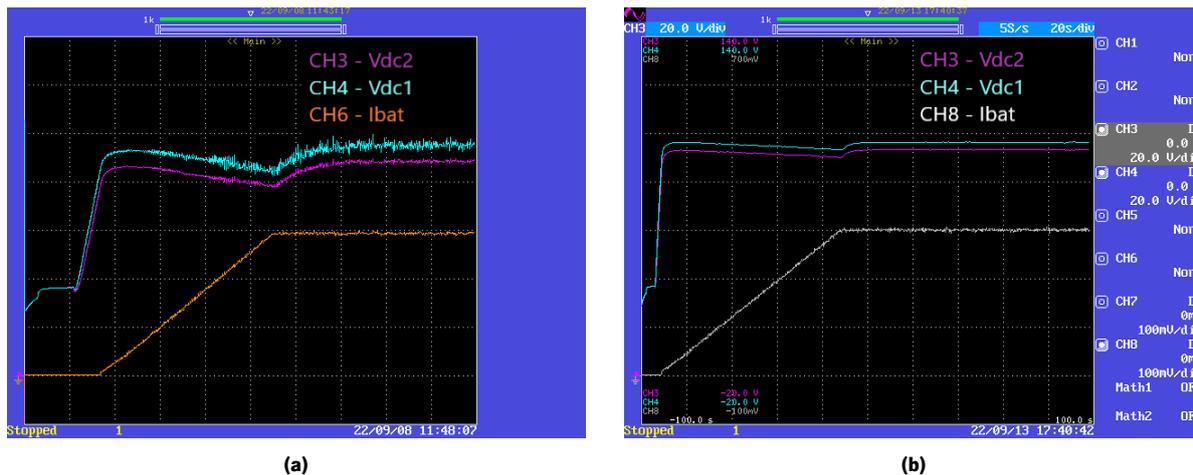
de referência, aparecendo picos de tensão no barramento devido à diminuição de potência no lado das baterias.



**Figure 6.13:** Carregamento das baterias com referência manual.

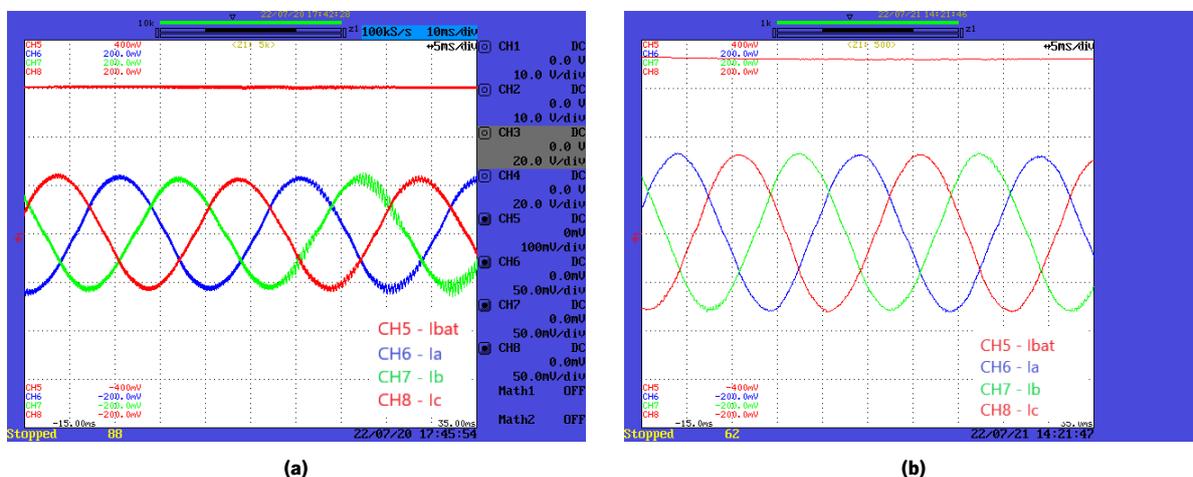
Para não haver alterações tão bruscas tanto da corrente como da tensão, definiu-se uma rampa para o aumento gradual da corrente das baterias. Primeiro, a rampa foi implementada um declive de cerca de 1 A por segundo, até atingir os 3 A escolhidos como limite máximo. No entanto, esta velocidade levava a uma queda maior e mais duradoura na tensão do barramento CC. Optou-se então por uma rampa com um declive menos pronunciado com cerca de 0,4 A por segundo.

Como é possível verificar pela análise da figura 6.14, há uma diminuição da tensão de quase 20 V em ambos os lados do barramento CC. Este valor já se torna significativo se tivermos em conta que, no momento do teste, cada divisão do barramento CC estava com 97 V, fazendo com que esta queda seja de mais de 20%. Por outro lado, com uma rampa de referência mais suave, a variação da tensão é também muito mais pequena, tendo assim um efeito muito mais leve no comportamento do protótipo, fazendo com que este seja muito mais estável. Quanto ao tempo que o barramento demora a voltar a estabilizar, é possível perceber também pelas imagens que na segunda tentativa, com a rampa mais suave, o barramento atinge muito mais rápido o valor de referência da tensão, uma vez que a tensão no momento que a corrente atinge os 3 A é muito mais próxima do valor desejado.



**Figure 6.14:** Carregamento das baterias com rampa de referência: (a) 1 A por segundo; (b) 0,375 A por segundo

A seguir, analisaram-se as correntes de fase e a sua relação com a tensão. Na figura 6.15 é possível verificar que todas as fases estão equilibradas e apresentam forma sinusoidal. Apesar de alguma distorção, esta é mínima, pelo que o protótipo desenvolvido, neste modo de funcionamento, não acrescentará problemas de Qualidade de Energia Elétrica à rede. É possível ainda constatar que as correntes das 3 fases são iguais em termos de amplitude, mostrando assim equilíbrio em termos da potência entregue por cada fase ao protótipo.



**Figure 6.15:** Correntes de fase e corrente de baterias: (a)  $i_{bat}=3$  A; (b)  $i_{bat}=3,5$  A

Devido a este equilíbrio, na figura 6.16, apresenta-se apenas a corrente das baterias e a corrente e tensão na fase A. Com uma corrente de referência das baterias de 0 A, a corrente que passa pela fase A é apenas aquela necessária para a regulação da tensão do barramento CC. Além disso, é possível conferir que a corrente e a tensão da fase A estão praticamente em fase uma com a outra. Este facto é importante porque, praticamente toda a potência absorvida pelo protótipo é potência ativa.

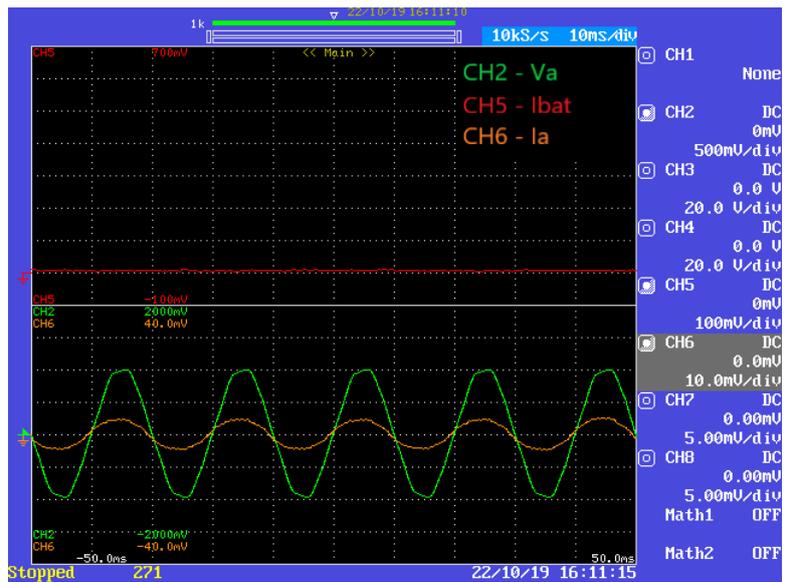


Figure 6.16: Corrente de baterias e corrente e tensão da fase A.

### 6.4.3 Extração de energia dos painéis fotovoltaicos e injeção na rede

Outro dos modos de funcionamento deste protótipo é a extração de energia dos painéis solares fotovoltaicos e injetando-a na rede. Esta energia é extraída da fonte de energia renovável pelo conversor CC-CC a funcionar no modo boost, fazendo a ligação ao conversor CA-CC por intermédio do barramento CC. Para análise e validação deste modo de funcionamento, os painéis foram substituídos por uma fonte de tensão de 30 V e um valor máximo de corrente de 5 A. Esta fonte facilita o teste dos modos de funcionamento uma vez que é mais fácil o controlo dos seus valores de tensão e corrente do que nos painéis que estão sempre dependentes do sol.

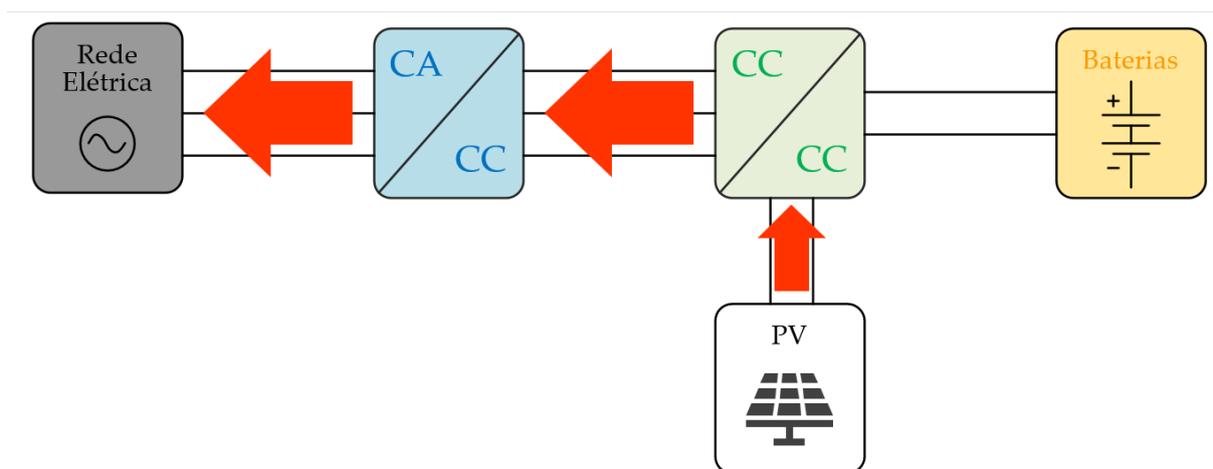


Figure 6.17: Fluxo de energia dentro do protótipo desde os painéis fotovoltaicos até à rede.

A figura 6.17 mostra o fluxo de energia dentro do protótipo desde que é extraída dos painéis fotovoltaicos até ao momento que é injetada na rede. Observando este fluxo de energia é fácil diferenciar as várias fases percorridas. Em primeiro lugar está a passagem pelo conversor CC-CC, desde a extração até ao barramento CC. Com a injeção desta energia no barramento a tensão deste vai subir um pouco, fazendo com que a corrente necessária de rede para manter a tensão no barramento CC seja menor. Isto acontece até que a potência dos painéis ultrapassa a potência necessária para o regulamento do barramento CC. A partir daqui a começa a injeção da energia na rede.

O primeiro passo para a validação do bom funcionamento do protótipo foi o teste do controlo da corrente a ser extraída dos painéis fotovoltaicos. Tal como foi feito anteriormente, alterou-se manualmente a referência, através da comunicação pela porta série. Verificou-se que, à medida que se aumenta a corrente extraída dos painéis solares, há um pequeno aumento na tensão do barramento CC, devido ao aumento momentâneo da potência injetada neste. O contrário acontece quando se baixa a referência da corrente extraída dos painéis. No entanto, este efeito é quase imediatamente anulado pela função de regulação do barramento. Isto faz-se diminuindo a corrente da rede quando se aumenta a potência extraída dos painéis e um aumento da corrente da rede quando é diminuída a potência do lado dos painéis. Devido a serem momentâneos e de baixo valor, estes picos no barramento CC não são considerados prejudiciais para o funcionamento do protótipo.

De seguida, de modo a diminuir estes efeitos no barramento CC, implementou-se uma rampa de referência que a corrente extraída dos painéis deve seguir. Esta rampa foi implementada com um declive de cerca de 0,5 A por segundo até um valor máximo de 4 A. É possível verificar que houve um aumento de cerca de 5 V em ambos os lados do barramento CC, enquanto a corrente não chegava ao limite máximo definido. Este valor significa menos de 10% do valor de tensão de cada divisão do barramento que, no momento deste teste, era de 70 V em cada uma.

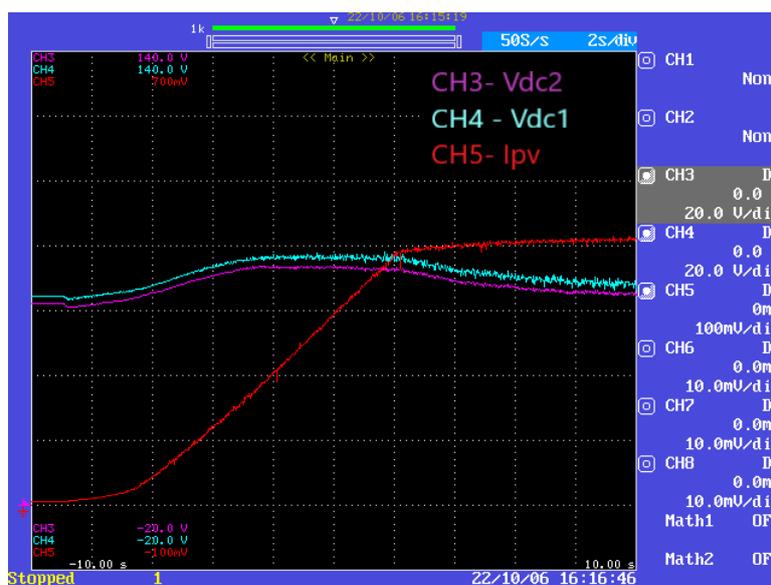


Figure 6.18: Extração de energia dos painéis fotovoltaicos com rampa de referência.

Por último, analisaram-se as correntes de fase e a sua relação com a tensão. Na figura 6.20(a) é possível verificar algum desequilíbrio e deformação nas correntes de fase, principalmente na corrente da fase C. Isto deve-se maioritariamente ao facto de esta fase alimentar o *rack* de controlo. No entanto, à medida que a corrente extraída dos painéis aumenta, esta deformação e desequilíbrio é cada vez menos significativa até ao ponto que se torna praticamente irrelevante em termos de aumento de problemas de qualidade de energia elétrica da rede.

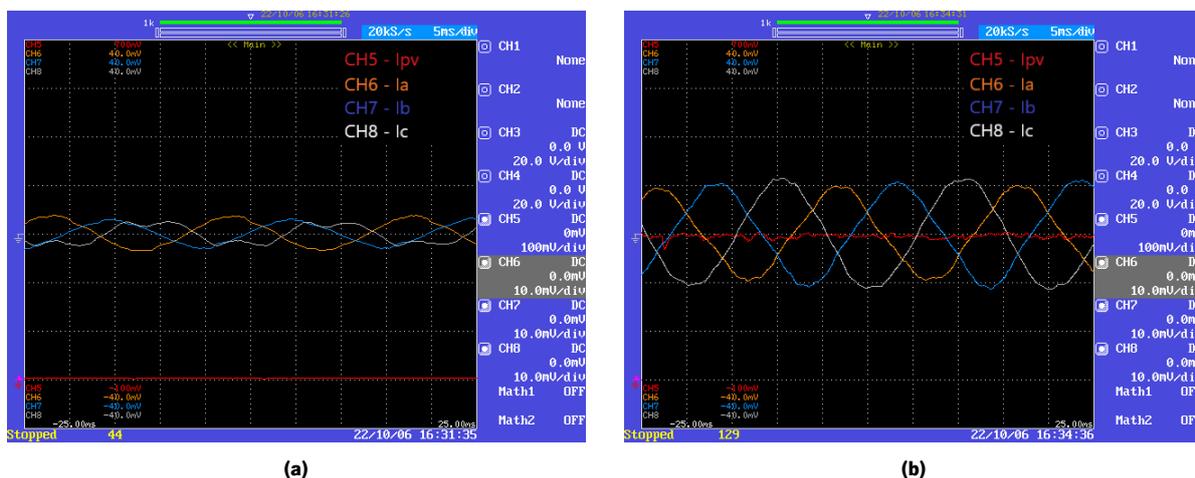


Figure 6.19: Correntes de fase e corrente extraída dos painéis: (a)  $i_{pv}=0$  A; (b)  $i_{pv}=3$  A

Como as correntes de todas as fases são iguais, utilizou-se apenas a fase A para analisar a relação entre a tensão e a corrente de cada fase.

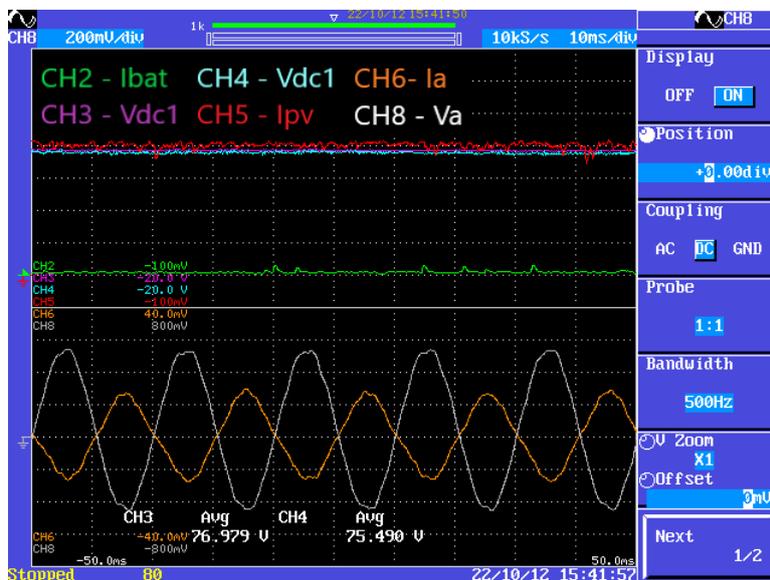


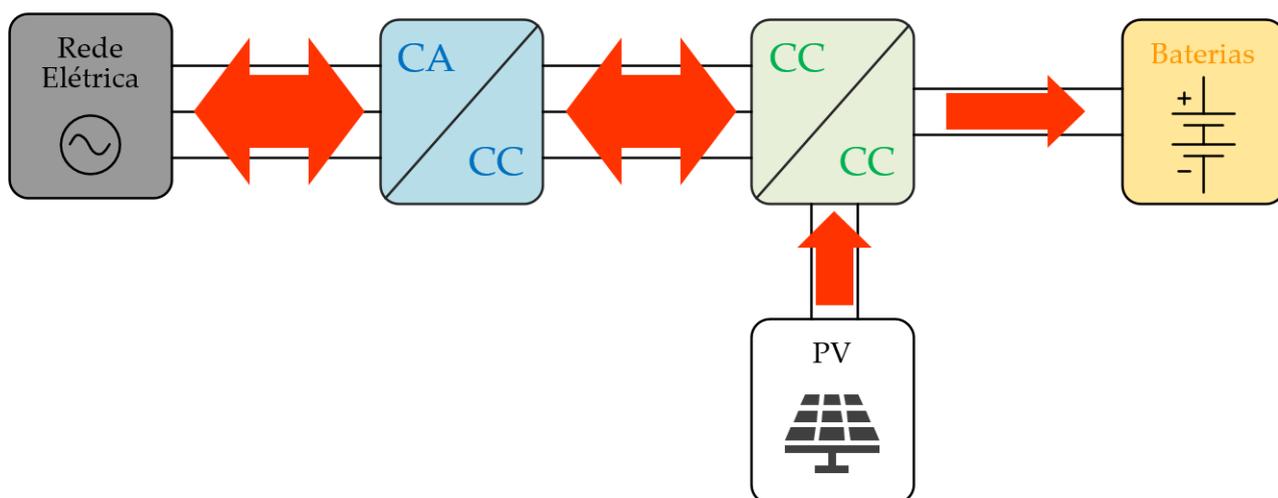
Figure 6.20: Corrente dos painéis fotovoltaicos e corrente e tensão da fase A para  $i_{pv}=4$  A

Com uma corrente de referência dos painéis de 0 A, a corrente que passa pela fase A é apenas aquela necessária para a regulação do barramento CC, em fase com a tensão, mostrando assim que esta é

extraída da rede. A partir do momento em que se altera a referência da corrente das baterias para 4 A é possível ver o aumento significativo da corrente da fase A e o seu desfasamento com a tensão, comprovando, assim, o funcionamento do conversor CA-CC na injeção de potência na rede. Além disso, é possível verificar que no momento em que a corrente extraída dos painéis fotovoltaicos é de 4 A, a corrente da fase A está completamente em oposição de fase. Isto demonstra que toda a potência retirada dos painéis é ativa. Nos resultados observados é também possível observar que o valor da tensão do barramento CC se manteve constante independentemente da energia extraída dos painéis fotovoltaicos.

#### 6.4.4 Extração dos painéis fotovoltaicos e carregamento das baterias

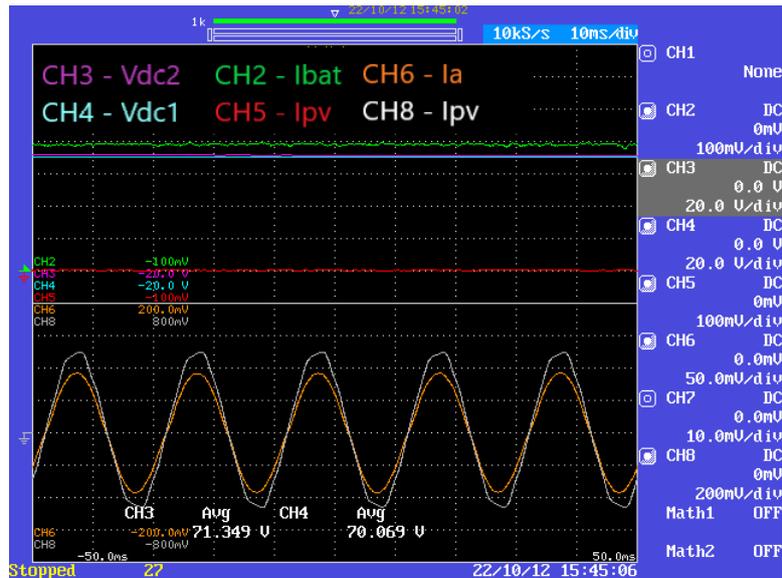
O carregamento das baterias através da energia dos painéis fotovoltaicos é mais um dos modos de funcionamento definidos para este protótipo. Para a validação deste modo foram utilizadas novamente uma fonte de tensão de 30 V para substituir os painéis e uma resistência de 26  $\Omega$  para substituir as baterias. Neste modo de funcionamento o conversor CC-CC do lado das baterias funciona como um *step-down* de modo a baixar a tensão do lado das baterias, tornando, assim, possível o seu carregamento. A figura 6.21 mostra o fluxo de energia neste modo de funcionamento.



**Figure 6.21:** Fluxo de energia na extração de energia dos painéis e simultâneo carregamento das baterias.

Pela análise do fluxo de energia é possível verificar que dependendo de a potência extraída dos painéis ser ou não maior que a potência a ser injetada nas baterias, tanto pode ser injetada energia na rede como extraída.

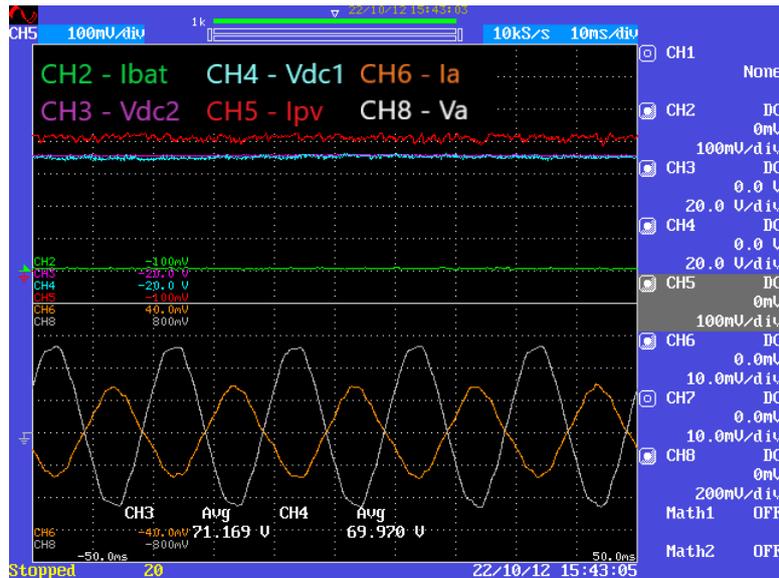
Inicialmente, programou-se valor de referência de 0 A para a corrente extraída dos painéis e de 4 A para a corrente a ser injetada nas baterias.



**Figure 6.22:** Extração de energia dos painéis e carregamento das baterias e corrente e tensão na fase A, com  $i_{pv} = 0$  A e  $i_{bat} = 4$  A.

Como seria de esperar, neste caso, é extraída energia da rede elétrica. Assim, é possível observar na figura 6.22 uma corrente na fase A, completamente em fase com a tensão. Teoricamente, quando a corrente nas baterias e a corrente nos painéis são iguais, não deveria haver corrente extraída da rede, uma vez que toda a potência produzida na fonte de energia renovável seria injetada nas baterias. No entanto, isto não se verifica na prática, devido a perdas nas comutações dos IGBT, à necessidade de alguma potência para a regulação do barramento CC e ainda devido à diferença da potência dos dois lados.

O próximo passo foi o teste do mesmo modo de funcionamento, com uma referência de corrente de 0 A para as baterias e uma referência de 4 A para os painéis fotovoltaicos. Neste caso, a diferença entre a energia extraída dos painéis e a energia injetada na bateria é grande o suficiente para não ser necessária corrente extraída da rede. Assim, a energia extraída dos painéis que não é injetada nas baterias chega para manter a regulação da tensão do barramento CC e o excesso ainda é injetada na rede. Este facto verifica-se pela figura 6.23, onde a corrente da fase A está em completa oposição de fase com a tensão. Além disso, tanto nesta figura como na figura 6.22, pode-se ver que a tensão do barramento CC se mantém próxima do valor de referência que é de 70 V em cada divisão.



**Figure 6.23:** Extração de energia dos painéis com referência de 4 A, carregamento das baterias com referência de 0 A e corrente e tensão na fase A.

### 6.4.5 Conclusões

Neste capítulo foram validados as funcionalidades exclusivas do conversor CA-CC e também os modos de funcionamento deste, quando inserido no protótipo final. Em primeiro lugar testou-se a PLL do sistema. Esta é uma funcionalidade importante, uma vez que garante que o protótipo desenvolvido funciona em sincronismo com a rede. Validou-se a seguir o carregamento e a regulação da tensão do barramento CC, que permite a sintetização de qualquer corrente que flua no sistema. Fizeram-se várias validações às várias etapas desde o início do carregamento até à regulação em regime permanente (feita por um controlo PI), passando pela pré-carga e variando o valor em regime permanente.

Após a realização destes testes, ligou-se o conversor CA-CC ao conversor CC-CC através do barramento CC e fez-se a validação do protótipo completo. Em primeiro lugar testou-se extração de energia da rede para carregamento das baterias, extração dos painéis solares com injeção na rede e extração dos painéis, mas com carregamento das baterias, injetando ou extraíndo da rede conforme necessário. Na prática, o conversor CA-CC funciona como uma interface entre a rede e o conversor CC-CC fornecendo a energia necessária para o barramento e para os processos a efetuar e extraíndo a energia do protótipo, quando necessário.

# 7. Conclusão

## 7.1 Conclusão

Nesta dissertação foi abordado o desenvolvimento de um conversor CA-CC trifásico para interface entre painéis solares fotovoltaicos, sistemas de armazenamento de energia e a rede elétrica. Assim, este trabalho teve como principal objetivo o desenvolvimento de um conversor que permitisse tanto a injeção como a extração de energia elétrica da rede, com correntes sinusoidais sem distorção harmónica.

Ao longo deste documento apresentaram-se as várias etapas do desenvolvimento deste conversor. Em primeiro lugar, foi abordado o estado da arte relativamente a conversores CA-CC. Assim, foram apresentadas as topologias mais utilizadas e as suas vantagens e desvantagens. Tendo em conta os objetivos que o conversor tem que cumprir, os conversores unidirecionais foram postos de parte. Seguiu-se então para os conversores bidirecionais. Para estes conversores é importante fazer a distinção entre os que são do tipo como fonte de tensão (VSI) e os que são do tipo como fonte de corrente (CSI). Para esta dissertação foram escolhidos as topologias VSI. Foram apresentadas topologias monofásicas que podem ser transformadas em trifásicas se aplicado um conversor monofásico em cada fase, como a topologia *half-bridge* e a *full-bridge*. Além destas, foram apresentadas topologias monofásicas como o conversor *interleaved* e como os conversores multinível, que permitem mais níveis de tensão para melhor qualidade de sintetização das correntes, mas com custos adicionais na construção. Por último, foram apresentadas também as topologias trifásicas, sendo algumas derivadas de topologias monofásicas. Foram comparadas as características de cada uma delas, de modo a conseguir perceber qual é a que tem melhor relação entre a qualidade de sintetização das correntes e os custos da sua construção. No final deste capítulo concluiu-se que seria usada a topologia trifásica bidirecional de três braços e quatro fios com o barramento CC dividido em duas partes.

No capítulo seguinte, apresentam-se as técnicas de controlo de corrente. As técnicas de controlo de corrente não lineares de comutação com frequência variável, como o comparador por histerese e a técnica de *periodic sampling* são simples e robustas, no entanto, apresentam um *ripple* elevado nas correntes sintetizadas e podem trazer outros problemas devido aos limites de frequência de comutação dos semicondutores. Decidiu-se então pelas técnicas lineares. Foram apresentadas a técnica de controlo preditivo,

o controlo PI e o *feedforward* que são um pouco mais complexas que as anteriores e requerem maior tempo de processamento quando são implementados digitalmente. Apesar disto, apresentam desempenhos muito superiores e apresentam frequências de comutação fixas. Numa comparação entre estes, foi escolhido o controlo preditivo porque não é necessário ajustar ganhos, garantindo uma resposta mais adequada ao sistema. Além disto, no terceiro capítulo foram apresentadas também duas técnicas de modulação SPWM, a unipolar e a bipolar. a última permite obter mais um nível de tensão e a frequência do sinal de saída ser duas vezes superior à frequência de comutação.

Uma vez concluídas as escolhas de topologias de conversores e técnicas de controlo de corrente, foram apresentadas no quarto capítulo as simulações realizadas na ferramenta PSIM. Primeiro, foi descrito o modelo de simulação utilizado para validação do funcionamento do conversor CA-CC, dividindo este em duas partes: o andar de controlo e o andar de potência. O andar de controlo foi implementado recorrendo a blocos de processamento, denominados na ferramenta como *C Blocks*, onde, recorrendo a linguagem C, foram programados a técnica de controlo preditivo de corrente, a PLL e a modulação SPWM recorrendo a lógica implementada com comparadores e uma onda portadora triangular. Juntando este andar de controlo com o andar de potência, foi possível validar por simulação as funções do conversor CA-CC desde o sincronismo com a rede elétrica, conseguido pela PLL, até ao carregamento e regulação do barramento CC. Com estas funções validadas, o conversor CA-CC foi integrado com o conversor CC-CC que faz a interface com as baterias e os painéis fotovoltaicos, simulando depois todos os modos de funcionamento do sistema.

No quinto capítulo, descreve-se toda a implementação prática e as escolhas de *hardware* tanto de potência como de controlo. Relativamente ao *hardware* de controlo, foi apresentado o DSP da Texas Instruments utilizado como controlador do sistema, as PCBs e as funções que as tornam necessárias para o controlo e ainda os sensores de tensão e corrente utilizados. Além disto foi explicada a montagem da *rack* de controlo. Foi também descrito o *hardware* de potência a utilizar, como os IGBT da Semikron, as bobinas de acoplamento, que são de núcleo partilhado com dois enrolamentos e os condensadores da EPCOS utilizados para a construção do barramento CC. Por último foi mostrada a comparação do planeamento para a montagem do protótipo feito na ferramenta de desenho Visio com o resultado obtido depois da implementação prática.

Por fim, no quinto capítulo, são apresentados os resultados experimentais obtidos pela análise do conversor CA-CC e do protótipo montado. Assim foram validadas as mesmas funções que se validou em ambiente de simulação no quarto capítulo, desde a validação da PLL até ao teste dos modos de funcionamento do protótipo. Para registar os resultados foi usado um osciloscópio digital da Yokogawa. Todos os modos de funcionamento foram validados com sucesso e foi possível observar tanto a injeção como a extração de energia da rede elétrica com corrente sinusoidal, sem distorção harmónica excessiva e apenas com potência ativa.

Para concluir, tendo em conta os resultados retirados da validação prática, é possível afirmar que os

objetivos definidos no início da dissertação foram cumpridos quase na totalidade e foram consolidados conceitos relacionados com conversores CA-CC, mas também alguns conceitos de interface com baterias e painéis solares fotovoltaicos.

## 7.2 Sugestões de trabalho futuro

Apesar de relativamente aos modos de funcionamento, os objetivos terem sido cumpridos com sucesso, será ainda possível melhorar o protótipo desenvolvido.

Para efeitos de validação mais profunda, seria fundamental substituir as fontes de alimentação e resistências, utilizadas nos testes de funcionamento do sistema, pelos painéis fotovoltaicos e baterias. Assim, seria possível verificar o correto funcionamento do protótipo o mais aproximado possível das condições reais.

Um dos pontos mais importantes seria ligar o protótipo à tensão da rede elétrica, ou seja, fazer a validação do funcionamento à tensão eficaz de 230 V. Para isto seria necessário um controlo da temperatura dos módulos de IGBT. Uma vez que junto aos dissipadores já foram montadas ventoinhas, seria interessante adicionar ao sistema um controlo de temperatura que acionasse as ventoinhas automaticamente ou até desligasse completamente o sistema.

Além disso, seria importante fazer uma melhoria na organização dos cabos de modo que, com o aumento das potências, não houvesse interferências entre cabos de potência e os cabos de sinal, principalmente aqueles de comunicação com o computador, evitando, assim, perdas de comunicação e o possível descontrolo do sistema.

Outra das sugestões de trabalho futuro é dar ao protótipo a capacidade de alterar o seu modo de funcionamento automaticamente, tendo em conta a potência dos painéis fotovoltaicos, a potência das baterias e sinais recebidos da rede elétrica. Isto faria com que fosse possível, o sistema fazer o carregamento das baterias quando estas tivessem descarregadas, iniciar a extração de energia dos painéis fotovoltaicos quando existisse Sol suficiente e se necessário para a rede elétrica, iniciar a injeção para compensar horas de maior consumo.

Também seria pertinente a criação de uma interface gráfica mais *user friendly* para ser possível ao utilizador monitorizar valores de potência, o modo de funcionamento e todas as outras variáveis importantes para o funcionamento do sistema, podendo também efetuar um controlo manual na escolha do modo de funcionamento.

# Referências

- [1] “APREN - Produção.” <https://www.apren.pt/pt/energias-renovaveis/producao> (accessed Jan. 03, 2022).
- [2] J. A. Pomílio, “IT302 - Eletrônica de Potência I - Pós-graduação | Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação - UNICAMP,” 2014. [https://www.fee.unicamp.br/dse/antenor/it302-letr%c3%b4nica-depot%c3%aaancia-i-p%c3%b3s-gradua%c3%a7%c3%a3o?fbclid=IwAR2b0EN5bOUoG4dp9gOF6SqkD9S7\\_8OssuK8YBk5edYnEjg2Rm3uhZYGees](https://www.fee.unicamp.br/dse/antenor/it302-letr%c3%b4nica-depot%c3%aaancia-i-p%c3%b3s-gradua%c3%a7%c3%a3o?fbclid=IwAR2b0EN5bOUoG4dp9gOF6SqkD9S7_8OssuK8YBk5edYnEjg2Rm3uhZYGees) (accessed Dec. 30, 2022).
- [3] M. Mansouri, S. H. Aghay Kaboli, J. Selvaraj, and N. A. Rahim, “A review of single phase power factor correction A.C.-D.C. converters,” undefined, pp. 389–394, 2013.
- [4] M. F. Rahman, D. Patterson, A. Cheok, and R. Betz, “Power electronics handbook”. Burlington, MA: Butterworth-Heinemann, 2011.
- [5] F. A. Marques da Costa, “Desenvolvimento de um Conversor CA-CC Unificado com Características de Filtro Ativo Paralelo,” Dissertação de mestrado, Universidade do Minho, 2017.
- [6] H. Wei and I. Batarseh, “Comparison of basic converter topologies for power factor correction,” in Conference Proceedings - IEEE SOUTHEASTCON, 1998, pp. 348–353.
- [7] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, “A review of single-phase improved power quality AC-DC converters,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, no. 5, pp. 962–981, Oct. 2003.
- [8] P. A. Ribeiro de Oliveira, “Fonte de alimentação ininterrupta sem baterias para uma linha de montagem didática, recorrendo a ultracondensadores,” Dissertação de Mestrado, 2016, Universidade do Minho.
- [9] L. Lorenz, “Power semiconductor devices-development trends and system interactions,” Fourth Power Conversion Conference-NAGOYA, PCC-NAGOYA 2007 - Conference Proceedings, pp. 348–354, Apr. 2007.
- [10] J. G. Pinto, B. Exposto, V. Monteiro, L. F. C. Monteiro, C. Couto, and J. L. Afonso, “Comparison of current-source and voltage-source Shunt Active Power Filters for harmonic compensation and reactive power control,” IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference), pp. 5161–5166, 2012.
- [11] V. Monteiro, B. Exposto, J. G. Pinto, J. C. A. Fernandes, L. F. C. Monteiro, and J. L. Afonso, “A

- novel architecture of a bidirectional bridgeless interleaved converter for EV battery chargers,” in IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Sep. 2015, vol. 2015-September, pp. 184–189.
- [12] D. C. Erb, O. C. Onar, and A. Khaligh, “Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles,” Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, pp. 2066–2072, 2010.
- [13] J. H. Jung, H. S. Kim, M. H. Ryu, J. H. Kim, and J. W. Baek, “Single-phase bidirectional AC-DC boost rectifier for DC distribution system,” 2013 IEEE ECCE Asia Downunder - 5th IEEE Annual International Energy Conversion Congress and Exhibition, IEEE ECCE Asia 2013, pp. 544–549, 2013.
- [14] A. N. Arvindan and V. K. Sharma, “HCC PWM control of the single-phase bi-directional buck converter giving IEEE 519 compliance at any power factor,” Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp. 249–256, 2007.
- [15] V. F. Pires and J. F. Silva, “A New Fully Controlled Single Phase PFC Buck Topology,” Work. Pap. Inst. Super. Técnico, Lisboa, 1999.
- [16] M. C. Kisacikoglu, B. Ozpineci, and L. M. Tolbert, “Examination of a PHEV bidirectional charger system for V2G reactive power compensation,” Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, pp. 458–465, 2010.
- [17] V. Monteiro et al., “Assessment of a battery charger for Electric Vehicles with reactive power control,” IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference), pp. 5142–5147, 2012.
- [18] S. P. P. Almeida, “Desenvolvimento de um conversor CC-CA para o condicionador ativo paralelo de um UPQC trifásico,” 2018, Accessed: Jan. 22, 2023. [Online]. Available: <https://repositorium.sdum.uminho.pt/handle/1822/61803>
- [19] F. Beltrame, L. Roggia, L. Schuch, and J. R. Pinheiro, “A comparison of high power single-phase power factor correction pre-regulators,” in Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology, 2010, pp. 625–630.
- [20] A. I. Remy and R. Seyerzhai, “Investigation of Current Control Techniques of AC-DC Interleaved Boost PFC Converter,” Circuits and Systems, vol. 07, no. 04, pp. 307–326, 2016.
- [21] A. Prayag and S. Bodkhe, “A comparative analysis of classical three phase multilevel (five level) inverter topologies,” 1st IEEE International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems, ICPEICES 2016, Feb. 2017.
- [22] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, “Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: A survey,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, 1998.
- [23] R. D. de Miranda, “Modelamento da malha de controle da corrente em conversores de potência modulados por largura de pulso,” Dissertação de mestrado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2012.

- [24] L. Andrade, "Estudo sobre controladores de corrente implementados digitalmente," Tese, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2009.
- [25] W. Stefanutti and P. Mattavelli, "Fully digital hysteresis modulation with switching-time prediction," *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 42, no. 3, pp. 763–769, May 2006.
- [26] M. A. Elsharty, M. S. Hamad, and H. A. Ashour, "Digital hysteresis current control for grid-connected converters with LCL filter," *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, pp. 4685–4690, 2011.
- [27] D. Kalyanraj and S. L. Prakash, "Design and performance analysis of different current control strategies of voltage source inverter," *Proceedings of 2013 International Conference on Power, Energy and Control, ICPEC 2013*, pp. 310–315, 2013.
- [28] A. Araujo, J. G. Pinto, B. Exposto, C. Couto, and J. L. Afonso, "Implementation and comparison of different switching techniques for shunt active power filters," *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, pp. 1519–1525, Feb. 2014.
- [29] X. L. Li, J. G. Park, and H. B. Shin, "Comparison and evaluation of anti-windup PI controllers," *Journal of Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 45–50, 2011.
- [30] D. M. Brod and D. W. Novotny, "Current Control of VSI-PWM Inverters," *IEEE Trans Ind Appl*, vol. IA-21, no. 3, pp. 562–570, 1985.
- [31] G. A. V. Cáceres, J. C. G. Lizarazo, M. A. M. Villalobos, and J. F. P. Suárez, "Active power filters: A comparative analysis of current control techniques," *2010 IEEE ANDESCON Conference Proceedings, ANDESCON 2010*, 2010.
- [32] B. Exposto, J. G. Pinto, D. Pedrosa, V. Monteiro, H. Goncalves, and J. L. Afonso, "Current-source shunt active power filter with periodic-sampling modulation technique," *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, pp. 1274–1279, 2012.
- [33] S. Orts-Grau, F. J. Gimeno-Sales, A. Abellán-García, S. Seguí-Chilet, and J. C. Alfonso-Gil, "Improved shunt active power compensator for IEEE standard 1459 compliance," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 4, pp. 2692–2701, Oct. 2010.
- [34] J. Zhang and S. Sanders, "Advanced Pulse Width Modulation Controller ICs for Buck DC-DC Converters," Tese, Universidade da Califórnia, 2006.
- [35] A. Boglietti, G. Griva, M. Pastorelli, F. Profumo, and T. Adam, "Different PWM modulation techniques indexes performance evaluation," *ISIE '93 - Budapest: IEEE International Symposium on Industrial Electronics Conference Proceedings*, pp. 193–199, 1993.
- [36] T. Porselvi and R. Muthu, "Comparison of cascaded H-bridge, neutral point clamped and flying capacitor multilevel inverters using multicarrier PWM," *Proceedings - 2011 Annual IEEE India Conference: Engineering Sustainable Solutions, INDICON-2011*, 2011.

- [37] K. Rahman, A. Tariq, and F. I. Bakhsh, "Modeling and analysis of multilevel inverters using unipolar and bipolar switching schemes Xplore," Mar. 2012, Accessed: Jan. 22, 2023. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6216159>
- [38] A. Namboodiri and H. Wani "Unipolar and Bipolar PWM Inverter" IJIRSRT - Int. J. Innov. Res. Sci. Technol., vol. 1, no. 7, p. 7, 2014.
- [39] Texas Instruments, "TMS320F2833x, TMS320F2823x Real-Time Microcontrollers Datasheet," 2022. Accessed: Jan. 22, 2023. [Online]. Available: <https://www.ti.com/product/TMS320F28335>
- [40] Hall Effect Voltage Sensor CYHVS5-25A, "Hall Effect Voltage Sensor CYHVS5-25A." Accessed: Jan. 22, 2023. [Online]. Available: <https://www.chenyang-gmbh.com/en/hall-effect-voltage-sensor-cyhvs5-25a-output-25ma-power-supply-15vdc-measuring-range-0-1500v.html>
- [41] LEM, "Current Transducer LA 55-P", Accessed: Jan. 22, 2023. [Online]. Available: <https://www.lem.com/en/product-list/la-55p>
- [42] Semikron, "SKHI 22A R." Accessed: Jan. 22, 2023. [Online]. Available: <https://www.semikron-danfoss.com/products/product-classes/igbt-driver/detail/skhi-22a-r-I5071601.html>
- [43] Traco Powers, "AC/DC Enclosed Power Supply TXL 060/070 Series, 50-70 Watt," 2021. Accessed: Jan. 22, 2023. [Online]. Available: <https://www.tracopower.com/int/model/txl-060-0533ti>
- [44] Semikron, "SKM100GB12T4." Accessed: Jan. 22, 2023. [Online]. Available: <https://www.semikron-danfoss.com/products/product-classes/igbt-modules/detail/skm100gb12t4-22892020.htmls>
- [45] EPCOS, "Aluminum electrolytic capacitors Capacitors with screw terminals," 2008.