



Universidade do Minho

César Eduardo Marques Salgado

**Desenvolvimento dos Conversores de
Potência para o Sistema de Alimentação
de uma Microrrede Isolada Baseada em
Energias Renováveis**

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

Trabalho realizado sob orientação do
Doutor José Gabriel Oliveira Pinto

Julho de 2018

DECLARAÇÃO

César Eduardo Marques Salgado

Endereço eletrónico: a65351@alunos.uminho.pt

Telefone:914684104

Número do Bilhete de Identidade: 13865449

Título da Dissertação:

Desenvolvimento dos Conversores de Potência para o Sistema de Alimentação de uma Microrrede Isolada Baseada em Energias Renováveis

Orientador:

Doutor José Gabriel Oliveira Pinto

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

É AUTORIZADA A REPRODUÇÃO INTEGRAL DESTA TESE/TRABALHO APENAS PARA EFEITOS DE INVESTIGAÇÃO, MEDIANTE DECLARAÇÃO ESCRITA DO INTERESSADO, QUE A TAL SE COMPROMETE;

Universidade do Minho, ___/___/_____

Assinatura: _____

Aos meus pais.

Agradecimentos

A elaboração desta dissertação de mestrado só foi possível graças à ajuda de algumas pessoas, às quais pretendo retribuir com o meu sincero agradecimento.

Quero começar por agradecer ao meu orientador Doutor José Gabriel Oliveira Pinto, pela oportunidade de aprendizagem concedida inerente ao desenvolvimento deste trabalho bem como pelo auxílio ao longo de toda a dissertação.

Desejo transmitir um agradecimento especial ao Engenheiro Luís Barros por todo o auxílio e prontidão apresentados nas situações de maior desalento, assim como pelos conselhos relacionados com os sistemas de controlo implementados e pelas sugestões ao nível de *layout* e organização do hardware.

Agradeço ao Doutor Vítor Monteiro e ao Engenheiro Bruno Exposto pela disponibilidade sempre prestada em situações de dificuldade e pelas sugestões facultadas tanto ao nível de software como hardware.

Agradeço também ao Engenheiro Tiago Sousa e ao Engenheiro José Cunha por todos os ensinamentos transmitidos assim como pelos conselhos e sugestões concedidos ao nível da eletrónica analógica e ruídos eletromagnéticos.

Agradeço aos técnicos das oficinas do Departamento de Eletrónica Industrial, Ângela Macedo, Carlos Torres e Joel Almeida pela boa disposição e por se mostrarem sempre disponíveis para ajudar na resolução de qualquer problema.

Agradeço a todos aos meus colegas e amigos da universidade, que me acompanharam ao longo do percurso académico, por todo o espírito de entreatajuda, solidariedade, companheirismo e boa disposição, que contribuíram para o tempo bem passado no laboratório e na universidade. Em especial, ao meu colega de mestrado do GEPE João Silva, por toda a cumplicidade e companheirismo sempre presentes na realização do sistema completo da implementação da microrrede isolada de energia elétrica que se complementa com a junção de ambas as dissertações.

Quero agradecer aos meus pais e ao meu irmão pela oportunidade concedida e esforços realizados necessários à realização do meu percurso académico bem como todo o apoio que me proporcionaram nos tempos mais difíceis.

Por fim, quero agradecer à Alexandrina Barbosa por todo o apoio e paciência sempre demonstrados nos melhores e nos piores momentos vividos ao longo do desenvolvimento desta dissertação.

Resumo

A energia elétrica tem um papel extremamente importante no desenvolvimento de uma região, bem como na melhoria da qualidade de vida do ser humano. É assim fundamental eletrificar regiões isoladas e com elevadas taxas de subdesenvolvimento. A eletrificação da grande maioria destas regiões isoladas, passa pela produção local de energia recorrendo a fontes de energia renovável, quer por razões logísticas quer ambientais.

Nesta dissertação são apresentados e descritos, os sistemas de eletrónica de potência que permitem implementar uma microrrede isolada com produção a partir de fontes renováveis e capacidade de armazenamento local de energia. O foco principal deste trabalho é o desenvolvimento e validação do sistema responsável pela implementação de uma microrrede isolada monofásica com tensão alternada sinusoidal de 230 V/50 Hz. O desenvolvimento do sistema responsável pela produção e armazenamento de energia encontra-se descrito numa dissertação com o tema complementar, realizada pelo colega de laboratório João Silva.

Para a realização da presente dissertação foi necessário o estudo, dimensionamento e implementação do conversor CC-CA de três estágios. Este conversor pode ser dividido num conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta frequência do tipo *buck* e num conversor CC-CA em ponte completa. Para ambos os conversores foi desenvolvido um controlador digital, sendo utilizado um controlador Proporcional Integral no conversor CC-CC e um controlador Preditivo no conversor CC-CA monofásico. Depois de desenvolvido o protótipo do sistema de alimentação da microrrede isolada, foram realizados alguns ensaios laboratoriais de modo a validar a solução apresentada. Os ensaios realizados, permitiram analisar o comportamento do sistema para três tipos de carga diferentes: carga linear puramente resistiva; carga linear predominantemente indutiva; e carga não linear do tipo retificador com filtro capacitivo. Por último, foram ainda realizados alguns ensaios ao sistema desenvolvido na presente dissertação, interligado com o sistema complementar desenvolvido pelo colega João Silva. Perante os resultados obtidos, foi possível comprovar o conceito e validar o funcionamento do sistema de alimentação da microrrede isolada.

Palavras-Chave: Centro Social Sustentável, Conversor CC-CA, Conversor CC-CC, Controlo Digital, Eletrónica de Potência, Energias Renováveis, Microrrede de Isolada de Energia, Sistemas de Armazenamento de Energia.

Abstract

Electric power plays an essential role in the development of an isolated rural region, as well as in improving the overall human well-being. Therefore, the electrification of isolated and underdeveloped zones is a matter of extreme importance. Due to either logistic or environmental reasons, in most of these isolated regions, the required electrification involves the local energy production through renewable energy sources.

In this dissertation, the power electronics system that allows the implementation of an islanded microgrid with local production and storage of energy is presented and described in detail. The main focus of this work is the development and validation of the power electronics system to implement a single-phase islanded microgrid with 230 V/50 Hz sinusoidal voltage. The electronic system responsible for energy production and storage is being developed within the dissertation work of the classmate João Silva.

In order to complete this dissertation, it was required to study, sizing and implement a three-stage DC-AC converter. This converter is composed of a high-frequency isolated buck type full-bridge DC-DC converter and of a single-phase full-bridge DC-AC converter. A digital controller was developed for both converters, namely a Proportional Integral in the case of the DC-DC converter and a Predictive Deadbeat in the case of the DC-AC converter. After the development of the islanded microgrid power system prototype, some laboratorial tests were carried out to analyze the response of the presented solution. The elaborated tests allowed the analysis of the converters toward three different loads: a purely resistive linear load; a predominantly inductive linear load; and a rectifier with capacitive filter nonlinear load. Finally, a few tests were done on the system developed in the presented dissertation combined with the complementary system developed by João Silva. Concerning the final results, it was possible to prove the concept and to validate the operation of the islanded microgrid power system.

Keywords: Sustainable Social Center, DC-AC Converter, DC-DC Converter, Digital Control, Power Electronics, Renewable Energy, Islanded Microgrid, Hybrid Energy Systems, Energy Storage System.

Índice

DECLARAÇÃO	i
Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract.....	ix
Índice	xi
Lista de Figuras.....	xv
Lista de Tabelas	xxi
Lista de Siglas e Acrónimos	xxiii
Nomenclatura.....	xxvii
Capítulo 1 Introdução.....	29
1.1 Caso de Estudo – Centro Social Sustentável para Aldeia Rural Isolada	29
1.2 Motivação e Enquadramento	31
1.3 A Energia Elétrica no Desenvolvimento e Qualidade de Vida do Ser Humano	33
1.4 Acesso à Energia Elétrica no Mundo	33
1.5 Objetivos e Contribuições	35
1.6 Organização da Dissertação	36
Capítulo 2 Sistemas de Produção, Distribuição e Armazenamento de Energia Elétrica	38
2.1 Introdução.....	38
2.2 Produção Descentralizada	38
2.3 Microrredes de Energia.....	40
2.4 Microrredes Isoladas.....	40
2.5 Sistemas de Armazenamento de Energia	43
2.5.1 Baterias Eletroquímicas	44
2.5.2 Flywheels.....	53
2.5.3 Sistemas CAES.....	55
2.5.4 Supercondensadores	58
2.5.5 Hidro-bombagem.....	60
2.6 Microrredes Isoladas de Energia Elétrica em Portugal	61
2.7 Conclusão	62
Capítulo 3 Conversores de Potência e Métodos de Controlo	65
3.1 Introdução.....	65
3.2 Sistemas de Eletrónica de Potência.....	65
3.3 Semicondutores de Potência	66
3.4 Conversores de Potência	68
3.5 Conversores CC-CC	68
3.6 Conversores CC-CA (Inversores)	69
3.6.1 Inversores Fonte de Tensão (VSI)	70
3.6.2 Inversor Fonte de Corrente (CSI)	71
3.6.3 Conversores CC-CA com Isolamento Galvânico	72
3.7 Conversores CC-CA de Estágio Único.....	74

3.8	Conversores CC-CA de Múltiplos Estágios.....	76
3.9	Arquitetura do Conversor Selecionado	79
3.9.1	Primeiro Estágio	79
3.9.2	Segundo Estágio	82
3.9.3	Terceiro Estágio.....	84
3.10	Topologia Proposta para o Sistema de Alimentação da Microrrede Isolda	86
3.10.1	Conversor CC-CC em Ponte Completa Isolado do tipo <i>Buck</i>	87
3.10.2	Controlo do Conversor CC-CC	92
3.10.3	Conversor CC-CA Monofásico em Ponte Completa	93
3.10.4	Controlo do Conversor CC-CA	94
3.11	Conclusão	97
Capítulo 4	Simulação do Sistema de Alimentação da Microrrede Isolada de Energia Elétrica	99
4.1	Introdução.....	99
4.2	Modelo de Simulação do Conversor CC-CC em Ponte Completa do tipo <i>Buck</i>	100
4.2.1	Resultados de Simulação	102
4.3	Modelo de Simulação do Inversor CC-CA em Ponte Completa.....	105
4.3.1	Resultados de Simulação com Carga Linear Resistiva	107
4.3.2	Resultados de Simulação com Carga Linear RL	107
4.3.3	Resultados de Simulação com Carga Não Linear	108
4.3.4	Resultados de Simulação da Resposta Transitória à Entrada e Saída de Cargas da Rede	109
4.4	Sistema Completo	110
4.4.1	Modelo de Simulação do Sistema Completo	110
4.5	Conclusão	113
Capítulo 5	Desenvolvimento do Sistema de Alimentação da Microrrede Isolada de Energia Elétrica	115
5.1	Introdução.....	115
5.2	Andar de Potência.....	115
5.2.1	Conversor CC-CA-CC.....	116
5.2.2	Conversor CC-CA	127
5.2.3	Sistema Digital de Controlo.....	131
5.2.4	Placa de Suporte do DSC.....	132
5.2.5	Sensor de Tensão de Efeito Hall.....	133
5.2.6	Sensor de Corrente de Efeito Hall	136
5.2.7	Placa de Condicionamento de Sinal.....	137
5.2.8	Placas de Comando.....	139
5.2.9	Placa de <i>Driver</i> dos Semicondutores	141
5.2.10	Placa de DAC	142
5.3	Conclusão	143
Capítulo 6	Resultados Experimentais.....	145
6.1	Introdução.....	145
6.2	Resultados Experimentais do Conversor CC-CC em Ponte Completa Isolado de Alta-Frequência do tipo <i>Buck</i>	146
6.2.1	Resultados Experimentais do Conversor CC-CA em Ponte Completa (1ºEstágio).....	146
6.2.2	Resultados Experimentais do Conversor CC-CC Isolado em Ponte Completa do Tipo <i>Buck</i>	148
6.2.3	Problemas Registados com a Placa do Sensor de Tensão.....	151
6.3	Resultados Experimentais do Conversor CC-CA em Ponte Completa.....	152
6.3.1	Resultados Experimentais com Carga Linear Resistiva.....	153
6.3.2	Resultados Experimentais com Carga Linear RL	155
6.3.3	Resultados Experimentais com Carga Não Linear	156
6.4	Resultados Experimentais do Conversor CC-CA Isolado de Alta-Frequência	157
6.4.1	Resultados Experimentais com Carga Linear Resistiva.....	157
6.4.2	Resultados Experimentais com Carga Linear RL	158
6.4.3	Resultados Experimentais com Carga Não Linear	159

6.5	Sistema Completo de Alimentação da Microrrede Isolada Através de Fontes de Energia Renovável.....	159
6.5.1	Resultados Experimentais com Carga Linear Resistiva.....	159
6.5.2	Resultados Experimentais com Carga Linear RL.....	160
6.5.3	Resultados Experimentais com Carga Não Linear.....	161
6.6	Conclusão.....	162
Capítulo 7	Conclusão e Trabalho Futuro.....	163
7.1	Conclusão.....	163
7.2	Sugestões de Trabalho Futuro.....	166
Referências	169

Lista de Figuras

Figura 1.1 – Constituição do Centro Social Sustentável Isolado.	30
Figura 1.2 – Esquema da microrrede implementada: (a) Sistemas de produção e armazenamento de energia; (b) Sistema de alimentação da microrrede isolada.	31
Figura 1.3 – Consumo mundial de eletricidade em TWh no ano de 2016 [9].	33
Figura 1.4 – Acesso da população mundial à energia elétrica (adaptado de [11]).	34
Figura 1.5 – Acesso da população mundial à energia elétrica no ano 1994 e 2014 por área rural e urbana (adaptado de [10]).	35
Figura 2.1 – Arquitetura de uma microrrede isolada com barramento CC comum.	42
Figura 2.2 – Arquitetura de uma microrrede isolada com barramento CA comum.	43
Figura 2.3 – Descrição dos elementos constituintes de uma bateria de Ácido-Chumbo (Baseado em [25]).	47
Figura 2.4 – Bateria de Níquel-Cádmio:(a) Estrutura interna na célula Ni- Cd, (b) Aspeto externo de uma bateria Ni- Cd.	48
Figura 2.5 – Baterias Níquel-hidreto metálico: (a) Esquema eletroquímico de uma célula Ni-MH, (b) Aspeto externo de uma célula Ni-MH.	49
Figura 2.6 – Células de Li-ion com encapsulamento 18650.	50
Figura 2.7 – Tecnologia LiPo: (a) Bateria LiPo; (b) Célula LiPo.	51
Figura 2.8 – Célula LiFePo4 de uma bateria de um veículo elétrico.	52
Figura 2.9 – <i>Flywheel</i> : (a) Sistema de armazenamento constituído por várias <i>flywheels</i> ; (b) Esquema dos elementos constituintes de uma <i>flywheel</i> .	54
Figura 2.10 – Arquitetura de um sistema SF-CAES (adaptado de [17]).	56
Figura 2.11 – Arquitetura de um sistema NSF-CAES (adaptado de [17]).	57
Figura 2.12 – Arquitetura de um sistema LAES (adaptado de [17]).	58
Figura 2.13 – Esquema da estrutura interna de um supercondensador.	58
Figura 2.14 – Exemplo de supercondensadores do fabricante Maxwell.	59
Figura 2.15 – Modos de funcionamento do sistema de armazenamento de energia por bombagem: (a) Produção de energia; (b) Armazenamento de energia.	60
Figura 2.16 – Modos de funcionamento de um sistema GPM: (a) Produção de energia; (b) Armazenamento de energia.	61
Figura 3.1 – Arquitetura de um sistema de eletrónica de potência (adaptado de [56]).	66
Figura 3.2 – Inversor monofásico do tipo fonte de tensão (VSI) com IGBTs.	70
Figura 3.3 – Inversor monofásico tipo fonte de corrente (CSI) com IGBTs.	72
Figura 3.4 – Conversor CC-CA com isolamento galvânico em baixa frequência.	73
Figura 3.5 – Conversor CC-CA com isolamento galvânico em alta-frequência.	74
Figura 3.6 – Inversor flayback dual com isolamento galvânico.	74
Figura 3.7 – Inversor SEPIC com isolamento galvânico.	75
Figura 3.8 – Inversor Zeta com isolamento.	75
Figura 3.9 – Inversor Ćuk com isolamento galvânico.	76
Figura 3.10 – Conversor CC-CA-CA bidirecional.	77
Figura 3.11 – Inversor flyback de dois estágios com isolamento (Adaptado de [63]).	78

Figura 3.12 – Diagrama de blocos dos estágios de conversão do conversor CC-CA-CC-CA.	78
Figura 3.13 – Diagrama de blocos com a divisão do conversor CC-CA-CC-CA em dois blocos.	79
Figura 3.14 – Topologias de inversores monofásicos: (a) Inversor push-pull; (b) Inversor em meia ponte; (c) Inversor em ponte completa.	80
Figura 3.15 – Inversor monofásico push-pull.	80
Figura 3.16 – Inversor monofásico em meia ponte.	81
Figura 3.17 – Inversor monofásico em ponte completa.	82
Figura 3.18 – Topologias de retificadores monofásicos: (a) Retificador com tap central; (b) Retificador híbrido; (c) Retificador em ponte completa a diodos.	82
Figura 3.19 – Retificador com tap central.	83
Figura 3.20 – Retificador híbrido.	83
Figura 3.21 – Retificador em ponte completa a diodos.	84
Figura 3.22 – Topologias de inversores monofásicos: (a) Inversor diode-clamped de três níveis; (b) Inversor em meia ponte; (c) Inversor em ponte completa.	84
Figura 3.23 – Inversor diode-clamped de três níveis.	85
Figura 3.24 – Inversor em meia ponte.	86
Figura 3.25 – Inversor em ponte completa.	86
Figura 3.26 – Esquema elétrico do sistema de alimentação da microrrede isolada.	87
Figura 3.27 – Esquema elétrico do conversor CC-CC em ponte completa.	87
Figura 3.28 – Modulação PWM bipolar para um conversor em ponte completa.	88
Figura 3.29 – Formas de onda da modulação bipolar.	89
Figura 3.30 – Modulação PWM unipolar para um conversor em ponte completa.	89
Figura 3.31 – Formas de onda associadas à modulação PWM unipolar para o conversor CC-CC em ponte completa: (a) Tensão da portadora triangular e dos sinais de referência positivo (V_r) e negativo ($-V_r$); (b) Sinal de comando do interruptor S_1 ; (c) Sinal de comando do interruptor S_2 ; (d) Sinal de comando do interruptor S_3 ; (e) Sinal de comando do interruptor S_4 ; (f) Tensão de saída do conversor em ponte completa.	90
Figura 3.32 – Modulação Phase Shift: (a) forma de onda aplicada ao semicondutor S_1 ; (b) forma de onda aplicada ao semicondutor S_3 ; (c) forma de onda aplicada ao semicondutor S_2 ; (d) forma de onda aplicada ao semicondutor S_4 ; (e) forma de onda à saída do conversor.	92
Figura 3.33 – Diagrama de blocos do controlo digital do conversor CC-CC em ponte completa.	92
Figura 3.34 – Esquema elétrico do conversor CC-CA em ponte completa e do filtro LC passa-baixo.	93
Figura 3.35 – Formas de onda associadas à modulação SPWM unipolar: (a) Sinais de referência (V_{ref} e $-V_{ref}$) e portadora triangular (V_c); (b) Sinal de comando do interruptor S_5 ; (c) Sinal de comando do interruptor S_6 ; (d) Sinal de comando do interruptor S_7 ; (e) Sinal de comando do interruptor S_8 ; (f) Tensão da saída (v_{inv}) e tensão na carga depois do filtro (v_{carga}).	94
Figura 3.36 - Diagrama de blocos do controlo digital do inversor CC-CA em ponte completa.	97
Figura 4.1 – Modelo de simulação do conversor CC-CC isolado de alta-frequência do tipo buck implementado no PSIM.	100
Figura 4.2 – Modelo de simulação do controlador digital aplicado ao conversor CC-CC em ponte completa do tipo buck.	102
Figura 4.3 – Resultados de simulação do conversor CC-CC isolado de alta-frequência do tipo buck em regime permanente: (a) Sinais de PWM (S_1 e S_3); (b) Sinais da PWM (S_2 e S_4); (c) Tensão no primário do transformador (v_p).	103
Figura 4.4 – Resultado da simulação do conversor CC-CA-CC isolado de alta-frequência do tipo buck em regime permanente: (a) Tensão no secundário do transformador (V_s), (b) Tensão à saída da ponte retificadora, (c) Corrente na bobina.	104

Figura 4.5 – Resultado da simulação do conversor CC-CA-CC isolado de alta-frequência do tipo buck em regime transitório com os respetivos valores de tensão (V_{CC}) e corrente à saída (I_{CC}).	105
Figura 4.6 – Modelo de simulação do conversor CC-CA em ponte completa.	105
Figura 4.7 – Modelo de simulação do controlo digital deadbeat.	106
Figura 4.8 – Formas de onda da tensão de referência (v_{ref}), da tensão (v_{carga}), e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa com carga linear resistiva.	107
Figura 4.9 – Formas de onda da tensão de referência (v_{ref}) da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa com carga linear resistiva de $20,5 \Omega$ em serie com uma indutância de 41 mH.	108
Figura 4.10 – Modelo de simulação da carga não linear.	108
Figura 4.11 – Formas de onda da tensão de referência, v_{ref} , da tensão, v_{carga} , e corrente, i_{carga} , à saída do conversor CC-CA em ponte completa com carga não linear.	109
Figura 4.12 – Formas de onda da tensão de referência, v_{ref} , da tensão, v_{carga} , e corrente, i_{carga} , à saída do conversor CC- CA em ponte completa em regime transitório de três cargas distintas: R, RL e não linear.	110
Figura 4.13 – Esquema do sistema completo de alimentação da microrrede.	110
Figura 4.14 – Resultados de simulação do sistema completo de alimentação da microrrede em regime permanente com carga puramente resistiva: (a) Forma de onda da tensão do barramento intermédio de 400 V; (b) Forma de onda da tensão de referência, v_{ref} , da tensão na carga, v_{carga} , e a corrente na carga, i_{carga} , para uma carga linera resistiva de $17,5 \Omega$.	111
Figura 4.15 – Resultados de simulação do sistema completo de alimentação da microrrede em regime permanente com carga RL: (a) Forma de onda da tensão do barramento intermédio de 400 V; (b) Forma de onda da tensão de referência, v_{ref} , da tensão na carga, v_{carga} , e a corrente na carga, i_{carga} , para uma carga resistiva de $20,5 \Omega$ em serie com um bobina de 50 mH.	112
Figura 4.16 – Resultados de simulação do sistema completo de alimentação da microrrede em regime permanente com carga não linear: (a) Forma de onda da tensão do barramento intermédio de 400 V; (b) Forma de onda da tensão de referência, v_{ref} , da tensão na carga, v_{carga} , e a corrente na carga, i_{carga} , para uma carga não linear igual á representada na subsecção 4.3.3.	113
Figura 5.1 – Layout da PCB do conversor CC-CC, desenvolvida no software PADS.	116
Figura 5.2 – Resultado final do conversor CC-CC desenvolvido.	117
Figura 5.3 – MOSFET IXFH110N10P do fabricante IXYS no conversor CC-CC.	117
Figura 5.4 – Núcleo de ferrite B66397G0000X187 do fabricante Epcos.	118
Figura 5.5 – Ponto ótimo de trabalho de um transformador.	119
Figura 5.6 – Transformador de alta-frequência desenvolvido.	123
Figura 5.7 – Tensão no primário e secundário do transformador.	124
Figura 5.8 – Díodo DSEP-12A do fabricante IXYS.	125
Figura 5.9 – Bobina utilizada no conversor CC-CC.	125
Figura 5.10 – Condensadores utilizados no barramento capacitivo do filtro LC intermédio: (a) Condensador modelo CE series 3625P da Panasonic utilizado no filtro LC; (b) Condensador modelo MKP1848C da Vishay.	126
Figura 5.11 – Célula de Li-ion utilizada na bateria.	127
Figura 5.12 – Layout da PCB para o conversor CC-CA desenvolvida no software PADS.	127
Figura 5.13 – Resultado final do conversor CC-CA desenvolvido.	128
Figura 5.14 – IGBT FGA25N120 ANTD da FAISCHILD.	128
Figura 5.15 – Condensador do fabricante Kemet utilizado no circuito de Snubber.	129
Figura 5.16 – Condensador MKP1848 DLC da VISHAY utilizado no filtro passivo do tipo LC.	130
Figura 5.17 – Bobina utilizada no filtro passivo LC.	130
Figura 5.18 – Placa do DSC TMS320F28335.	131

Figura 5.19 – Fluxograma simplificado da rotina de processamento do DSC.	132
Figura 5.20 – Placa de suporte do DSC.	133
Figura 5.21 – Placa do sensor de tensão CYHVS-25A.	134
Figura 5.22 – Sensor de Tensão CYHVS-25A do fabricante ChenYang-Technologies: (a) Aspetto do sensor; (b) Esquema de ligação do sensor de tensão [91].	135
Figura 5.23 – Sensor de corrente LA 50-P do fabricante LEM: (a) Aspetto do sensor; (b) Esquema de ligação do sensor de corrente LA 50-P[92].	136
Figura 5.24 – Placa do sensor de corrente utilizado.	137
Figura 5.25 – Placa de condicionamento de sinal utilizada no protótipo desenvolvido.	137
Figura 5.26 – Circuito elétrico do amplificador.	138
Figura 5.27 – Circuito de deteção de erros.	139
Figura 5.28 – Placa de comando monofásica.	140
Figura 5.29 – Placa de comando trifásica.	141
Figura 5.30 – Placas de driver dos semicondutores de potência.	142
Figura 5.31 – Placa de DAC utilizada nos testes realizados ao protótipo desenvolvido.	143
Figura 6.1 – Bancada de testes do sistema completo de alimentação da microrrede elétrica isolada.	145
Figura 6.2 – Esquema elétrico do circuito de teste do primeiro estágio do conversor CC-CC isolado em ponte completa do tipo Buck.	147
Figura 6.3 – Sinais de atuação dos semicondutores S_2 e S_3 e da tensão, v_s , no conversor buck com: (a) Duty cycle de 25%; (b) Duty cycle de 50%.	147
Figura 6.4 – Esquema elétrico do circuito de teste do segundo estágio do conversor CC-CC isolado em ponte completa do tipo Buck.	148
Figura 6.5 – Resultados experimentais do teste ao conversor CC do tipo buck em malha aberta.	149
Figura 6.6 – Tensão de entrada, v_{in} , tensão do barramento CC, v_{CC} , e corrente fornecida pela fonte que se encontra à entrada do conversor, i_{in} ; (a) Regime transitório; (b) Regime permanente.	150
Figura 6.7 – Tensão de entrada, v_{in} , tensão do barramento CC, v_{CC} , e corrente fornecida pela fonte que se encontra à entrada do conversor, i_{in} ; (a) Regime transitório; (b) Regime permanente.	150
Figura 6.8 – Tensão de entrada, v_{in} , tensão do barramento CC, v_{CC} , e corrente fornecida pela fonte que se encontra à entrada do conversor, i_{in} ; (a) Regime transitório; (b) Regime permanente.	151
Figura 6.9 – Conectores utilizados para ligar as placas dos sensores de tensão às placas de potência.	152
Figura 6.10 – Esquema elétrico do circuito de testes do conversor CC-CA.	153
Figura 6.11 – Resultados experimentais do conversor CC-CA em malha aberta com modulação SPWM: (a) Tensão v_{out} , corrente i_{out} e tensão de entrada v_{in} ; (b) THD da tensão gerada pelo conversor CC-CA, v_{out} .	153
Figura 6.12 – Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CA com controlo PI com a uma carga de 25 Ω : (a) Tensão, v_{out} , e corrente i_{out} ; (b) THD da tensão gerada pelo conversor CC-CA, v_{out} .	154
Figura 6.13 – Resultados obtidos com controlo preditivo deadbeat com o inversor ligado a uma carga puramente resistiva de 25 Ω : (a) Tensão v_{out} ; (b) THD da tensão gerada pelo conversor CC-CA, v_{out} .	154
Figura 6.14 – Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CA com controlo PI com a uma carga de puramente resistiva de 75 Ω : (a) Tensão, v_{out} , e corrente i_{out} ; (b) THD da tensão gerada pelo conversor CC-CA, v_{out} .	155
Figura 6.15 – Esquema elétrico da carga RL utilizada.	155
Figura 6.16 – Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CA com controlo PI com a uma carga linear do tipo RL: (a) Tensão, v_{out} , e corrente i_{out} ; (b) THD da tensão gerada pelo conversor CC-CA, v_{out} .	156
Figura 6.17 – Esquema elétrico da carga não linear utilizada	156

Figura 6.18 – Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CA com controle PI com a uma carga não linear do tipo RC: (a) Tensão, v_{out} , e corrente i_{out} ; (b) THD da tensão gerada pelo conversor CC-CA, v_{out} .	157
Figura 6.19 – Esquema elétrico do circuito de teste do conversor CC-CA isolado de alta-frequência.	157
Figura 6.20 – Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CA com controle PI com a uma carga puramente resistiva de 125Ω : (a) Tensão, v_{out} , corrente i_{out} , e tensão no barramento CC intermediário; (b) THD da tensão gerada pelo conversor CC-CA, v_{out} .	158
Figura 6.21 – Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CA com controle PI com a uma carga linear do tipo RL: (a) Tensão v_{out} , corrente i_{out} e tensão do barramento CC v_{cc} ; (b) THD da tensão gerada pelo conversor CC- CA, v_{out} .	158
Figura 6.22 – Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CA com controle PI com a uma carga não linear do tipo RC: (a) Tensão v_{out} , corrente i_{out} e tensão do barramento v_{cc} ; (b) THD da tensão gerada pelo conversor CC-CA, v_{out} .	159
Figura 6.23 – Resultados experimentais obtidos com controle PI com o inversor a alimentar uma carga linear resistiva de 175Ω : (a) Tensão de saída v_{out} , corrente de saída i_{out} , tensão de entrada v_{in} , e tensão do barramento intermediário v_{cc} ; (b) THD da tensão v_{out} gerada pelo conversor CC-CA.	160
Figura 6.24 – Resultados experimentais obtidos com controle PI com o inversor a alimentar uma carga linear do tipo RL: (a) Tensão de saída v_{out} , corrente de saída i_{out} , tensão de entrada v_{in} , e tensão do barramento intermediário v_{cc} ; (b) THD da tensão v_{out} gerada pelo conversor CC-CA.	161
Figura 6.25 – Resultados experimentais obtidos com controle PI com o inversor a alimentar uma carga não linear: (a) Tensão de saída v_{out} , corrente de saída i_{out} , tensão de entrada v_{in} , e tensão do barramento intermediário v_{cc} ; (b) THD da tensão v_{out} gerada pelo conversor CC-CA.	161

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Comparação entre as diferentes baterias recarregáveis (adaptado de [31]).....	53
Tabela 2.2 – Características das flywheels [18], [36]–[40].....	55
Tabela 2.3 – Características dos supercondensadores [43]–[47].	59
Tabela 2.4 – Características do projeto “Ourique PV” (Adaptado de [51]).	62
Tabela 3.1 – Características de alguns semicondutores que funcionam com interruptores.	68
Tabela 3.2 – Representação dos estados de funcionamento do conversor VSI monofásico.	71
Tabela 3.3 – Representação dos estados de funcionamento do conversor CSI monofásico.	72
Tabela 5.1 – Perdas no transformador para 5 e 6 espiras no primário.	121
Tabela 5.2 – Corrente máxima por enrolamento e respetivo número de fios em paralelo.	122
Tabela 5.3 – Tensão no primário e secundário do transformador e respetiva razão de transformação.	123
Tabela 5.4 – Parâmetros do transformador obtidos por via de uma ponte RLC.	124
Tabela 5.5 – Valores máximos de tensão para cada sensor e potência dissipada nas resistências R_1	135

Lista de Siglas e Acrónimos

Acrónimo / Sigla	Significado
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i> Conversor Analógico-Digital
AMPOP	Amplificador Operacional
AWG	<i>American Wire Gauge</i> Largura Americana do Fio
BJT	<i>Bipolar Junction Transistors</i> Transístores de Junção Bipolar
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSI	<i>Current Source Inverter</i> Inversor Fonte de Corrente
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i> Conversor Digital-Analógico
DSC	<i>Digital Signal Controller</i> Controlador de Sinais Digitais
GEPE	Grupo de Eletrônica de Potência e Energia
GTO	<i>Gate Turn-off</i> Tirístor Desligado pela Porta
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> Transístor Bipolar de Porta Isolada
IGCT	<i>Integrated-Gate Commutated Thyristors</i> Tirístor Comutável por Porta Integrada
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>

Transistor de Efeito de Campo Óxido-Metal Semicondutor

PCB	<i>Printed Circuit Board</i> Placa de Circuito Impresso
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivativo
PSIM	<i>Power SIMulation</i>
PV	<i>Photo Voltaic</i> Fotovoltaico
PWM	<i>Pulse With Modulation</i> Modulação por Largura de Pulso
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RMS	<i>Root Mean Square</i> Valor Eficaz
SAMG	<i>Stand Alone MicroGrid</i> Microrrede Isolada
SPWM	Sinusoidal Pulse With Modulation Modulação Sinusoidal por Largura de Pulso
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> Distorção Harmónica Total
UPS	<i>Uniterruptible Power Supply</i> Fonte de Alimentação Ininterrupta
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> Inversor Fonte de Tensão
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> Comutação com Tensão Zero

Nomenclatura

Símbolo	Significado	Unidade
f	Frequência da tensão da rede elétrica	Hz
f_s	Frequência de amostragem	Hz
f_c	Frequência de comutação	Hz
T	Período	s
T_s	Período de amostragem	s
$THD\%$	Taxa de distorção harmónica percentual total da amplitude da fundamental do sinal	%
V_{CC}	Tensão no barramento de corrente contínua	V
i_{in}	Corrente de entrada do conversor	A
v_{in}	Tensão de entrada do conversor	V
i_{out}	Corrente de saída do conversor	A
v_{out}	Tensão de saída do conversor	V
v_s	Tensão aos terminais do secundário do transformador	V
v_o	Tensão de saída do conversor	V
i_{ind}	Corrente na bobina	A
i_{carga}	Corrente na carga	A

Capítulo 1

Introdução

1.1 Caso de Estudo – Centro Social Sustentável para Aldeia Rural Isolada

No âmbito desta dissertação, são estudados todos os elementos constituintes de uma microrrede rural isolada de energia elétrica com produção local por via de fontes de energia renováveis. Deste modo, é conferida especial atenção aos sistemas de eletrónica de potência responsáveis pela implementação da microrrede. Esta microrrede será responsável por garantir o correto funcionamento de um Centro Social Sustentável numa aldeia rural isolada, sem acesso à rede de energia elétrica.

O estudo e desenvolvimento de toda a eletrónica de potência necessária à implementação da microrrede encontra-se dividido em duas dissertações, sendo a presente responsável pelo desenvolvimento do sistema de alimentação das cargas do Centro Social Sustentável isolado. A parte complementar e responsável pela extração de energia das fontes de energia renováveis, encontra-se descrita no documento de dissertação do aluno do Mestrado em Engenharia Eletrónica Industrial e de Computadores João Silva.

O modelo do Centro Social Sustentável isolado é constituído por conversores de eletrónica de potência que permitem extrair a máxima potência produzida por fontes de energia renovável, como por exemplo a solar e a eólica. Para além das fontes de energia renovável, é considerado também um gerador a diesel de recurso devido às características intermitentes das fontes de energia renováveis. Pelo mesmo motivo, é proposto um sistema de armazenamento de energia capaz de armazenar energia quando a produção excede o consumo, devolvendo essa energia quando as necessidades energéticas são superiores à produção. Por último, a microrrede implementada deve ser capaz de alimentar cargas lineares e não lineares, respeitando sempre as normas de Qualidade de Energia Elétrica (QEE). Na Figura 1.1 encontram-se representados os principais elementos constituintes do sistema completo descrito anteriormente.

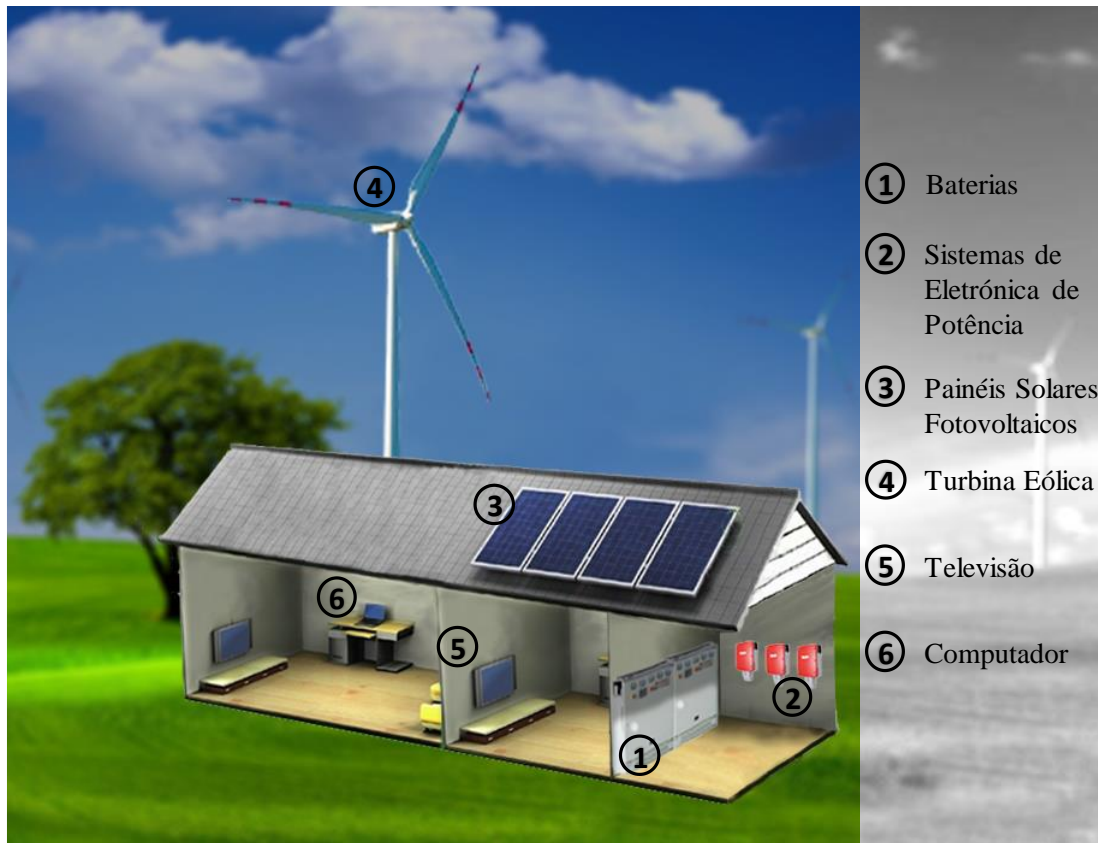


Figura 1.1 – Constituição do Centro Social Sustentável Isolado.

Nesta dissertação, especificamente, são estudados e desenvolvidos os conversores de eletrônica de potência (CC-CC e CC-CA) que implementam o sistema de alimentação da microrrede isolada. É também desenvolvido todo o sistema de controlo digital dos conversores de potência com recurso ao *Digital Signal Controller* (DSC) TMS320F28335.

É de salientar que o sistema, constituído pela presente dissertação e pela dissertação do João Silva, deverá ser o mais compacto possível tendo em vista a sua integração num quadro elétrico de pequenas dimensões.

Na Figura 1.2 é apresentado um esquema geral da microrrede implementada onde podem ser observados todos os conversores do sistema global, encontrando-se em destaque os conversores (CC-CC e CC-CA) desenvolvidos nesta dissertação.

É de notar que o ponto de ligação físico entre os conversores desenvolvidos nesta dissertação e os conversores desenvolvidos pelo João Silva, consiste num barramento CC, como se encontra demonstrado no Figura 1.2.

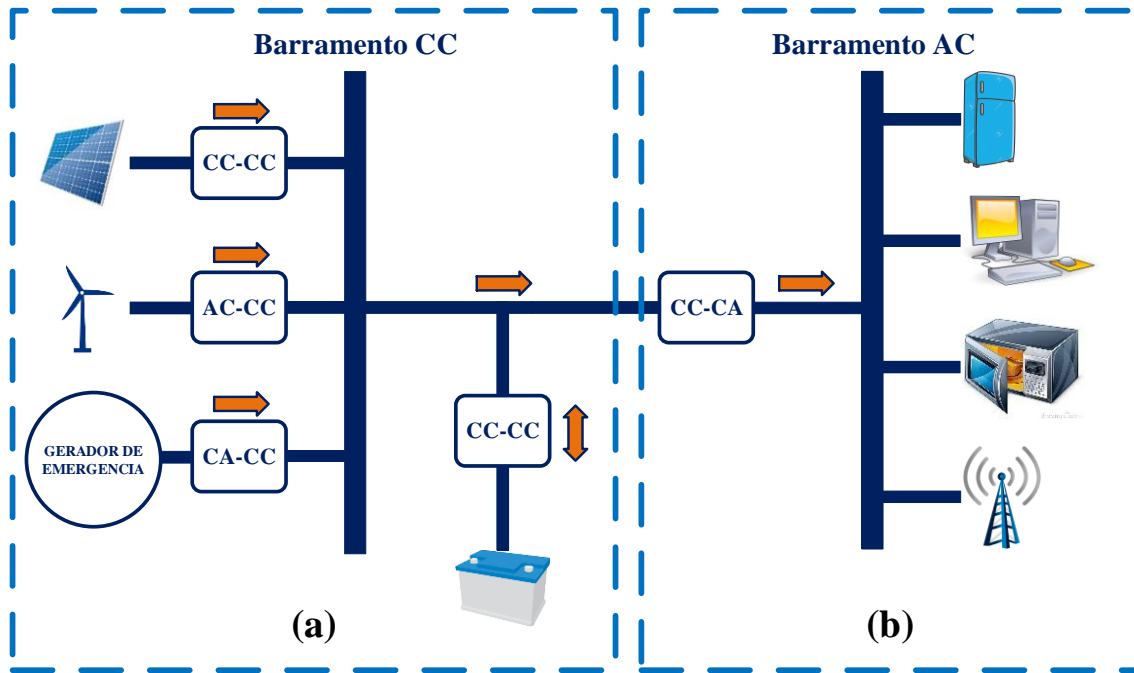


Figura 1.2 – Esquema da microrrede implementada: (a) Sistemas de produção e armazenamento de energia; (b) Sistema de alimentação da microrrede isolada.

1.2 Motivação e Enquadramento

Desde o Século VI a.C. que o Homem se deparou com os fenómenos eletromagnéticos levando-o a questionar-se à cerca dos mesmos. No entanto, só no início do Século XIX foi possível produzir energia elétrica por meio de uma pilha, criada por Alessandro Volta [1][2].

No final do Século XIX, com o aparecimento da lâmpada incandescente inventada por Thomas Edison, e mais tarde, com a construção da primeira central hidroelétrica com um gerador de corrente alternada concebido por Nicola Tesla, juntamente com o transformador desenvolvido por Michael Faraday, foi possível pela primeira vez produzir energia elétrica e fazê-la chegar a dezenas de quilómetros de distância [3]–[6]. Estava nesse momento dado, por um lado, o primeiro passo para uma melhoria exponencial da qualidade de vida do ser humano, dando início por outro lado, a uma dependência sobre a energia elétrica que desde então tem aumentado ano após ano.

A energia elétrica motivou uma forte evolução em todos os setores da sociedade, uma vez que, sem ela não seria possível obter o enorme desenvolvimento nas diversas áreas do conhecimento humano, tornando-se um bem imprescindível, ao ponto de ser impensável viver sem eletricidade nos dias de hoje. Este facto despertou no ser humano a curiosidade e a astúcia de descobrir e desenvolver novas formas de produção de energia elétrica.

Inicialmente, a energia elétrica era predominantemente produzida com recurso a combustíveis fósseis cuja exploração acarreta diversas desvantagens. Desvantagens essas que têm originado consequências possíveis de serem observadas atualmente, tais como, a subida do nível médio das águas do mar, a má qualidade do ar em algumas regiões do planeta, entre outras. Como tal, tendo em vista um desenvolvimento sustentável para o planeta, as energias renováveis têm vindo a despertar um interesse especial.

Nos últimos anos, tem vindo a ser estipuladas metas nas emissões de CO₂ devido às preocupações climáticas, impulsionando o aparecimento de fontes de energia renovável na rede elétrica [7]. Com estas novas fontes de energia, surgiu o conceito de produção de energia distribuída ou descentralizada que veio trazer uma série de vantagens desde económicas, até à melhoria da QEE comparativamente ao sistema energético tradicional. A produção distribuída de energia elétrica proporcionou a entrada de novos fornecedores de eletricidade no mercado energético, refletindo-se numa maior competitividade no setor energético que até então era monopólio apenas de grandes grupos económicos.

A atual rede elétrica em Portugal, foi projetada e implementada tendo em conta as necessidades e os conceitos energéticos de à mais de 50 anos, sendo caracterizada pela sua simplicidade e pela sua robustez, possuindo um reduzido risco de falha. Apesar desta rede estar espalhada por todo o país, existem ainda alguns locais remotos onde a rede elétrica é inexistente, quer por motivos económicos quer geográficos. Este tipo de locais isolados, sem ligação à rede elétrica, existe por todo o mundo, sendo mais frequentes nos países em vias de desenvolvimento.

A solução para o fornecimento de energia em locais isolados e de difícil acesso, passa pela criação de uma microrrede baseada em fontes de energia renovável, combinando os diferentes recursos naturais, como é o caso do sol e do vento, tendo em conta as características geográficas de cada região. Desta forma, é garantida uma produção de energia mais uniforme aumentando a redundância energética da microrrede.

As microrredes elétricas têm como principais vantagens: o menor custo de manutenção; as menores perdas energéticas, uma vez que o local de produção é próximo do local de consumo; uma maior diversidade de tecnologias empregues na produção de energia; o aumento da qualidade da energia elétrica; e finalmente, um menor impacto ambiental uma vez que a sua energia provém maioritariamente de fontes de energia limpas [8].

1.3 A Energia Elétrica no Desenvolvimento e Qualidade de Vida do Ser Humano

A qualidade de vida do ser humano está diretamente relacionada com o acesso e uso de energia elétrica, uma vez que esta possibilita a utilização de um sem número de ferramentas que facilitam e melhoram o seu dia-a-dia. Para além disso, proporciona o desenvolvimento de todos os sectores da atividade humana, com especial destaque para a saúde e a educação, que são os setores de maior relevo na qualidade de vida de uma população [2]. Deste modo podemos relacionar o consumo de energia elétrica com o desenvolvimento de um país e conseqüentemente com o respetivo poder económico. Este facto pode ser constatado, com a análise da Figura 1.3, onde os países mais desenvolvidos apresentam um consumo de eletricidade superior aos países em vias de desenvolvimento.

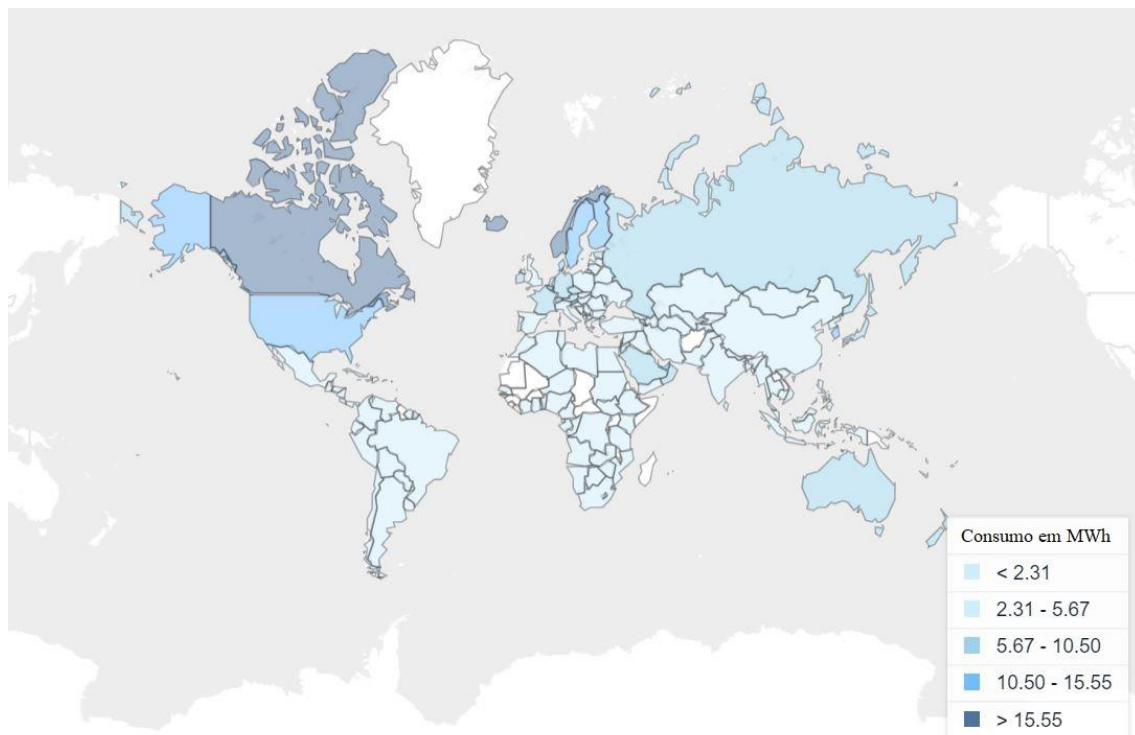


Figura 1.3 – Consumo mundial de eletricidade per capita em kWh no ano de 2014 [9].

1.4 Acesso à Energia Elétrica no Mundo

Segundo dados do banco mundial (instituição financeira internacional), estima-se que, no ano de 2014, cerca de 15% da população mundial, o correspondente a aproximadamente 1,1 mil milhões de pessoas não possuía acesso à rede de energia elétrica [10][11]. Contudo, o acesso à rede elétrica tem aumentado de forma generalizada nas

últimas décadas, como se pode verificar através da análise da Figura 1.4 que compara o ano de 1994 com o ano de 2014.

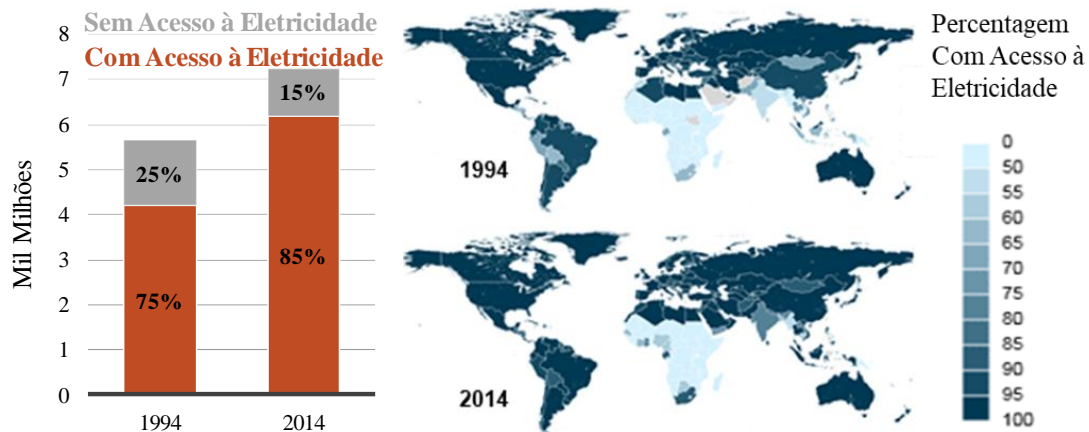


Figura 1.4 – Acesso da população mundial à energia elétrica (adaptado de [11]).

Esta redução de 10 pontos percentuais na população sem acesso à energia elétrica no mundo, não se deve apenas às melhorias e à expansão das redes de distribuição de energia elétrica em todo o mundo. Da análise da Figura 1.5 verifica-se que o aumento populacional no mesmo espaço temporal, é bastante superior nas áreas urbanas do que nas áreas rurais, o que ajuda por si só, a reduzir, em termos percentuais o número de pessoas sem acesso à eletricidade em todo o mundo.

Apesar da tendência apontar para a crescente eletrificação das áreas urbanas e rurais, verifica-se, através da análise da Figura 1.5, que no ano de 2014, aproximadamente 27% da população localizada em zonas rurais em todo mundo não tinha acesso à eletricidade em comparação com os 4% das populações localizadas em zonas urbanas. Concluindo-se que existe ainda um longo caminho a percorrer para fazer chegar a energia elétrica a todas estas populações, em especial foco às populações que se localizam em áreas rurais.

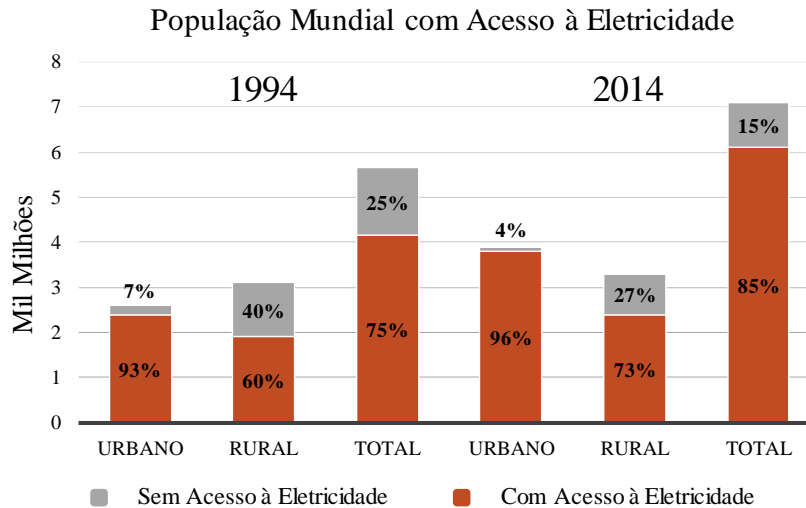


Figura 1.5 – Acesso da população mundial à energia elétrica no ano 1994 e 2014 por área rural e urbana (adaptado de [10]).

1.5 Objetivos e Contribuições

A presente dissertação, tem como principal objetivo o estudo e desenvolvimento dos conversores de potência (CC-CC e CC-CA) necessários ao correto funcionamento do sistema de alimentação de uma microrrede isolada, assim como de todo o sistema de controlo associado. Neste sentido, os objetivos propostos para o desenvolvimento da presente dissertação são os seguintes:

- Estudo dos conversores de potência que podem ser utilizados para o sistema de alimentação da microrrede isolada monofásico de 230 V/50 Hz;
- Uso de ferramentas de simulação computacional como o *PSIM* e/ou *Matlab/Simulink* para avaliar as diferentes topologias de conversores;
- Desenvolvimento dos andares de potência dos conversores;
- Desenvolvimento do sistema de controlo digital dos conversores com recurso ao DSC *TMS320F28335* da *Texas Instruments*;
- Realização de ensaios laboratoriais aos conversores de eletrónica de potência desenvolvidos;
- Realização de ensaios ao sistema de alimentação da microrrede isolada monofásica de 230 V/50 Hz.

1.6 Organização da Dissertação

Ao longo deste documento, composto por sete capítulos, são descritas todas as etapas da elaboração dos objetivos propostos. De seguida é apresentada uma descrição mais detalhada dos tópicos abordados em cada capítulo.

No presente capítulo (Capítulo 1) são apresentados os objetivos e a descrição do caso de estudo deste trabalho, bem como a motivação e o enquadramento do mesmo.

No Capítulo 2, é feita uma revisão bibliográfica dos sistemas de produção distribuída, abordando as suas vantagens e limitações, assim como a sua importância para as microrredes isoladas onde é necessária a produção de energia localmente. Nesse capítulo, é igualmente apresentado o estado da arte de elementos armazenadores de energia passíveis de ser implementados numa microrrede isolada, a fim de garantirem um fornecimento ininterrupto de energia às cargas locais, independentemente da variação da produção das fontes renováveis e da variação das cargas ligadas à microrrede.

No Capítulo 3, é apresentado o estudo e análise dos conversores de eletrónica de potência, que mais se adequem ao protótipo desenvolvido na presente dissertação, abordando o funcionamento e as limitações de cada topologia assim como as técnicas de controlo associadas. Ainda nesse capítulo, é definida a estrutura e as topologias selecionadas para o sistema responsável pela alimentação da microrrede, sendo posteriormente apresentados com detalhe todos os seus estágios de funcionamento.

No Capítulo 4 estão representados os resultados das simulações computacionais, aos conversores que constituem o sistema completo de alimentação da microrrede, realizadas com o auxílio do software PSIM. Adicionalmente são ainda apresentadas as estratégias de controlo para os respetivos conversores de eletrónica de potência.

No Capítulo 5, são apresentados o protótipo do sistema de alimentação da microrrede desenvolvido, assim como todos os componentes utilizados. Por último, são apresentadas as placas responsáveis pela aquisição de dados e envio de sinais de comando aos semicondutores de potência.

No Capítulo 6, encontram-se expostos e discutidos os resultados experimentais obtidos a partir dos ensaios laboratoriais realizados aos conversores de eletrónica de potência desenvolvidos. Estes resultados incluem os ensaios realizados de forma individual aos conversores CC-CC e CC-CA, bem como os ensaios realizados ao sistema completo de alimentação da microrrede.

No Capítulo 7, são apresentadas as principais conclusões retiradas ao longo do desenvolvimento da presente dissertação, assim como algumas sugestões de trabalho futuro, tendo em vista a melhorar do sistema desenvolvido.

Capítulo 2

Sistemas de Produção, Distribuição e Armazenamento de Energia Elétrica

2.1 Introdução

Ao longo deste capítulo é feito um estudo bibliográfico à cerca do tema da presente dissertação, onde são abordados alguns conceitos tais como: a produção descentralizada e, as microrredes de energia não isoladas e as isoladas. São apresentadas as suas vantagens e limitações, bem como o seu impacto na rede elétrica tradicional, no consumidor e no meio ambiente. De seguida, é feita uma revisão dos principais sistemas de armazenamento de energia disponíveis no mercado, tendo em vista o tipo de aplicação em causa. Para cada sistema é apresentada uma breve explicação do seu princípio de funcionamento onde são analisadas as suas principais vantagens e limitações. Por último, são apresentados alguns exemplos de microrredes isoladas de energia elétrica, implementadas em Portugal.

2.2 Produção Descentralizada

Nos últimos anos, com o aumento da utilização de energias renováveis, tem-se assistido à criação de pequenas produções de energia localizadas, quer nas proximidades, quer no interior dos grandes pontos de consumo, como cidades e zonas industriais. O aumento destes pequenos pontos de produção tem fomentado uma mudança no paradigma da produção de energia, no sentido de uma produção de energia descentralizada, que até então era baseado no modelo de produção centralizada. Assim sendo, a produção de energia tende a migrar das grandes centrais energéticas, onde a energia é transportada ao longo de vários quilómetros até ao ponto de consumo, para pequenas centrais de menor potência nas proximidades dos locais de consumo.

A produção de energia descentralizada tem vantagens a vários níveis tais como [12][13]:

A nível Ambiental:

- Menor impacto nos ecossistemas comparativamente às grandes centrais térmicas e hídricas;
- Redução das emissões de gases nocivos e poluentes para a atmosfera;
- Aumento da consciência do consumidor face ao desperdício de energia e ao seu impacto no meio ambiente.

A nível de Investimento e Exploração:

- Diminuição das perdas energéticas no transporte;
- Diminuição do congestionamento da rede elétrica;
- Redução do investimento em grandes centrais de produção;
- Redução do investimento no transporte de energia.

A nível da Qualidade do Serviço:

- Maior fiabilidade do serviço devido à menor probabilidade de haver interrupções;
- Em caso de avaria no sistema de distribuição é mais fácil localizar o problema, e o número de clientes afetados é menor;
- Qualidade do serviço melhorada.

A nível dos Mercados:

- Diminuição do poder do mercado energético por parte das grandes empresas do sector;
- Redução dos preços da eletricidade derivado da redução das perdas no transporte de energia.

Contudo, este novo paradigma de produção de energia enfrenta ainda inúmeros desafios a nível técnico, económico e logístico, tais como:

- Dificuldade em controlar a produção das microproduções de energia;
- Recursos naturais inconstantes (energia solar, eólica e, marés);
- Necessidade da criação de uma infraestrutura de comunicação;
- Custos relativos à continuidade da investigação e desenvolvimento.

Em suma, verifica-se que é necessário continuar a apostar na investigação e no desenvolvimento em torno deste novo conceito de produção de energia para garantir que se trata da aposta certa em detrimento do modelo de produção centralizada. É assim fundamental demonstrar as inúmeras vantagens da produção distribuída com recurso a energias renováveis, assim como realçar a importância dos novos sistemas elétricos mais

eficientes, autónomos e fiáveis, que em muito contribuem para a sustentabilidade energética.

2.3 Microrredes de Energia

O conceito de microrrede é atribuído a redes de distribuição de energia em baixa tensão constituídas pelos seguintes elementos:

- Pequenas unidades de produção de energia a partir de fontes renováveis como a solar fotovoltaica e a eólica;
- Sistemas de armazenamento de energia;
- Sistema de controlo de cargas prioritárias;
- Sistemas de gestão e controlo avançados;
- Infraestrutura de comunicação robusta.

Uma microrrede de energia pode alimentar desde pequenas comunidades rurais isoladas até hospitais e espaços industriais. O seu funcionamento pode assumir dois modos distintos:

- Modo interligado – A microrrede encontra-se ligada à rede elétrica a montante (rede do distribuidor), podendo importar energia para alimentar as cargas locais ou, eventualmente, exportar o excedente da produção;
- Modo isolado – A microrrede através das suas unidades de produção, e armazenamento de energia, consegue assegurar a alimentação de todas as cargas associadas. Este modo de funcionamento é especialmente interessante porque em caso de colapso total ou parcial da rede de distribuição é possível repor o serviço. Esta reposição torna-se possível devido ao facto da microrrede ter a capacidade de arranque autónomo e de poder funcionar sem ligação à rede de distribuição.

2.4 Microrredes Isoladas

O conceito de microrrede isolada (*Stand-Alone MicroGrids - SAMG*) consiste numa rede de distribuição de baixa tensão que pode servir uma pequena região isolada, como por exemplo, uma ilha ou uma aldeia rural, sem qualquer ligação à tradicional rede elétrica. As SAMG são constituídas por pequenas unidades de microgeração juntamente

com sistemas de armazenamento de energia e sistemas avançados de gestão e de controle, suportados por uma infraestrutura de comunicação. As suas fontes de energia renovável devem ser diversificadas a fim de assegurar o contínuo fornecimento de energia elétrica às cargas locais. Contudo, é recomendável a existência de um gerador de emergência, uma vez que, as principais fontes de energia de uma microrrede são de origem renovável e como tal a sua produção é intermitente [14].

As SAMGs estão maioritariamente associadas a pequenas comunidades remotas e isoladas cuja ligação à tradicional rede elétrica não é possível devido, entre outras, às seguintes razões [15]:

- Obstáculos geográficos como as montanhas, os rios, e o mar no caso de ilhas;
- Restrições ambientais como, por exemplo, algumas comunidades inseridas em zonas com condicionantes ambientais como reservas naturais e parques ecológicos;
- Condições climatéricas adversas;
- Grande distância das redes elétricas de distribuição de energia.

Existem duas arquiteturas tipo para a implementação de uma microrrede isolada. Uma delas possui um barramento CC em comum entre os sistemas de produção e o sistema de alimentação de microrrede. Os sistemas de produção são constituídos por conversores de eletrónica de potência do tipo CC-CC e CA-CC e o sistema de alimentação é composto por um conversor CC-CA. Na Figura 2.1 está representado o diagrama de blocos de uma microrrede isolada com barramento CC em comum [16].

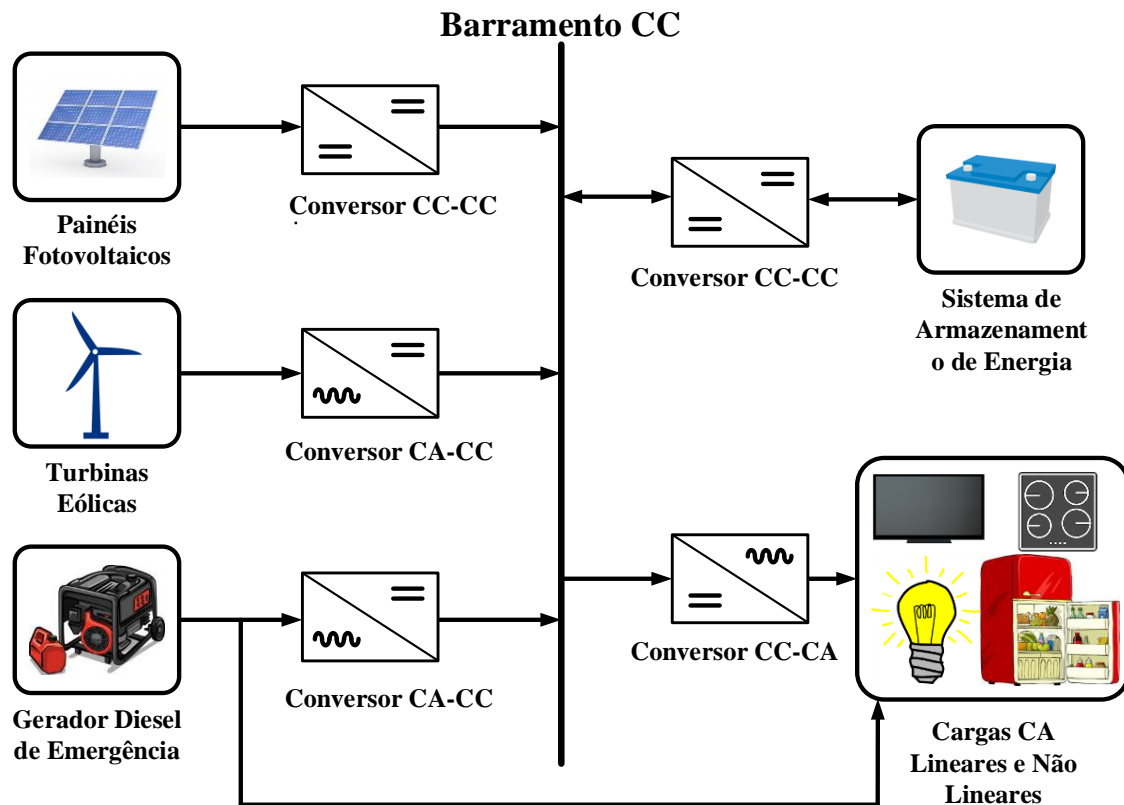


Figura 2.1 – Arquitetura de uma microrrede isolada com barramento CC comum.

A segunda arquitetura tipo apresenta um barramento CA em comum entre os sistemas de produção e o sistema de alimentação. Nesta topologia, os sistemas de produção são constituídos por conversores de eletrônica de potência do tipo CC-CA e CA-CA e o sistema de armazenamento é composto por um conversor CA-CC bidirecional, que é responsável pela interface dos elementos armazenadores de energia com o barramento CA. Na Figura 2.2 está representado o diagrama de blocos de uma microrrede isolada com barramento CA em comum.

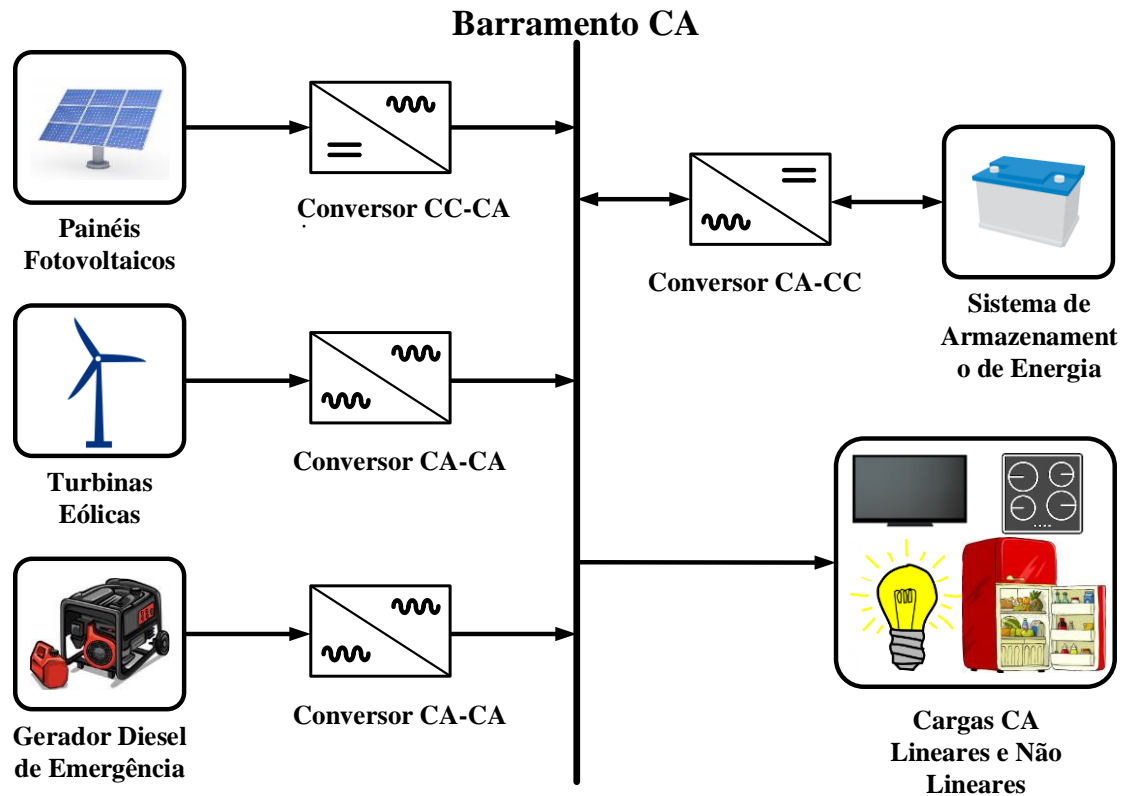


Figura 2.2 – Arquitetura de uma microrrede isolada com barramento CA comum.

2.5 Sistemas de Armazenamento de Energia

Nas microrredes a entrada e a saída de cargas da rede elétrica é imprevisível tornando-se necessário um ajuste constante da energia injetada na mesma. Para além disto, as fontes de energia são maioritariamente renováveis, sendo a produção destas também imprevisível e intermitente. Uma vez que a microrrede é isolada podem facilmente ocorrer desequilíbrios consideráveis entre a produção e o consumo. Torna-se assim evidente a necessidade de recorrer a uma tecnologia que permita um ajuste adequado da energia injetada na rede elétrica, garantindo em simultâneo a qualidade do serviço. Consequentemente os sistemas de armazenamento de energia têm um papel preponderante nas microrredes elétricas isoladas uma vez que permitem o armazenamento de energia nos períodos em que a produção excede o consumo, sendo posteriormente devolvida quando o consumo é superior à produção. Estes sistemas são uma parte integrante de levada importância no funcionamento contínuo das redes isoladas.

As tecnologias de armazenamento de energia que mais sobressaem neste contexto de utilização são: os volantes de inércia, também conhecidos na literatura inglesa por

flywheels; as baterias eletroquímicas; os sistemas de armazenamento de energia através de ar comprimido; os supercondensadores; e a hidro-bombagem [17][18]. Todos estes sistemas serão abordados de seguida, posteriormente a uma breve explicação de alguns termos técnicos utilizados na caracterização das baterias eletroquímicas.

2.5.1 Baterias Eletroquímicas

As baterias são dispositivos que armazenam energia na forma química e disponibilizam energia na forma de energia elétrica. São constituídas por um conjunto de células ligadas em série e/ou em paralelo de forma a perfazerem a tensão, corrente e capacidade pretendida pelo sistema. Cada célula é constituída por dois elétrodos, o cátodo e o ânodo, separados por um meio envolvente, o eletrólito. A formação de energia elétrica deve-se a uma reação química, onde se libertam iões que atravessam o eletrólito, criando uma corrente contínua a uma tensão relativamente baixa [19].

2.5.1.1 Termos Técnicos Utilizados na Caracterização das Baterias Eletroquímicas

De forma a facilitar a compreensão e análise das diversas tecnologias de baterias apresentadas, é necessário conhecer previamente alguns termos e respetivos conceitos [20]–[22].

- **Células primárias:** As reações eletroquímicas são irreversíveis e, como tal, só podem ser utilizadas uma vez. Durante a descarga de célula, a energia elétrica é libertada até à exaustão dos compostos químicos. Um exemplo deste tipo de célula são as pilhas alcalinas;
- **Células secundárias:** As reações eletroquímicas são reversíveis, ou seja, estas células podem ser recarregadas através de aplicação de uma determinada tensão aos seus terminais. O número de recargas é estabelecido pelo fabricante.
- **Auto descarga:** É definida como auto descarga a quantidade de energia perdida numa bateria que se encontra armazenada em circuito aberto. Este parâmetro é apresentado como a percentagem da capacidade perdida ao longo de um mês de repouso;

- **Capacidade (Ah):** A capacidade de uma bateria é apresentada em ampere-hora (Ah) e corresponde à corrente elétrica que esta é capaz de fornecer a uma carga durante uma hora;
- **Ciclos de Vida:** Define o número de descargas e subseqüente cargas em condições elétricas e ambientais específicas até a capacidade de carga disponível da bateria atingir um determinado valor mínimo;
- **Densidade de Energia (Wh/l):** Consiste na relação entre a quantidade de energia máxima armazenada na bateria e o seu volume (em litros);
- **Densidade de Potência (W/l):** Consiste na relação entre a potência nominal da bateria e o seu volume (em litros);
- **Efeito Memória:** Este efeito surge em algumas tecnologias de baterias quando estas são sujeitas a sucessivos ciclos de carga e descarga incompleta. A capacidade que não é utilizada nas descargas incompletas fica temporariamente indisponível, podendo ser recuperada, praticamente na totalidade, depois de efetuadas algumas descargas profundas;
- **Estado de Carga:** O estado de carga corresponde à capacidade disponível numa bateria num dado instante, sendo esta expressa como percentagem da capacidade nominal;
- **Energia Específica (Wh/kg):** Define a relação entre a quantidade energia nominal armazenada na bateria e a sua massa (em kg);
- **Potência Específica (W/kg):** Define a relação entre a potência nominal da bateria e a sua massa (em kg);
- **Sulfatação:** Este fenómeno ocorre nas baterias de ácido-chumbo e manifesta-se através da formação e deposição de cristais de sulfato de chumbo sobre as placas de chumbo, reduzindo desta forma a sua capacidade e performance;
- **Taxa-C (C-Rate):** Define a corrente de carga ou descarga em função da capacidade da bateria. Por exemplo se uma bateria de 10 Ah for descarregada ou carregada com uma corrente de 10 A, isto significa que a bateria está a funcionar a uma taxa de 1C;
- **Tensão de Corte:** Define a tensão mínima, estabelecida pelo fabricante, até a qual a bateria pode ser descarregada sem a ocorrência de danos;
- **Tensão em Circuito Aberto (Voc):** Corresponde à diferença de potencial entre os terminais da bateria a uma determinada temperatura e estado de carga. A

nomenclatura deste parâmetro é representada pela sigla inglesa *Voc – Open Circuite Voltage*;

- **Vida útil:** Define o número de ciclos de carga-descarga, em condições estabelecidas pelo fabricante, que a bateria consegue suportar cumprindo os limites de desempenho anunciados.

2.5.1.2 Baterias de Ácido-Chumbo (PbSO_4)

Gaston Planté, físico francês, criou no ano de 1859 a bateria de ácido-chumbo, sendo esta a mais antiga no sector das baterias recarregáveis. São, ainda hoje, largamente utilizadas em inúmeros sistemas, nomeadamente nos fotovoltaicos, nas micro-eólicas e nos veículos de combustão interna devido ao seu baixo custo e desempenho eficiente. Nestas baterias o eléctrodo positivo de cada célula é composto por dióxido de chumbo (PbO_2), enquanto o eléctrodo negativo é constituído por chumbo (Pb). Ambos os eléctrodos encontram-se imersos num eletrólito ácido, tipicamente o ácido sulfúrico (H_2SO_4) [23].

As baterias de ácido-chumbo podem ser classificadas de acordo com as suas características construtivas. Daí resultam as VLA (*Vented Lead Acid* -Bateria Ventilada de Ácido-Chumbo) e as baterias VRLA (*Valve Regulated Lead Acid* – Bateria de ácido- chumbo regulada por válvulas). Tecnicamente, os dois tipos de baterias são iguais, possuindo algumas diferenças ao nível prático.

Nas baterias VLA o eletrólito apresenta-se como uma solução aquosa ficando limitadas a funcionar na vertical para evitar o derrame do eletrólito. Estas baterias requerem manutenção, sendo necessário, em alguns casos, repor o nível de água destilada, uma vez que durante o funcionamento da bateria ocorre eletrólise da água sendo esta libertada na forma de gás (oxigénio e hidrogénio).

As baterias VRLA são seladas, possuindo, no entanto, válvulas que permitem a saída de gases quando a pressão no interior atinge níveis perigosos. Estas baterias podem funcionar em diversas posições e não requerem qualquer tipo de manutenção. Dentro deste tipo de baterias distinguem-se duas tecnologias diferentes, as baterias AGM (*Absorved Glass Mat*) e as VRLA de gel [24].

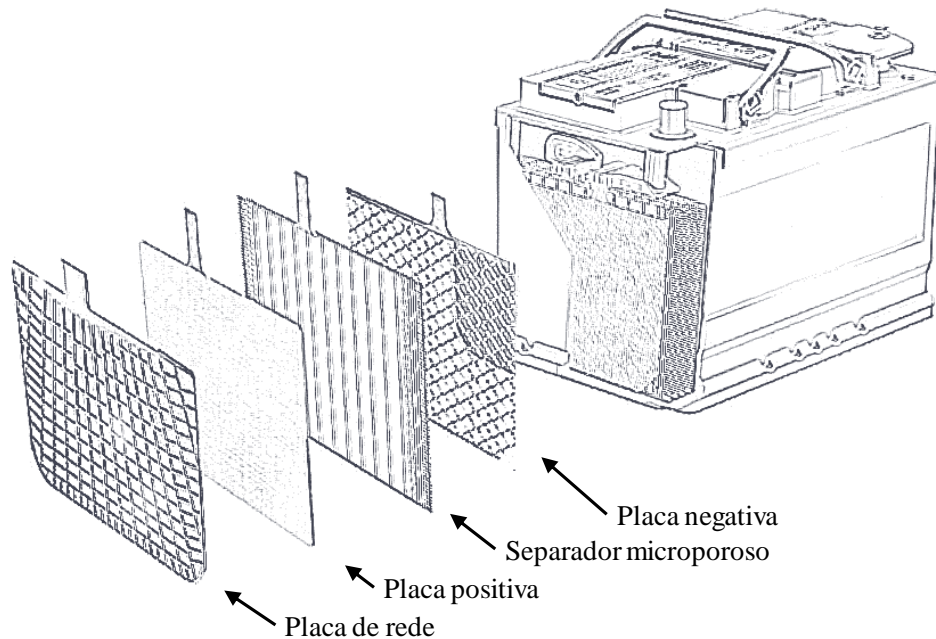


Figura 2.3 – Descrição dos elementos constituintes de uma bateria de Ácido-Chumbo (Baseado em [25]).

Cada célula tem, normalmente, uma tensão nominal de 2 V. Quando está descarregada a tensão pode descer até 1,75 V e quando está totalmente carregada, a tensão pode chegar aos 2,4 V [23].

A profundidade de descarga é um ponto crítico neste tipo de baterias, uma vez que, o seu desempenho e durabilidade é afetado quando se efetuam descargas com profundidades superiores a 30 % da sua capacidade máxima [23].

Este tipo de baterias têm capacidade de fornecer correntes elevadas. Contudo, apresentam uma relação de potência/peso relativamente baixa, tornando-as inapropriadas para aplicações onde a portabilidade é uma prioridade. Assim sendo, as baterias de ácido-chumbo são uma possível solução para aplicações onde o fator custo e capacidade de descarga são importantes e cujo volume e peso não são fatores decisivos, como é o caso de um sistema local de armazenamento onde as baterias encontram-se estacionárias.

2.5.1.3 Baterias de Níquel-Cádmio (Ni-Cd)

A bateria de níquel-cádmio (Ni-Cd) foi desenvolvida pelo cientista sueco Waldemar Jungner, no ano de 1899. Nessa altura, a única tecnologia concorrente era a bateria de ácido-chumbo, bastante menos robusta tanto física como quimicamente [26]. O material para a produção das baterias de Ni-Cd era dispendioso em comparação com a

baterias concorrentes desse tempo, e como tal eram utilizadas somente em aplicações especiais, sendo o custo um fator não prioritário.

Uma célula de níquel-cádmio é constituída por um eletrodo negativo (ânodo) composto por uma liga de cádmio e ferro, um eletrodo positivo (cátodo) composto por hidróxido (óxido) de níquel e um eletrólito alcalino, tipicamente hidróxido de potássio. Na Figura 2.4 está representado um esquema ilustrativo dos elementos constituintes destas baterias assim como o seu aspeto externo.

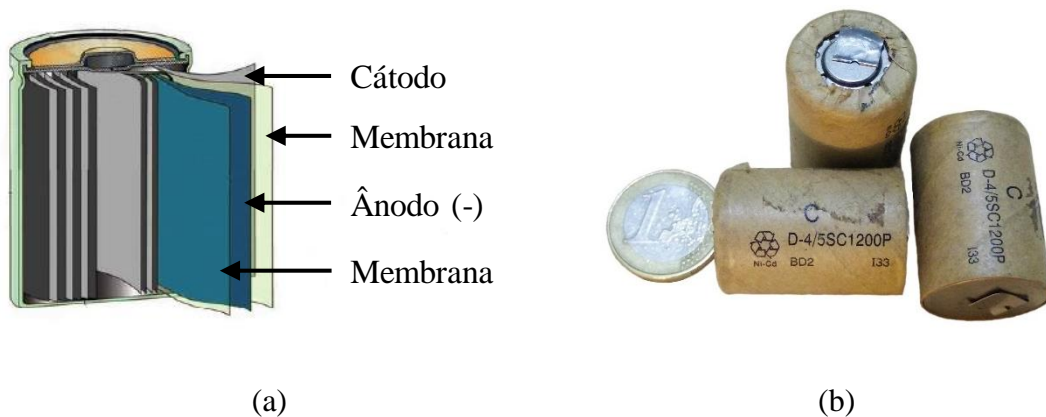


Figura 2.4 – Bateria de Níquel-Cádmio:(a) Estrutura interna na célula Ni- Cd, (b) Aspeto externo de uma bateria Ni- Cd.

A tensão nominal de uma célula Ni-Cd situa-se tipicamente nos 1,2 V, sendo utilizadas em muitos dispositivos eletrónicos projetados para trabalhar com células primárias.

Neste tipo de baterias, sempre que prestados os devidos cuidados, a sua durabilidade é de aproximadamente 1 000 ciclos a uma profundidade de descarga de 80% quando os ciclos de carga/descarga respeitam as recomendações do fabricante. As baterias Ni-Cd são ótimas para funcionarem em ambientes com temperaturas baixas, (até -20°C segundo dados do fabricante [27]) e mantêm toda a sua performance quando expostas a ligeiras sobrecarregadas.

Contudo, estas baterias apresentam algumas carências sendo a mais notória o chamado efeito de memória. Outras desvantagens de relevo são, a elevada taxa de auto-descarga e a utilização de materiais altamente tóxicos (Cádmio). Alguns países estão mesmo a limitar o uso deste tipo de baterias [28].

2.5.1.4 Baterias de Níquel-hidreto metálico (Ni-MH)

As baterias de Níquel-hidreto metálico, representadas na Figura 2.5, tem uma constituição muito semelhante às baterias referidas no ponto anterior. O seu desenvolvimento é atribuído ao cientista Stanford R. Ovshinsky que registou a sua patente no ano de 1982.

A grande diferença nas baterias Ni-MH, relativamente às baterias Ni-Cd, reside na substituição dos materiais que constituem o eletrodo negativo à base de cádmio por um eletrodo de hidrogénio absorvente. Esta transformação permite às baterias de Ni-MH serem mais leves, mais finas, e terem uma capacidade de armazenamento substancialmente superior. Apresenta ainda a vantagem de os seus elementos constituintes serem menos tóxicos e poluentes para o meio ambiente [29].

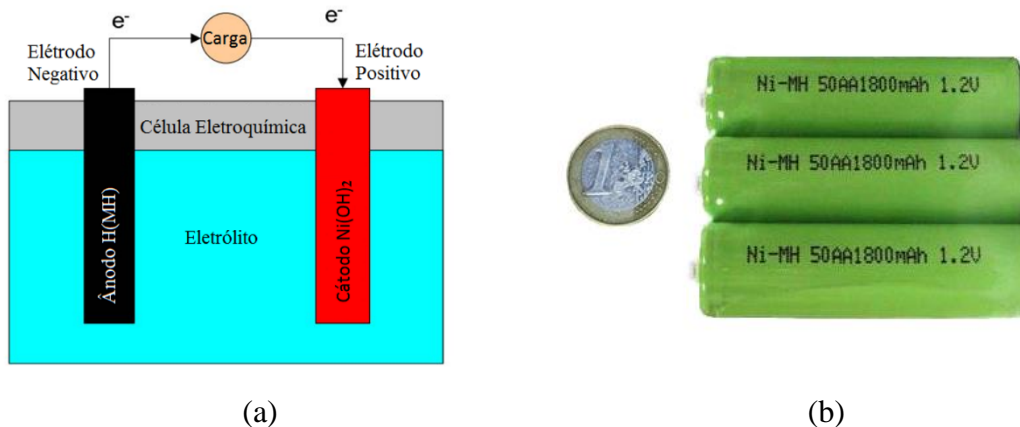


Figura 2.5 – Baterias Níquel-hidreto metálico: (a) Esquema eletroquímico de uma célula Ni-MH, (b) Aspetto externo de uma célula Ni-MH.

Tal como nas células de níquel-cádmio, a tensão nominal individual de cada célula é de 1,2 V, podendo registar valores de 0,9 V quando descarregada e 1,5 V quando carregada. Estes valores são interessantes pois assim as células Ni-MH podem substituir, não só a células Ni-Cd, como as pilhas primárias utilizadas em inúmeros dispositivos.

Comparando as baterias de Ni-MH com as baterias Ni-Cd, conclui-se que a taxa de auto-descarga das baterias Ni-MH é superior e o número de ciclos é inferior. Porém, apresentam grandes vantagens como uma maior imunidade ao efeito de memória, o aumento significativo de capacidade, bem como a utilização de materiais menos tóxicos e poluentes para o meio ambiente.

2.5.1.5 Baterias de Iões de Lítio (Li-Ion)

Os primeiros passos no desenvolvimento das baterias de lítio foram dados no ano de 1912 pelo químico G.N. Lewis, no entanto, só mais tarde, no ano de 1970, surgiram no mercado as primeiras pilhas não recarregáveis de lítio.

O aparecimento da primeira bateria de lítio recarregável, foi dificultado pelos problemas de segurança, uma vez que o lítio é um metal instável que provocava alguns problemas, em especial no processo de carga da bateria. Como tal, somente, no ano de 1991, a empresa *Sony Corporation*, introduz no mercado as primeiras baterias recarregáveis deste género, denominadas de “baterias de iões de lítio”. Estas baterias não foram muito utilizadas inicialmente devido ao seu elevado custo de produção. Atualmente, apesar de ainda serem uma solução de armazenamento dispendiosa, já se encontram a um preço bem mais acessível, possuindo uma relação preço/qualidade bastante atraente.

Numa célula de iões de lítio, a diferença de potencial depende do material a partir do qual são produzidos os seus elétrodos, apresentando assim como valores nominais teóricos 3,6 V ou 3,7 V. O intervalo de tensão entre a célula totalmente carregada ou totalmente descarregada varia entre os 4,4 V e os 3 V, respetivamente.

Uma das principais desvantagens deste tipo de baterias é a sua elevada sensibilidade a descargas profundas. Deste modo, e uma vez que uma descarga total danifica irreversivelmente a bateria, é habitual existir um circuito de proteção ligado à bateria com o intuito de manter a tensão de cada célula dentro dos limites estabelecidos pelo fabricante.

Atualmente estas baterias são muito utilizadas em dispositivos eletrónicos cuja mobilidade é fundamental como telemóveis, câmaras, computadores portáteis, entre outros dispositivos. Na Figura 2.6 encontram-se representadas duas células de iões de lítio com encapsulamento 18650.



Figura 2.6 – Células de Li-ion com encapsulamento 18650.

2.5.1.6 Baterias Lítio-Polímero (LiPo)

As baterias de Lítio-Polímero surgiram no mercado no ano de 1996 e resultam de uma evolução das baterias de Iões de Lítio. A sua constituição química difere das baterias de Li-Ion apenas no eletrólito que passa a ser construído por um polímero sólido e seco de óxido de polietileno. Esta mudança de eletrólito promoveu uma flexibilidade intrínseca à bateria dispensando o seu encapsulamento rígido como é o caso das baterias recarregáveis anteriormente desenvolvidas.

A tensão nominal das células de LiPo é de 3,7 V, sendo o intervalo típico do valor de tensão da célula quando se encontra totalmente carregada e totalmente descarregada de 4,2 V e de 3,0 V, respetivamente. Uma das principais desvantagens, tal como nas Li-Ion, é a sua sensibilidade a descargas profundas. Como tal, é habitual existir um circuito de proteção ligado à bateria para evitar que alguma célula atinja valores inferiores a 2,7 V.

Estas baterias são fortemente utilizadas no modelismo/aeromodelismo e na área da robótica devido à sua elevada densidade energética e ao seu peso reduzido, sendo também utilizadas em dispositivos eletrónicos como computadores portáteis por estes mesmos motivos.

Na Figura 2.7 (a) está representada uma bateria de LiPo de duas células utilizada em modelismo e aeromodelismo com uma taxa de descarga de 50C e na Figura 2.7 (b) encontra-se um exemplo de uma célula de LiPo.



Figura 2.7 – Tecnologia LiPo: (a) Bateria LiPo; (b) Célula LiPo.

2.5.1.7 Baterias Lítio Fosfato de Ferro (LiFePo4)

As baterias de Lítio Fosfato de Ferro, conhecidas como LiFePo4 ou LFP, resultam de investigações feitas no sentido de melhorar, não só o desempenho, mas principalmente a segurança e a estabilidade química das baterias de lítio previamente apresentadas.

A evolução deste tipo de baterias deve-se à alteração do material do cátodo para Lítio Fosfato de Ferro (LiFePo₄). Esta alteração permitiu obter uma bateria recarregável mais segura do que as antecessoras (Li-Ion e LiPo), uma vez que é capaz de suportar melhor as sobretensões, as elevadas temperaturas e os curto-circuitos, evitando assim o perigo de incêndio e/ou explosão.

A tensão nominal deste tipo de células é de, 3,2 V, registando tensões de 2,5 V quando estão descarregadas e tensões de 3,65 V quando estão totalmente carregadas [30]. A vida útil destas baterias pode ultrapassar os 2 000 ciclos de carga e descarga, colocando esta baterias no topo das baterias com maior vida-útil.

Por todos os motivos referidos anteriormente, adicionando o facto de estas baterias não sofrerem do efeito de memória e serem pouco tóxicas para o meio ambiente, fazem com que estas baterias sejam utilizadas em diversas aplicações como a mobilidade elétrica, as energias renováveis e em ferramentas elétricas. Na Figura 2.8 encontra-se representada uma célula de uma bateria LiFePo₄ utilizado num veículo elétrico.



Figura 2.8 – Célula LiFePo₄ de uma bateria de um veículo elétrico.

De forma a obter uma comparação sucinta das características das tecnologias de baterias previamente estudadas e, assim, conseguir a melhor solução para o projeto em questão, encontram-se expostas na Tabela 2.1 algumas características de referência para cada uma das tecnologias.

Tabela 2.1 – Comparação entre as diferentes baterias recarregáveis (adaptado de [31]).

BATERIAS	ÁCIDO-CHUMBO	Ni-Cd	Ni-MH	Li-Ion	LiPo	LiFePo4
Densidade Energética (Wh/kg)	25-50	45-80	60-120 ¹	100-190 ¹	100-190 ¹	90-120 ¹
Ciclos de vida	200-300 ²	1000 ²	500 ²	500-1000 ²	500-1000 ²	1000-2000 ²
Tolerância a sobrecargas	Alta	Moderada	Reduzida	Baixa	Baixa	Moderada
Taxa de auto-descarga por mês	5%	20%	30%	<10%	<10%	<10%
Tensão nominal	2 V	1,2 V	1,2 V	3,6 V	3,7 V	3,2 V
Toxicidade	Alta	Alta	Baixa	Baixa	Baixa	Baixa

1. Depende do material do cátodo

2. Depende da profundidade de descarga (DOD)

2.5.2 Flywheels

As *flywheels*, conhecidas na literatura portuguesa por volantes de inércia, consistem num sistema mecânico de armazenamento de energia cujo seu princípio de funcionamento tem por base a primeira lei de Newton ou lei da inércia. Esta lei da física diz que caso a resultante das forças aplicadas a um corpo seja nula, a velocidade desse corpo é constante, ou seja: “Um corpo em repouso ou movimento retilíneo uniforme permanecerá nesse estado, se a resultante das forças que nele atuam for nula” [32]. Ou seja, as *flywheels* armazenam energia sobre a forma de energia cinética.

Este sistema foi muito utilizado na indústria quando aplicados em circuitos com flutuações de binário e/ou flutuações de rotações por minuto (r.p.m.), denominados de filtros mecânicos [33]. Um exemplo prático deste sistema é o elevado número de máquinas a vapor presentes na revolução industrial que recorriam a este filtro para reduzir o problema da sua velocidade de rotação pulsante [34].

Nos últimos anos, as *flywheels* têm evoluído bastante graças ao avanço tecnológico que permitiu a criação de chumaceiras magnéticas, bem como, a combinação de novos materiais e técnicas de construção que tornaram este sistema mais eficiente e seguro [34].

Este tipo de sistema de armazenamento de energia possui um volante de inércia constituído por um material altamente resistente e denso que está ligado ao veio de um

motor/gerador [35]. O veio, por sua vez, está fixo por chumaceiras tipicamente magnéticas, para que o atrito seja mínimo. Todos os elementos supracitados encontram-se situados no interior de um invólucro com vácuo de forma a reduzir as perdas por atrito.

A segurança é um fator fundamental neste tipo de tecnologias uma vez que lidam com imensa energia sendo necessário numa primeira instância garantir um elevado grau de fiabilidade dos inversores e do sistema de controlo. Para além disso, é importante garantir robustez estrutural das peças móveis, assim como, um encapsulamento suficientemente robusto para, no caso de existir uma rotura mecânica, o perigo do volante de inércia se desfragmentar e projetar os seus estilhaços em todas as direções ser reduzido. Na Figura 2.9, encontra-se ilustrada uma sala com várias *flywheels* em funcionamento e um esquema com os principais elementos constituintes de uma *flywheel*.

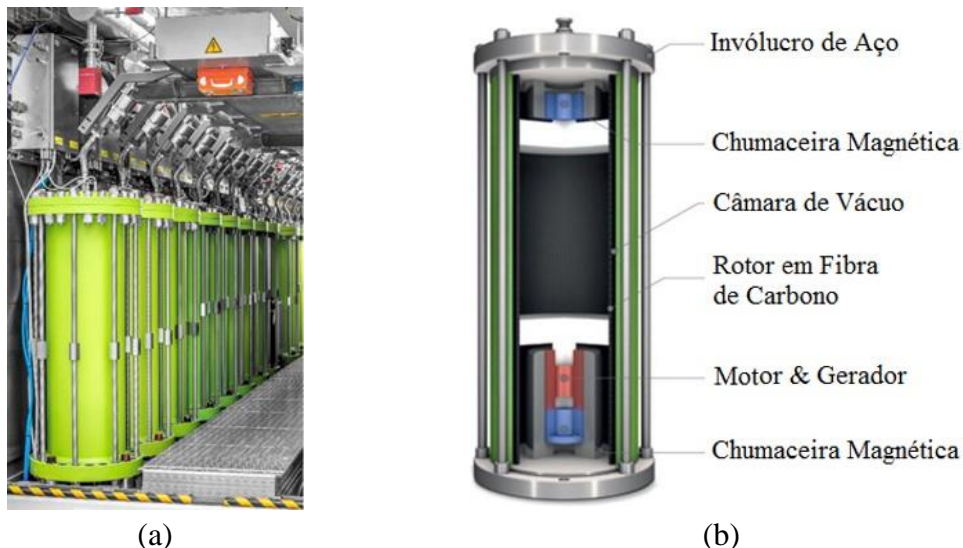


Figura 2.9 – *Flywheel*: (a) Sistema de armazenamento constituído por várias *flywheels*; (b) Esquema dos elementos constituintes de uma *flywheel*.

Atualmente, este sistema tem despertado o interesse na indústria de armazenamento de energia, uma vez que se apresenta como alternativa viável, em determinados cenários de utilização, às baterias convencionais de lítio e de ácido-chumbo.

As principais características que tornam esta tecnologia útil são:

- Densidade de potência elevada;
- Densidade de energia elevada;
- Tempo de vida útil elevado, independentemente do número de ciclos de cargas e descargas;
- Potência disponível, independentemente do SoC (*State of Charge*)

- Requer pouca manutenção;
- Fácil reparação;
- Recarga rápida;
- Sem impacto ambiental (construção com produtos inertes).

Na Tabela 2.2, podem ser observadas algumas características apresentadas pelos fabricantes.

Tabela 2.2 – Características das *flywheels* [18], [36]–[40].

PARÂMETROS	VALOR NOMINAL
Potência (MW)	0,1 – 50
Rendimento (%)	85 – 97
Vida útil (Anos)	>20
Vida útil (Milhares de ciclos)	>100
Densidade energética (Wh/kg)	5 – 200
Custo do armazenamento (€/kWh)	Varia com o tipo de projeto

2.5.3 Sistemas CAES

O sistema CAES (*Compressed Air Energy Storage*) é uma tecnologia capaz de armazenar energia sobre a forma de ar comprimido. Este método permite armazenar grandes quantidades de energia, tendo em conta as características e dimensões dos reservatórios de alta pressão utilizados. Estes reservatórios podem ser grutas naturais, grutas resultantes de exploração mineira, antigas câmaras de gás, poços inativos, bem como antigos refúgios subterrâneos de guerra. A pré-existência destes reservatórios aumenta a competitividade desta tecnologia, tornando-a menos dispendiosa e de instalação mais fácil quando comparada com outros sistemas de armazenamento como a bombagem. É também um dos sistemas de armazenamento mais amigos do ambiente, uma vez que, não provoca a degradação de qualquer recurso natural [26].

Os sistemas CAES podem ser classificados como SF-CAES (*Supplementary Fired CAES*) ou NSF-CAES (*Non Supplementary Fired CAES*) sendo que a sua maior diferença reside no uso, ou não, de combustível aquando da utilização da energia

armazenada. Assim sendo os SF-CAES estão dependentes de combustíveis fósseis enquanto os NSF-CAES funcionam de forma autónoma [17].

O funcionamento de um SF-CAES está ilustrado na Figura 2.10, onde estão representados os seus principais elementos constituintes. Neste sistema, o processo de armazenamento de energia inicia-se em períodos de baixo consumo, sendo a energia armazenada na forma de ar comprimido. Quando é necessário injetar energia na rede elétrica, o ar comprimido é retirado do reservatório, é aquecido com recurso aos gases de escape da turbina e posteriormente é injetado na câmara de combustão da turbina a gás. Este procedimento permite tornar a combustão mais rica e, conseqüentemente, aumentar o seu rendimento.

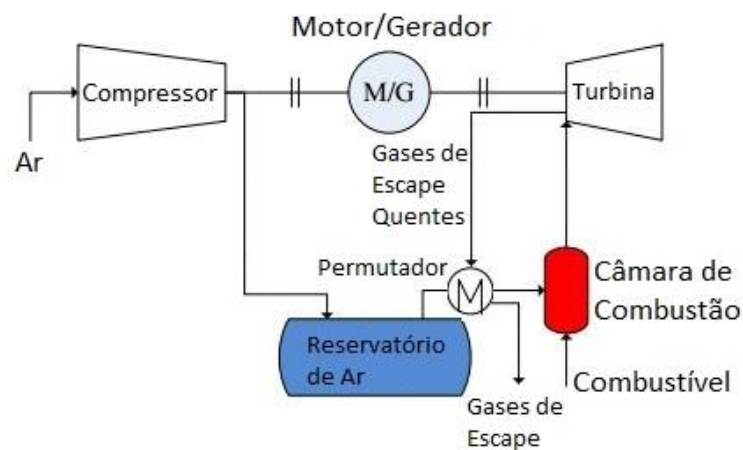


Figura 2.10 – Arquitetura de um sistema SF-CAES (adaptado de [17]).

A arquitetura do sistema NSF-CAES está ilustrada na Figura 2.11, onde estão representados os seus principais elementos constituintes. A sua principal diferença em relação ao SF-CAES é a capacidade de armazenar ar comprimido, juntamente com a capacidade de armazenar a energia térmica proveniente da compressão e da descompressão do ar. A energia térmica armazenada é utilizada no arrefecimento do ar no processo de compressão bem como no aquecimento do ar no processo de expansão.

Neste sistema, durante o processo de compressão do ar, é gerado calor que é aproveitado e armazenado em reservatórios isolados termicamente, para ser utilizado posteriormente durante a descompressão.

No processo de descompressão, o ar que se encontra armazenado a alta pressão é retirado do reservatório, é aquecido com recurso à energia térmica armazenada, e é expandido através da passagem por um conjunto de turbinas de alta, média e baixa pressão, que convertem parte da energia do ar comprimido em energia cinética.

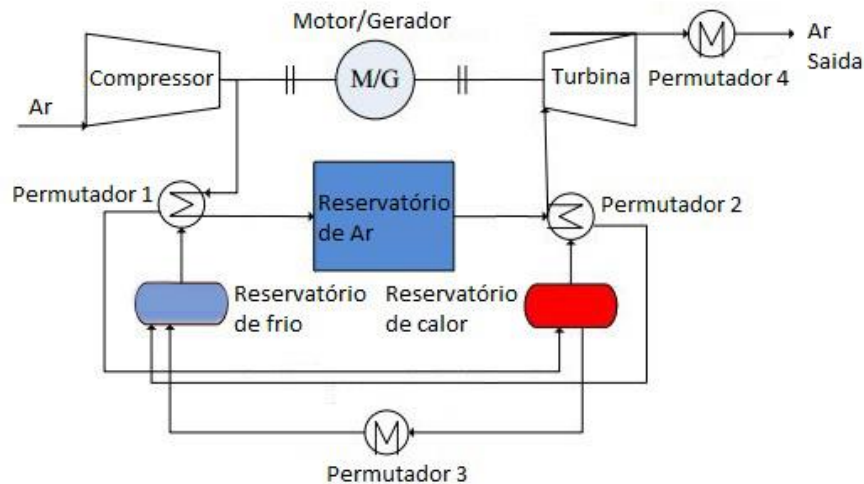


Figura 2.11 – Arquitetura de um sistema NSF-CAES (adaptado de [17]).

Existe outro método de armazenamento de energia através de ar comprimido conhecido por LAES (*Liquid Air Energy Storage*). Este método tem algumas semelhanças com o NSF-CAES, como se pode verificar através da análise da Figura 2.12.

Ambos os sistemas armazenam energia térmica proveniente da compressão e descompressão do ar, e funcionam sem recurso a qualquer combustível fóssil. A principal diferença encontra-se na técnica utilizada para armazenar o ar. Enquanto o sistema NSF-CAES recorre à compressão do ar como forma de armazenar energia, o sistema LAES, recorre a um processo de filtragem, e posterior arrefecimento do ar, a uma temperatura de -196°C , transformando assim, o equivalente a 710 litros de ar no estado gasoso em 1 litro de ar no estado líquido [8][9].

Quando a energia armazenada é necessária, o ar líquido é retirado do reservatório passando por um processo de aquecimento até ficar no estado gasoso a alta pressão. Em seguida dá-se o processo de expansão do ar, tal como no sistema NSF-CAES, através da passagem por um conjunto de turbinas de alta, media e baixa pressão, que convertem parte da energia do ar comprimido em energia cinética.

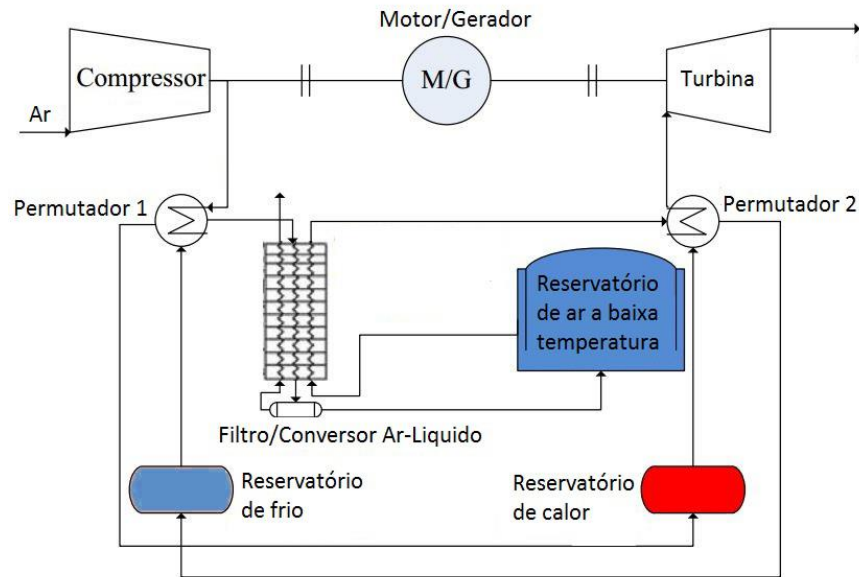


Figura 2.12 – Arquitetura de um sistema LAES (adaptado de [17]).

2.5.4 Supercondensadores

Os supercondensadores, também conhecidos por ultracondensadores são elementos que armazenam energia elétrica por meio de cargas electrostáticas. Estes elementos são formados por pares de placas condutoras, separadas por um dielétrico. A sua construção e funcionamento é semelhante à de um condensador convencional, no entanto estes apresentam capacidades superiores, uma vez que possuem uma maior área de superfície e um dielétrico menos espesso [41]. Na Figura 2.13 pode ser observada a estrutura interna de um supercondensador.

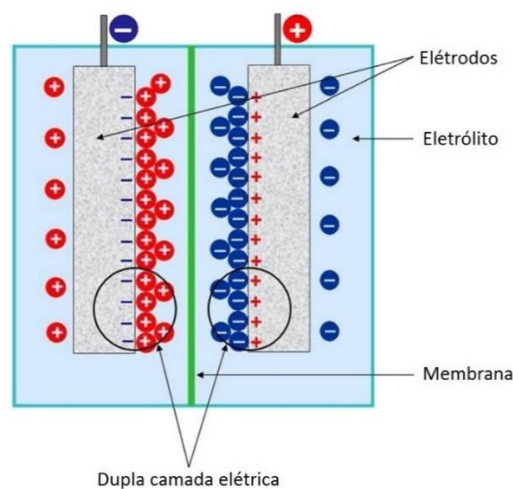


Figura 2.13 – Esquema da estrutura interna de um supercondensador.

Este tipo de condensadores difere das baterias no sentido em que armazenam energia na superfície dos seus elétrodos (electrostaticamente), em vez de armazenar energia devido a uma reação eletroquímica. Isto resulta num tempo de vida útil dos condensadores bastante superior ao apresentado pelas baterias [42][43].

Estes armazenadores de energia são caracterizados pela sua elevada densidade de potência quer no período de descarga, quer no período de carga. São então apropriados para aplicações que têm a necessidade de responder a picos de potência, como equipamentos de qualidade de energia elétrica e veículos elétricos ou indústrias que operam equipamentos de elevada potência [42][43].

Na Tabela 2.3 estão representadas algumas características dos supercondensadores segundo os seus fabricantes.

Tabela 2.3 – Características dos supercondensadores [43]–[47].

CARACTERÍSTICAS	VALOR NOMINAL
Rendimento (%)	85 – 98
Vida Útil (Anos)	8 – 14
Vida Útil (Milhares de ciclos)	>500,000
Densidade Energética (Wh/kg)	2,245 – 14
Custo do Armazenamento (€/kWh)	10 – 20

Na Figura 2.14 podem ser observados alguns exemplos de supercondensadores do fabricante americano *Maxwell Technologies*. Este fabricante dispõe de componentes com capacidades de 1 F até 3400 F e tensões de 2,7 V até módulos que totalizam 160 V [48].



Figura 2.14 – Exemplo de supercondensadores do fabricante Maxwell.

2.5.5 Hidro-bombagem

Este tipo de sistema de armazenamento de energia define-se como uma tecnologia que aproveita a possibilidade de movimento de grandes quantidades de água entre dois reservatórios com cota de solo diferentes. O seu foco de utilização prende-se com o equilíbrio energético ao longo do dia permitindo armazenar energia, nas horas de vazio, isto é, armazenar energia nos períodos do dia em que há menor consumo de energia, para mais tarde, nas horas de cheia, produzir energia de modo a colmatar a falta de energia. Estes dois processos, o armazenamento e a produção de energia, são descritos de seguida.

O processo de armazenamento, conhecido por bombagem, consiste em bombear água de um reservatório que se encontra a uma cota de solo inferior para um reservatório com uma cota de solo superior, armazenando assim energia na forma de energia potencial. O processo inverso, consiste em fazer passar a água no sentido inverso, tal como numa normal central hídrica, acionando deste modo, a turbina/gerador, que são responsáveis pela produção de energia elétrica. Na Figura 2.15 encontram-se ilustrados os dois modos de funcionamento descritos.

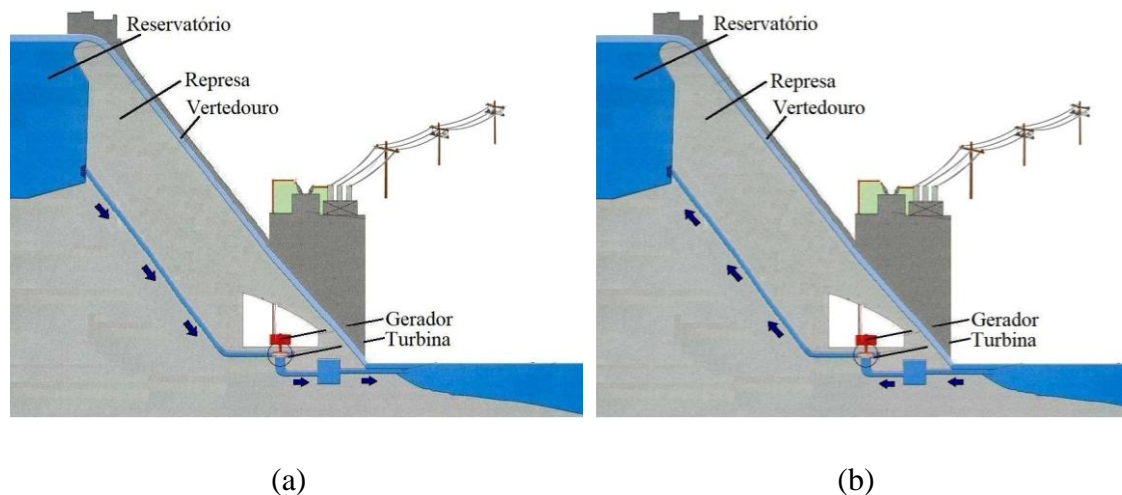


Figura 2.15 – Modos de funcionamento do sistema de armazenamento de energia por bombagem: (a) Produção de energia; (b) Armazenamento de energia.

Contudo, este tipo de sistema não é praticável em inúmeras situações devido às suas grandes restrições ao nível do espaço físico que requer na sua implementação bem como a necessidade de uma alteração elevada de relevo para ser funcional. No sentido de colmatar estas restrições tem surgido outras alternativas com o mesmo princípio de funcionamento, sendo uma delas o GPM (*Gravity Power Module*). Na Figura 2.16 está representado o funcionamento deste sistema.

Neste sistema, o processo de armazenamento de energia consiste em bombear água para o interior de um depósito insuflável sobre o qual se encontra um peso, fazendo com que este suba. Deste modo é armazenada energia sobre a forma de energia potencial. Aquando da necessidade de energia elétrica, a água que se encontra pressionada pelo peso irá passar por uma turbina ligada a um gerador que será responsável pela produção de energia elétrica.

Este sistema comparativamente à hidro-bombagem não possui muitas limitações em termos de tamanho, visto que pode ser construído no subsolo.

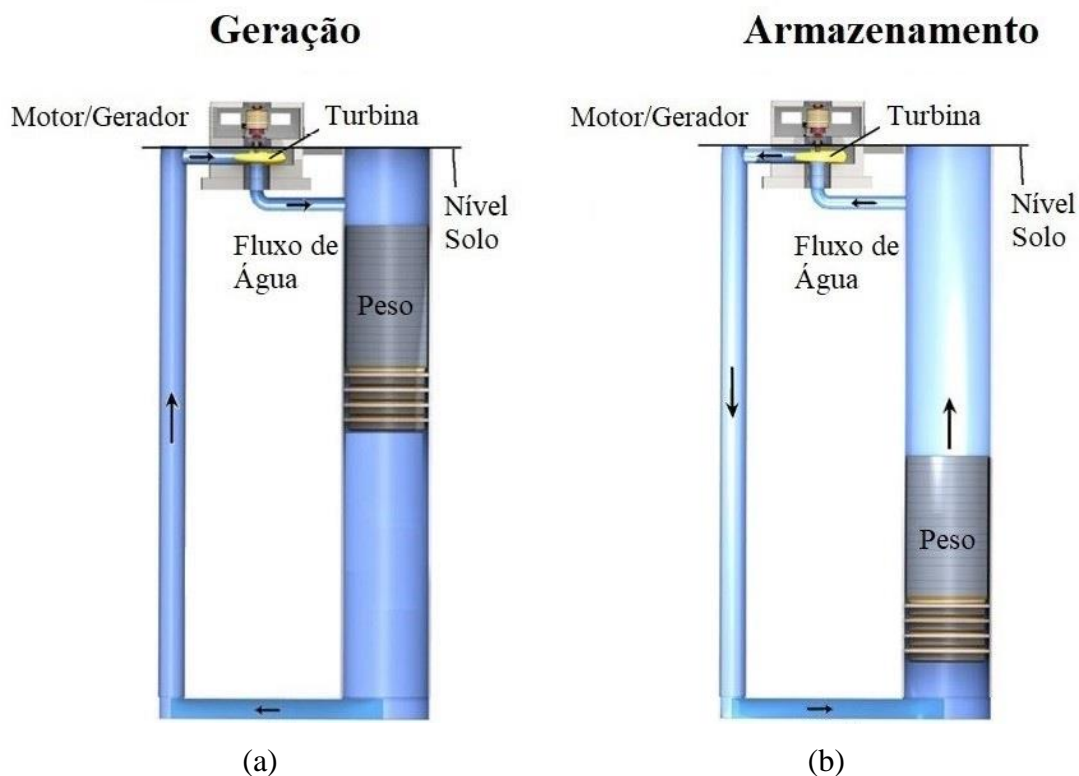


Figura 2.16 – Modos de funcionamento de um sistema GPM: (a) Produção de energia; (b) Armazenamento de energia.

2.6 Microrredes Isoladas de Energia Elétrica em Portugal

O conceito de microrrede isolada com recurso à geração híbrida de energia renovável tem vindo a ser implementado em vários locais isolados cuja ligação à rede elétrica pública se torna impossível ou pouco viável. Exemplo disso é o projeto de eletrificação rural “Ourique PV”. Este projeto passa por fazer chegar energia elétrica a cinco pequenos aglomerados populacionais distantes da rede elétrica com recurso à geração híbrida de energia renovável no concelho de Ourique [49][50]. O projeto “Ourique PV” alberga três centrais de produção de energia combinando geradores eólicos, geradores fotovoltaicos, baterias eletroquímicas para acumulação de energia e

geradores a diesel de recurso. A energia produzida é distribuída através de três microrredes cobrindo um total de cinco aldeias.

Na Tabela 2.4 estão representadas as potências dos grupos geradores de cada central bem como as aldeias que são alimentadas por cada microrrede.

Tabela 2.4 – Características do projeto “Ourique PV” (Adaptado de [51]).

CENTRAL	LOCALIDADES	GERAÇÃO EÓLICA (kW)	GERAÇÃO FOTOVOLT AICA (kWp)	GERAÇÃO DIESEL (kVA)
Cismalhas	Cegonhitas Cismalhas Cerro do Guincho	2x15	21	15
Monte Sambro	Monte Sambro	1x15	10,5	15
Monte Corte de Coelho	Monte Corte de Coelho	--	10,5	15

Um outro exemplo mais recente da utilização de microrredes para a eletrificação de locais remotos em Portugal é o projeto “Berlengas – Laboratório de Sustentabilidade” [52]. Este projeto na fase piloto era constituído por 12 painéis solares fotovoltaicos, com uma potência total instalada de 1,84 kW e por 24 baterias que totalizavam um armazenamento de 14,6 kWh [53].

Atualmente, ainda numa fase embrionária o projeto “Porto Santo Sustentável - Smart Fossil Free Island” em parceria com a marca de automóveis Renault, tem como objetivo aumentar a componente de produção de energia renovável de forma gradual até à extinção das fontes de energia de origem não renovável. Esta parceria com a Renault é uma forma de demonstrar que é possível reutilizar as baterias de veículos elétricos que já não reúnem as melhores condições para a mobilidade elétrica e dar-lhes um novo uso como armazenadores de energia elétrica [54][55].

2.7 Conclusão

Ao longo deste segundo capítulo, foi elaborada uma revisão bibliográfica da constituição do sistema a desenvolver, dando um especial foco aos sistemas de armazenamento de energia que possuem um papel crucial para o correto e contínuo funcionamento da microrrede a implementar.

Do estudo efetuado, ao conceito de produção descentralizada, conclui-se que apesar das inúmeras vantagens apresentadas, ainda é necessário um aperfeiçoamento tecnológico de forma a tornar esta solução mais desenvolvida e viável. Verificou-se, de igual modo, que a mudança do paradigma da produção centralizada para a produção descentralizada, contribuiu para a afirmação do conceito de microrrede de energia isolada. Dentro destas encontram-se as microrredes isoladas de energia elétrica, que são as que ganham maior destaque no tema desta dissertação.

Em seguida, foi realizado um estudo bibliográfico sobre os principais sistemas de armazenamento de energia no contexto da microrredes de onde se pode constatar que as baterias eletroquímicas se apresentam como um sistema muito interessante e largamente utilizado, devido ao seu custo por kWh e ao facto de ser uma tecnologia mais estudada e segura comparativamente às restantes soluções.

Por último, foi feito um levantamento das microrredes já implementadas em Portugal, onde se conclui que a combinação mais comum de fontes de energia para microrredes isoladas é a energia solar e a energia eólica, geralmente associadas a um gerador diesel de emergência. Esta solução apresenta-se frequentemente como a mais adequada para a eletrificação de locais isolados e de difícil acesso. É também bastante interessante para aplicações em locais onde a preservação do ambiente é imperativa como é o caso do projeto “Berlengas – Laboratório de Sustentabilidade”.

Capítulo 3

Conversores de Potência e Métodos de Controle

3.1 Introdução

Neste capítulo é feita uma revisão bibliográfica dos conversores de eletrônica de potência, são estudadas e analisadas as suas características de funcionamento tendo em vista a seleção da topologia que melhor se enquadra no sistema a desenvolver na presente dissertação.

Os conversores de eletrônica de potência são elementos essenciais em qualquer projeto de eletrônica em que seja necessário modificar grandezas elétricas como tensão, corrente ou frequência. Atualmente os conversores de eletrônica de potência podem ser organizados em quatro grandes grupos: CC-CC, CC-CA, CA-CC e CA-CA. Cada grupo contém várias topologias e funções específicas, sendo alguns exemplos aqui apresentados.

Terminada a apresentação dos conversores estudados, é apresentada a topologia escolhida para ser implementada no desenvolvimento da presente dissertação.

3.2 Sistemas de Eletrônica de Potência

A eletrônica de potência tem como principal campo de atuação os sistemas de eletrônica responsáveis por modelar e controlar o fluxo de energia elétrica entregue a uma determinada carga, ou seja, são responsáveis por converter um determinado sinal de elevada potência elétrica, num sinal de potência controlada, com alguns dos seus parâmetros (tensão, corrente, frequência, fase) controlados através de um circuito de controle, para garantir o correto funcionamento da carga que alimenta. Na Figura 3.1 encontra-se ilustrado um esquema da arquitetura de um sistema de eletrônica de potência.

Nos sistemas de eletrônica de potência, é importante ter em atenção as perdas energéticas tanto pela necessidade de tornar os equipamentos mais eficientes como pelos problemas da dissipação de calor que daí advém e que podem levar ao mau funcionamento do equipamento ou mesmo à sua destruição. Por este motivo, os sistemas de eletrônica linear estão a cair em desuso dado que os semicondutores são utilizados na

região linear, ou seja, a trabalhar como uma resistência variável, o que resulta numa dissipação contínua de energia e consequentemente uma baixa eficiência energética. Para além deste problema, os sistemas com eletrónica linear funcionam a baixas frequências, o que requer transformadores volumosos, pesados e mais dispendiosos.

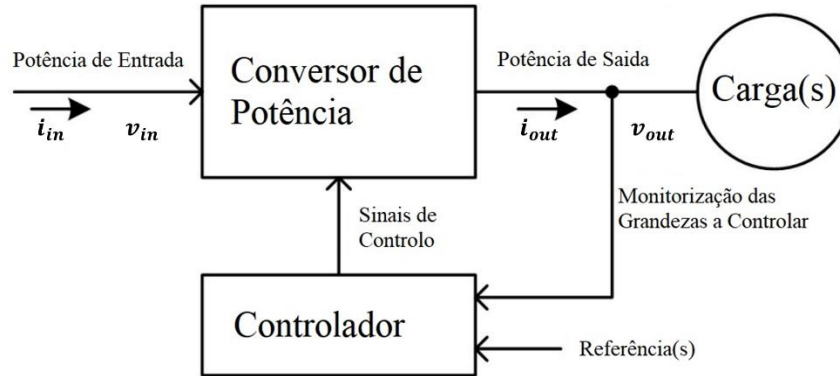


Figura 3.1 – Arquitetura de um sistema de eletrónica de potência (adaptado de [56]).

Os conversores de eletrónica de potência comutados apresentam-se como uma alternativa aos sistemas de eletrónica linear uma vez que recorrem a semicondutores que operam como interruptores, assumindo apenas dois modos de funcionamento; ligado ou desligado. Desta forma a dissipação de energia nos semicondutores passa a ser durante as comutações o que contribui para a redução de energia desperdiçada. Nestes sistemas as frequências de comutação são elevadas, permitindo a redução de componentes como transformadores, bobinas e condensadores. Porém é necessário ter em atenção que quanto maior for a frequência de comutação, maiores são as perdas nos semicondutores, sendo necessário estabelecer uma relação de compromisso entre a frequência de comutação, as perdas energéticas, o volume do sistema e o custo de produção do mesmo. Apesar disso, a frequência de comutação, tende a aumentar tanto quanto possível uma vez que torna a eliminação dos harmónicos mais fácil. Isto deve-se ao facto dos harmónicos associados terem frequências próximas e múltiplas da frequência de comutação.

3.3 Semicondutores de Potência

Sendo a eletrónica de potência uma ciência aplicada à conversão e controlo do fluxo de energia eléctrica entre dois ou mais sistemas distintos, através de conversores de potência, é fundamental o uso de semicondutores que funcionem como interruptores.

Em eletrónica de potência os semicondutores (interruptores) podem ser classificados em três categorias: Não Controláveis; Semi-Controláveis e Controláveis.

Os semicondutores não controláveis são os díodos que comutam o seu estado de forma natural, através da tensão aplicada aos seus terminais. Ou seja, os díodos entram em condução quando a tensão aplicada aos seus terminais é capaz de os polarizar diretamente. Por outro lado, quando a tensão aplicada aos terminais é inversa, este fica inversamente polarizado e não permite a condução de corrente no sentido do cátodo para o ânodo.

Os interruptores semi-controláveis, permitem controlar o momento em que entram em condução. Exemplo destes semicondutores são os tirístores que permitem selecionar o momento em que entram em condução, contudo o momento em que estes deixam de conduzir depende apenas do circuito em que estão inseridos. Isto é, o tiristor só deixa de conduzir quando a corrente chega a zero e tenta inverter o seu sentido. Depois do tiristor se desligar, só entra de novo em condução quando estiver diretamente polarizado e receber o sinal de ativação na *gate*.

Por último os semicondutores controláveis permitem controlar a entrada e saída de condução independentemente do sentido da queda da tensão aos seus terminais. Exemplo destes interruptores são os IGBT (*Isolated Gate Bipolar Transistor*), MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), GTO (*Gate Turn-off*), IGCT (*Integrated-Gate Commutated Thyristor*), e BJT (*Bipolar Junction Transistor*).

Na Tabela 3.1 estão representadas as características mais importantes dos semicondutores anteriormente mencionados.

Tabela 3.1 – Características de alguns semicondutores que funcionam com interruptores.

TIPOS DE INTERRUPTORES					
	MOSFET	IGBT	GTO	IGCT	BJT
Tensão Máxima (V)	1000	6000	6000	6000	1700
Corrente Máxima (A)	28	1200	4000	1200	1000
Frequência de Comutação Máxima (kHz)	5-1000	2-20	0,2-1	2-20	0,5-5

3.4 Conversores de Potência

Os conversores de eletrónica de potência são uma família de circuitos elétricos que convertem um sinal de energia eléctrica de um determinado nível de tensão, corrente e/ou frequência para outro através da utilização de semicondutores, componentes passivos e métodos de controlo avançado [57]. Como referido anteriormente, os conversores podem ser classificados em 4 tipos, conversores CC-CC ou *Choppers*, conversores CC-CA ou inversores, conversores CA-CC ou retificadores e conversores CA-CA ou ciclo-conversores. Para todos estes tipos de conversores, existem topologias unidireccionais e bidireccionais, sendo as unidireccionais capazes de realizar a conversão de energia num sentido e as bidireccionais tem a capacidade de converter energia nos dois sentidos.

3.5 Conversores CC-CC

Os conversores CC-CC são amplamente utilizados na indústria, para ajustar a tensão de alimentação de algumas cargas. Estes conversores podem ser encontrados em inúmeros dispositivos eletrónicos, desde aplicações de baixa potência até aplicações industriais de elevada potência como o acionamento e controlo de motores eléctricos para máquinas industriais pesadas.

Este conversor é responsável por converter uma tensão ou corrente contínua com uma determinada amplitude, numa outra tensão ou corrente contínua com a amplitude

pretendida. A tensão de saída pode ser igual, superior ou inferior à tensão de entrada, onde o principal objetivo do conversor CC-CC é ajustar e manter a tensão à saída no valor de amplitude pretendido, independentemente das variações à entrada. Este tipo de conversor eletrónico para além de poder ser classificado como unidirecional e bidirecional, pode ser classificado quanto ao seu isolamento, consoante a existência ou não de isolamento galvânico entre o sinal de entrada e o sinal de saída. Este isolamento é obtido por intermédio de um transformador de alta-frequência tornando o sistema mais seguro e robusto.

Os conversores não isolados são maioritariamente utilizados em aplicações de baixa potência por questões de segurança, e as principais topologias são: *boost*, *buck*, *buck-boost*, *cúk*, *SEPIC* e *charge pump*.

Os conversores isolados por sua vez são utilizados em aplicações de potência mais elevada com a exceção das topologias *flyback* e *fly forward* que apesar de isoladas, são mais indicadas para potências menores. Para potências superiores a 1 kVA, são então utilizadas as topologias em meia ponte e ponte completa sendo esta última a melhor escolha, uma vez que os semicondutores controlados, estão expostos a um stress menor para além de que a inexistência de um ponto médio, permite ao conversor trabalhar com potências mais elevadas comparativamente com as topologias que usam ponto médio como o conversor *push-pull* e meia ponte.

3.6 Conversores CC-CA (Inversores)

Os conversores CC-CA, também conhecidos por inversores, são dispositivos eletrónicos utilizados para produzir energia CA proveniente de fontes CC, como por exemplo baterias ou instalações fotovoltaicas. Estes conversores são frequentemente utilizados em aplicações como: variadores de velocidade; variadores de frequência; sistemas de alimentação ininterrupta (UPS); condicionadores ativos de potência; sistemas flexíveis de transmissão de energia em corrente alternada e interface de energias renováveis com a rede elétrica.

Neste tipo de conversores, o sinal de saída pode ser ajustado em frequência, amplitude e fase dependendo da aplicação a que se destinam e da teoria de controlo aplicada. Assim, dependendo do controlo aplicado, a tensão de saída de um inversor pode variar entre uma onda quadrada até ondas moduladas com baixo conteúdo harmónico.

Estes conversores de potência podem ser classificados em dois tipos: Inversor Fonte de Tensão (VSI) e Inversor Fonte de Corrente (CSI), sendo que o barramento CC do primeiro é constituído por uma fonte de tensão contínua e o barramento CC segundo é constituído por uma fonte de corrente contínua.

Existe um grande número de topologias e técnicas de controlo capazes de realizar a conversão CC-CA, que se distinguem entre si, essencialmente, pelas seguintes características [58].

- Número de fases;
- Comutação dos interruptores: suave ou forçada;
- Existência ou não de isolamento elétrico entre a entrada e a saída;
- Quantidade de estágios de processamento de potência: simples ou múltiplos.

3.6.1 Inversores Fonte de Tensão (VSI)

Como anteriormente referido, os inversores fonte de tensão possuem um barramento CC constituído por uma fonte de tensão ou elementos armazenadores de energia do tipo capacitivo.

Este tipo de inversor é utilizado em aplicações monofásicas e trifásicas que necessitem de respostas dinâmicas e rápidas, como é o caso dos variadores de velocidade, filtros ativos, STATCOM, condicionadores ativos de potência, sistemas flexíveis de transmissão de energia em corrente alternada, entre outros. É então necessário o uso de semicondutores que suportem frequências de comutação elevadas, como MOSFETs, IGBTs ou BJT. Na Figura 3.2 está representado um inversor do tipo fonte de tensão monofásico com IGBTs.

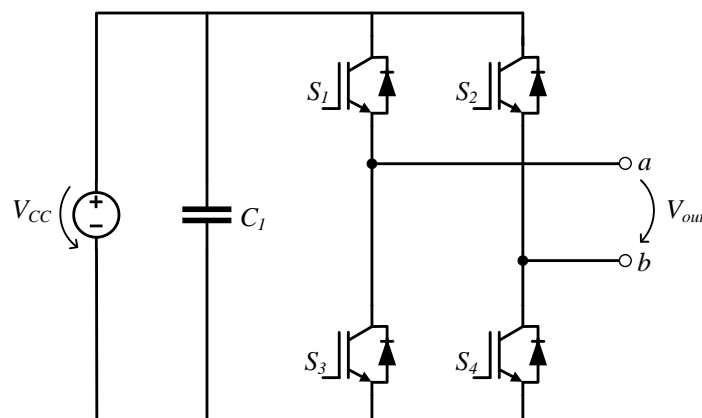


Figura 3.2 – Inversor monofásico do tipo fonte de tensão (VSI) com IGBTs.

Na Tabela 3.2 são apresentados os 4 estados de funcionamento de um inversor VSI monofásico e a tensão à saída do mesmo em cada um dos estados.

Tabela 3.2 – Representação dos estados de funcionamento do conversor VSI monofásico.

ESTADO	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	V _{OUT}
1	ON	OFF	OFF	ON	v _{CC}
2	OFF	OFF	ON	ON	0
3	OFF	ON	ON	OFF	-v _{CC}
4	ON	ON	OFF	OFF	0

3.6.2 Inversor Fonte de Corrente (CSI)

Os inversores fonte de corrente possuem um barramento CC constituído por uma fonte de corrente ou elementos armazenadores de energia do tipo indutivo. Estes conversores são geralmente utilizados em aplicações de grande potência que não requerem respostas muito rápidas como guindastes e acionamento de maquinaria pesada. Dada a elevada potência envolvida, é recorrente o uso de semicondutores como, SCRs e GTOs. Estes componentes apesar de serem os mais indicados para aplicações de elevada potência, apresentam limitações. No caso do SCR como a alimentação é em corrente contínua, torna-se necessário o uso de algum tipo de comutação forçada que permita a entrada em corte do tiristor [59]. No caso do GTO, verificam-se perdas significativas na comutação para “off” dado que é necessário cerca de ¼ da corrente de condução para o colocar ao corte. A Figura 3.3 apresenta o esquema elétrico de um inversor fonte de corrente monofásico a IGBTs onde estão representados díodos em serie com os semicondutores. Estes díodos têm como função garantir uma tensão de bloqueio reverso suficientemente alta para que a corrente flua sempre no mesmo sentido, evitando que flua pelos díodos antiparalelo do IGBT. A necessidade destes díodos deve-se ao facto de um conversor CC-CA do tipo CSI ser unidirecional. Uma alternativa à utilização destes díodos em serie com os semicondutores passa pela utilização de semicondutores do tipo RB-IGBT (*Reverse Blocking-Insulated Gate Bipolar Transistor*).

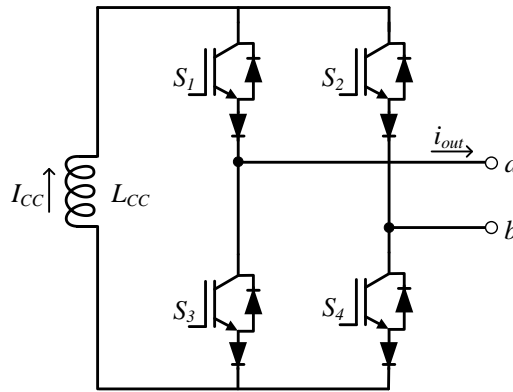


Figura 3.3 – Inversor monofásico tipo fonte de corrente (CSI) com IGBTs.

Na Tabela 3.3 são apresentados os 4 estados de funcionamento de um inversor CSI monofásico e a corrente à saída do mesmo em cada um dos estados.

Tabela 3.3 – Representação dos estados de funcionamento do conversor CSI monofásico.

ESTADO	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	I _{OUT}
1	ON	OFF	OFF	ON	I _{CC}
2	OFF	OFF	ON	ON	0
3	OFF	ON	ON	OFF	-I _{CC}
4	ON	ON	OFF	OFF	0

3.6.3 Conversores CC-CA com Isolamento Galvânico

O isolamento é utilizado para separar galvânicamente circuitos independentes que possam estar associados a uma mesma malha. Quando se pretende a troca de energia entre dois circuitos e ao mesmo tempo estes se encontrem isolados eletricamente, é necessário recorrer ao acoplamento ótico ou ao isolamento magnético.

O acoplamento ótico é tipicamente utilizado no isolamento de sinais, como por exemplo para proteger circuitos sensíveis de aquisição ou tratamento de dados. O isolamento magnético é utilizado em circuitos com potências mais elevadas.

Os conversores CC-CA com isolamento galvânico são amplamente utilizados em circuitos de elevada potência pelos seguintes motivos:

- Não permite que a corrente do lado CC circule para o lado CA do conversor;
- Perante possíveis falhas do equipamento, impede a circulação de sobrecorrentes através do conversor;
- Salva-guarda o utilizador de choques elétricos;
- Possibilita o ajuste do nível de tensão de saída.

O isolamento pode ser classificado em baixa frequência ou alta-frequência. É também conhecido que o tamanho dos indutores e transformadores é inversamente proporcional à frequência de funcionamento. Assim, topologias que apresentam isolamento em baixa frequência, como a representada na Figura 3.4 apresentam maior peso e volume quando comparados com topologias com isolamento em alta-frequência como a esquematizada na Figura 3.5. No entanto, o arranjo em baixa frequência aumenta a simplicidade, robustez e confiabilidade, e também reduz o número de componentes. Esta é a principal razão pela qual os conversores de baixa frequência são amplamente utilizados em aplicações para vários níveis de potência.

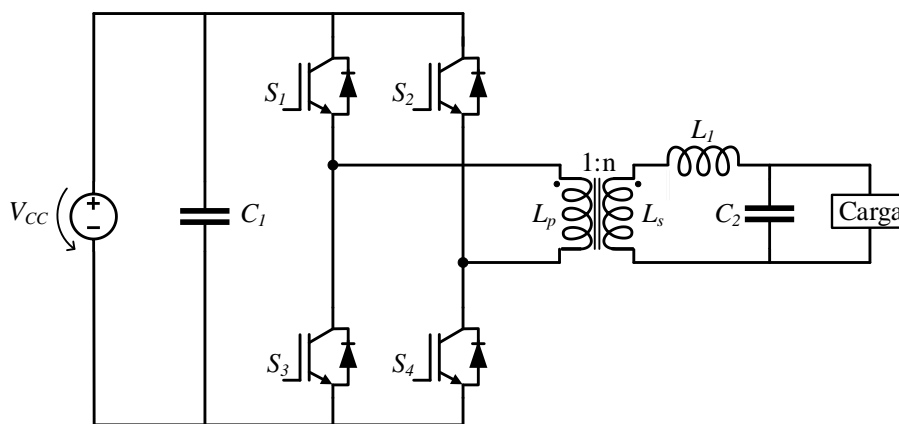


Figura 3.4 – Conversor CC-CA com isolamento galvânico em baixa frequência.

O isolamento em alta-frequência tem como vantagem permitir a redução drástica do peso e do volume do transformador. Como desvantagem apresenta um aumento do número de componentes assim como a complexidade de operação dos circuitos. Por estes motivos, as topologias com isolamento galvânico tendem a diminuir a eficiência, assim como a robustez e a fiabilidade quando comparadas com topologias sem isolamento galvânico.

Contudo as topologias com isolamento galvânico apresentam características proeminentes, tais como operação numa ampla gama de tensão de entrada e atenuação do ruído audível, que é uma tendência na eletrônica de potência moderna [58].

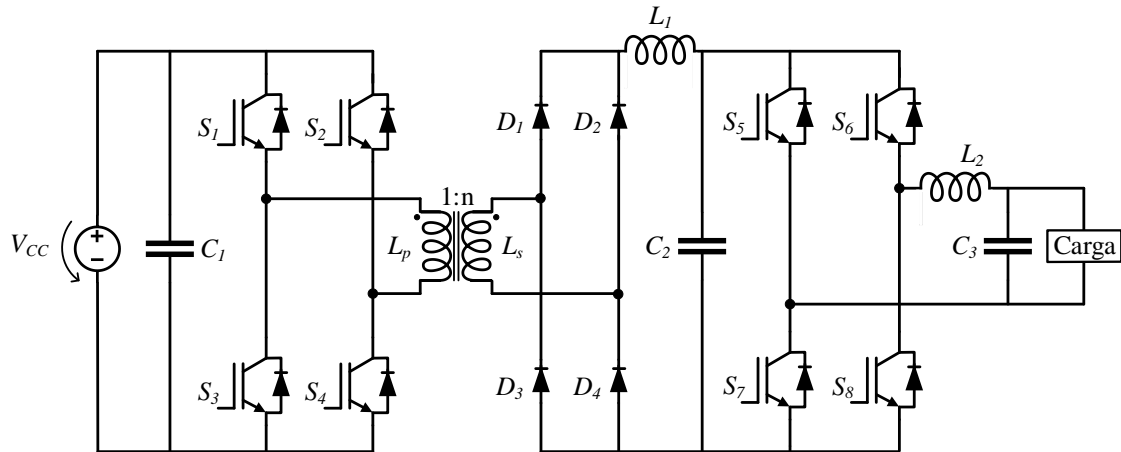


Figura 3.5 – Conversor CC-CA com isolamento galvânico em alta-frequência.

3.7 Conversores CC-CA de Estágio Único

Os conversores CC-CA de estágio único, também conhecidos por estágio simples, são normalmente utilizados em aplicações de baixa potência. Estes conversores são constituídos por um único estágio de processamento de potência, responsável pela modulação da tensão de saída. Existe uma grande variedade de conversores CC-CA, podendo estes ser classificados quanto seu isolamento, consoante a existência ou não de isolamento galvânico entre a entrada e a saída. Para os fins desta dissertação apenas são consideradas as topologias com isolamento galvânico.

A topologia apresentada na Figura 3.6, conhecida por *flyback dual* é apresentada em [60], como conversor CC-CA bidirecional com isolamento galvânico de alta-frequência. Este conversor deriva do inversor *flyback*, uma vez que é constituído por dois inversores *flyback* ligados em paralelo.

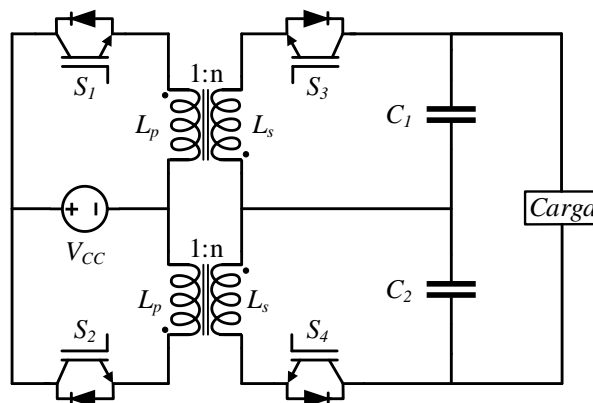


Figura 3.6 – Inversor *flyback dual* com isolamento galvânico.

De igual modo ao inversor *flyback dual*, são apresentadas em [60] outras três topologias de conversores CC-CA com isolamento em alta-frequência que derivam dos conversores *SEPIC*, *Zeta* e *Ćuk*.

Na Figura 3.7 está representado o esquema elétrico do inversor CC-CA *SEPIC* com isolamento em alta-frequência.

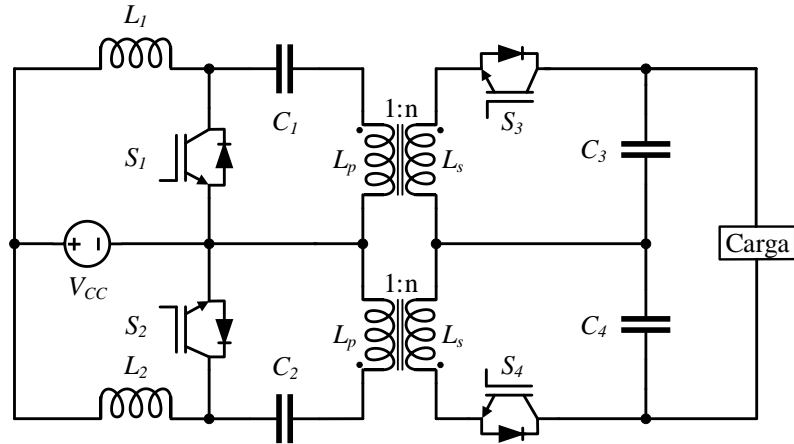


Figura 3.7 – Inversor *SEPIC* com isolamento galvânico.

O inversor *SEPIC* é constituído por quatro condensadores, duas bobinas e quatro semicondutores que funcionam como interruptores. Esta topologia utiliza mais componentes que a topologia anteriormente referida, sendo assim mais dispendiosa.

Na Figura 3.8 é apresentado o esquema elétrico do conversor *Zeta*, de onde se concluir que este é constituído por duas bobinas, quatro condensadores e dois interruptores.

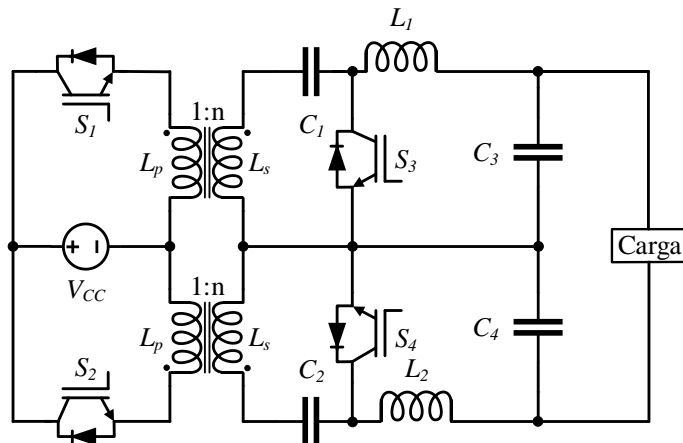


Figura 3.8 – Inversor *Zeta* com isolamento.

O inversor *Ćuk* representado na Figura 3.9 é o que utiliza o maior número de componentes. Este conversor é constituído por seis condensadores, quatro bobinas e quatro interruptores.

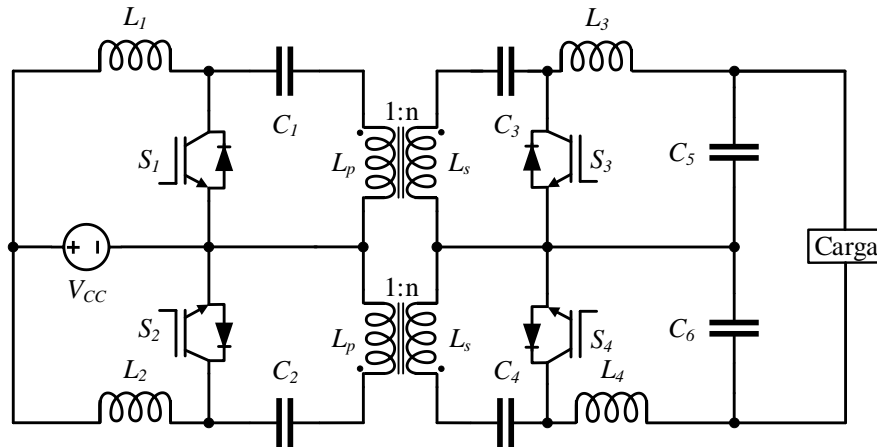


Figura 3.9 – Inversor Čuk com isolamento galvânico.

3.8 Conversores CC-CA de Múltiplos Estágios

Um conversor CC-CA de múltiplos estágios é constituído por vários conversores de potência onde cada um tem uma função específica. Um ou mais estágios são responsáveis pelo ajuste do nível de tensão de entrada ao nível da tensão de saída e/ou isolamento galvânico e o último estágio é responsável pela modulação da tensão alternada à saída.

Tendo em conta o tipo de estágios e a sequência dos mesmos, estes conversores podem ser classificados da seguinte forma [58] [61].

- Conversores CC-CA-CA (Figura 3.10);
- Conversores CC-CC-CA (Figura 3.11);
- Conversores CC-CA-CC-CA (Figura 3.12).

Os estágios de conversão podem ser controlados de forma independente ou em sincronismo, dependendo da topologia escolhida para cada estágio de conversão. De seguida é feita uma apresentação individual de cada uma das três topologias referidas.

Conversor CC-CA-CA

Os conversores CC-CA-CA tem a função de converter uma tensão contínua numa tensão alternada, sendo especialmente interessantes em aplicações que exigem o fluxo bidirecional de energia. Um exemplo desta topologia, é proposta em [62].

Na Figura 3.10 encontra-se ilustrado o esquema elétrico da topologia CC- CA- CA, constituída por um inversor em ponte completa no primeiro estágio de conversão, seguido de um transformador de alta-frequência para adaptar o nível da tensão

de entrada ao nível da tensão de saída e proporcionar isolamento galvânico. O segundo estágio de conversão é constituído por um inversor em ponte completa, sendo que este é composto por semicondutores controláveis colocados em anti-série uma vez que se trata de um inversor bidirecional. Apesar desta configuração apresentar boa capacidade de processamento de potência, não se perfila a melhor solução para este trabalho devido ao elevado número de semicondutores controláveis que utiliza, tornando esta topologia mais dispendiosa e menos eficiente.

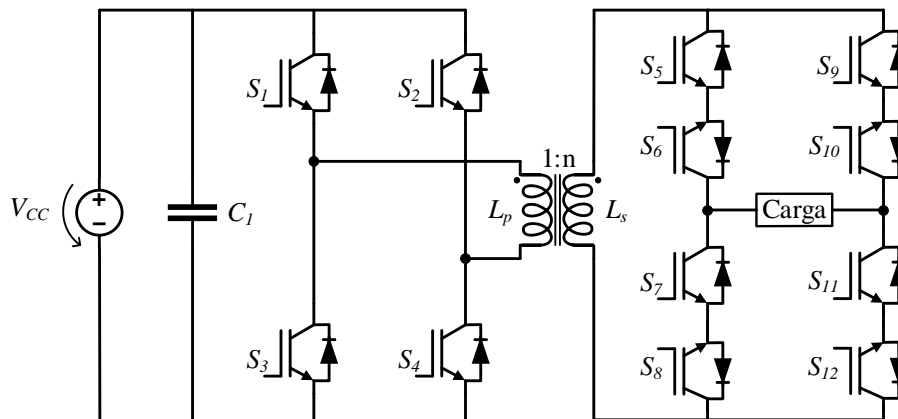


Figura 3.10 – Conversor CC-CA-CA bidirecional.

Conversor CC-CC-CA

Os conversores CC-CC-CA são constituídos por dois estágios de conversão, sendo o primeiro responsável por adequar a tensão de entrada para o valor a partir do qual o segundo estágio é capaz de produzir à saída a tensão sinusoidal desejada. De salientar que a maioria dos conversores CC-CC-CA encontrados na literatura, são não isolados.

Um exemplo desta arquitetura de conversor isolado, encontra-se representada na Figura 3.11 com um conversor *flyback* no primeiro estágio precedido de um transformador isolador de alta-frequência e um conversor em ponte completa no segundo estágio. O conversor *flyback* é responsável por elevar a tensão de entrada para o nível necessário e o inversor em ponte completa, opera em alta-frequência para produzir o sinal de saída pretendido.

Esta topologia funciona como uma fonte de corrente à saída pelo que não se adequa a este trabalho.

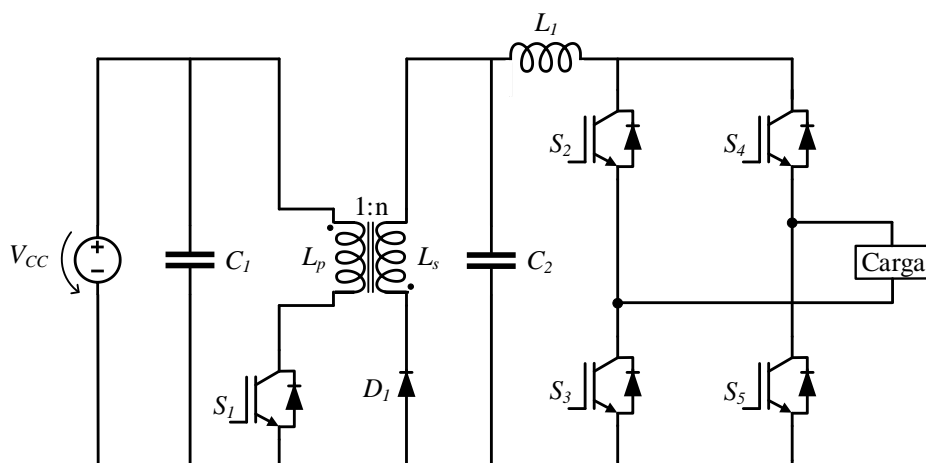


Figura 3.11 – Inversor *flyback* de dois estágios com isolamento (Adaptado de [63]).

Conversor CC-CA-CC-CA

A última topologia de conversores CC-CA de múltiplos estágios abordada nesta dissertação é constituída por três estágios de conversão. Esta arquitectura de conversor é especialmente indicada para aplicações que requerem uma grande elevação da tensão de entrada. As duas primeiras conversões (CC-CA-CC) são responsáveis pela elevação e estabilização da tensão de entrada, ou seja, deve garantir que a tensão do barramento CC (intermédio) é a desejada e que se mantém estável em regime permanente. Não obstante deve também garantir isolamento galvânico através do transformador de alta-frequência. O último estágio (CC-CA) é responsável pela modulação da tensão alternada de saída. No diagrama de blocos da Figura 3.12 estão representados todos os estágios de conversão deste conversor CC-CA-CC-CA.

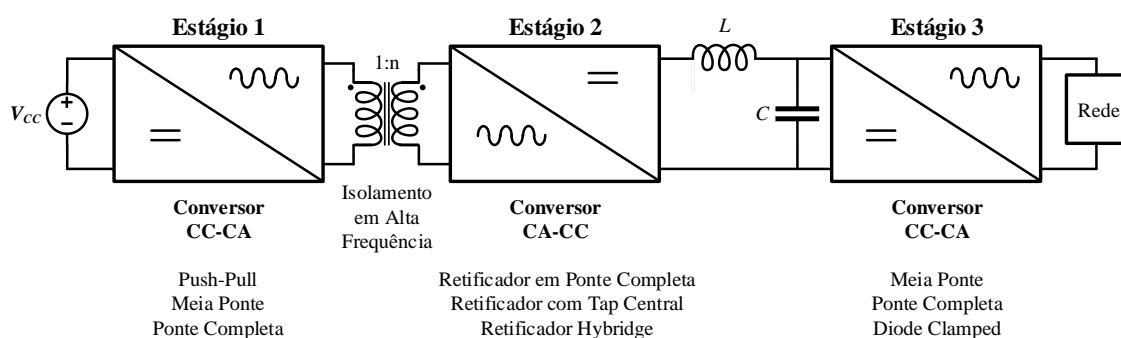


Figura 3.12 – Diagrama de blocos dos estágios de conversão do conversor CC-CA-CC-CA.

Cada estágio pode ser implementado com recurso a uma topologia clássica de conversores de eletrónica de potência. Deste modo, o primeiro estágio (CC-CA) pode albergar uma das três topologias clássicas de inversores: *push-pull*, meia ponte ou ponte completa. O segundo estágio pode ser implementado com recurso a qualquer estrutura

retificadora monofásica, cujo critério de seleção é o nível de tensão de funcionamento do secundário do transformador. O terceiro e último estágio pode ser composto por uma das seguintes topologias: meia ponte, ponte completa e *diode-clamped*.

O conversor utilizado em cada estágio deve ser selecionado tendo em conta, entre outros, dois aspetos de elevado relevo: o grau de potência a ser processado e a simplicidade do funcionamento do circuito de potência. Os circuitos de controlo bem como as teorias de controlo devem ser considerados aquando a escolha de cada conversor.

De todas as topologias de conversores CC-CA estudadas (de múltiplos estágios) esta foi a que mais se identificou com as necessidades deste trabalho, sendo por isso a topologia adotada.

3.9 Arquitetura do Conversor Selecionado

Depois de estudadas várias topologias de conversores de potência, concluiu-se então que a arquitetura que mais se enquadra nos objetivos deste trabalho seria o conversor CC-CA de três níveis abordado anteriormente.

Este conversor pode ser dividido em dois blocos de potência como se encontra representado na Figura 3.13. O primeiro bloco é constituído pelos dois primeiros estágios de conversão e pelo filtro passivo LC intermediário. O segundo bloco é formado pelo terceiro estágio de conversão e pelo filtro passivo LC de saída.

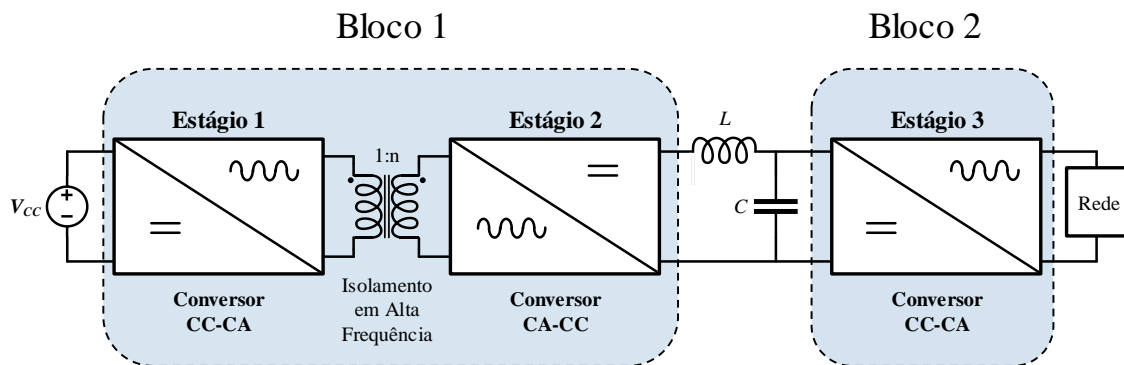


Figura 3.13 – Diagrama de blocos com a divisão do conversor CC-CA-CC-CA em dois blocos.

3.9.1 Primeiro Estágio

O primeiro estágio de conversão é responsável por transformar um sinal contínuo num sinal alternado. Na Figura 3.14 estão ilustradas três topologias de conversores CC-CA isolados, (*push-pull*, meia ponte e ponte completa) que podem ser utilizadas neste estágio de conversão. Contudo, cada topologia apresenta características diferentes,

tornando-se necessário encontrar a que melhor preenche os requisitos do primeiro estágio de conversão.

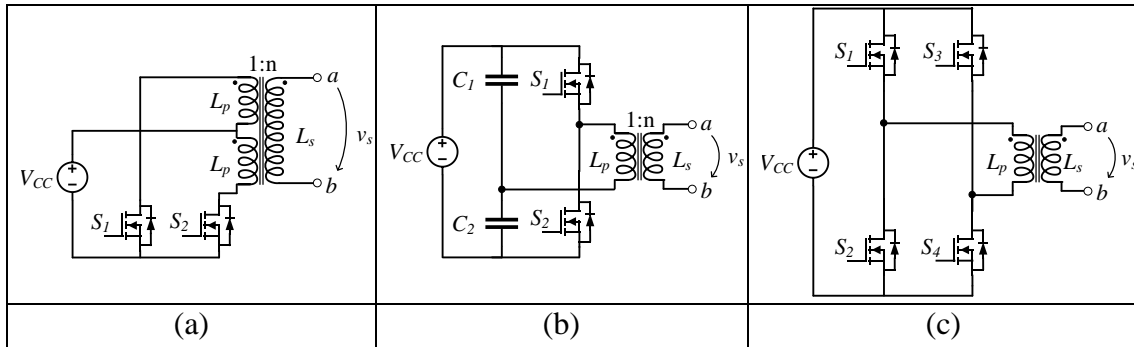


Figura 3.14 – Topologias de inversores monofásicos: (a) Inversor *push-pull*; (b) Inversor em meia ponte; (c) Inversor em ponte completa.

A topologia escolhida para o primeiro estágio de conversão tem como objetivo elevar a tensão do barramento CC de 80 V para um valor de tensão alternada, que depois de retificada, permita alimentar o barramento CC de 400 V de modo a que depois seja possível sintetizar uma tensão alternada de 230 V à saída do inversor do terceiro estágio de conversão.

O inversor *push-pull* apresenta como vantagem o isolamento galvânico, embora o seu transformador seja mais complexo uma vez que possui três enrolamentos em vez de dois como os conversores em meia ponte e ponte completa. Adicionalmente, podemos verificar através da análise da Figura 3.15 que a referência para os dois semicondutores é a mesma pelo que os circuitos de *driver* são mais simples e mais baratos. Apesar das vantagens referidas, este conversor não foi o escolhido para o primeiro estágio de conversão devido à complexidade do transformador, à facilidade que este tem para entrar em saturação (devido à sua configuração) e por causa da indutância de dispersão do transformador que descarrega a energia armazenada durante a condução dos interruptores, causando uma sobretensão, no momento de bloqueio dos mesmos [64].

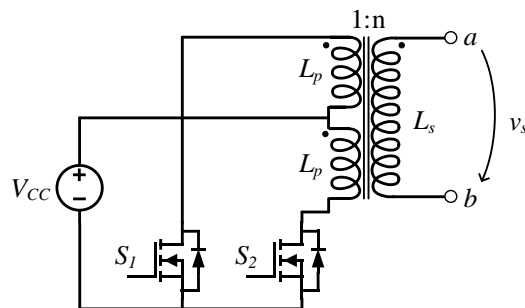


Figura 3.15 – Inversor monofásico *push-pull*.

O inversor em meia ponte também não representa uma boa solução para o primeiro estágio de conversão uma vez que este conversor comparativamente com o conversor em

ponte completa, necessita do dobro da tensão de entrada para conseguir produzir a mesma tensão de saída. Esta particularidade obrigaria a utilizar um transformador com o dobro da razão de transformação, o que se traduz num sistema final, mais pesado, volumoso e caro. Outra desvantagem prende-se com a necessidade de utilizar dois condensadores iguais para o ponto médio da tensão de entrada tal como se encontra representado na Figura 3.16. Para além desta desvantagem, apresenta também a limitação do valor de *duty-cycle* não poder assumir valores superiores a 50% [65].

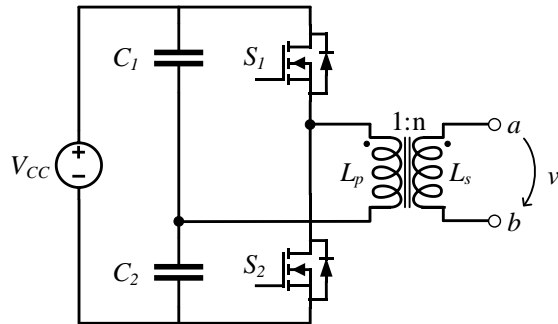


Figura 3.16 – Inversor monofásico em meia ponte.

Das topologias estudadas, o conversor em ponte completa é o que tem maior capacidade de lidar com potências elevadas, sendo por esse motivo, muito utilizado em aplicações industriais de média e alta potência, isto porque o stress criado nos semicondutores é menor e a inexistência de um ponto médio, permite ao conversor lidar com potências maiores comparativamente às topologias *push-pull* e meia ponte.

Apresenta também como vantagem um *ripple* reduzido na tensão de saída uma vez que a frequência de comutação é duplicada, resultando numa redução significativa dos harmónicos. Por este motivo, o filtro à saída é de menores dimensões dado que os harmónicos para além de serem menores, situam-se próximo da frequência de comutação, tornando a sua filtragem mais fácil. Terminada a análise das três topologias a escolha recaiu sobre o conversor CC-CA em ponte completa para o primeiro estágio de conversão. Posto isto, na Figura 3.17 é apresentado o circuito do inversor CC-CA em ponte completa.

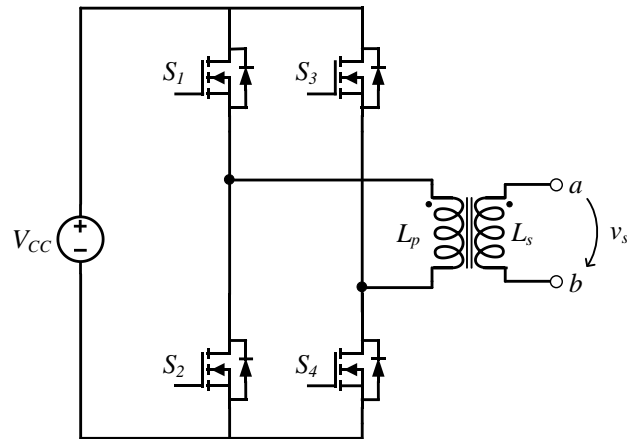


Figura 3.17 – Inversor monofásico em ponte completa.

3.9.2 Segundo Estágio

No segundo estágio de conversão, encontra-se o retificador, responsável pela conversão CA-CC. A escolha do retificador deve ter em atenção a tensão à saída do transformador isolador de alta-freqüência que é constituída por uma tensão alternada retangular cujo seu valor máximo deverá ser, no mínimo, igual ao valor da tensão do barramento de entrada do conversor do terceiro estágio.

As topologias clássicas de retificadores monofásicos de onda completa são: o retificador com *tap* central, o retificador em ponte completa e o retificador *hybride*. Na Figura 3.18 estão representados os esquemas elétricos das topologias estudadas para o segundo estágio de conversão.

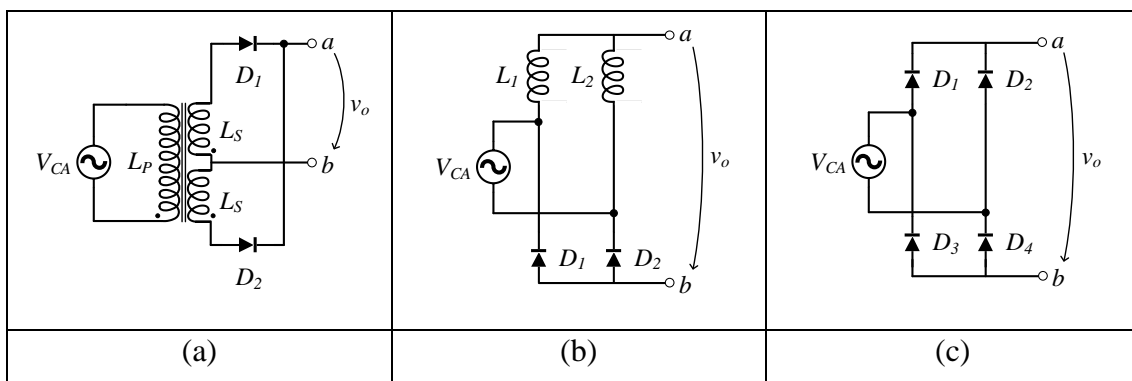


Figura 3.18 – Topologias de retificadores monofásicos: (a) Retificador com *tap* central; (b) Retificador *hybride*; (c) Retificador em ponte completa a díodos.

A microrrede isolada de energia elétrica será alimentada com uma tensão alternada de 230 V. Por este motivo, o barramento de entrada do terceiro estágio de conversão deverá ter uma tensão de aproximadamente 400 V contínuos.

O retificador com *tap* central tem como vantagem utilizar apenas dois díodos, contudo, obriga à utilização de um transformador com três enrolamentos, o que aumenta a complexidade do transformador assim como o seu peso, volume e custo [66]. Esta topologia de retificador seria interessante para este segundo estágio de conversão uma vez que à saída do primeiro estágio temos um transformador, porém as implicações já mencionadas levaram a que a escolha do retificador para o segundo estágio de conversão, não recaísse sobre o retificador com *tap* central.

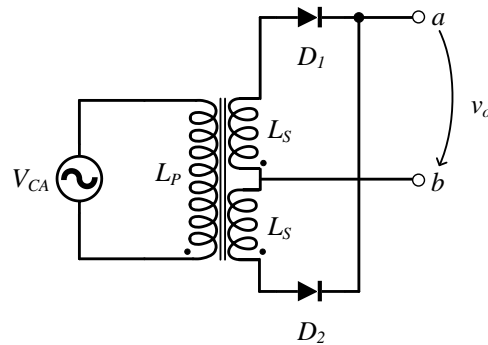


Figura 3.19 – Retificador com *tap* central.

O retificador *hybridge* é constituído por dois díodos e duas bobinas, esta topologia é especialmente indicada para aplicações de alta-frequência de comutação e elevada eficiência [66]. Comparativamente à topologia anteriormente descrita, esta não necessita de um transformador, porém devido à utilização de duas bobinas de igual indutância, a escolha do conversor para o segundo estágio de conversão, acabou por não recair sobre esta topologia de retificador.

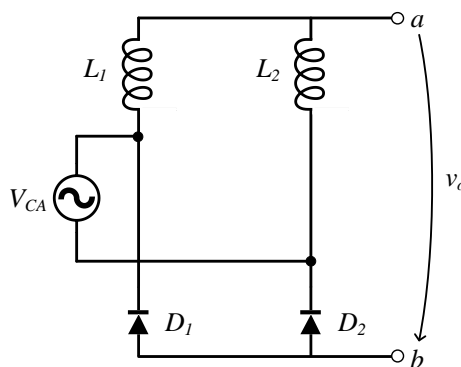


Figura 3.20 – Retificador *hybridge*.

Por fim falta apresentar o retificador em ponte completa a díodos. Este retificador é constituído apenas por quatro díodos, não necessitando de transformador ou bobinas como as topologias com *tap* central e *hybridge*, desta forma não existe qualquer preocupação com a saturação dos elementos magnéticos dos componentes indutivos.

Como o nome indica, este retificador é de onda completa pelo que apresentar um *ripple* reduzido à saída, sendo por este motivo utilizado um circuito simples de filtragem. Esta topologia é indicada para aplicações de elevada potência e frequência. Assim, a escolha do conversor para o segundo estágio de conversão recaiu sobre o retificador em ponte completa a díodos como ilustrado na Figura 3.21.

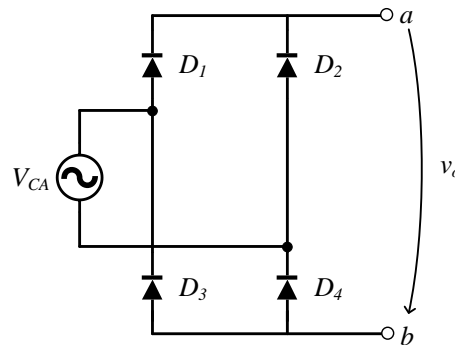


Figura 3.21 – Retificador em ponte completa a díodos.

3.9.3 Terceiro Estágio

Por último, a definição da topologia do terceiro estágio, responsável pela última conversão CC-CA. Este conversor deve produzir uma tensão sinusoidal de 230 V, com a menor distorção harmónica possível, a partir de uma tensão contínua de 400 V. Para este estágio foram estudados os conversores *diode-clamped* de três níveis, o inversor em meia ponte e o inversor em ponte completa que se encontram representados na Figura 3.22.

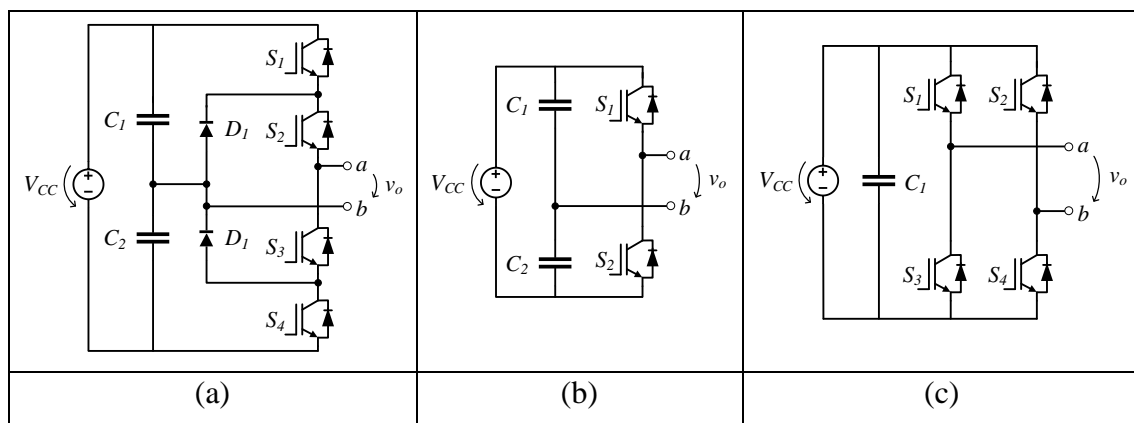


Figura 3.22 – Topologias de inversores monofásicos: (a) Inversor *diode-clamped* de três níveis; (b) Inversor em meia ponte; (c) Inversor em ponte completa.

O inversor *diode-clamped* de três níveis é constituído por quatro semicondutores controlados, dois díodos e dois condensadores para o ponto médio da tensão de entrada. Esta topologia é muito utilizada em aplicações de eletrónica de potência dado que permite

criar vários níveis de tensão à saída através dos diferentes níveis de tensão proporcionados pelos condensadores de ponto médio.

A utilização desta topologia implicaria uma tensão de 400 V em cada um dos condensadores do ponto médio, o que obrigaria a ter uma tensão de 800 V no barramento CC de entrada. Assim, por este motivo, a escolha não recaiu sobre esta topologia uma vez que obrigaria o primeiro estágio de conversão a ter uma maior taxa de elevação de tensão e conseqüentemente, os díodos do segundo estágio de conversão teriam que aguentar o dobro da tensão de bloqueio. Para além destas desvantagens, requer também a utilização de mais dois semicondutores não controlados e dois condensadores para o ponto médio de tensão, comparativamente com o inversor em ponte completa [67].

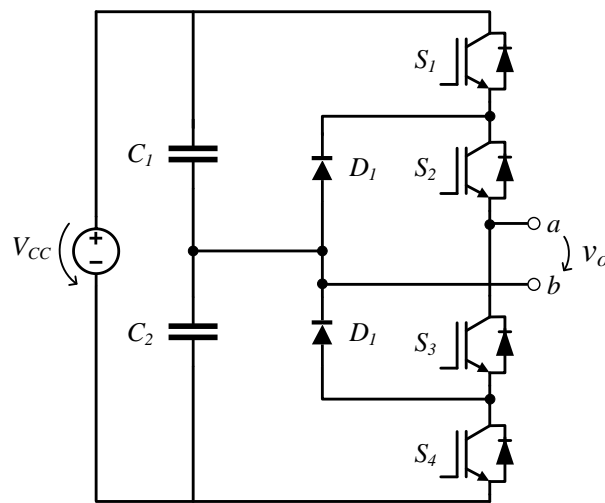


Figura 3.23 – Inversor *diode-clamped* de três níveis.

Para o terceiro estágio de conversão, a topologia em meia ponte representada na Figura 3.24 não é a mais adequada dado que, para a mesma tensão eficaz de saída, necessita do dobro da tensão de entrada quando comparada com a topologia em ponte completa, esta característica exige uma maior elevação da tensão no primeiro estágio de conversão, assim como um maior esforço nos díodos rápidos de potência do segundo estágio de conversão. Outra desvantagem comparativamente ao inversor em ponte completa prende-se com a utilização de dois condensadores iguais para o ponto médio da tensão de entrada.

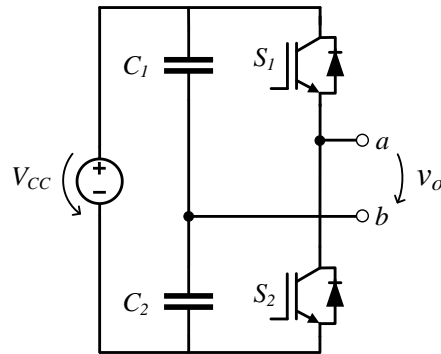


Figura 3.24 – Inversor em meia ponte.

O inversor CC-CA representado na Figura 3.25 foi mais uma vez o escolhido tendo em conta que tanto o inversor em meia ponte como o inversor *diode-clamped* de três níveis apresentam características de funcionamento que não se adequam aos requisitos deste sistema.

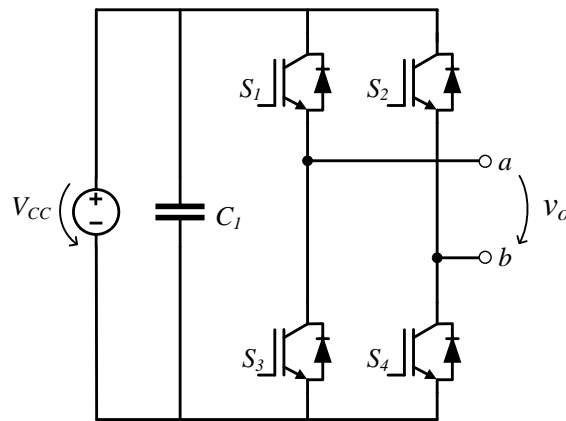


Figura 3.25 – Inversor em ponte completa.

3.10 Topologia Proposta para o Sistema de Alimentação da Microrrede Isolda

Terminada a seleção das topologias para cada um dos estágios de conversão, chega-se à topologia final do conversor CC-CA adotado para esta dissertação. Na Figura 3.26 encontra-se representado o esquema elétrico do sistema de alimentação da microrrede isolada dividido por estágios de conversão e por blocos de conversão. O filtro capacitivo à entrada do primeiro estágio de conversão e os dois filtros passivos LC passa baixo à entrada e à saída do terceiro estágio de conversão, tem como objetivo garantir o desacoplamento em frequência entre os respetivos estágios de conversão e a rede elétrica.

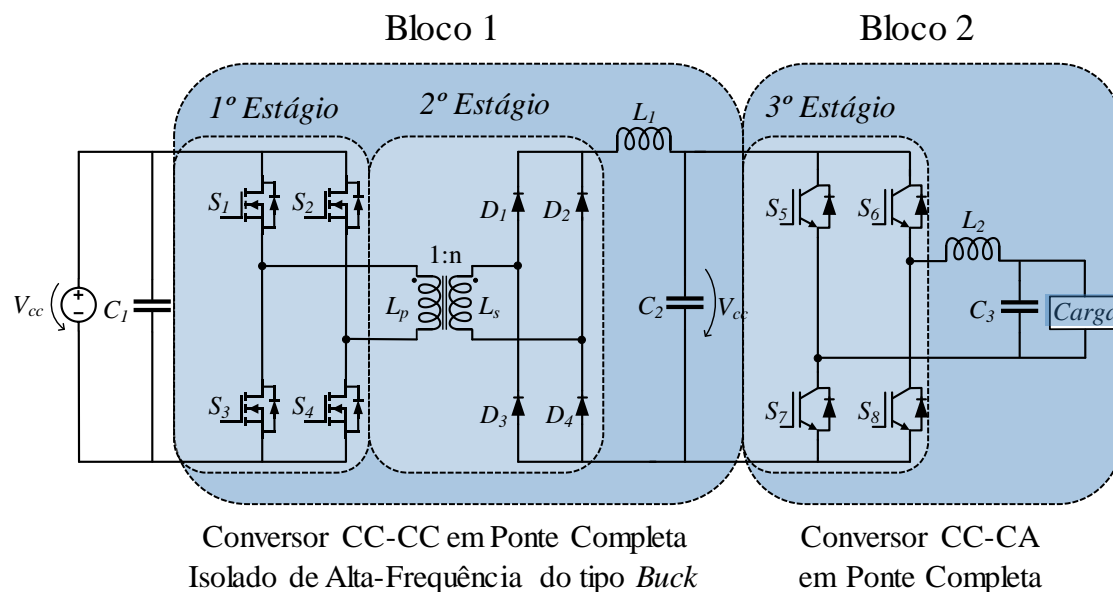


Figura 3.26 – Esquema elétrico do sistema de alimentação da microrrede isolada.

3.10.1 Conversor CC-CC em Ponte Completa Isolado do tipo Buck

O conversor CC-CC em ponte completa isolado do tipo Buck contém os dois primeiros estágios de conversão, ou seja, o conversor em ponte completa e o retificador em ponte completa a díodos. Na Figura 3.27 encontra-se representado o esquema do respetivo conversor CC-CC.

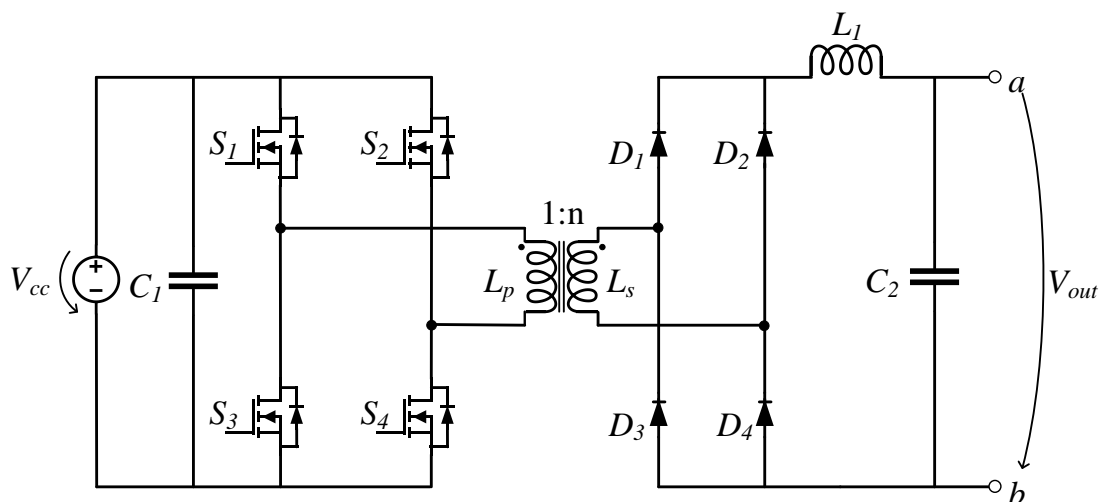


Figura 3.27 – Esquema elétrico do conversor CC-CC em ponte completa.

Este conversor é especialmente indicado para aplicações com potências superiores a 1 kW dado que se trata de uma topologia isolada por meio de um transformador de alta-frequência, constituída por quatro semicondutores controláveis e quatro semicondutores não controláveis. Importa também referir o filtro LC associado ao

retificador a díodos que tem como objetivo filtrar a componente em alta-frequência, fornecendo uma tensão à saída, com o menor *ripple* possível. Torna-se assim evidente que a presente topologia é economicamente pouco recomendável para aplicações que trabalham com potências reduzidas comparativamente com outras topologias anteriormente referidas.

Este conversor é do tipo fonte de tensão, pelo que é necessário ter em atenção o estado de comutação de cada semicondutor controlado, de forma a impedir a ocorrência de um curto-circuito à fonte de tensão. Deste modo, os semicondutores S_1 e S_3 não podem estar ativos ao mesmo tempo, caso contrário é feito um curto-circuito à fonte de tensão de entrada, analogamente verifica-se o mesmo para os semicondutores S_2 e S_4 . Por este motivo, o limite máximo teórico do *duty cycle* aplicado aos semicondutores é de 50%, e os sinais de PWM (*Pulse With Modulation*) de cada braço serão obrigatoriamente sinais complementares. Para este conversor existem três técnicas de modulação que podem ser aplicadas: Modulação Bipolar, Modulação Unipolar e *Phase-Shift*.

Modulação Bipolar

A técnica de modulação bipolar consiste em comparar um sinal de tensão de referência com uma portadora triangular como representado na Figura 3.28. Desta comparação resulta o sinal de comando que deve ser aplicado a um semicondutor superior de um braço e ao semicondutor inferior do outro braço (S_1 e S_4). O sinal negado, deve ser aplicado aos outros dois semicondutores (S_2 e S_3) [68][69].

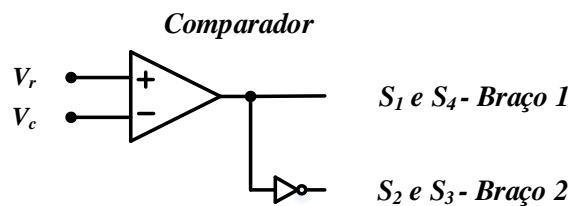


Figura 3.28 – Modulação PWM bipolar para um conversor em ponte completa.

Esta modulação não é indicada para esta aplicação uma vez que o conversor CC-CC possui um transformador de alta-frequência e qualquer valor de *duty cycle* diferente de 50% dará origem a uma tensão de entrada no transformador com valor médio diferente de zero, provocando a saturação do mesmo. Esta característica pode ser observada na Figura 3.29.

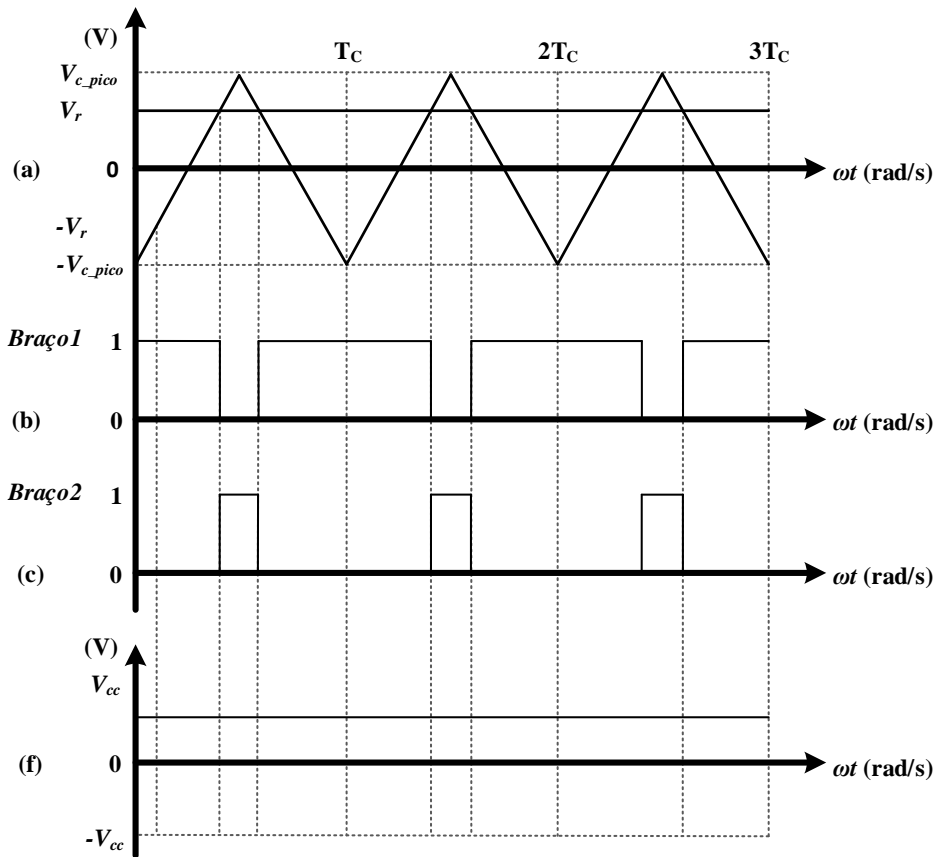


Figura 3.29 – Formas de onda da modulação bipolar.

Modulação Unipolar

A modulação unipolar requer dois sinais de referência ($-V_r$ e V_r) simétricos em amplitude. Estes sinais são comparados com a onda portadora triangular, resultando dessa comparação os sinais de atuação de dois semicondutores, um superior e outro inferior de braços distintos. Da negação destes dois sinais resultam os sinais complementares de atuação dos outros dois semicondutores [68][70]. Na Figura 3.30 encontra-se representado o circuito comparador responsável por produzir os sinais de PWM com modulação unipolar.

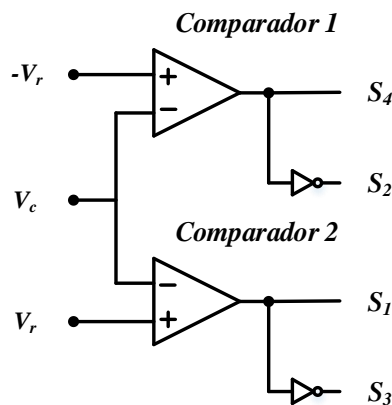


Figura 3.30 – Modulação PWM unipolar para um conversor em ponte completa.

Esta técnica de modulação é mais complexa do que a bipolar uma vez que utilizar mais um circuito comparador, produzindo assim um sinal de comando diferente para cada interruptor. Na Figura 3.31 encontram-se representadas as formas de onda associadas à modulação PWM unipolar. É possível observar que quando a tensão de referência positiva V_r é superior à tensão da portadora V_c , é colocado a um o sinal de comando do interruptor S_1 , e colocado a zero o sinal de comando do interruptor S_3 . Analogamente, quando a tensão de referência negativa ($-V_r$), é inferior à tensão da portadora V_c , é colocado a um, o sinal de comando do interruptor S_2 , e colocado a zero o sinal de comando do interruptor S_4 . Ainda na mesma figura, pode observar-se que esta modulação, ao contrário da modulação bipolar, apresenta três níveis de tensão na saída ($+V_{cc}$, 0 e $-V_{cc}$), deste modo, o conversor CC-CC assume valores de V_c e 0 no semiciclo positivo e no semiciclo negativo, assume valores de $-V_c$ e 0.

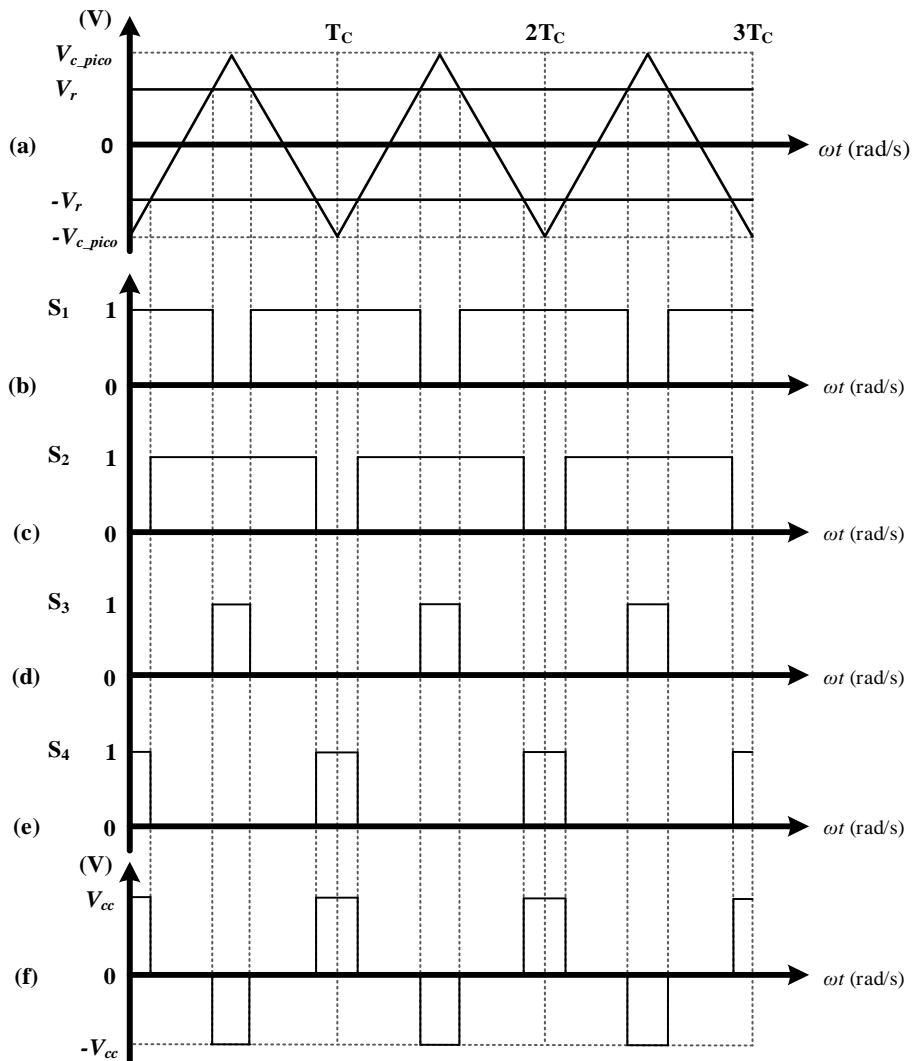


Figura 3.31 – Formas de onda associadas à modulação PWM unipolar para o conversor CC-CC em ponte completa: (a) Tensão da portadora triangular e dos sinais de referência positivo (V_r) e negativo ($-V_r$); (b) Sinal de comando do interruptor S_1 ; (c) Sinal de comando do interruptor S_2 ; (d) Sinal de comando do interruptor S_3 ; (e) Sinal de comando do interruptor S_4 ; (f) Tensão de saída do conversor em ponte completa.

O *duty-cycle* D_{S1} do semicondutor S_1 pode ser determinado pela equação (3.1).

$$D_{S1} = \frac{1}{2} \times \left(1 + \frac{V_r}{V_{c.pico}} \right) \quad (3.1)$$

Consequentemente, o *duty-cycle* D_{S2} do semicondutor S_2 do outro braço da ponte pode ser determinado pela equação (3.2).

$$D_{S2} = 1 - D_{S1} \quad (3.2)$$

A modulação unipolar, através dos três níveis de tensão que permite obter à saída do conversor CC-CC, produz um valor de tensão média igual a zero. Esta característica é fundamental para o conversor CC-CC escolhido devido ao transformador de alta-frequência.

Modulação *Phase Shift*

A técnica de modulação *Phase Shift* é amplamente utilizada neste tipo de conversor de eletrónica de potência, uma vez que permite controlar o fluxo de energia de uma forma bastante simples e eficaz. Esta técnica de modulação consiste em aplicar a cada braço do conversor CC-CC, um sinal de PWM e respetivo sinal complementar com um *duty cycle* máximo de 50%. Deste modo garantimos que os semicondutores de cada braço não entram em condução ao mesmo tempo, o que provocaria um curto-circuito à fonte de tensão de entrada. O controlo associado a esta técnica de modulação é responsável por variar o desfasamento entre os sinais de PWM dos dois braços, gerindo assim o fluxo de energia processada pelo conversor. Na Figura 3.32 encontram-se demonstradas as formas de onda associadas à modulação *phase shift*.

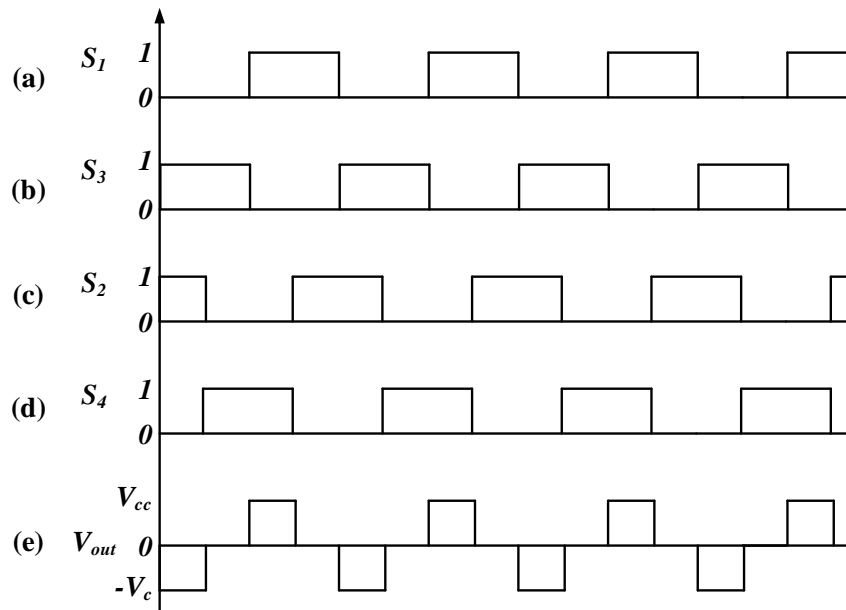


Figura 3.32 – Modulação Phase Shift: (a) forma de onda aplicada ao semicondutor S_1 ; (b) forma de onda aplicada ao semicondutor S_3 ; (c) forma de onda aplicada ao semicondutor S_2 ; (d) forma de onda aplicada ao semicondutor S_4 ; (e) forma de onda à saída do conversor.

3.10.2 Controle do Conversor CC-CC

O conversor CC-CC em ponte completa isolada de alta-frequência do tipo *buck*, é controlado com recurso a um controlador do tipo PI. Na Figura 3.33 encontra-se representado um diagrama de blocos do controlador digital PI aplicado no respetivo conversor.

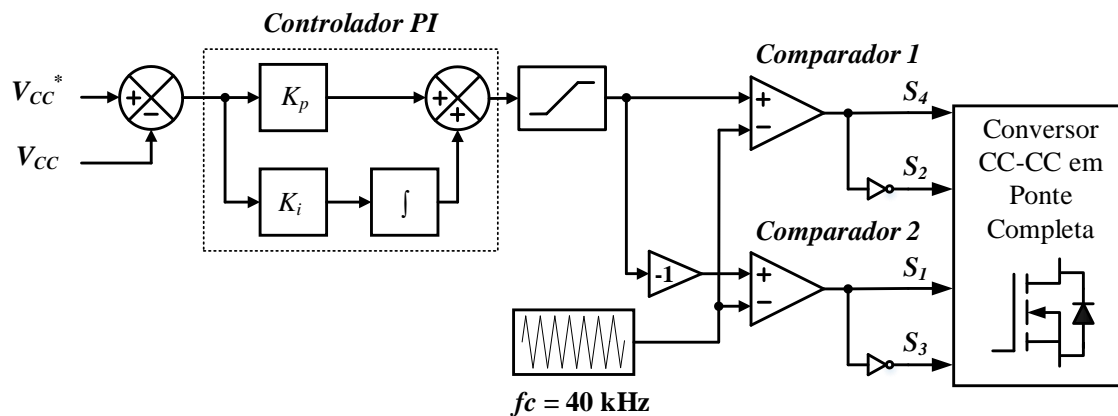


Figura 3.33 – Diagrama de blocos do controlo digital do conversor CC-CC em ponte completa.

A presente técnica de controlo consiste em calcular a diferença (erro) entre a tensão de referência e a tensão lida à saída do conversor. Depois de determinado o erro, é feito o somatório do mesmo e aplicados os ganhos proporcional (k_p) e integral (k_i) de modo a obter a amplitude dos dois sinais de referência (V_r e $-V_r$) para a modulação unipolar.

3.10.3 Conversor CC-CA Monofásico em Ponte Completa

O terceiro e último estágio de conversão é constituído pelo conversor CC-CA monofásico em ponte completa em conjunto com um filtro passivo LC passa-baixo, capaz de atenuar a componente harmónica de alta-frequência presente na onda à saída do inversor.

Na Figura 3.34 encontra-se representado o esquema do conversor CC-CA em ponte completa precedido do filtro passivo LC passa-baixo.

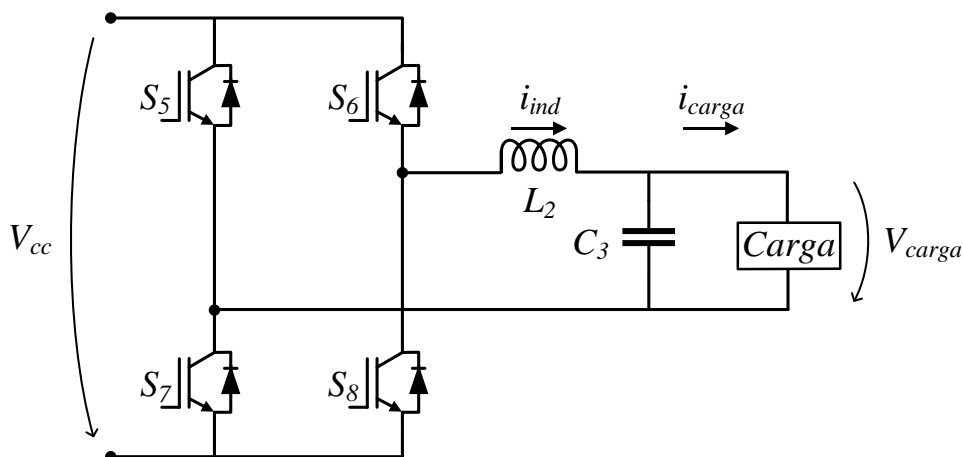


Figura 3.34 – Esquema elétrico do conversor CC-CA em ponte completa e do filtro LC passa-baixo.

Este estágio de conversão, é responsável pela implementação da microrrede isolada monofásica com uma tensão e 230 V (valor eficaz) e uma frequência de 50 Hz. Para tal, é necessário utilizar uma técnica de modulação adequada à sintetização de uma tensão de saída sinusoidal. Tal como anteriormente referido, existem duas técnicas de modulação possíveis: modulação unipolar e modulação bipolar. Para este conversor foi escolhida a modulação unipolar PWM sinusoidal. Esta técnica é conhecida na literatura por SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) e encontra-se descrita com mais detalhe no tópico seguinte.

Modulação SPWM

A modulação SPWM, difere da tradicional técnica de modulação PWM na forma de onda que utiliza como referência, que em vez de ser contínua, é sinusoidal. Desta forma, a tensão à saída do inversor apresenta uma componente fundamental sinusoidal e uma componente de alta-frequência que posteriormente é filtrada pelo filtro passivo LC passa-baixo. Na Figura 3.35 encontram-se representadas as formas de onda associadas à modulação SPWM unipolar. Como se pode observar, são utilizadas duas moduladoras sinusoidais (V_{ref1} e V_{ref2}) e uma portadora triangular (V_c) como sinais de entrada no circuito comparador responsável por gerar os sinais de atuação de cada semicondutor. O

circuito comparador utilizado para a modulação SPWM é igual ao do conversor CC-CC apresentado na Figura 3.30. Na mesma figura, pode observar-se que quando a tensão de referência (V_{ref1}) é superior à portadora (V_c), é gerado o sinal de atuação do interruptor S_5 e desligado o interruptor S_7 . Quando a tensão de referência (V_{ref2}) é inferior à portadora (V_c), é gerado o sinal de atuação no interruptor S_8 e desligado o interruptor S_6 .

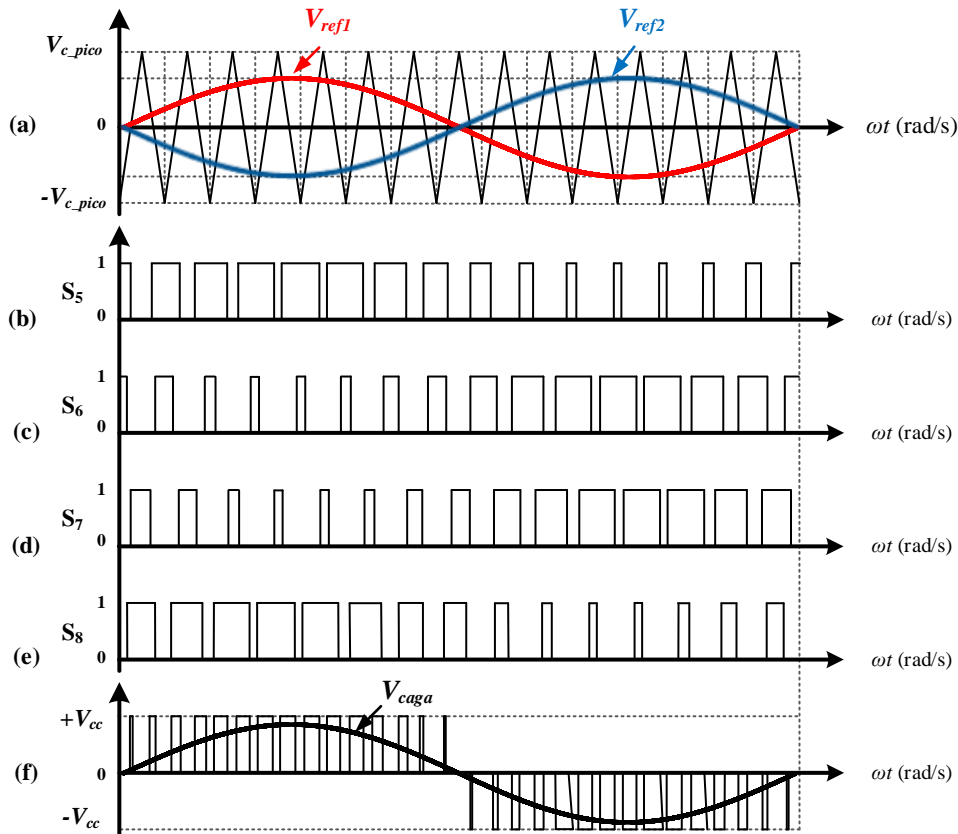


Figura 3.35 – Formas de onda associadas à modulação SPWM unipolar: (a) Sinais de referência (V_{ref} e $-V_{ref}$) e portadora triangular (V_c); (b) Sinal de comando do interruptor S_5 ; (c) Sinal de comando do interruptor S_6 ; (d) Sinal de comando do interruptor S_7 ; (e) Sinal de comando do interruptor S_8 ; (f) Tensão da saída (v_{inv}) e tensão na carga depois do filtro (v_{carga}).

Na modulação unipolar os harmónicos gerados são de menor amplitude, tornando assim o processo de filtragem mais fácil, permitindo reduzir o tamanho dos componentes utilizados no filtro LC passa-baixo.

3.10.4 Controlo do Conversor CC-CA

O controlo aplicado a um inversor CC-CA para a implementação de uma microrrede isolada é similar ao controlo utilizada numa UPS (*Uninterruptible Power Supply*) dado que ambos devem garantir uma tensão de saída com uma amplitude e frequência constantes, assim como uma distorção harmónica reduzida independentemente do tipo de carga a ser alimentada (linear ou não linear). Estes requisitos são fundamentais

para garantir uma boa QEE fornecida pela microrrede isolada, mesmo na presença de carga não lineares que podem distorcer a forma de onda da tensão uma vez que provocam uma queda de tensão na bobina do filtro LC à saída do inversor, afetando deste modo todas as cargas ligas à microrrede isolada. Por todos os motivos referidos anteriormente, a técnica de controlo a ser implementada é do tipo Preditivo *deadbeat*, baseada no controlo digital proposto por Liviu Mihalache [71].

Da análise da Figura 3.34 pode concluir-se que a corrente no condensador (i_c) é igual à corrente do inversor (i_{inv}) subtraída pela corrente da carga e que a tensão aos terminais da bobina é igual à tensão do inversor subtraída pela tensão da carga (v_o) como representado nas equações (3.3) e (3.4).

$$i_c = i_{inv} - i_o \quad (3.3)$$

$$v_L = v_{inv} - v_o \quad (3.4)$$

Verifica-se também que a tensão na bobina (v_L) varia de forma proporcional com o valor da sua indutância (L) e com da variação da corrente (di_L/dt) a que está sujeita. Analogamente, a corrente do condensador varia de forma proporcional com a sua capacidade (C) e com a variação de tensão aplicada aos seus terminais (dv_o/dt). Assim é possível chegar às equações de espaços de estados do circuito da Figura 3.34 que se encontram representadas em (3.5).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{inv}}{dt} \\ \frac{dv_{carga}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{inv} \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_{inv} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ C \end{bmatrix} \cdot i_o \quad (3.5)$$

Da análise da equação (3.4) conclui-se que a tensão na carga (v_{carga}) atua como uma perturbação na corrente da bobina (i_{inv}), enquanto a corrente na carga (i_{carga}) atua como uma perturbação sobre a tensão da carga (v_{carga}) [71]. Passando a equação de espaço de estados para um sistema discreto, e considerando T_s o período de amostragem, é possível obter as equações (3.6), (3.7), (3.8) e (3.9), onde $x(k) = \begin{bmatrix} i_{inv}(k) \\ v_o \end{bmatrix}$ e ω a frequência de corte do filtro LC passa-baixo expressa em rad/s [71].

$$x(k + 1) = \Phi(T_s) + \Gamma(T_s) \cdot v_{in}(k) + \Delta(T_s) \cdot i_o(k) \quad (3.6)$$

$$\Phi(T_s) = \begin{bmatrix} \cos \omega T_s & \frac{-1}{\omega L_3} \sin(\omega T_s) \\ \frac{1}{\omega C_3} \sin(\omega T_s) & \cos \omega T_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{11} & \phi_{12} \\ \phi_{21} & \phi_{22} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\Gamma(T_s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\omega L_2} \sin(\omega T_s) \\ 2 \cdot \sin^2 \left(\frac{\omega T_s}{2} \right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$\Delta(T_s) = \begin{bmatrix} 2 \cdot \sin^2 \left(\frac{\omega T_s}{2} \right) \\ \frac{-1}{\omega C_3} \sin(\omega T_s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Partindo destas equações é possível obter a equação discreta da corrente na bobina (i_{inv}) e da tensão de saída (v_o).

$$i_{inv}(k+1) = \phi_{11} \cdot i_{inv}(k) + \phi_{12} \cdot v_o(k) + \gamma_1 \cdot v_{in}(k) + \delta_1 \cdot i_o(k) \quad (3.10)$$

$$v_o(k+1) = \phi_{21} \cdot i_{inv}(k) + \phi_{22} \cdot v_o(k) + \gamma_2 \cdot v_{in}(k) + \delta_2 \cdot i_o(k) \quad (3.11)$$

Partindo das equações anteriores é possível verificar que existem dois termos perturbadores que podem ser definidos como a tensão de perturbação (V_{dist}) e a corrente de perturbação (I_{dist}). Estes termos são adicionados respetivamente ao regulador de tensão (v_{carga}) e ao regulador de corrente (i_{carga}), tornando a resposta do controlador mais rápida e robusta [71].

$$V_{dist}(k) = -\frac{\gamma_2}{\phi_{21}} \cdot v_{in}(k) - \frac{\delta_2}{\phi_{21}} \cdot i_o(k) \quad (3.12)$$

$$I_{dist}(k) = \frac{\phi_{12}}{\gamma_1} \cdot v_o(k) - \frac{\delta_1}{\gamma_1} \cdot i_o(k) \quad (3.13)$$

Os termos *feed-forward* $FF_1(k)$ e $FF_2(k)$, representados nas equações (3.14) e (3.15), respetivamente, são obtidos através da transformada de “*Forward Euler*”, e recorrem ao uso de valores estimados da tensão sinusoidal de referência (v_{carga}^*), um e

dois períodos à frente do estado atual. Caso estes parâmetros sejam mal estimados, o controlo preditivo pode ficar comprometido.

$$FF_1(k) = \frac{v_0 \cdot (k + 1) - \phi_{22}^{est} \cdot v_0 \cdot (k)}{\phi_{21}^{est}} \quad (3.14)$$

$$FF_2(k) = \frac{v_0 \cdot (k + 1) - \phi_{22}^{est} \cdot v_0 \cdot (k)}{\phi_{21}^{est}} \quad (3.15)$$

Existem ainda os ganhos de corrente (G_I) e tensão (G_V), que entram como elementos multiplicativos nas malhas de corrente e tensão, respetivamente para ajustar à resposta do controlador. Estes ganhos são determinados através das equações (3.16) e (3.17).

$$G_I(k) = \frac{2\phi_{11}}{\gamma_1} = \frac{2 \cdot \omega \cdot L \cdot \cos(\omega T)}{\sin(\omega T)} \quad (3.16)$$

$$G_V(k) = \frac{\phi_{11}}{2 \cdot \phi_{21}} = \frac{\omega \cdot C \cdot \cos(\omega T)}{2 \cdot \sin(\omega T)} \quad (3.17)$$

Por último, depois de analisadas todas as equações aqui apresentadas, é possível chegar ao diagrama de blocos do controlo digital preditivo *deadbeat* representado na Figura 3.36.

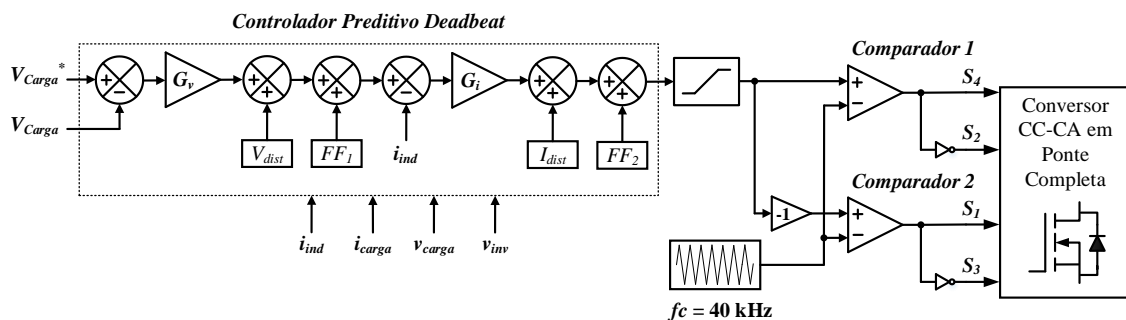


Figura 3.36 - Diagrama de blocos do controlo digital do inversor CC-CA em ponte completa.

3.11 Conclusão

Neste capítulo foram abordados vários conversores de eletrónica potência com especial ênfase para as topologias que mais se enquadram no âmbito deste trabalho. Tendo em conta que o sistema que se pretende desenvolver, é uma microrrede de

distribuição de energia elétrica isolada, a arquitetura do conversor escolhido foi CC-CA-CC-CA. Em seguida foram apresentados os conversores escolhidos para cada estágio de conversão explicando o seu funcionamento e os motivos da escolha de cada um.

Por último foi apresentado o conversor CC-CA-CC-CA com os conversores escolhidos para cada estágio de conversão, sendo estes divididos em dois blocos de potência: conversor CC-CC isolado em ponte completa do tipo *buck* e inversor monofásico em ponte completa. Adicionalmente foram explicadas as técnicas de modulação e os algoritmos de controlo aplicados a cada um dos conversores controláveis (primeiro e terceiro estágio de conversão). Para o conversor CC-CC foi escolhido o controlo PI e para o inversor, foi escolhido o controlo preditivo *deadbeat*. Para ambos os conversores, a técnica de modulação escolhida foi PWM unipolar.

Capítulo 4

Simulação do Sistema de Alimentação da Microrrede Isolada de Energia Elétrica

4.1 Introdução

Depois de definida a topologia dos conversores de eletrônica de potência, é necessário recorrer a ferramentas de simulação computacionais de modo a prever e controlar da melhor forma o comportamento dos conversores. A utilização de ferramentas de simulação é fundamental, principalmente em sistemas de eletrônica de potência, uma vez que permite realizar testes ao sistema de forma segura. Para além de evitar o perigo associado a alguns ensaios, possibilita a previsão do comportamento de cada conversor de eletrônica de potência com os algoritmos de controlo a serem implementados, evitando assim possíveis contratempos derivados à má implementação dos algoritmos de controlo, como ganhos mal ajustados ou até mesmo a má sequência dos algoritmos, que poderiam danificar o hardware ou até pôr em risco a integridade física do utilizador. Por estes motivos, o procedimento de simulação computacional assume um papel muito importante no que respeita à pré-validação de um sistema antes dos ensaios experimentais. Para os testes de simulação, apresentados neste capítulo, foi utilizado o software PSIM 9.1 desenvolvido pela *Powersim Inc.*

Posto isto, neste capítulo são apresentados os modelos de simulação do sistema de alimentação da microrrede isolada, começando pelo conversor de eletrônica de potência CC-CC e o seu sistema de controlo. De seguida, é apresentado o conversor de eletrônica de potência CC-CA e o respetivo controlador. Por fim, é apresentado o sistema completo, constituído pelos conversores de eletrônica de potência simulados anteriormente, sendo apresentados e analisados os resultados da simulação do sistema global de alimentação da microrrede isolada.

4.2 Modelo de Simulação do Conversor CC-CC em Ponte Completa do tipo *Buck*

A primeira etapa de simulação, passou pela implementação do primeiro e do segundo estágio de conversão, que tem como objetivo, elevar a tensão de entrada para um barramento CC de 400 V. Como foi referido no Capítulo 3, o primeiro estágio é constituído por um conversor CC-CA em ponte completa e o segundo estágio é constituído por um conversor CA-CC em ponte completa a díodos. Estes conversores encontram-se isolados eletricamente por um transformador elevador de alta-frequência. Este conjunto perfaz o conversor CC-CC de alta-frequência. O modelo de simulação utilizado para testar o funcionamento deste primeiro bloco de conversão encontra-se representado na Figura 4.1.

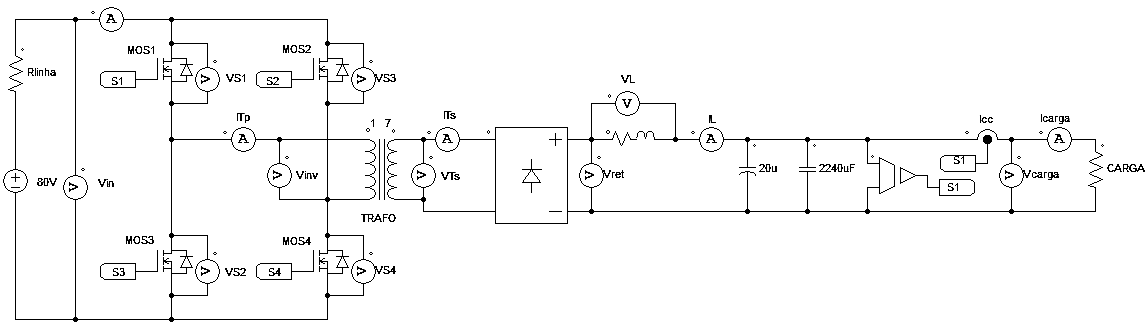


Figura 4.1 – Modelo de simulação do conversor CC-CC isolado de alta-frequência do tipo *buck* implementado no PSIM.

O modelo representado na Figura 4.1, é composto por um conversor CC-CA em ponte completa, um transformador de alta-frequência com uma relação de transformação de 1:7, um retificador a díodos em ponte completa e um filtro passa-baixo do tipo LC. O conversor de eletrónica de potência CC-CA é constituído por 4 MOSFETs que são controlados através dos sinais de PWM provenientes do circuito de controlo, sendo estes responsáveis por produzir uma onda quadrada à entrada do transformador de alta-frequência. A frequência da onda quadrada à entrada do transformador será igual à frequência dos sinais de atuação dos semicondutores. A onda quadrada aplicada à entrada do transformador, irá induzir uma tensão no enrolamento secundário, sendo a amplitude desta diretamente influenciada pela amplitude da onda de entrada e pela razão de transformação. De seguida, a onda de saída do transformador de alta-frequência é retificada por meio de um retificador em ponte completa a díodos. À saída do retificador, encontra-se um filtro passa-baixo do tipo LC com a finalidade de atenuar as frequências mais elevadas, acabando por criar um barramento de tensão contínua no condensador de 2240 uF. O condensador de 20 uF, com tecnologia de polipropileno, é utilizado para

melhorar a resposta em frequência do barramento, contudo, em ambiente de simulação não é relevante.

Importa referir que o transformador elevador de alta-frequência tem também a função de proporcionar isolamento galvânico entre o primeiro e o segundo estágio deste conversor.

Ao longo das simulações, o valor da carga é alterado de forma a validar o modelo de simulação implementado com diferentes potências, assim como validar a sua resposta a oscilações da potência de saída.

Modelo de simulação do Controlador Digital

O modelo de simulação do controlo digital aplicado ao conversor de eletrónica de potência CC-CC do tipo *buck* é constituído por um bloco de controlo que permite a implementação de código em linguagem C, por um circuito de modulação PWM unipolar, explicado no capítulo anterior, e dois circuitos auxiliares que introduzem um *deadtime* (tempo-morto) de 1 μ s. Estes circuitos de *deadtime*, permitem aproximar os resultados das simulações, ao ambiente de testes real uma vez que aquando da implementação é necessário criar um tempo-morto entre a entrada e a saída de condução dos semicondutores de potência de modo a evitar o curto-circuito da fonte de tensão presente no barramento CC. Deste modo, foi considerado esse requisito já no modelo de simulação.

Analisando a Figura 4.2, podemos verificar que à entrada do bloco responsável pela implementação dos algoritmos de controlo em linguagem C, identificado na figura como “Controlo” encontra-se o sinal de medida da tensão do barramento CC, V_{CC} . Este sinal é obtido a uma frequência de amostragem de 80 kHz, definido pelo elemento ZOH (*Zero-Order Hold*) disponível no *PSIM*. O bloco C apresenta quatro saídas, sendo apenas uma utilizada para o circuito de modulação e, as restantes três saídas são utilizadas ao longo das simulações com o propósito de permitir a depuração de erros. O sinal utilizado pelo circuito de modulação, é a tensão de referência, v_r , que é multiplicado por uma constante unitária e negativa de modo a criar o sinal de referência negativo, $-v_r$. Os sinais, $-v_r$, e, v_r , são utilizados posteriormente pelos circuitos comparadores de onde resultam os sinais de PWM responsáveis pelo acionamento dos semicondutores. Ou seja, da comparação do sinal de referência, v_r , com a portadora triangular resultam os sinais de atuação, S_1 e S_3 , estes sinais correspondem a um braço do conversor, sendo os sinais de

atuação do outro braço (S_2 e S_4), gerados a partir da comparação do sinal de referência ($-v_r$) com a mesma portadora triangular.

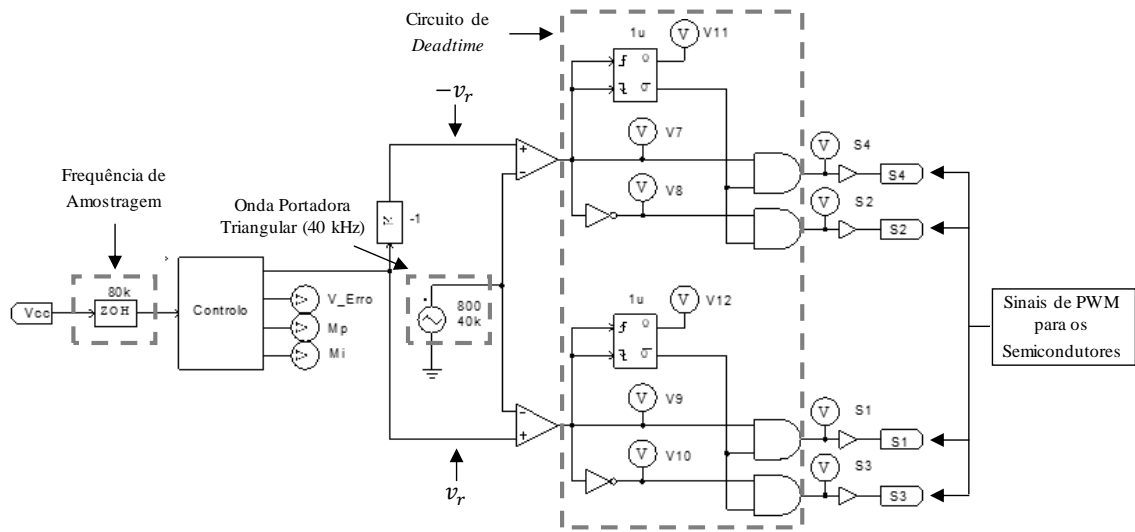


Figura 4.2 – Modelo de simulação do controlador digital aplicado ao conversor CC-CC em ponte completa do tipo buck.

4.2.1 Resultados de Simulação

Na Figura 4.3 encontra-se representado um exemplo dos sinais de PWM gerados pelo circuito representado anteriormente na Figura 4.2. Estes sinais são responsáveis pelo acionamento dos semicondutores de potência bem como pela forma de onda gerada à entrada do transformador de alta-frequência, v_p . Na Figura 4.3 (a) e (b) encontram-se representados os sinais de PWM aplicados nas *gates* dos MOSFETs, S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , enquanto na Figura 4.3 (c) encontra-se representada a forma de onda aplicada à primário do transformador. Esta forma de onda resulta da modulação dos sinais de PWM aplicados aos semicondutores do primeiro estágio de conversão.

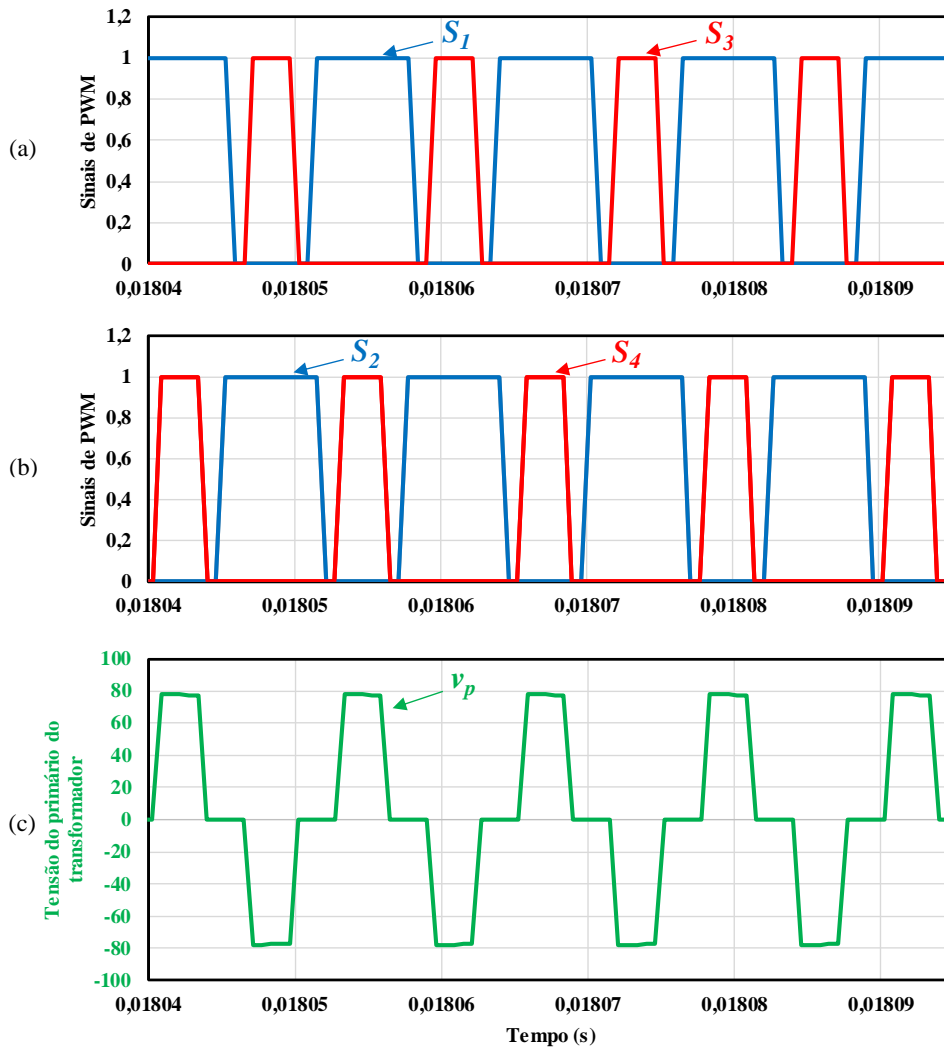


Figura 4.3 – Resultados de simulação do conversor CC-CC isolado de alta-frequência do tipo *buck* em regime permanente: (a) Sinais de PWM (S_1 e S_3); (b) Sinais da PWM (S_2 e S_4); (c) Tensão no primário do transformador (v_p).

Na Figura 4.3 (c) é possível observar a forma de onda da tensão, v_p , à entrada do transformador. Esta forma de onda é o resultado da modulação aplicada nas *gates* dos MOSFETs e tal como referido no Capítulo 3, esta apresenta 3 valores distintos. O valor máximo, $+V_{in}$, ocorre quando o par de semicondutores, S_1 e S_4 , se encontram a conduzir em simultâneo. O valor mínimo de tensão, $-V_{in}$, verifica-se quando o par de semicondutores, S_2 e S_3 , se encontram a conduzir em simultâneo. O valor de, v_p , é zero quando o um dos seguintes pares de semicondutores, S_1 e S_2 , ou, S_3 e S_4 , se encontram a conduzir.

Na Figura 4.4 encontram-se representados os resultados de simulação da tensão no secundário do transformador, v_s , da tensão à saída da ponte retificadora, v_{ret} , e da corrente na bobina, i_L . Verificar-se que quando o par de MOSFETs, MOS_1 e MOS_4 , se encontram a conduzir em simultâneo, a tensão, v_s , assume o valor de $+560$ V que corresponde ao

valor de V_{in} , multiplicado pela razão de transformação do transformador, (1:7). Por outro lado, quando os MOSFETs MOS_2 e MOS_3 , se encontram a conduzir em simultâneo, a tensão, v_s , assume o valor de -560 V.

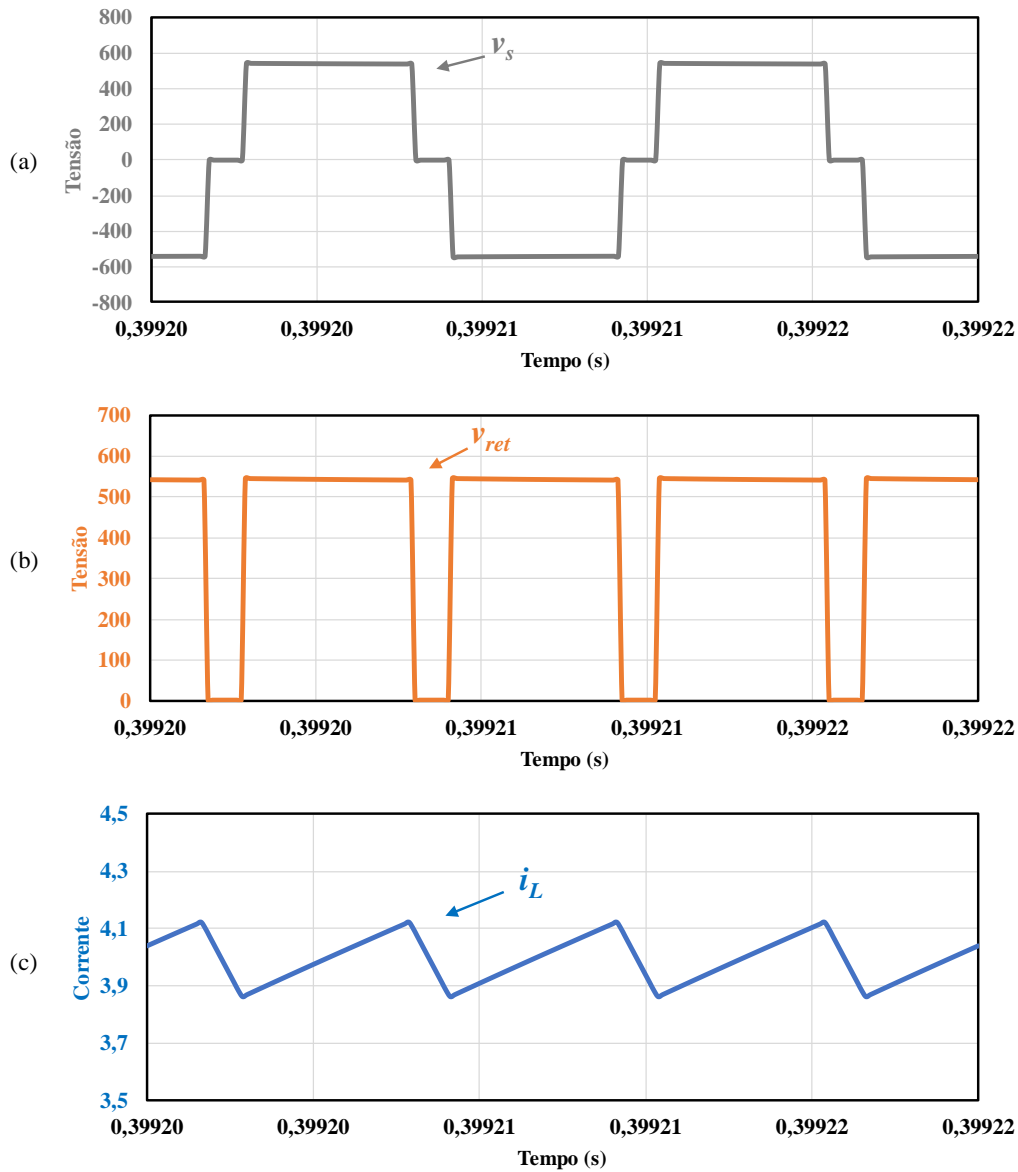


Figura 4.4 – Resultado da simulação do conversor CC-CA-CC isolado de alta-frequência do tipo *buck* em regime permanente: (a) Tensão no secundário do transformador (V_s), (b) Tensão à saída da ponte retificadora, (c) Corrente na bobina.

Da análise à Figura 4.4 (b) conclui-se que a tensão à saída do retificador a díodos assume apenas valores positivos ou nulos. Verifica-se também que o sinal à saída do retificador possui o dobro da frequência do sinal à entrada, como espectável. Na Figura 4.4 (c), verifica-se que a corrente na bobina nunca se anula, significando que o conversor encontra-se a operar no modo contínuo, tal como é pretendido.

Para verificar o comportamento do sistema durante os transitórios provocados pela entrada e saída de cargas, foram realizados alguns ensaios onde foi adicionada uma carga

em paralelo com a já existente e posteriormente volta a ser retirada. Na Figura 4.5 encontra-se o resultado de um desses ensaios, sendo neste caso utilizada uma carga de 90Ω à qual é adicionada, em paralelo, uma outra carga de igual valor no intervalo de tempo $[0,20 - 0,25]$. Como se pode comprovar através da mesma figura, não se verificam oscilações significativas na tensão do barramento CC, ou seja, o sistema de controlo é rápido a atuar como pretendido.

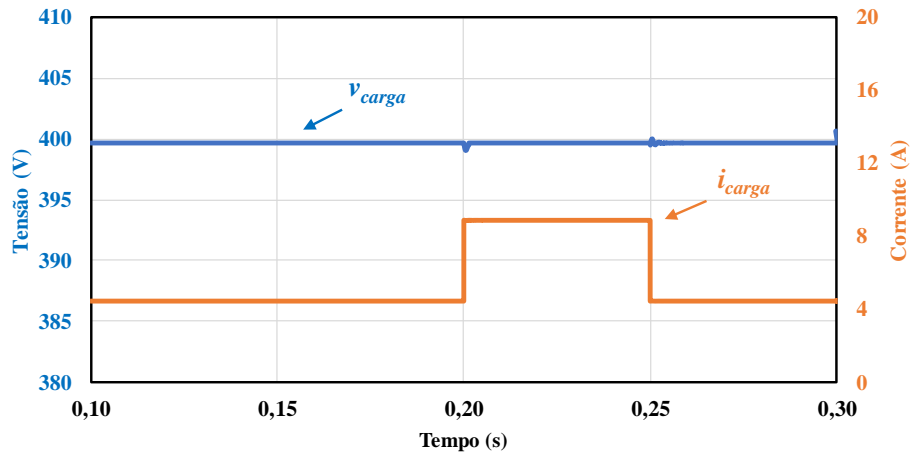


Figura 4.5 – Resultado da simulação do conversor CC-CA-CC isolado de alta-frequência do tipo *buck* em regime transitório com os respetivos valores de tensão (V_{cc}) e corrente à saída (I_{cc}).

4.3 Modelo de Simulação do Inversor CC-CA em Ponte Completa

Depois de realizadas as simulações ao conversor CC-CC do tipo *buck*, procedeu-se à criação do modelo de simulação do conversor CC-CA apresentado no Capítulo 3, para o terceiro estágio de conversão. Este conversor é responsável por converter uma tensão contínua de 400 V numa tensão sinusoidal com valor eficaz de 230 V a uma frequência de 50 Hz. O modelo de simulação utilizado para testar o funcionamento do terceiro e último bloco de conversão encontra-se representado na Figura 4.6.

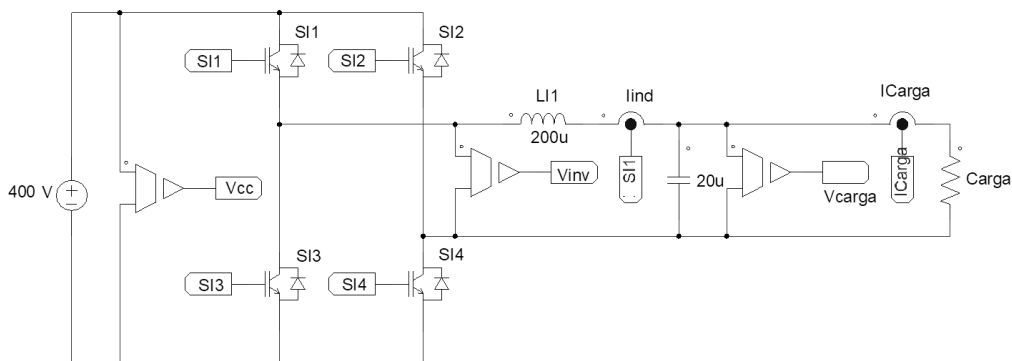


Figura 4.6 – Modelo de simulação do conversor CC-CA em ponte completa.

Da análise da figura, verifica-se que o modelo é composto pelo conversor CC-CA e por um filtro passivo passa-baixo do tipo LC. O inversor é responsável por sintetizar uma onda sinusoidal com o menor conteúdo harmónico possível, enquanto o filtro LC é responsável por atenuar os harmónicos de alta-frequência do inversor de modo a conseguir o objetivo de uma THD inferior a 5%, independentemente das cargas ligadas à rede. Este objetivo prende-se com o respeito pelas normas IEEE STD 519-1992 [72].

Modelo de simulação do Controlador Digital

O modelo de simulação do controlo digital aplicado ao inversor em ponte H encontra-se representado na Figura 4.7. Este modelo, é igualmente constituído por um bloco C para a implementação do código em linguagem C, por um circuito de modulação SPWM unipolar e dois elementos de *deadtime*, para os resultados de simulação serem mais próximos dos resultados práticos. O bloco C possui quatro entradas e uma saída, sendo as entradas para os sinais lidos pelos sensores de tensão e corrente e a saída para o sinal de comando que é utilizado como referência no circuito comparador. Os sinais de entrada são lidos a uma frequência de amostragem de 80 kHz definida pelo bloco ZOH disponível no PSIM. O circuito de modulação SPWM unipolar, utiliza o sinal de saída do bloco C e a respetiva negação desse sinal como sinais de referência para a comparação com a onda portadora triangular. Desta comparação de sinais, resultam os sinais de SPWM que são aplicados aos semicondutores do inversor.

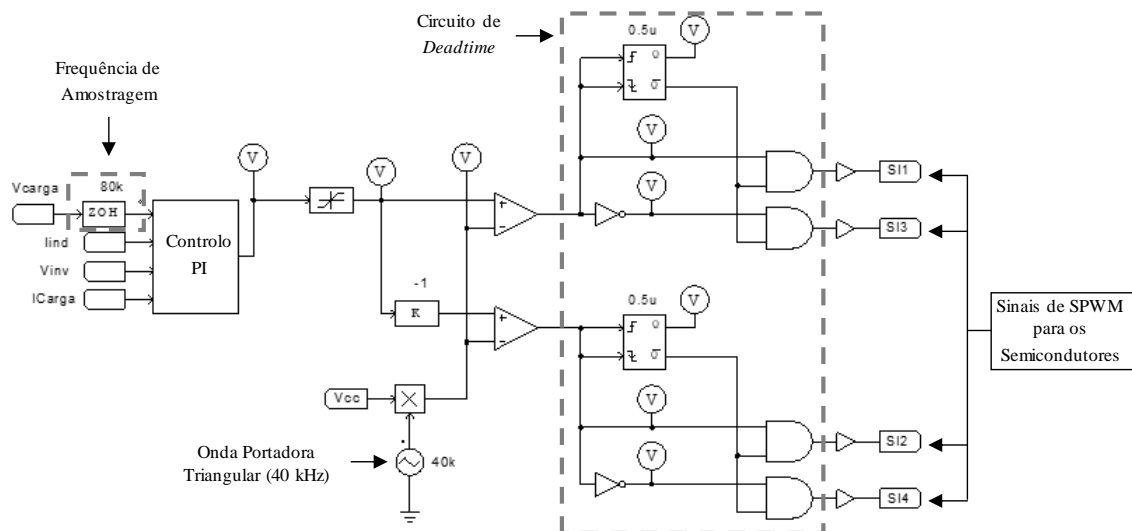


Figura 4.7 – Modelo de simulação do controlo digital *deadbeat*.

4.3.1 Resultados de Simulação com Carga Linear Resistiva

Tendo em conta que o sistema quando estiver a funcionar, no ambiente para o qual foi pensado, terá de alimentar vários tipos de cargas, ou seja, lineares e não lineares. Por este motivo, os testes de simulação tiveram como objetivo analisar o comportamento do inversor com esse tipo de cargas.

Os primeiros testes, recorreram à utilização de cargas puramente resistivas, de modo a testar o funcionamento do inversor para vários níveis de potência. Um exemplo das simulações realizadas encontra-se representado na Figura 4.8, onde podem ser observadas, as formas de onda da tensão e corrente obtidas à saída do filtro LC. Para esta simulação foi utilizada uma carga resistiva linear de $17,6 \Omega$. Esta foi dimensionada de modo a consumir a potência máxima estipulada para o sistema total de alimentação da microrrede isolada (3000 VA) tendo em conta que se trata de um sistema monofásico de 230 V eficaz. Da análise da mesma figura, é possível verificar que a corrente na carga, i_{carga} , e a tensão na carga, v_{carga} , se encontram em fase e que esta última segue a tensão de referência, v_{ref} . Relativamente ao valor eficaz da tensão, este é de 229,6 V e apresenta como valor de pico positivo e negativo, 324,8 V e -324,8 V respetivamente.

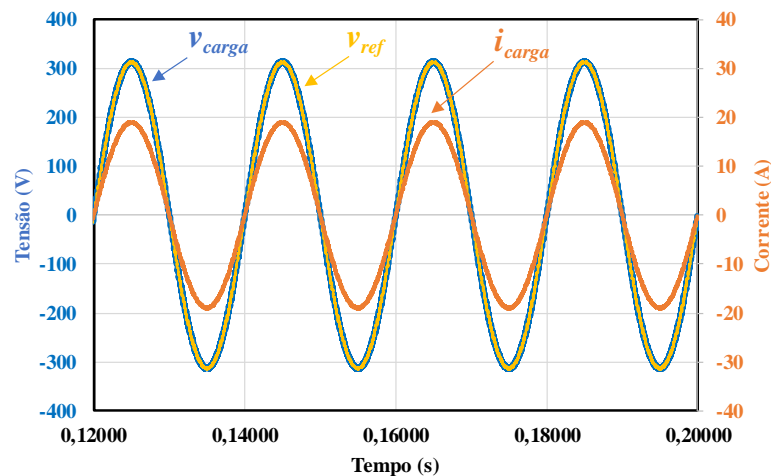


Figura 4.8 – Formas de onda da tensão de referência (v_{ref}), da tensão (v_{carga}), e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa com carga linear resistiva.

4.3.2 Resultados de Simulação com Carga Linear RL

Depois de verificado o correto funcionamento do inversor com cargas resistivas, procedeu-se à realização alguns testes de simulação com cargas RL. Na Figura 4.9 estão representados os resultados da simulação do conversor CC-CA em ponte completa com uma carga linear resistiva de $20,5 \Omega$ em serie com uma indutância de 41 mH. Assim como

no exemplo anterior, esta carga foi dimensionada de modo a consumir a potência máxima estipulada para o sistema de alimentação da microrrede isolada. É possível verificar através da análise da mesma figura que a tensão na carga, v_{carga} , e a corrente na carga, i_{carga} , se encontram desfasados. Verifica-se também que a tensão na carga, v_{carga} , segue o sinal de referência, v_{ref} .

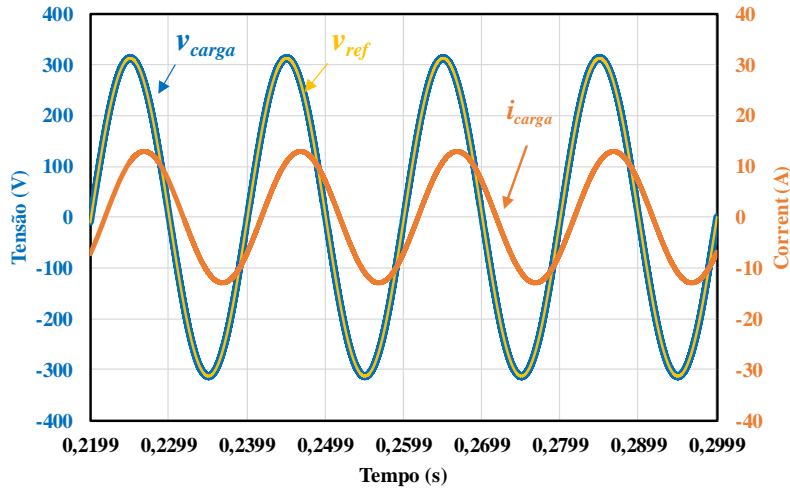


Figura 4.9 – Formas de onda da tensão de referência (v_{ref}) da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa com carga linear resistiva de $20,5 \Omega$ em série com uma indutância de 41 mH .

4.3.3 Resultados de Simulação com Carga Não Linear

Ao longo das inúmeras simulações realizadas ao inversor com o mais variado tipo de cargas, foi por último verificado o seu comportamento perante utilização de uma carga não linear, cujo esquema elétrico se encontra representado na Figura 4.10. Esta carga é constituída por um retificado a díodos em ponte completa, ligado em paralelo com um condensador de 3 mF e uma resistência de 180Ω . Foi também utilizada uma indutância de $20 \mu\text{H}$ à entrada do retificador.

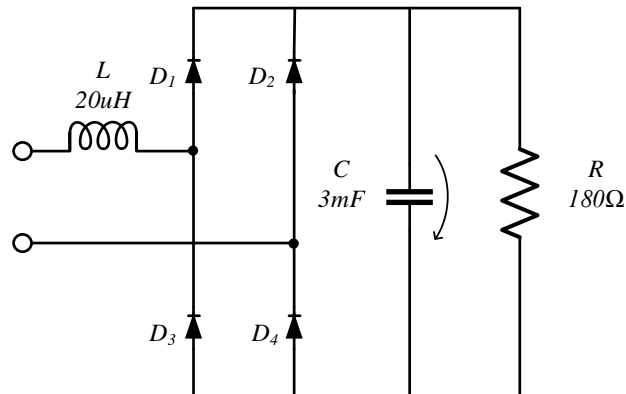


Figura 4.10 – Modelo de simulação da carga não linear.

Os resultados de simulação para a carga anteriormente descrita, estão representados na Figura 4.11 onde é possível observar as formas de onda da tensão de referência, v_{ref} , e da tensão e corrente na carga, v_{carga} e i_{carga} , respetivamente.

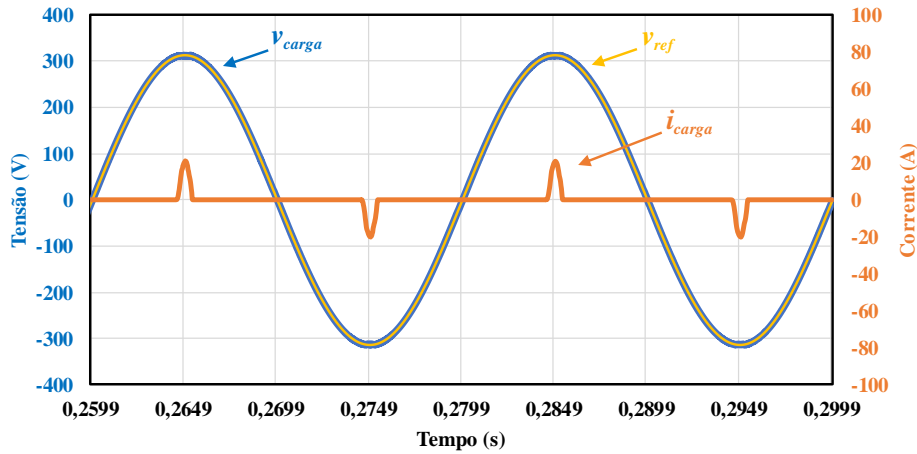


Figura 4.11 – Formas de onda da tensão de referência, v_{ref} , da tensão, v_{carga} , e corrente, i_{carga} , à saída do conversor CC-CA em ponte completa com carga não linear.

Verifica-se que apesar da carga consumir uma corrente bastante distorcida, a tensão, v_{carga} , mantém-se praticamente sinusoidal, não manifestando distorções notórias ou preocupantes, causadas pela queda de tensão na bobina L_2 do filtro LC à saída. Estes resultados comprovam o bom funcionamento do controlo preditivo *deadbeat* utilizado.

4.3.4 Resultados de Simulação da Resposta Transitória à Entrada e Saída de Cargas da Rede

Na Figura 4.12 encontra-se representada a resposta transitória do conversor CC- CA à entrada e saída de três tipos de carga distintos: R, RL e não linear. Nessa figura é possível observar as formas de onda da tensão de referência, v_{ref} , e da tensão e corrente na carga, v_{carga} e i_{carga} , respetivamente. A primeira carga a ser ligada foi a carga linear resistiva de $17,6 \Omega$, com a qual se verificou que a corrente, i_{carga} , se encontra em fase com a tensão, v_{carga} . A segunda carga a ser ligada (já com a primeira desligada), foi a carga RL série, composta por uma resistência de $20,5 \Omega$ e uma indutância de 41 mH , com a qual se verificou que a corrente, i_{carga} , e a tensão, v_{carga} , se encontram desfasados. Por fim, (já com a segunda carga desligada) foi ligada uma carga não linear, igual à representada na Figura 4.10, com a qual se verificou um consumo de corrente bastante distorcida. Os resultados da simulação comprovam o bom funcionamento do controlo aplicado uma vez que não se verificaram problemas nas situações transitórias de entrada e saída de cargas da microrrede.

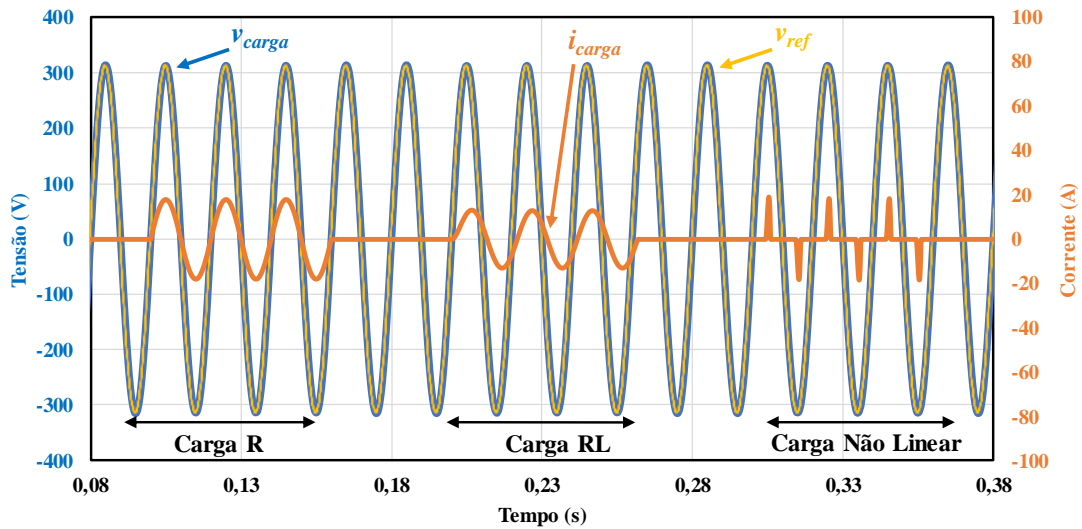


Figura 4.12 – Formas de onda da tensão de referência, v_{ref} , da tensão, v_{carga} , e corrente, i_{carga} , à saída do conversor CC-CA em ponte completa em regime transitório de três cargas distintas: R, RL e não linear.

4.4 Sistema Completo

Depois de obtidos e validados os resultados de simulação dos dois conversores de potência em modo individual, procedeu-se à junção de ambos de modo a simular o comportamento do sistema completo de alimentação da microrrede isolada. Nos testes apresentados de seguida, é possível observar o comportamento do sistema completo de alimentação da microrrede isolada para três tipos distintos de cargas: uma carga puramente resistiva, uma carga RL série e por último, uma carga não linear.

4.4.1 Modelo de Simulação do Sistema Completo

Na Figura 4.13 está representado o modelo de simulação do sistema completo de alimentação da microrrede, denominado por conversor CC-CA isolado de alta-frequência.

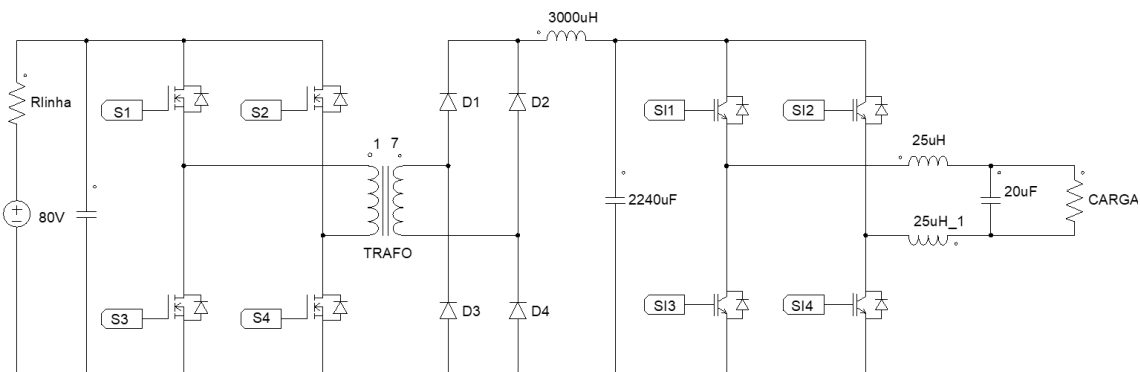


Figura 4.13 – Esquema do sistema completo de alimentação da microrrede.

Resultados de Simulação do Sistema Completo com Carga Linear Resistiva

O primeiro teste de simulação para o sistema completo de alimentação da microrrede, consistiu em alimentar uma carga puramente resistiva e verificar o comportamento de alguns parâmetros do conversor. A carga resistiva utilizada foi de $17,5 \Omega$ de modo a ser consumida a potência máxima estipulada para o sistema de alimentação da microrrede isolada (3000 VA). Na Figura 4.14 encontram-se representados os resultados de simulação para as condições referidas, onde se pode verificar o correto funcionamento do conversor CC-CA isolado de alta-frequência.

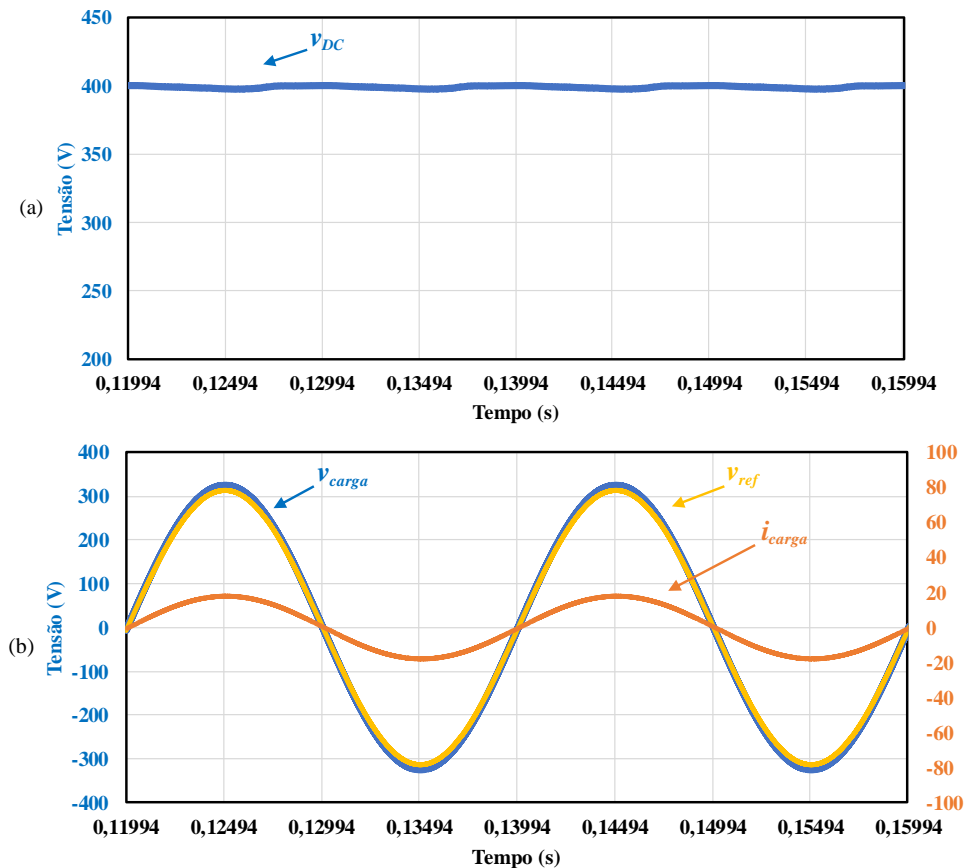


Figura 4.14 – Resultados de simulação do sistema completo de alimentação da microrrede em regime permanente com carga puramente resistiva: (a) Forma de onda da tensão do barramento intermédio de 400 V; (b) Forma de onda da tensão de referência , v_{ref} , da tensão na carga , v_{carga} , e a corrente na carga, i_{carga} , para uma carga linear resistiva de $17,5 \Omega$.

Resultados de Simulação com Carga Linear RL

O segundo teste de simulação consistiu em alimentar uma carga RL constituída por uma resistência de $20,5 \Omega$ e uma bobina de 50 mH. Os resultados de simulação apresentados na Figura 4.15 comprovam o bom funcionamento do conversor CC-CA isolado de alta-frequência para uma tensão de entrada de 80 V. A tensão do barramento intermédio, apresenta um *ripple* reduzido como pretendido e a tensão à saída do terceiro estágio de conversão apresenta um valor eficaz de 230 V com uma onda sinusoidal a uma

frequência de 50 Hz. Verifica-se também uma pequena distorção da corrente, i_{carga} , em relação à tensão, v_{carga} , provocada pela carga RL.

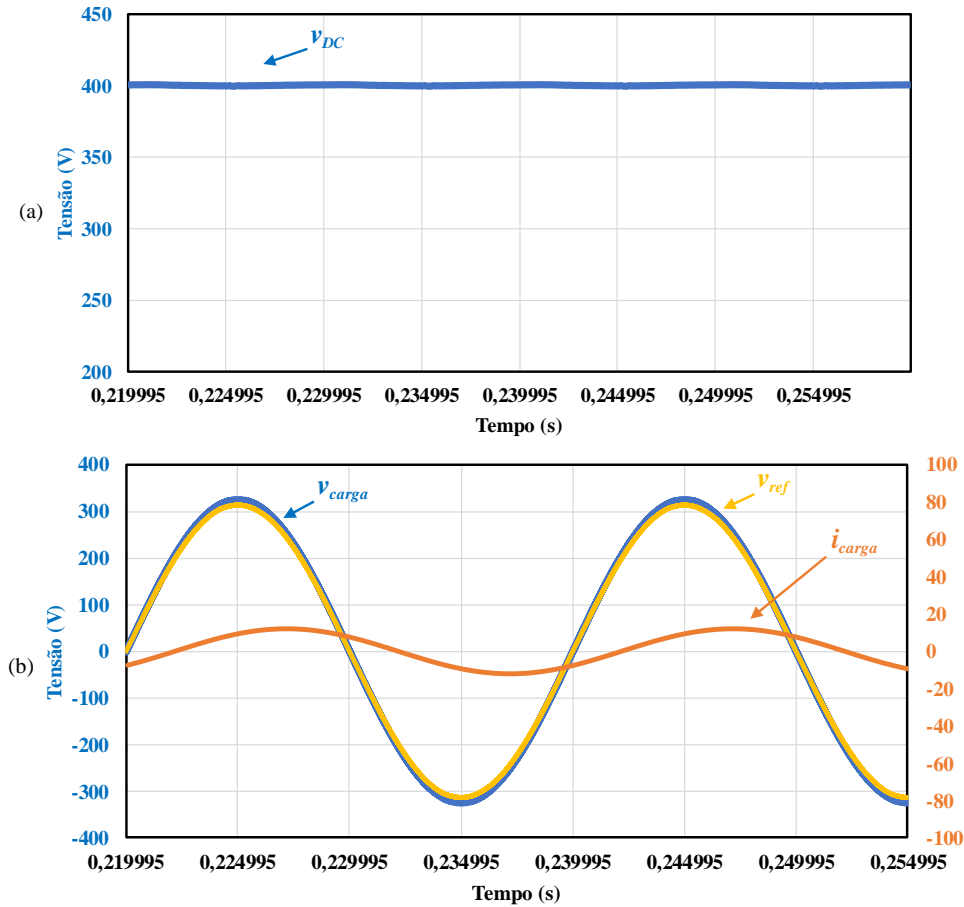


Figura 4.15 – Resultados de simulação do sistema completo de alimentação da microrrede em regime permanente com carga RL: (a) Forma de onda do valor médio da tensão do barramento intermédio de 400 V; (b) Forma de onda da tensão de referência, v_{ref} , da tensão na carga, v_{carga} , e a corrente na carga, i_{carga} , para uma carga resistiva de 20,5 Ω em serie com um bobina de 50 mH.

Resultados de Simulação com Carga Não Linear

O último teste de simulação consistiu em alimentar uma carga não linear igual à representada na Figura 4.10 da subsecção 4.3.3. Na Figura 4.16 encontram-se representados os resultados de simulação com a referida carga não linear onde se pode verificar que o valor médio da tensão do barramento intermédio de 400 V apresenta um *ripple* muito reduzido como esperado. Ainda na mesma figura encontram-se representadas as formas de onda da tensão de alimentação da microrrede, o sinal de referência para a referida tensão e a corrente consumida pela carga. Partindo da análise a estes três valores, é possível comprovar o correto funcionamento do sistema completo de alimentação da microrrede, mesmo quando este alimenta uma carga que consome uma corrente muito distorcida. Este tipo de carga provoca uma queda de tensão considerável na bobina do filtro LC que sem a utilização de um controlo adequado provocaria

distorções significativas na forma de onda da tensão que alimenta todas as cargas da microrrede.

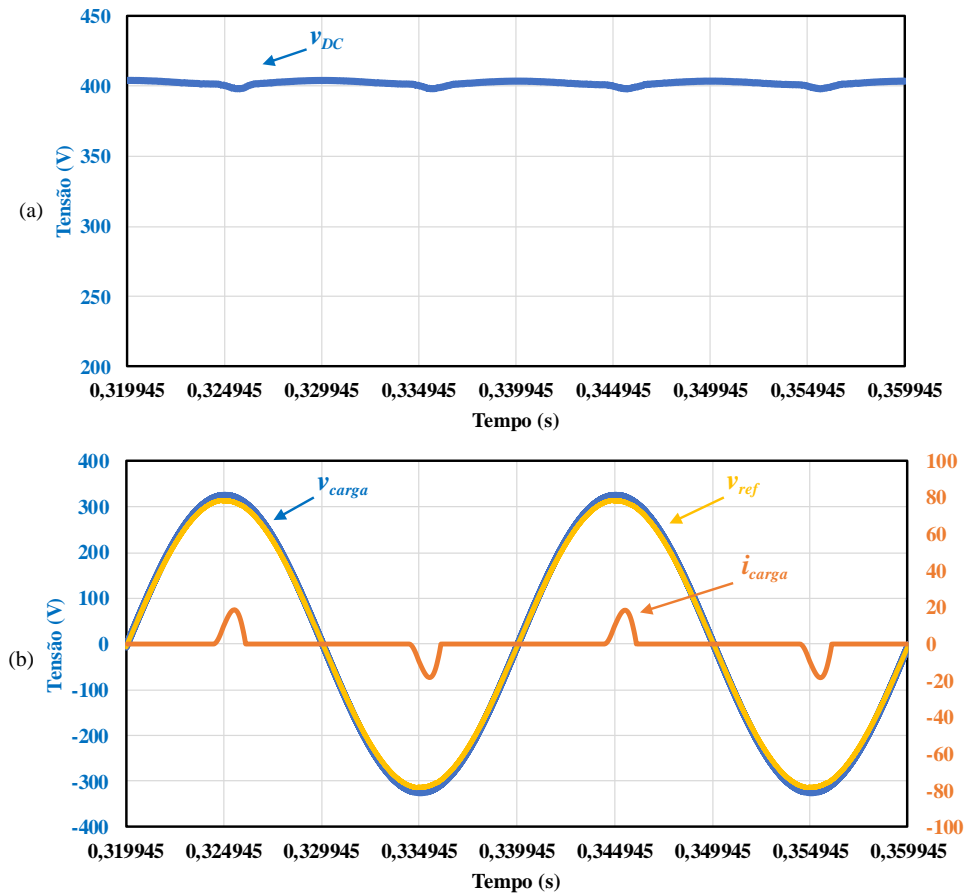


Figura 4.16 – Resultados de simulação do sistema completo de alimentação da microrrede em regime permanente com carga não linear: (a) Forma de onda do valor médio da tensão do barramento intermédio de 400 V; (b) Forma de onda da tensão de referência, v_{ref} , da tensão na carga, v_{carga} , e a corrente na carga, i_{carga} , para uma carga não linear igual á representada na subsecção 4.3.3.

4.5 Conclusão

Ao longo deste capítulo foram apresentados os resultados das simulações realizadas ao sistema de alimentação da microrrede isolada e descritos todos os passos efetuados na sua obtenção.

Inicialmente, começou-se por criar o modelo de simulação do conversor CC-CC do tipo *buck* acompanhado pelo modelo de simulação do controlador PI aplicado ao mesmo. Da análise dos resultados, verificou-se que a topologia e o controlo aplicado, funcionam como esperado, apresentando uma resposta rápida às variações de carga aplicadas.

De seguida foi apresentado o modelo de simulação do inversor em ponte completa bem como o modelo de simulação do controlo preditivo *deadbeat* aplicado ao mesmo. Tendo em conta que este inversor deverá ser capaz de alimentar eficazmente cargas lineares e não lineares, os testes de simulação efetuados objetivaram analisar o

comportamento do inversor perante este tipo de cargas. Deste modo foram apresentados os resultados de simulação para três tipos de cargas: R, RL e não lineares. Da análise dos resultados obtidos, conclui-se que tanto a topologia de inversor escolhido como o controlo aplicado ao mesmo funcionam como o esperado.

Por fim, os dois conversores simulados de forma separada, foram colocados em conjunto e verificou-se que apesar de estarem a operar em simultâneo, as interferências provocadas por cada um deles foram mínimas e indiferentes para os resultados finais. Neste teste, verificou-se que o inversor provocava algumas oscilações no barramento CC, mas estas não criaram qualquer problema notório ao funcionamento do sistema completo.

Capítulo 5

Desenvolvimento do Sistema de Alimentação da Microrrede Isolada de Energia Elétrica

5.1 Introdução

Neste capítulo é descrito o desenvolvimento do sistema de alimentação da microrrede isolada, começando por apresentar o andar de potência seguido de todos os componentes utilizados para a implementação do mesmo. Por último, são apresentados todos os circuitos de controlo utilizados neste trabalho de dissertação.

O andar de potência é constituído por três conversores de potência que conjugados dão origem a um conversor CC-CA de três estágios. O primeiro conversor a ser apresentado, trata-se do conversor CC-CA-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*. Em seguida é apresentado o conversor CC-CA em ponte completa.

Por último é apresentado o circuito de controlo constituído por várias placas de circuito impresso desenvolvidas no GEPE, necessárias na aquisição de sinais e no comando dos conversores.

5.2 Andar de Potência

Por questões logísticas, o andar de potência constituído pelo conversor CC-CA de três estágios está dividido em duas placas de circuito impresso por questões logísticas. Esta divisão, não sendo necessária permite ensaiar de forma isolada cada uma das partes do sistema durante a fase de testes preliminares. Deste modo uma das placas contém o conversor CC-CA-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck* e a outra placa contém o conversor CC- CA em ponte completa. O desenvolvimento de ambos os conversores é abordado nas subsecções seguintes.

5.2.1 Conversor CC-CA-CC

Uma vez escolhida a topologia para o conversor CC-CA-CC, descrita no Capítulo 3 na Figura 3.26 e cujos resultados de simulação computacional foram apresentados no Capítulo 4 na Figura 4.5, procedeu-se ao desenvolvimento de um protótipo laboratorial do mesmo. Para esta etapa, foi utilizada a ferramenta de desenho *PADS PCB Design* da *Mentor Graphics* para o desenvolvimento da placa de circuito impresso (PCB – *Printed Circuit Board*) necessária para a construção do protótipo do conversor.

O resultado final da PCB desenvolvida através do software supramencionado pode ser observado na Figura 5.1.

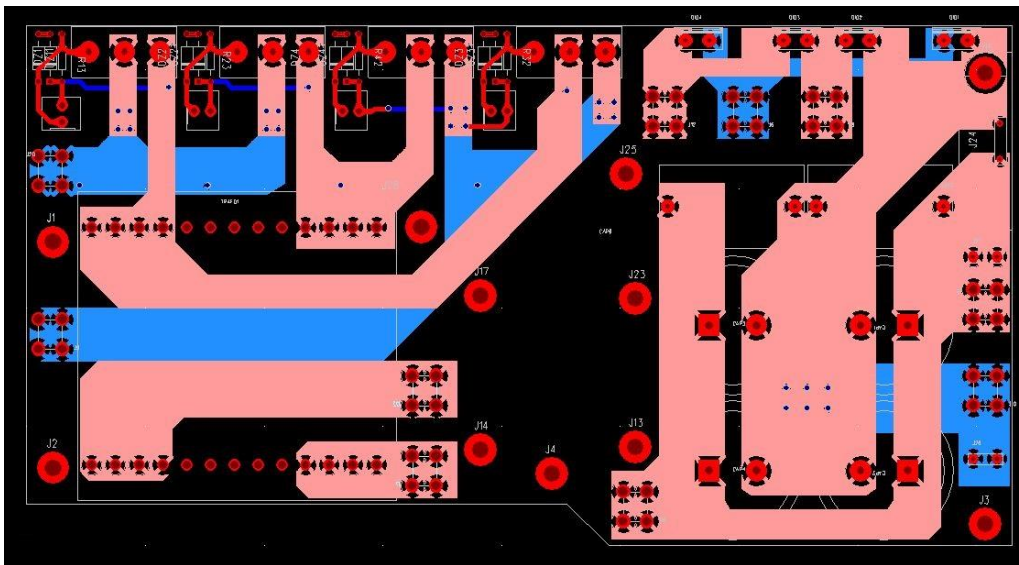


Figura 5.1 – Layout da PCB do conversor CC-CC, desenvolvida no software PADS.

Depois da placa fabricada, procedeu-se à remoção do cobre entre as pistas para evitar possíveis arcos elétricos. Posteriormente deu-se início à soldadura de todos os componentes, e o resultado final do protótipo do conversor CC-CC do tipo *buck* pode ser visto na Figura 5.2. Nos tópicos seguintes é apresentada uma descrição dos principais componentes utilizados no desenvolvimento deste conversor.

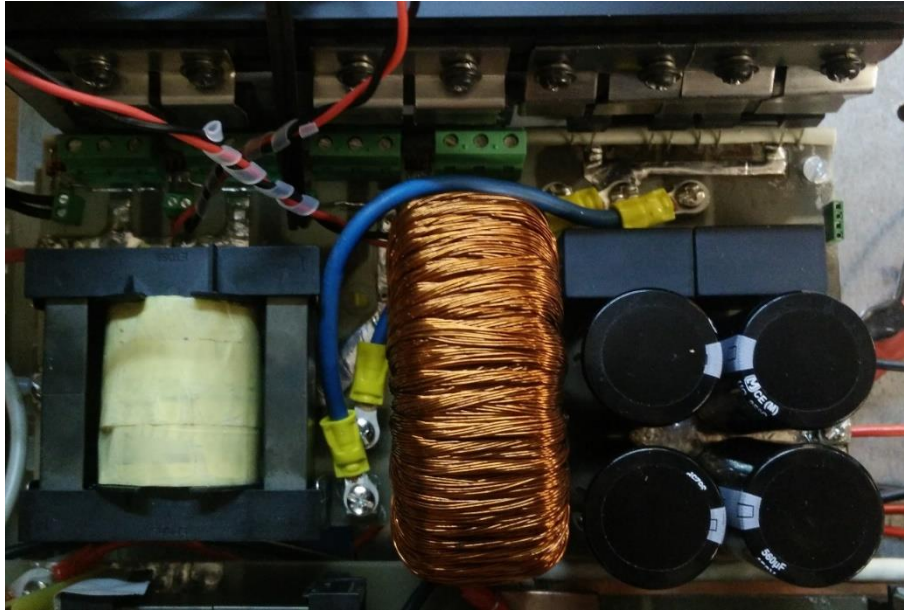


Figura 5.2 – Resultado final do conversor CC-CC desenvolvido.

MOSFETs

Os semicondutores de potência selecionados para funcionar como interruptores controláveis no conversor CC-CC do tipo *buck* foram os MOSFETs. Estes são do modelo *IXFH110N10P* da empresa *IXYS* e funcionam com correntes até 50 A e tensões contínuas até 500 V [73]. Na Figura 5.3 está representado um dos MOSFETs que é utilizado no primeiro estágio de conversão do respetivo conversor CC-CC.

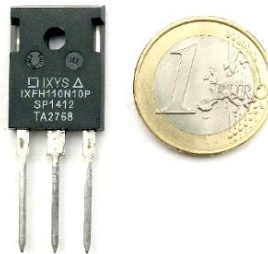


Figura 5.3 – MOSFET *IXFH110N10P* do fabricante *IXYS* no conversor CC-CC.

Transformador Isolador de Alta-Frequência

O transformador de alta-frequência é uma peça de elevada importância no sistema desenvolvido uma vez que se trata de um componente tipicamente pesado, volumoso e caro. Outro fator a ter em atenção no projeto do transformador é a sua eficiência uma vez que para além estar diretamente ligada ao desperdício de energia, pode também implicar o uso de um sistema capaz de expelir a energia desperdiçada por efeito de joule no núcleo e nos enrolamentos. Por estes motivos recorreu-se a bibliografia dedicada ao projeto de

transformadores de modo a determinar os parâmetros mais importantes no projeto dos mesmos, afim de se alcançar o seu desenho ótimo [74][75].

No projeto deste transformador determinou-se que a potência máxima transferida pelo mesmo seria de 1800 VA. Uma vez que todo o sistema foi desenvolvido para ser integrado num armário da forma mais compacta possível, estipulou-se uma frequência de comutação de 50 kHz, o que permite reduzir o volume, peso e preço do transformador. Nesse sentido, e tendo em conta o material disponível no laboratório, foi escolhido um par de núcleos de ferrite do fabricante *Epcos* com a referência *B66397G0000X187* [76][77]. Este núcleo pode ser visto na Figura 5.4.



Figura 5.4 – Núcleo de ferrite *B66397G0000X187* do fabricante *Epcos*.

No projeto de um transformador de alta-frequência, devem ser considerados dois tipos de perdas: as perdas no ferro e as perdas no cobre. Para determinar o número de espiras a utilizar, em cada enrolamento, é necessário determinar o ponto de funcionamento ótimo do transformador tendo em conta as respetivas perdas.

As perdas no cobre correspondem a perdas por efeito de Joule e estão relacionadas com a secção, comprimento e tipo de material do condutor utilizado nos enrolamentos, bem como do valor eficaz da corrente que por eles circula. As perdas no ferro estão relacionadas com a frequência de operação, o tipo de material do núcleo magnético, e o fluxo magnético a que o núcleo está sujeito, sendo tanto maiores quanto maior for a frequência e a variação da densidade de fluxo magnético (ΔB). Este tipo de perdas pode ser minimizado utilizando um maior número de espiras, diminuindo assim o valor máximo da densidade de fluxo magnético a que o núcleo é sujeito, ou seja, o ciclo de histerese será menor. Porém o aumento do número de espiras, provoca um aumento do comprimento do condutor dos enrolamentos e conseqüentemente o aumento das perdas no cobre. Tendo tudo isto em conta, o projeto do transformador passa por determinar o ponto ótimo de funcionamento, onde a soma das perdas no ferro e no condutor dos

enrolamentos assume o seu valor mínimo. Na Figura 5.5 está representado um gráfico que ilustra as perdas supramencionadas bem como o somatórias das mesmas.

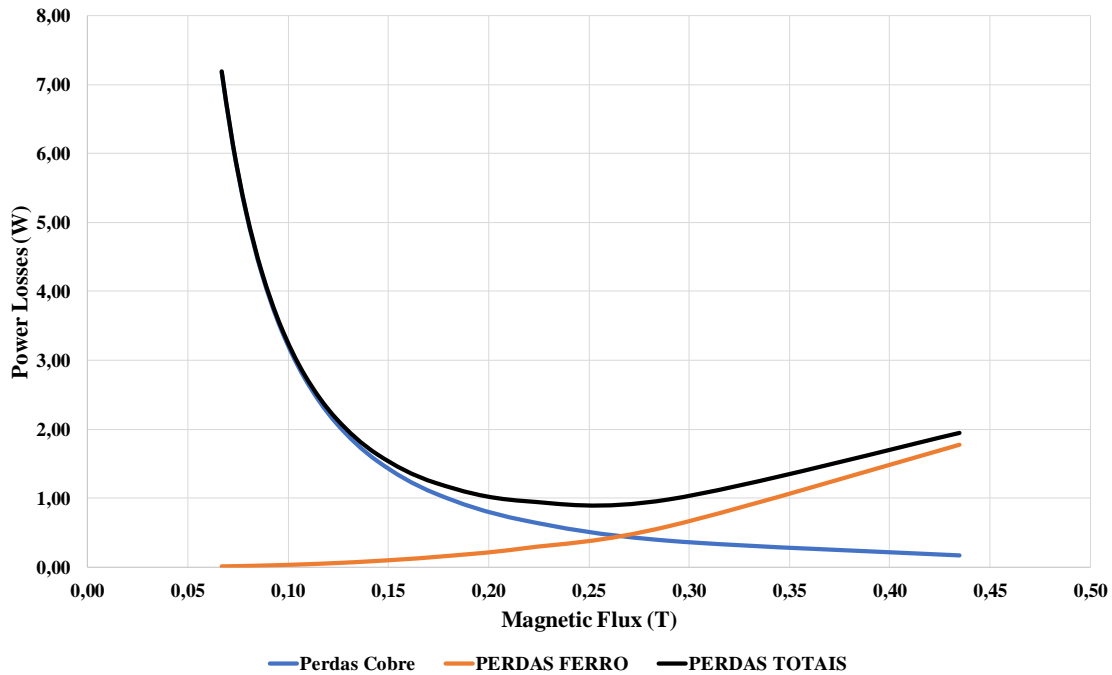


Figura 5.5 – Ponto ótimo de trabalho de um transformador.

A equação (5.1) permite determinar a variação de fluxo magnético para o qual as perdas totais do transformador são minimizadas.

$$\Delta B_{optimo} = \left[\frac{\rho \lambda_1^2 I_{total}^2 MLT}{2K_u W_A A_e^3 l_m \beta K_{fe}} \right]^{\left(\frac{1}{\beta+2}\right)} \quad (5.1)$$

O valor de algumas incógnitas da equação depende do tipo de núcleo utilizado nomeadamente o MLT , W_a , A_e e l_m . O valor destes parâmetros, vem no *datasheet* da fôrma, sendo o MLT (*Mean Length Turn*), o comprimento médio de uma volta do condutor em torno do núcleo. O W_a (*Window Area*) corresponde à área da janela da fôrma, sendo neste caso de $5,186 \text{ cm}^2$. O A_e (*Effective Area*) corresponde à área efetiva do núcleo, sendo de 368 mm^2 . Por último, o l_m (*Magnetic Length*) corresponde ao comprimento magnético e possui o valor de 139 mm .

A resistividade ρ , está relacionado com o material utilizado como condutor nos enrolamentos do transformador, sendo neste caso considerado o cobre que possui o valor de $1,724 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$.

Os parâmetros K_{fe} , β , e K_u , representam, respetivamente, o coeficiente de perda do núcleo, o expoente de perda do núcleo e o fator de preenchimento da janela. O valor do

coeficiente de perdas do núcleo, K_{fe} , tem como unidade $W/m^3 T^\beta$ e é obtido através da divisão do valor das perdas relativas do núcleo pela densidade de fluxo elevada a β . Neste núcleo em concreto, tem-se da análise do *datasheet*, que a uma frequência de 50 kHz, com uma densidade de fluxo de 55 mT e uma temperatura de 100°C, o valor de perdas no núcleo é de 55 kW/m³. Este valor dividido pela densidade de fluxo utilizada no teste (200 mT) elevada a β , resulta num K_{fe} igual a 3611 kW/m³ T ^{β} . O coeficiente β é característico do material e assume normalmente o valor de 2,6 ou 2,7 para a ferrite, sendo que neste caso foi utilizado o valor de 2,6 pelo facto de ser o valor utilizado em todos os exemplos analisados bibliograficamente [75][74][78].

A corrente total, I_{total} , é dada pela equação (5.2) e representa a soma da corrente nos dois enrolamentos do transformador, visto pelo lado do primário.

$$I_{total} = I_1 + I_2 n \quad (5.2)$$

Para o projeto deste transformador, foi estipulada uma potência nominal de 1,8 kW e uma vez que o lado secundário está ligado ao barramento CC de 400 V, tem-se que a corrente no lado de maior tensão, I_2 , é de 4,5 A. Deste modo, sabendo que a razão de transformação é de 1 para 7, obtém-se uma corrente no lado de menor tensão de 31,5 A. Em seguida foi calculada a incógnita λ_1 que representa o integral da tensão aplicada ao lado primário durante um semiciclo. O valor deste parâmetro é calculado através da equação (5.3).

$$\lambda_1 = D T_s V_1 \quad (5.3)$$

Os parâmetros $D, T_s, e V_1$ da equação (5.4), representam respetivamente, o *duty-cycle*, o período de comutação e a tensão aplicada ao primário. Para o *duty-cycle*, considerou-se o valor de 0,5 tendo em conta que com a modulação escolhida, este é o valor máximo teórico. Para o parâmetro T_s foi considerada uma frequência de 50 kHz, que se traduz num período de comutação de 20 μ s.

Depois de determinados os valores de todas as incógnitas da equação (5.1), é possível através da mesma, determinar a variação de densidade de fluxo magnético que proporciona o menor valor do somatório das perdas, ΔB_{optimo} . Posto isto, o número de espiras do primário pode ser calculado através da equação (5.4).

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2 \Delta B A_e} \quad (5.4)$$

Através da equação (5.4) obteve-se um número de espiras para o lado primário do transformador, igual a 5,6. Como a equação (5.4) não retomou um número inteiro, decidiu-se calcular as perdas totais do transformador, para o enrolamento primário com 5 e 6 espiras.

As perdas do transformador através do efeito de joule no condutor dos enrolamentos, podem ser calculadas através da equação (5.5).

$$P_{cu} = \frac{\rho \lambda_1^2 I_{total}^2 MLT}{4 K_u W_A A_e^2 (\Delta B)^2} \quad (5.5)$$

As perdas do transformador através do ferro podem ser calculadas através da equação (5.6).

$$P_{fe} = K_{fe} (\Delta B)^\beta A_e l_m \quad (5.6)$$

Na Tabela 5.1 encontra-se um quadro onde são apresentados os valores das perdas obtidos para 5 e 6 espiras.

Tabela 5.1 – Perdas no transformador para 5 e 6 espiras no primário.

NÚMERO DE ESPIRAS DO PRIMÁRIO (N ₁)	DENSIDADE DE FLUXO (B)	PERDAS NO FERRO (P _{FE})	PERDAS NO COBRE (P _{CU})	PERDAS TOTAIS (P _{FE} + P _{CU})
5	0,17 mT	0,15 W	1,06 W	1,21 W
6	0,14 mT	0,09 W	1,53 W	1,62 W

Depois de determinado o número de espiras para ambos os lados do transformador, falta determinar a secção dos condutores para cada um dos enrolamentos. Uma vez que a frequência de comutação é relativamente elevada, é necessário ter em conta o efeito pelicular. Este efeito pelicular em baixas frequências não se faz notar uma vez que os elétrons que fluem no condutor distribuem-se uniformemente pela área de secção reta do condutor. Contudo, à medida que a frequência de comutação aumenta, os elétrons que atravessam o condutor, tendem a afastar-se do centro e a concentrar-se na

superfície do condutor, sendo este fenómeno denominado por efeito pelicular. O efeito pelicular traduz-se num desperdício de condutor utilizado, uma vez que os eletrões não se deslocam pelo núcleo do mesmo [79][80]. Uma forma de minimizar este problema, consiste em utilizar vários condutores em paralelo ao invés de apenas um condutor de secção superior.

Para se determinar a secção e o número de condutores em paralelo para os enrolamentos do transformador, foi consultada uma tabela que contem os valores *standard* para condutores de cobre segundo a *American Wire Gauge* (AWG) [81]. A escolha da secção do condutor deve ter em conta a frequência máxima de operação do transformador para evitar a ocorrência do efeito pelicular. Uma vez que a frequência de comutação pretendida para o conversor CC-CC é de 50 kHz, foi escolhida a secção AWG 25 pelo facto de permitir uma frequência máxima de 85 kHz com aproveitamento total da área de secção reta do condutor. Em seguida determina-se o número de condutores a utilizar em paralelo, tendo em conta o valor máximo de corrente que se pretende transmitir e a capacidade de cada condutor AWG 25.

Na Tabela 5.2 estão representados o valor máximo das correntes em cada um dos lados do transformador, assim como o número de fios em paralelo que são necessários para satisfazer as mesmas.

Tabela 5.2 – Corrente máxima por enrolamento e respetivo número de fios em paralelo.

	PRIMÁRIO	SECUNDÁRIO
Corrente máxima	31,5 A	4,5 A
Número de fios (AWG 25)	55	7

Os enrolamentos primário e secundário foram bobinados numa forma própria para os núcleos mencionados anteriormente a fim de se assegurar a sua correta fixação. No processo de bobinagem, os enrolamentos foram colocados de forma sobreposta com uma camada de fita isoladora, entre camadas. A fita isoladora utilizada, é própria para o reforço do isolamento de elementos magnéticos. Depois de terminados os enrolamentos, colocou-se uma camada da mesma fita isoladora para evitar possíveis arcos elétricos entre o cobre e o ferro. O resultado final do transformador isolador de alta-frequência pode ser visto na Figura 5.6.



Figura 5.6 – Transformador de alta-frequência desenvolvido.

Terminada a construção do transformador, foram realizados alguns testes ao mesmo, de modo a averiguar a polaridade e a relação de transformação do mesmo. Para tal recorreu-se a um gerador de sinais e de forma a realizar o teste com maior segurança, o transformador foi alimentado pelo lado de maior tensão, obtendo-se na saída (primário) uma tensão inferior à de entrada (secundário). Os resultados de alguns ensaios realizados, são apresentados na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Tensão no primário e secundário do transformador e respetiva razão de transformação.

TENSÃO APLICADA AO SECUNDÁRIO (V)	TENSÃO OBTIDA NO PRIMÁRIO (V)	RAZÃO DE TRANSFORMAÇÃO
15,8	2,2	7,2
10,1	1,4	7,2
5,1	0,7	7,3

Na Figura 5.7 estão representadas as formas de onda da tensão no primário, v_1 , e da tensão no secundário, v_2 . De realçar que os valores de tensão apresentados na tabela correspondem aos valores de pico medidos pelo osciloscópio.

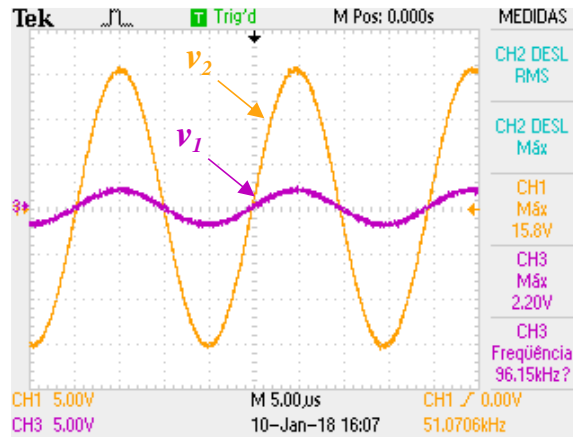


Figura 5.7 – Tensão no primário e secundário do transformador.

Relativamente aos resultados obtidos, e apesar de os ensaios terem sido realizados para valores de tensão significativamente inferiores aos valores nominais, pode-se constatar que a relação de transformação é próxima da pretendida 1:7 e que a polaridade do transformador não se encontra invertida entre o primário e o secundário.

De modo a conhecer alguns parâmetros intrínsecos ao transformador desenvolvido, recorreu-se a uma ponte RLC e foram medidos os valores da resistência do cobre, indutância de dispersão, resistência do ferro e indutância de magnetização. Contudo é de salientar que a ponte RLC opera com sinais pequenos, pelo que os valores obtidos através desta poderão ser diferentes dos valores obtidos aquando da operação do transformador no conversor CC-CC. Os valores dos parâmetros supramencionados, podem ser consultados na Tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Parâmetros do transformador obtidos por via de uma ponte RLC.

	VALOR TOTAL VISTO PELO PRIMÁRIO	VALOR TOTAL VISTO PELO SECUNDÁRIO
Resistência do Cobre	21 mΩ	421 mΩ
Indutância de Dispersão	518 nH	32.4 uH
Indutância de Magnetização	235 uH	16,3 mH

Díodos

Os díodos utilizados na ponte retificadora à saída do transformador isolador de alta-frequência, são do tipo *DSEP29-12A* do fabricante *IXYS*. Estes díodos permitem tensões

reversas de 1200 V e correntes de 30 A em modo contínuo e um tempo máximo de recuperação de 40 ns [82]. Na Figura 5.8 está representado um dos quatro díodos utilizados na ponte retificadora.

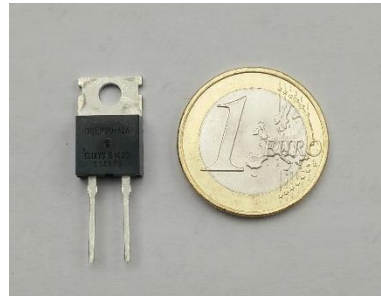


Figura 5.8 – Díodo *DSEP-12A* do fabricante *IXYS*.

Filtro LC Intermédio

Para filtrar a componente de alta-frequência da tensão de saída da ponte retificadora foi utilizado um filtro passivo passa-baixo do tipo LC. Na Figura 5.9 encontra-se a bobina utilizada para o filtro em questão. Trata-se uma bobina com núcleo toroidal de pó de ferro (*iron Powder*) com um valor de 3 mH e suporta uma corrente de 20 A. Esta bobina já se encontrava construída no laboratório e foi reutilizada para esta dissertação.



Figura 5.9 – Bobina utilizada no conversor CC-CC.

Tendo em conta que o hardware produzido deveria ser o mais compacto possível tendo em vista a sua colocação no interior de um armário, optou-se por criar um barramento capacitivo para o filtro LC, com recurso a dois tipos de condensadores diferentes. Deste modo consegue-se reduzir o peso e volume final de elemento capacitivo do filtro em questão.

O facto de serem dois tipos de condensadores diferentes em paralelo permite retirar do elemento capacitivo final, o melhor de dois mundos. A capacidade de

armazenamento dos condensadores eletrolíticos e a disponibilidade de potência dos condensadores de polipropileno.

O elemento capacitivo do filtro LC foi construído com recurso a 6 condensadores em paralelo, sendo 4 deles do modelo *CE series 3625P*, do fabricante *Panasonic* e os restantes 2 de polipropileno do modelo *MKP1848C* do fabricante *Vishay*. Os condensadores da *Panasonic* são eletrolíticos e tem uma capacidade de 560 μF e suportam tensões até 450 V [83]. Os condensadores da *Vishay* são de polipropileno com uma capacidade de 10 μF e uma tensão máxima de trabalho de 500 V [84]. O recurso a estes condensadores, por um lado teve em conta a disponibilidade de material do laboratório, por outro teve também em atenção as vantagens em ter vários condensadores em paralelo de menor capacidade em detrimento de apenas um de maior capacidade.

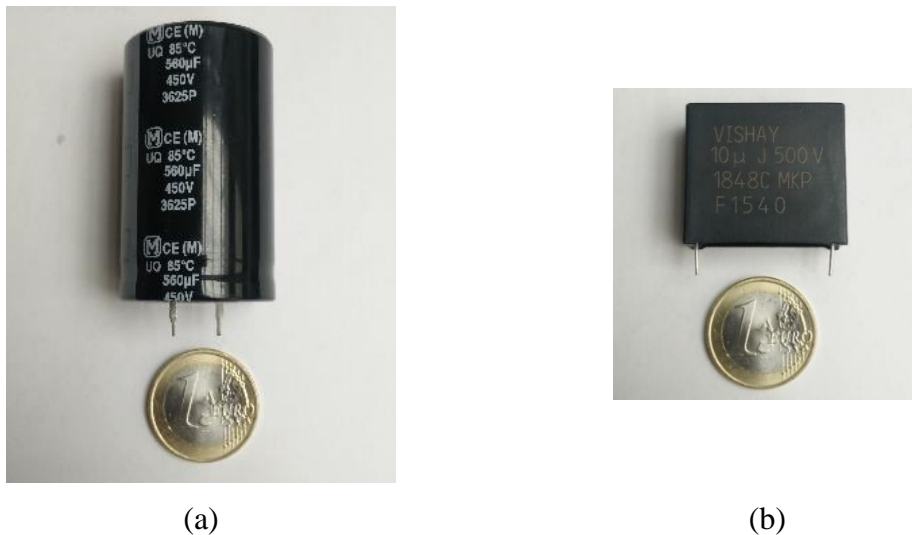


Figura 5.10 – Condensadores utilizados no barramento capacitivo do filtro LC intermédio: (a) Condensador modelo *CE series 3625P* da *Panasonic* utilizado no filtro LC; (b) Condensador modelo *MKP1848C* da *Vishay*.

Bateria

A bateria utilizada em alguns ensaios laboratoriais como fonte de tensão à entrada do conversor CC-CC do tipo *buck* é constituída por 19 células de LiFePo_4 de 3,2 V em série, de forma a perfazer uma tensão de aproximadamente 60 V. As células em questão são do modelo *WN100AH* fabricadas pela *GWL Power* com uma capacidade de 100 Ah (3,2 V) [85]. O resultado final é uma bateria de 60 V/100 Ah. Na Figura 5.11 está representada uma das células utilizadas na construção da bateria.



Figura 5.11 – Célula de Li-ion utilizada na bateria.

5.2.2 Conversor CC-CA

Depois de escolhida a topologia do conversor CC-CA no Capítulo 3 e testada com sucesso em ambiente de simulação, com os resultados apresentados no Capítulo 4, partiu-se para o desenho da placa de circuito impresso para desenvolvimento de um protótipo laboratorial da respetiva topologia. Nesta tarefa recorreu-se mais uma vez à ferramenta de desenho *PADS PCB Design* da *Mentor Graphics*. De igual modo ao conversor CC-CC, em primeiro lugar procedeu-se ao desenho do esquema lógico no *PADS Logic* que foi posteriormente transposto para o *PADS layout*, com o resultado final apresentado na Figura 5.12.

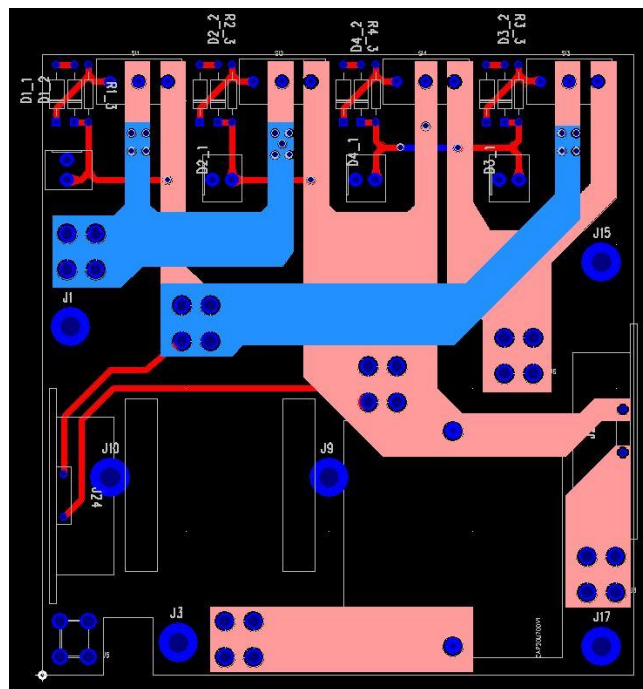


Figura 5.12 – Layout da PCB para o conversor CC-CA desenvolvida no software *PADS*.

Depois da placa fabricada, procedeu-se à retirada do cobre entre pistas para evitar problemas com possíveis arcos elétricos. Posteriormente procedeu-se à soldadura de todos os componentes e o resultado final do protótipo do inversor CC- CA desenvolvido, encontra-se representado na Figura 5.13.

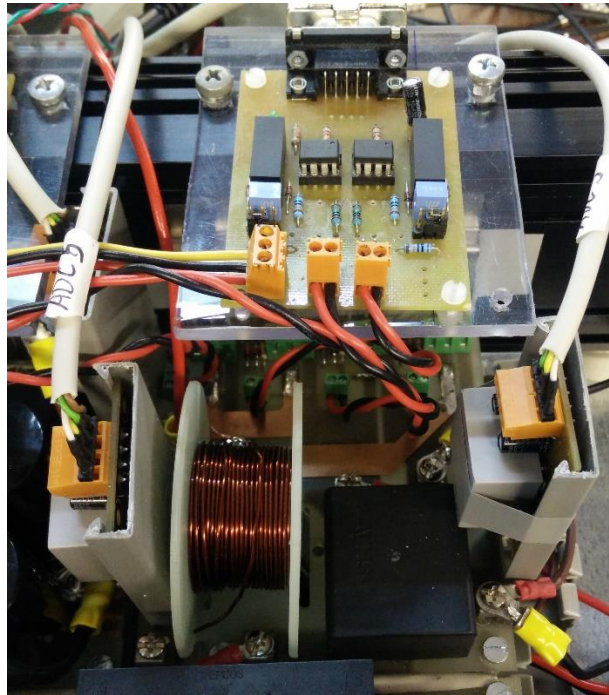


Figura 5.13 – Resultado final do conversor CC-CA desenvolvido.

IGBTs

Os semicondutores de potência utilizados na ponte completa do inversor CC- CA são IGBTs. O modelo dos IGBTs utilizados é o *IGW50N65H5* da empresa *Infineon* [71]. Estes IGBTs trabalham com correntes até 50 A e tensões contínuas até 650 V. Na Figura 5.14 está representado um dos IGBTs utilizados na ponte completa do inversor CC- CA.

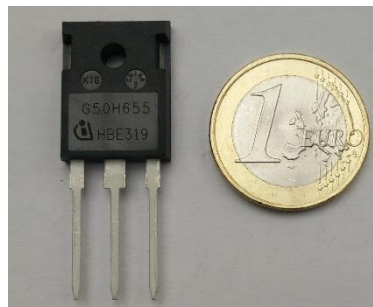


Figura 5.14 – IGBT *FGA25N120 ANTD* da *FAISCHILD*.

Condensadores de *Snubber*

Os circuitos de *snubber* são utilizados para eliminar ou reduzir a ocorrência indesejável de sobretensões causadas pela indutância do circuito quando um interruptor abre. O circuito de *snubber* mais simples, utilizado para proteger os semicondutores de uma ponte completa, consiste em colocar um condensador em paralelo com cada braço de semicondutores. Este condensador deve ser escolhido, tendo em conta que deve suportar as tensões de pico geradas pelas comutações. Neste caso, o condensador utilizado no circuito de *snubber* é de polipropileno de 100 nF do fabricante *Kemet* [86]. Estes condensadores suportam 1000 V de tensão contínua e 400 V de tensão alternada. Na Figura 5.15 está representado um dos condensadores utilizados no circuito de *snubber*.

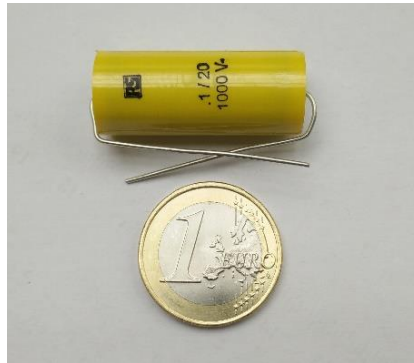


Figura 5.15 – Condensador do fabricante *Kemet* utilizado no circuito de *Snubber*.

Filtro LC de Saída

A tensão à saída do inversor, apesar da modulação SPWM unipolar, é formada por pulsos que variam entre a tensão máxima e zero no semiciclo positivo e a tensão mínima e zero no semiciclo negativo. Por este motivo, a tensão à saída do inversor apresenta um elevado conteúdo harmónico que pode causar problemas ao correto funcionamento de alguns dos equipamentos a alimentar. Neste sentido, surge a necessidade de utilizar um filtro que consiga eliminar ou reduzir a componente harmónica do sinal à saída do inversor. Existem várias topologias de filtros eletrónicos, sendo a mais utilizada, para este tipo de aplicação, o filtro passivo passa-baixo. Tal como o nome do filtro sugere, este filtro deixa passar as componentes de baixa frequência, rejeitando as componentes de ordem mais elevada. Para esta aplicação, foi escolhido o filtro passivo passa-baixo do tipo LC, uma vez que o mesmo se encontra largamente difundido na literatura da especialidade como sendo indicado para o tipo de aplicação [72], [87]–[90].

Condensador

O condensador utilizado no filtro passivo LC é de polipropileno devido à boa resposta em frequência que apresenta. O modelo escolhido foi o *MKP 1848 DCL* da *Vishay* de 20 μF e suporta tensões até 700 V [84]. Na Figura 5.16 encontra-se representado um exemplar do condensador utilizado.



Figura 5.16 – Condensador *MKP1848 DCL* da *VISHAY* utilizado no filtro passivo do tipo LC.

Bobina

A bobina utilizada no filtro passivo do tipo LC é de núcleo de ar, podendo deste modo reutilizar algum material do laboratório. Esta solução apresenta como desvantagem a elevada queda de tensão aos seus terminais comparativamente com uma bobina com núcleo magnético. Por outro lado, o facto de não possuir núcleo magnético, garante a não saturação do mesmo. Na Figura 5.17 encontra-se representada a bobina utilizada no protótipo desenvolvido.

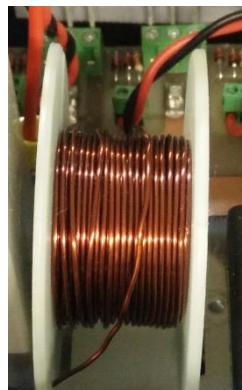


Figura 5.17 – Bobina utilizada no filtro passivo LC.

5.2.3 Sistema Digital de Controlo

De modo a implementar os algoritmos de controlo do sistema desenvolvido, foi utilizado o DSC (*Digital Signal Controller*) TMS320F28335, fabricado pela *Texas Instruments*. Trata-se de um microcontrolador de 32 bits, com uma frequência de *clock* de 150 MHz. Este DSC apresenta a vantagem de permitir operações com vírgula flutuante por hardware, sendo esta uma característica mais distintiva. Além disso, possui 18 canais de PWM, que satisfazem as necessidades do projeto em desenvolvimento. Na Figura 5.18 está representada a placa de controlo *TMDSCNCD28335* da *Texas Instruments*, que contém o DSC *TMS320F28335*.



Figura 5.18 – Placa do DSC *TMS320F28335*.

Todas as teorias de controlo apresentadas anteriormente são implementadas nesta plataforma de controlo em linguagem C, de modo a colocar todo o sistema funcionar corretamente. Para isso, começou por definir-se a frequência de amostragem (f_s) em 50 kHz para a cada 20 μ s serem obtidos os valores de tensão e corrente convertidos pelos respetivos ADC's.

De forma sequencial, o código desenvolvido começa por configurar todos os módulos necessários para a implementação das teorias de controlo, tais como ADCs para a leitura das variáveis de entrada, e PWMs para o comando dos semicondutores. Posteriormente são configurados os *timers* de modo a sincronizar a amostragem dos valores lidos e a atuação dos semicondutores numa determinada frequência. Terminadas todas as configurações, são iniciados os *timers* ficando o sistema em modo *Stand-by* até que o *timer* responsável pela frequência de amostragem interrompa o sistema para a leitura dos valores de tensão e corrente através dos canais de ADC. Os valores lidos, são utilizados nos algoritmos de controlo, sendo em primeiro lugar, ativado o controlo PI do barramento V_{CC} , e em segundo lugar o controlo preditivo *deadbeat* do inversor que

alimenta as cargas de microrrede isolada. Na Figura 5.19 encontra-se representado o fluxograma simplificado de todo o processo descrito anteriormente.

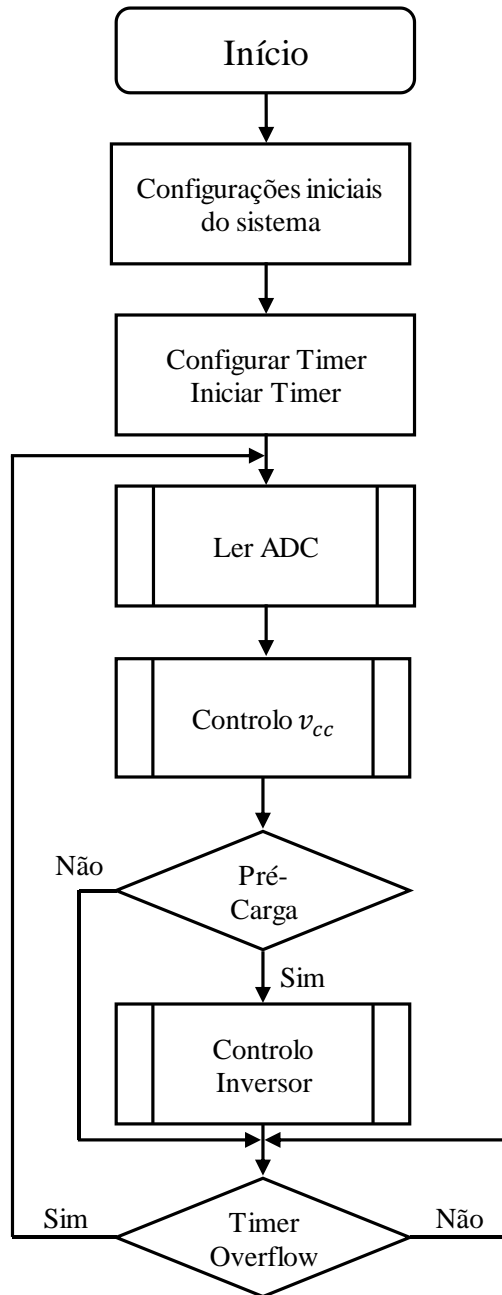


Figura 5.19 – Fluxograma simplificado da rotina de processamento do DSC.

5.2.4 Placa de Suporte do DSC

Foi utilizada uma placa de suporte para o DSC, de modo a realizar a interface de forma mais fiável com as restantes placas do sistema de controlo do conversor. Na Figura 5.20 está representada a placa de circuito impresso para suporte da placa de controlo *TMDSNCNCD28335*, que inclui o DSC utilizado. Esta placa é responsável por

estabelecer a comunicação com a placa de condicionamento de sinal através de um *flat cable* de 26 pinos e com as placas de comando através de um *flat cable* de 10 pinos.



Figura 5.20 – Placa de suporte do DSC.

5.2.5 Sensor de Tensão de Efeito Hall

Para o correto funcionamento de todo o sistema desenvolvido, é necessário monitorizar determinados valores de tensão, nomeadamente a tensão de entrada, a tensão do barramento CC, a tensão à saída do inversor e a tensão da rede. Sendo os valores de tensão anteriormente mencionados relativamente elevados (até centenas de volts), é necessário recorrer a elementos responsáveis pela sua leitura e conversão para níveis adaptados aos ADCs da placa de condicionamento de sinal. Assim sendo, é necessário recorrer mais uma vez ao isolamento galvânico.

Tendo em conta tudo o que foi exposto anteriormente, foram utilizados sensores de tensão de efeito de Hall, modelo *CYHVS-25A*, fabricados pela empresa *ChenYang-Technologies*. Estes sensores permitem a leitura quer de tensões CC quer CA, garantindo isolamento galvânico entre o primário e o secundário até um máximo de 1500 V. Este sensor apresenta ainda uma relação de transformação de 5000:1000, onde a corrente nominal do primário do transformador é de 5 mA. Importa também referir que este sensor apresenta uma boa linearidade e resposta em frequência. Na Figura 5.21 está representado o sensor *CYHVS-25A* da *ChenYang-Technologies* assim como a PCB que o suporta e incorpora as resistências, R_l , que limitam a corrente do primário do sensor.

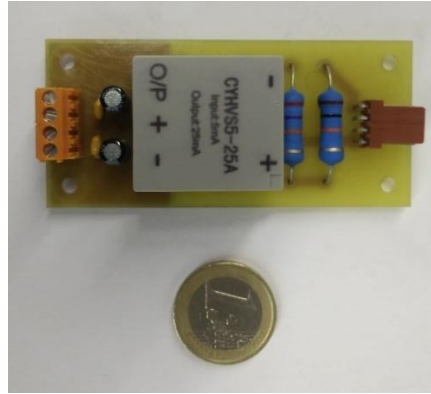


Figura 5.21 – Placa do sensor de tensão CYHVS-25A.

De modo a utilizar o sensor de tensão corretamente, tirando assim o máximo partido das suas características, é necessário calcular as resistências R_I e R_M . Para se calcular R_I é necessário definir a tensão máxima que se pretende monitorizar no sistema. Assim, sabendo a corrente nominal, I_{PN} , no primário do transformador do sensor, é possível através da equação (5.7) calcular o valor de R_I .

$$R_I = \frac{V_{P_Max}}{I_{PN}} \quad (5.7)$$

A saída do sensor é obtida em corrente (no terminal M do sensor), pelo que é necessário utilizar uma resistência de medida do lado do secundário para converter a corrente de saída numa tensão, de modo a ser possível a sua leitura pela placa de condicionamento de sinal. A resistência de medida, R_M , é colocada na placa de condicionamento de sinal em vez da placa do sensor pois assim reduz-se significativamente a possibilidade de erros de medição provocados por interferências eletromagnéticas habituais nas medidas de sinais de tensão.

Para o cálculo da resistência R_M é necessário saber o valor máximo de tensão que se pretende obter à saída do sensor V_{M_max} , e a corrente nominal do secundário do sensor, I_{SN} . Sabendo que I_{SN} é de 25 mA e que V_{M_Max} é de 2,5 V, aplicando a equação (5.8) obtemos o valor da resistência R_M .

$$R_M = \frac{V_{M_Max}}{I_{SN}} \quad (5.8)$$

Depois de calculadas as R_I importa ter em atenção as potências envolvidas nas mesmas, para isso recorreremos as equações (5.9) e (5.10) que representam duas formas de calcular o valor da potência associada a cada uma das resistências dos sensores.

$$P_{Max} = \frac{V_{M_MAX}^2}{R_1} \quad (5.9)$$

$$P_{Max} = R_1 \cdot I_{PN}^2 \quad (5.10)$$

O sensor utilizado e o respetivo esquema elétrico, encontram-se representados na Figura 5.22.

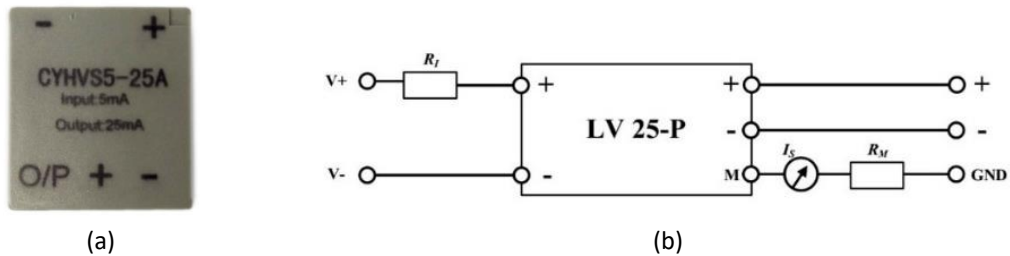


Figura 5.22 – Sensor de Tensão *CYHVS-25A* do fabricante *ChenYang-Technologies*: (a) Aspeto do sensor; (b) Esquema de ligação do sensor de tensão [91].

Na Tabela 5.5 apresentam-se os valores de tensão máxima estipulados para cada sensor, assim como o valor da resistência R_I calculado para cada um e a potência máxima que cada resistência deverá suportar.

Tabela 5.5 – Valores máximos de tensão para cada sensor e potência dissipada nas resistências R_1 .

SENSORES DE TENSÃO				
	Tensão entrada	Tensão vcc	Tensão do inversor	Tensão da carga
Valor de tensão V_{PMax}	125 V	455 V	375 V	375 V
Valor da resistência R_I	25 k Ω	91 k Ω	75 k Ω	75 k Ω
Potência máxima	0.63 W	2.28 W	1.88 W	1.88 W

5.2.6 Sensor de Corrente de Efeito Hall

Na elaboração deste sistema é necessário recorrer a sensores de corrente a fim de se conseguir aplicar um controlo mais eficaz. Por este motivo são necessários dois sensores de corrente, sendo um destinado à medição da corrente vista pelo lado das cargas, ou seja, a jusante do filtro LC, e o outro tem como função ler a corrente à saída do inversor, ou seja, a montante do filtro LC. Assim, tal como nos sensores de tensão, o isolamento galvânico deve existir uma vez que as correntes medidas andam na casa das dezenas de Ampere.

Tendo em conta os requisitos supramencionados, recorreu-se a sensores de corrente de efeito de *Hall*, modelo *LA 55-P* da empresa *LEM*. Estes sensores permitem ler correntes CC e CA com isolamento galvânico até 2,5 kV, apresentando uma gama de medição de ± 150 A.

No caso de se pretender diminuir a gama de medição em função de uma maior sensibilidade, é possível fazer passar várias espiras do condutor de corrente na janela do sensor, sendo a gama de medição inversamente proporcional ao número de espiras. Este sensor apresenta uma corrente nominal no primário de 50 A e no secundário de 5 mA, o que corresponde a uma razão de transformação de 1:1000. Na Figura 5.23 está representado o sensor *LA 55-P* da *LEM*, bem como o respetivo esquemático de montagem.



Figura 5.23 – Sensor de corrente *LA 50-P* do fabricante *LEM*: (a) Aspeto do sensor; (b) Esquema de ligação do sensor de corrente *LA 50-P*[92].

Tal como no sensor de tensão, este sensor de corrente apresenta uma saída em corrente, tornando-se necessário dimensionar a resistência de saída R_M que pode ser calculada através da mesma equação do sensor de tensão (5.8). Como neste caso também se pretende uma tensão máxima de 2,5 V à saída do sensor, a resistência R_M terá um valor de 50 Ω . Na Figura 5.24 ilustra a placa com o sensor de corrente já montada com os respetivos componentes.

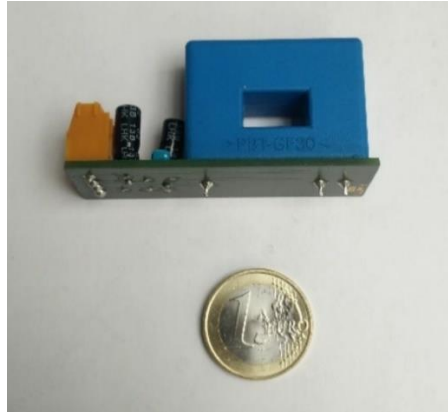


Figura 5.24 – Placa do sensor de corrente utilizado.

5.2.7 Placa de Condicionamento de Sinal

O condicionamento de sinal é fundamental num sistema de eletrônica de potência, assim como a implementação de proteções por hardware. Neste sentido foi utilizada a placa de condicionamento de sinal representada na Figura 5.25 que realiza a interface entre os valores lidos pelos sensores de tensão e corrente e o DSC.

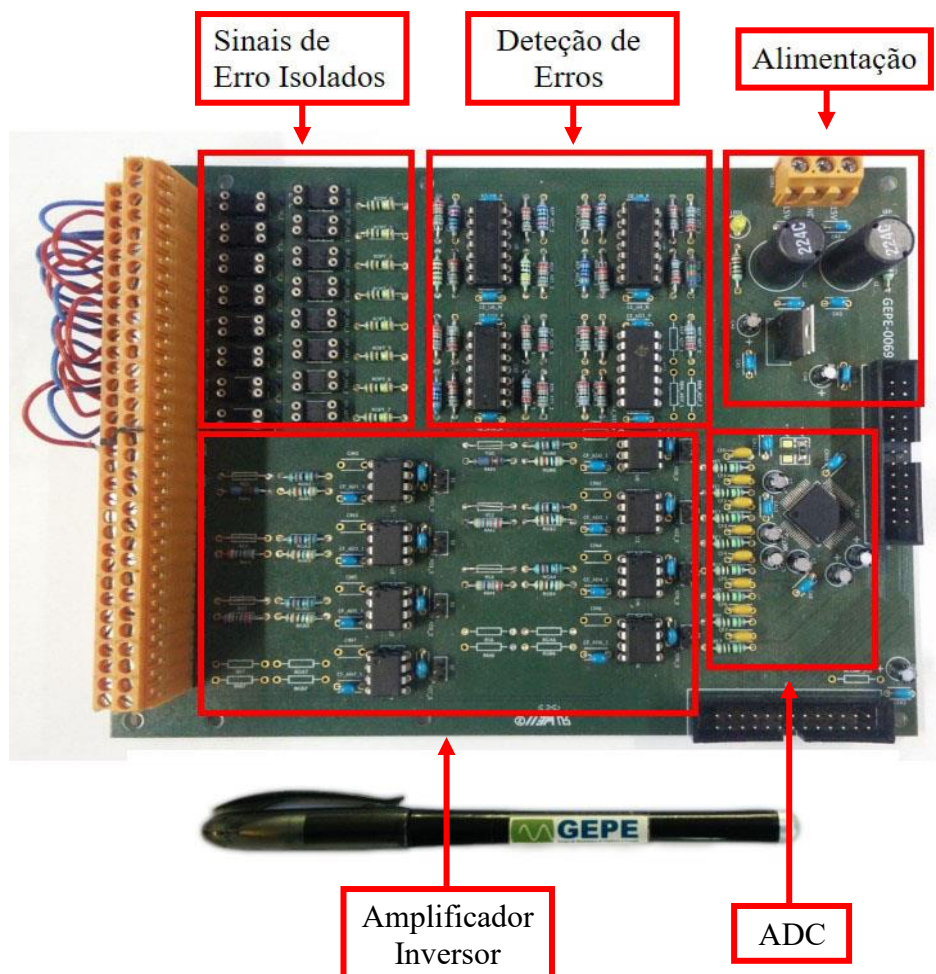


Figura 5.25 – Placa de condicionamento de sinal utilizada no protótipo desenvolvido.

Esta placa é constituída pelo ADC *MAX1320*, composto por 8 canais de ADC de 14 bits que permitem ler valores de tensão entre -5 V e +5 V [93]. Todos os sinais de entrada desta placa são amplificados para o dobro do seu valor por meio de um circuito amplificador. Posteriormente, antes dos sinais serem aplicados no ADC, estes são filtrados através de um filtro passivo passa baixo de modo a reduzir algum ruído que possa surgir durante todo o processo.

Como referido anteriormente a resistência de medida dos sensores, encontra-se na placa de condicionamento de sinal à entrada do circuito amplificador inversor como se encontra representado na Figura 5.26.

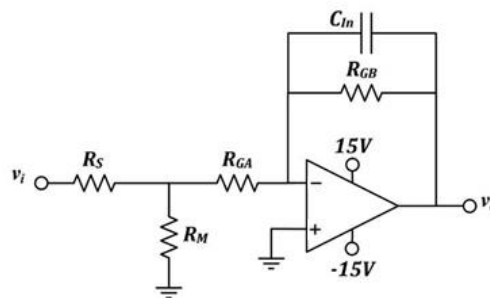


Figura 5.26 – Circuito elétrico do amplificador.

Para que a tensão V_{M_Max} fosse aplicada diretamente à resistência R_M , foi curto-circuitada a resistência R_S . Como o amplificador tem um ganho de -2, a relação das resistências R_{GB} e R_{GA} tem que ser igual a 2. Esta relação encontra-se definida pela equação (5.11).

$$G = -\frac{R_{GB}}{R_{GA}} \quad (5.11)$$

A placa de condicionamento de sinal para além de realizar a interface entre os sensores e o DSC, é responsável por conferir proteção ao sistema por hardware uma vez que contém circuitos de deteção de erros como o que se encontra representado na Figura 5.27. Este circuito desabilita as comutações dos semicondutores, caso os valores medidos pelos sensores ultrapassem os limites máximo e mínimo, previamente definidos. Isto significa que cada canal de ADC contém dois circuitos de deteção de erro, sendo um responsável por atuar quando o valor lido pelo sensor é superior ao máximo estabelecido e o outro para atuar quando o valor mínimo é inferior ao mínimo definido. Quando estes limites são ultrapassados, é gerado um sinal de erro que é transmitido às placas de controlo que interrompem a comutação dos semicondutores de potência, para

proteção de todo o sistema. Este sinal de erro é transmitido por meio de optoacopladores de forma a garantir isolamento galvânico entre a placa de condicionamento de sinal e as placas de comando.

A ligação desta placa com a placa de suporte do DSC é feita através de um *flat cable* de 26 pinos para transferir os valores lidos pelo ADC. Os sinais de erro gerados são transmitidos às placas de comando através de ligadores externos.

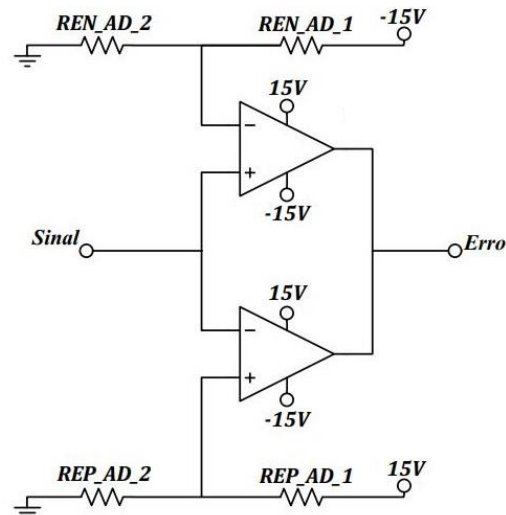


Figura 5.27 – Circuito de detecção de erros.

5.2.8 Placas de Comando

As placas de comando são responsáveis por fazer a interface entre o DSC e o circuito de *driver* dos semicondutores. Ou seja, estas placas recebem os sinais de PWM do DSC com lógica TTL de 3,3 V e convertem estes sinais para sinais lógicos CMOS de 15 V, tornando deste modo os sinais de comando mais imunes aos ruídos de comutação dos semicondutores utilizados nos conversores de potência.

A transmissão de sinais entre o DSC e as placas de comando é feita através de uma *flat cable* de 10 ou 14 pinos, dependendo se o circuito de comando é monofásico ou trifásico. Estes sinais depois de processados, na placa de comando, são colocados nas duas saídas da placa, através das fichas DB9, que permitem controlar dois braços de semicondutores através da ligação com o respetivo circuito de *driver*.

Para além da conversão do nível de sinal TTL para CMOS, a placa de comando possui a função de *enable/disable* das comutações e respetivo *disable* aquando de um sinal de erro proveniente da placa de condicionamento de sinal ou do circuito de *driver* dos semicondutores. Assim, para que o sinal de PWM à entrada seja transmitido ao

circuito de *driver* dos semicondutores, é necessário habilitar a comutação do circuito de comando através de um botão ON/OFF e que não se verifique qualquer erro. Sempre que o sinal de erro proveniente da placa de condicionamento de sinal ou do circuito de *driver* é gerado, é automaticamente interrompida a comutação dos semicondutores. Os erros são memorizados localmente, e as comutações permanecerem interrompidas até que seja aplicado um sinal de *reset* ao circuito, para apagar os erros detetados. Os sinais de *enable/disable* e *reset* são gerados através de botões de pressão que estão ligados aos ligadores de 3,5 mm.

5.2.8.1 Placa de Comando Monofásica

A placa de comando monofásica representada na Figura 5.28 possui duas saídas para fichas DB9 que permitem controlar até 4 semicondutores. Por este motivo foi utilizada uma destas placas para controlar os dois braços de MOSFETs do conversor CC-CC e outra para controlar os dois braços de IGBTs do inversor CC-CA.



Figura 5.28 – Placa de comando monofásica.

5.2.8.2 Placa de Comando Trifásica

A placa de comando trifásica representada na Figura 5.29 permite controlar mais um braço de semicondutores comparativamente com a placa de comando monofásica. Esta placa foi utilizada em alguns testes, enquanto se aguardava a chegada de alguns componentes para a montagem da segunda placa monofásica para controlar o inversor CC-CA.



Figura 5.29 – Placa de comando trifásica.

5.2.9 Placa de *Driver* dos Semicondutores

Num sistema de eletrônica de potência é boa prática separar a parte dos sinais de controlo da parte que contem o andar de potência. A parte de controlo é essencialmente constituída por microcontroladores, circuitos lógicos e circuitos de aquisição e condicionamento de sinal. Todos estes elementos têm como fator comum o facto de operarem com níveis de potência muito reduzidos. Por oposição, no andar de potência, os níveis de tensão e corrente são substancialmente superiores aos do sistema de controlo. Contudo ambas as partes necessitam de estar conectadas, sendo neste caso, o isolamento galvânico fundamental para o funcionamento seguro de todo o sistema. O ponto de ligação entre a parte de controlo e a parte de potência é estabelecido através dos circuitos de *driver* dos semicondutores de potência.

A placa que contém o circuito de *driver* responsável pelo acionamento dos semicondutores de potência (MOSFETs e IGBTs) pode ser observada na Figura 5.30. Esta placa recebe a alimentação e os sinais de PWM da placa de comando através de uma ficha DB9. Relativamente aos semicondutores de potência, a ligação a estes, é realizada através de ligadores de 3,5 mm que estão montados tanto na placa de *driver* como na placa de potência.

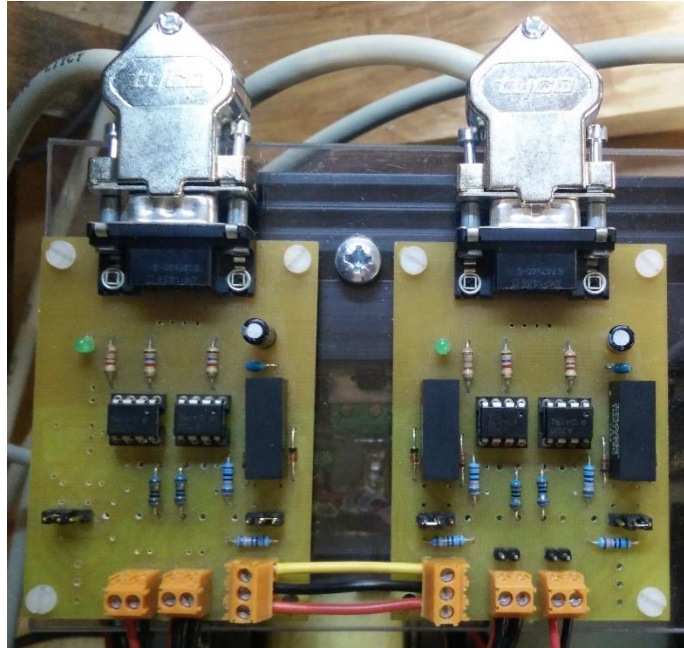


Figura 5.30 – Placas de *driver* dos semicondutores de potência.

Este circuito de driver é responsável por garantir o isolamento galvânico entre o sistema de controlo e o andar de potência. Isto é possível através da utilização de dois *gate-drivers* *HCPL-J312*, um para cada semiconductor e de duas fontes CC isoladas *TMA1515D*. Neste caso é possível tanto no conversor CC-CC como no conversor CC- CA partilhar a alimentação dos semicondutores inferiores de cada braço. Esta partilha de alimentação só é possível porque no caso dos dois MOSFETs inferiores do conversor CC- CC, estes encontram-se com as *sources* ligadas ao mesmo potencial e no caso dos IGBTs, são os emissores que se encontram ligados ao mesmo potencial.

5.2.10 Placa de DAC

Para se conseguir visualizar as variáveis internas do DSC em tempo real, foi utilizada uma placa de DAC (*Digital to Analogue Converter*) desenvolvida pelo GEPE e que contém um módulo *TLV5610* da *Texas Instruments*. Esta placa de DAC é de 8 canais e permite converter até 8 variáveis internas do DSC em 8 sinais analógicos, que podem ser visualizados em tempo real num osciloscópio. A resolução destes canais é de 12-bit e a gama de valores de tensão à saída de cada um é ± 5 V. A comunicação entre a placa de DAC e o DSC é feita a partir de um protocolo SPI, e a ligação entre ambas as placas é feita por via de uma ficha DB9. A placa utilizada ao longo dos ensaios laboratoriais encontra-se representada na Figura 5.31.

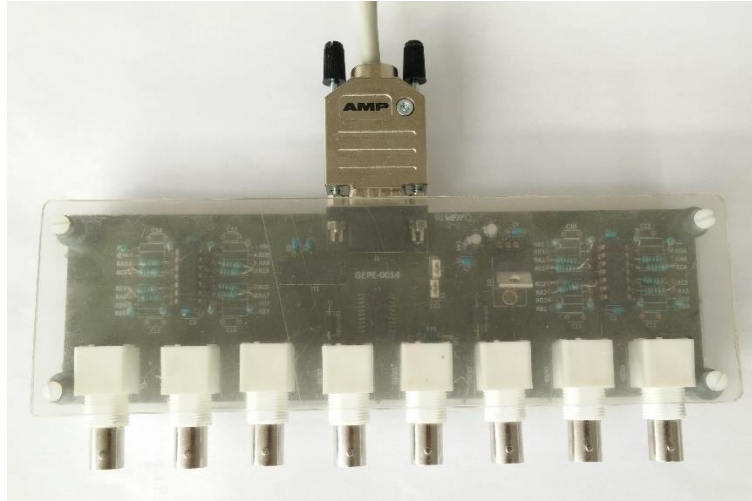


Figura 5.31 – Placa de DAC utilizada nos testes realizados ao protótipo desenvolvido.

5.3 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os elementos constituintes do sistema de alimentação da microrrede isolada que podem ser divididos em dois grupos: sistema de eletrónica de potência e sistema de controlo.

Relativamente aos circuitos de eletrónica de potência, foram apresentadas as PCBs desenvolvidas assim como todos os elementos utilizados na construção de ambos os conversores: conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck* e conversor CC-CA em ponte completa. No conversor CC-CC começa por explicar-se a escolhas dos MOSFETs para funcionarem como interruptores na ponte completa, em seguida é explicado o uso de condensadores de *snubber* no auxílio da comutação dos MOSFETs. De seguida foi explicado com detalhe o dimensionamento do transformador de alta-frequência, assim como do filtro passivo LC. Para ambos os casos foram apresentados todos os cálculos realizados.

Foram apresentados os testes realizados ao transformador, para comprovar a razão de transformação, e os testes com recurso a uma ponte RLC, com o intuito de obter os parâmetros do transformador, tais como a resistência e a indutâncias dos enrolamentos, onde se concluiu que os parâmetros registados nos ensaios estavam em conformidade com o desenho do transformador.

Capítulo 6

Resultados Experimentais

6.1 Introdução

Uma vez finalizado o processo de desenvolvimento de hardware e consequente montagem do mesmo nas *platine* de um quadro elétrico, procedeu-se à validação experimental de todos os elementos responsáveis pela implementação da microrrede elétrica isolada. Assim, no presente capítulo são apresentados e analisados os resultados experimentais dos testes realizados de forma individual a cada conversor bem como de todo o sistema de alimentação da microrrede isolada. Por último, são apresentados os resultados experimentais dos ensaios realizados ao sistema completo responsável pela implementação de uma microrrede isolada de energia elétrica. Na Figura 6.1 apresenta-se uma vista frontal da bancada de trabalho com todo o hardware do sistema de alimentação da microrrede de energia elétrica com produção através de fontes de energia renovável.

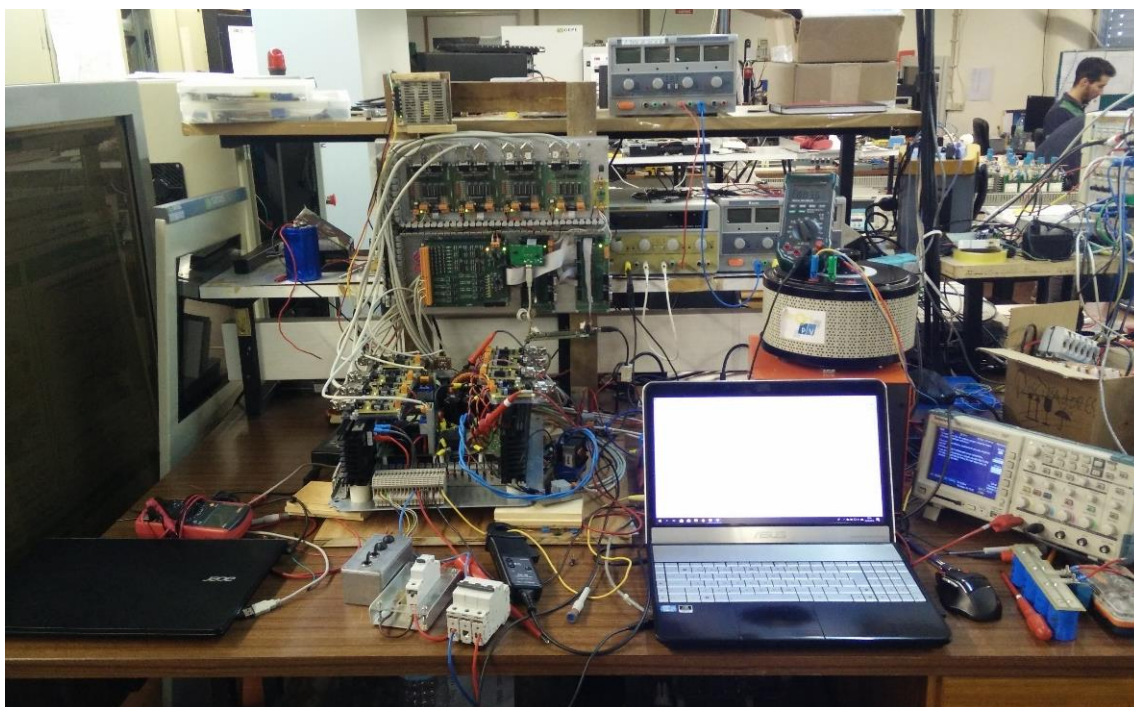


Figura 6.1 – Bancada de testes do sistema completo de alimentação da microrrede elétrica isolada.

6.2 Resultados Experimentais do Conversor CC-CC em Ponte Completa Isolado de Alta-Frequência do tipo *Buck*

O conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck* é constituído por dois estágios de conversão, tendo sido realizado inicialmente o ensaio do primeiro estágio, precedido do segundo estágio de conversão. No processo de desenvolvimento do hardware foram deixados pontos de teste que permitem realizar ensaios de forma progressiva, tornando desta forma o processo de depuração de erros mais simples e menos perigoso. Nesse sentido, o primeiro teste foi realizado à ponte completa a MOSFETs em conjunto com o transformador isolado de alta-frequência. Depois de validado o correto funcionamento da ponte completa e do transformador, foi acrescentada a ponte retificadora a díodos com o filtro LC intermediário. Os resultados obtidos em cada ensaio, encontram-se apresentados de seguida.

6.2.1 Resultados Experimentais do Conversor CC-CA em Ponte Completa (1º Estágio)

Nos testes realizados aos vários estágios do conversor CC-CC isolado em ponte completa do tipo *Buck* foi utilizada uma fonte de alimentação de laboratório, com o objetivo de produzir uma tensão constante à entrada do conversor. De modo a proteger a fonte de alimentação utilizada, foi colocado um retificador à saída da mesma, com o intuito de mitigar qualquer fluxo de energia em sentido inverso e consequentemente danificar o equipamento. Este ponto é principalmente importante aquando da conexão das baterias ao sistema, uma vez que existem duas fontes de energia conectadas ao sistema. Para além da ponte retificadora, constituída por díodos retificadores, foi colocado um barramento de condensadores entre o retificador e a entrada do conversor, de modo a obter uma resposta rápida às variações da potência de operação do conversor. De realçar que a fonte laboratorial utilizada permite uma corrente máxima de 5 A e uma tensão máxima de 30 V em cada canal, e possui mecanismos de proteção quando esses valores são atingidos. Assim qualquer pico de potência de entrada necessária, originada por um pico de corrente aquando das variações de *duty-cycle*, os condensadores têm uma maior capacidade em responder a esses pedidos, permitindo um funcionamento contínuo do sistema durante os ensaios laboratoriais a cada estágio. Na Figura 6.2 está representado o esquema completo do circuito de testes do conversor CC-CC.

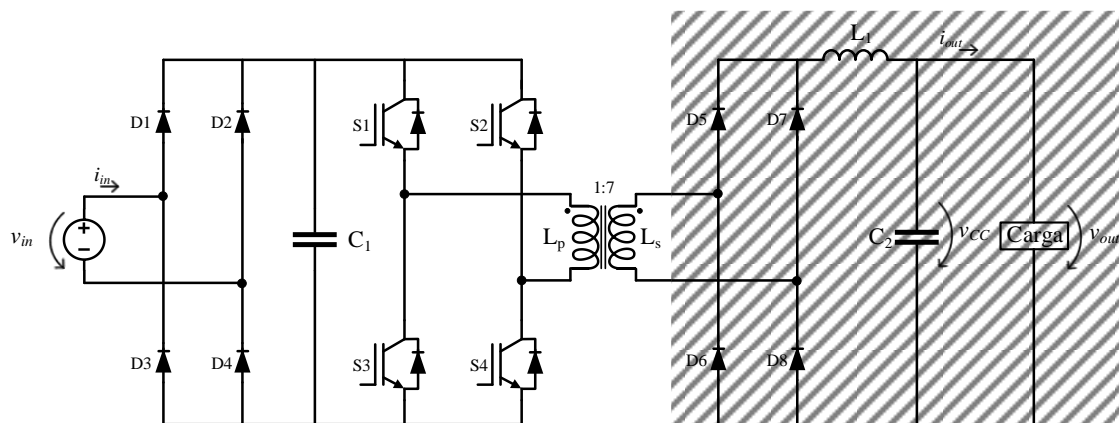


Figura 6.2 – Esquema elétrico do circuito de teste do primeiro estágio do conversor CC-CC isolado em ponte completa do tipo Buck.

No primeiro ensaio, a fonte de alimentação, v_{in} , foi ajustada para uma tensão de 40 V e foi colocada uma carga de 1,16 k Ω aos terminais do enrolamento secundário, L_s , do transformador de alta-frequência. Verificou-se através da análise das tensões do enrolamento primário, v_p , e do secundário, v_s , que a relação de transformação do transformador de alta-frequência é de aproximadamente de 1:7, tal como pretendido. Foram também analisadas as formas de onda dos sinais de atuação dos semicondutores S_2 e S_3 . Na Figura 6.3 encontram-se representados os resultados obtidos do primeiro ensaio realizado, comprovando-se o correto funcionamento do sistema com a técnica de modulação *phase-shift*.

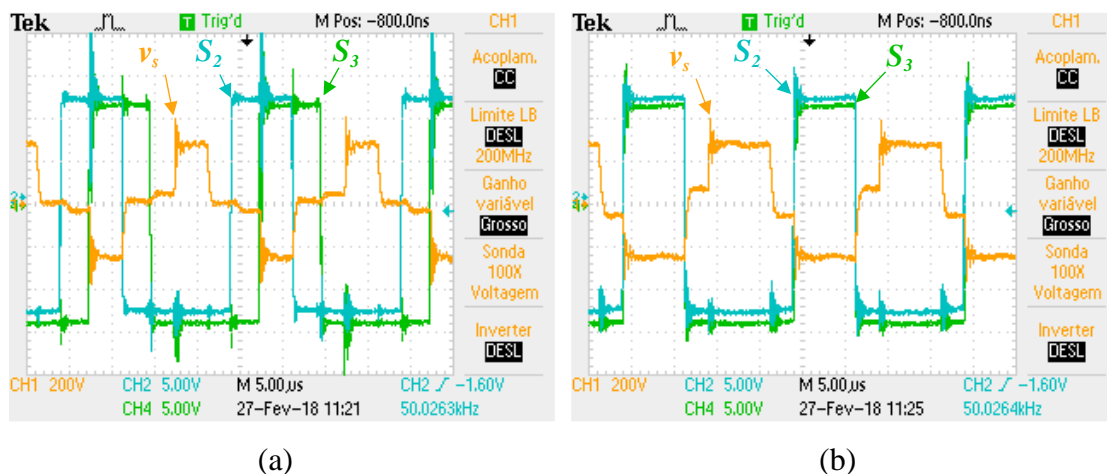


Figura 6.3 – Sinais de atuação dos semicondutores S_2 e S_3 e da tensão, v_s , no conversor buck com: (a) Duty cycle de 25%; (b) Duty cycle de 50%.

6.2.2 Resultados Experimentais do Conversor CC-CC Isolado em Ponte Completa do Tipo *Buck*

Depois de verificado o correto funcionamento da ponte completa a MOSFETs e do transformador elevador de alta-frequência, foi necessário verificar o segundo estágio do conversor que é constituído pelo retificador a díodos seguido de um filtro passivo LC do tipo passa baixo. O filtro LC é composto por uma bobina de 3 mH com um núcleo toroidal em pó de ferro, recomendado para aplicações de alta-frequência, e por um conjunto de condensadores em paralelo composto por 4 condensadores eletrolíticos de 560 μF e 2 condensadores de polipropileno de 10 μF que totalizam 2260 μF . Na Figura 6.4 está representado o esquema elétrico do circuito utilizado para testar o funcionamento do segundo estágio do conversor CC-CC sendo conectada uma carga resistiva de 610 Ω .

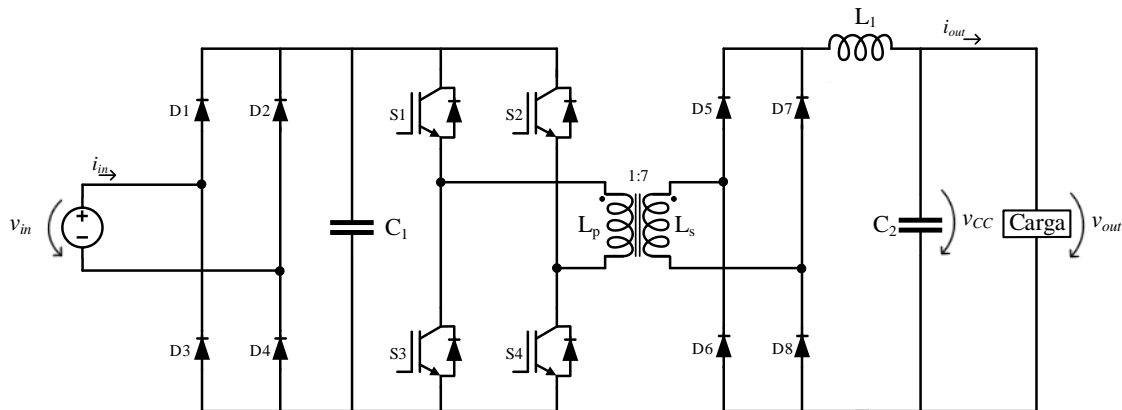


Figura 6.4 – Esquema elétrico do circuito de teste do segundo estágio do conversor CC-CC isolado em ponte completa do tipo *Buck*.

O primeiro teste realizado ao conversor CC-CC isolado em ponte completa do tipo *buck* foi em malha aberta, ou seja, foi estabelecido um *duty cycle* de 30% e verificada a tensão do barramento CC, v_{CC} , em função da tensão que era colocada à entrada, sendo esta última aumentada progressivamente. Com este teste foi possível verificar o correto funcionamento do hardware de potência e dos circuitos de comando, desenvolvidos. Como se pode verificar pela análise da Figura 6.5, para uma tensão de entrada, v_{in} , de 40 V foi estabelecida uma tensão no barramento CC, v_{CC} , de aproximadamente 130 V e uma corrente, i_{in} , de 1,46 A.

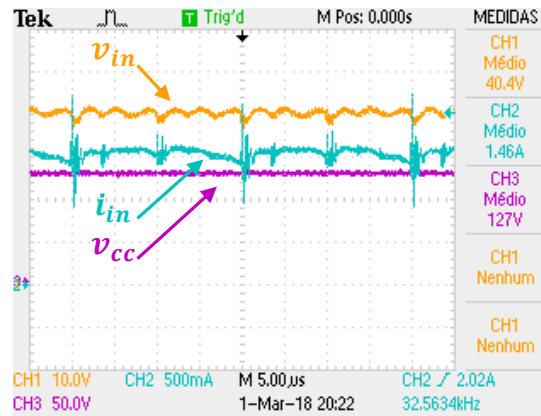


Figura 6.5 – Resultados experimentais do teste ao conversor CC do tipo *buck* em malha aberta.

Verificado o correto funcionamento do hardware desenvolvido, procedeu-se à validação do conversor com controlo em malha fechada. Como explicado no Capítulo 3, para este conversor, foi adotado um controlo proporcional integral (PI) digital. Este controlo é responsável por regular a tensão do barramento CC, v_{cc} , no valor de referência estabelecido.

No controlador PI desenvolvido para este conversor, foi levada em consideração a pré-carga dos condensadores (C_2). Por esse motivo, o controlo é lento no arranque do sistema, tornando a sua atuação mais rápida quando o sistema entra em regime permanente. Este procedimento revela-se importante uma vez que tem como objetivo evitar um pico de corrente aquando do arranque do sistema que possa danificar a fonte de tensão utilizada nos ensaios. Da análise da Figura 6.6 (a) verifica-se que a pré-carga demora sensivelmente 2,5 s e que a passagem do controlo em modo de pré-carga para o modo PI não causa qualquer perturbação de tensão ou de corrente no sistema. Por sua vez, na Figura 6.6 (b) demonstra-se o modo de funcionamento em regime permanente do sistema, onde se verifica que a tensão de entrada, v_{in} , se mantém nos 40,1 V, a tensão do barramento CC, v_{cc} , é estabilizada nos 130 V e que a corrente fornecida pela fonte, i_{in} , se mantém nos 774 mA.

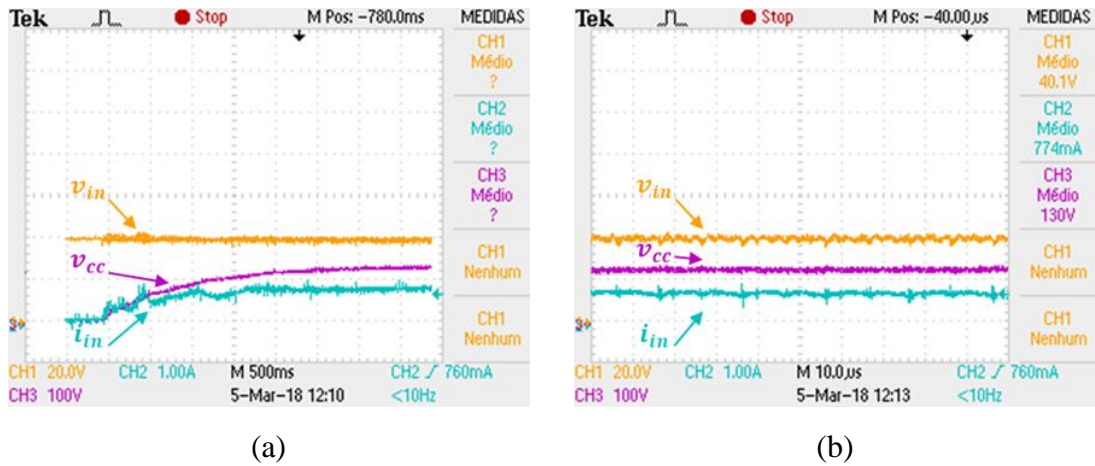


Figura 6.6 – Tensão de entrada, v_{in} , tensão do barramento CC, v_{cc} , e corrente fornecida pela fonte que se encontra à entrada do conversor, i_{in} ; (a) Regime transitório; (b) Regime permanente.

Depois deste teste, a tensão da fonte foi aumentada para os 50 V de modo a que o controlador conseguisse regular uma tensão, v_{cc} , de 160 V no barramento CC. Como se pode verificar pela análise da Figura 6.7 (a) o tempo de pré-carga mantém-se nos 2,5 s apesar de v_{cc} ter passado dos 130 V para os 160 V. Na da Figura 6.7 (b) está representado o comportamento do sistema em regime permanente onde se pode verificar que a tensão do barramento CC, v_{cc} , fica estabilizada nos 160 V, apresentando um *ripple* reduzido tal como esperado. Por outro lado, a tensão e a corrente, de entrada apresentam um pequeno *ripple* provocado pela comutação dos semicondutores do conversor. Neste ensaio, como a tensão de saída, v_{cc} , foi aumentada e a o valor da carga foi mantido igual ao do ensaio anterior, verificou-se um aumento da corrente fornecida pela fonte de 774 mA para 931 mA.

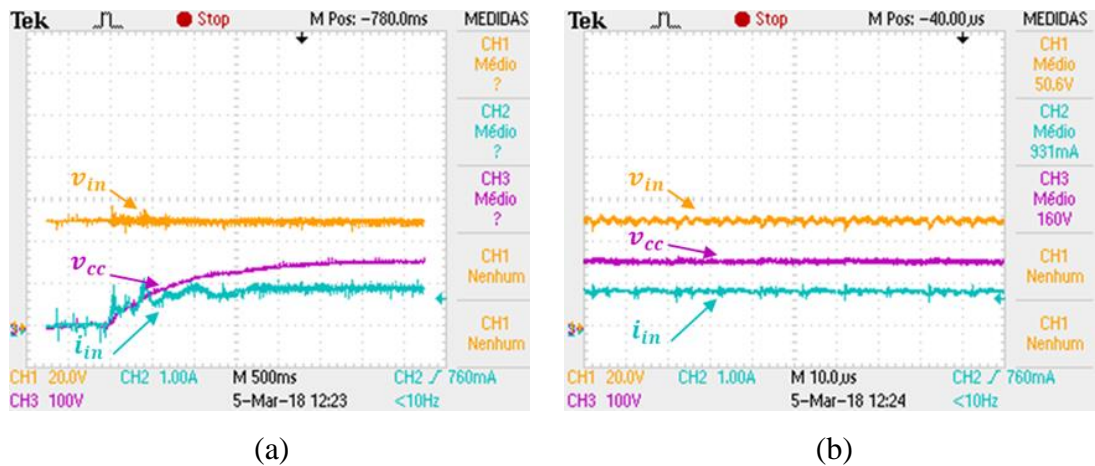


Figura 6.7 – Tensão de entrada, v_{in} , tensão do barramento CC, v_{cc} , e corrente fornecida pela fonte que se encontra à entrada do conversor, i_{in} ; (a) Regime transitório; (b) Regime permanente.

Por fim, foi realizado um ensaio onde a tensão do barramento CC, v_{cc} , foi elevada até aos 200 V e a corrente de entrada, i_{in} , até aos 3,71 A. Neste teste, verificou-se que o tempo de pré-carga se manteve praticamente igual aos testes anteriores, 2,5 s. Na análise

da Figura 6.8 (a) verifica-se que no período de pré-carga não ocorrem picos de corrente superiores ao valor da corrente nominal do conversor e que a transição do regime de pré-carga para o controlo PI não causa qualquer tipo de perturbação ao sistema. Na Figura 6.8 (b) verifica-se que a tensão do barramento CC, v_{CC} , possui um *ripple* muito pequeno, sendo o mesmo desprezável no contexto deste sistema. Na mesma imagem estão representados os sinais de tensão, v_{in} , e corrente de entrada, i_{in} , apresentando estes um pequeno *ripple*, sendo este normal no âmbito dos testes realizados e que não causa qualquer problema ao sistema.

Partindo destes resultados podemos concluir que o controlo PI aplicado ao conversor CC-CC do tipo *buck* funciona como o esperado.

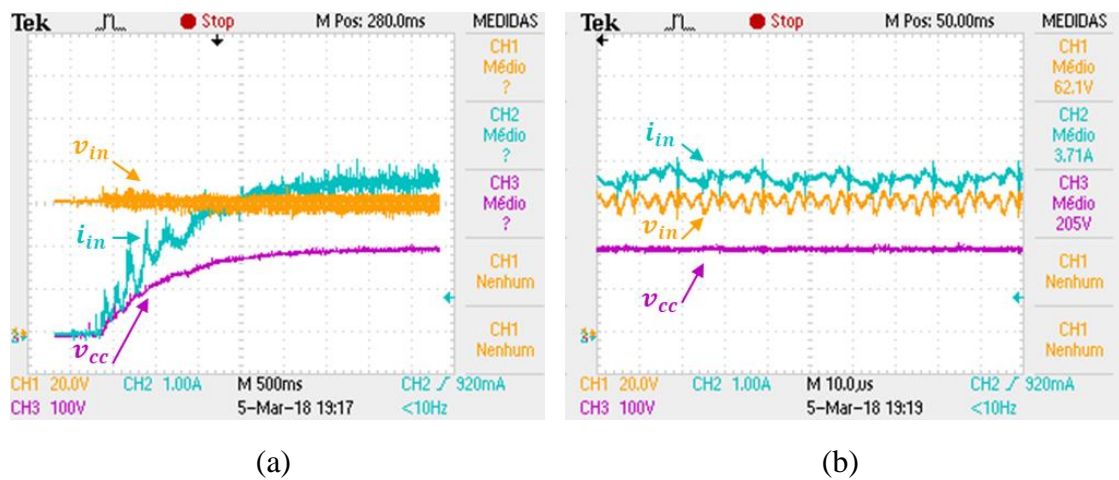


Figura 6.8 – Tensão de entrada, v_{in} , tensão do barramento CC, v_{CC} , e corrente fornecida pela fonte que se encontra à entrada do conversor, i_{in} : (a) Regime transitório; (b) Regime permanente.

6.2.3 Problemas Registados com a Placa do Sensor de Tensão

Como explicado no Capítulo 5, foi desenvolvida uma placa para o sensor de tensão de forma a tornar o sistema o mais compacto possível, para posterior inclusão num quadro elétrico adequado. A placa do sensor de tensão foi criada de forma a encaixar nas placas de potência e deste modo proceder à leitura das tensões necessárias, sendo improvisado um encaixe com fichas *header* de 4 pinos de passo 2,54 mm já existentes no GEPE, sendo a ficha *header* fêmea conectada na PCB de potência, de modo a não ter os terminais de potência expostos, e a ficha macho na placa do sensor de tensão. Além disso, estas fichas possuíam um travão mecânico, permitindo uma melhor fixação entre o conector macho e o conector fêmea. Aquando da criação das PCBs, foram utilizados apenas os pinos das extremidades de modo a garantir um maior isolamento entre pontos com diferentes

potenciais, sendo os pinos do meio apenas utilizados para proporcionar robustez mecânica.

Na calibração dos sensores, foram utilizadas duas fontes laboratoriais de tensão que ligadas em série produzem uma tensão de 120 V. Como os sensores de tensão utilizados apresentaram uma boa linearidade não foi necessário ir além dos 120 V no processo de calibração dos mesmos.

Nos primeiros testes ao conversor CC-CC, como o barramento CC foi regulado com tensões baixas (comparadas com os 400 V nominais do barramento) as leituras por parte do sensor não registaram qualquer problema. Porém, à medida que os ensaios laboratoriais prosseguiram e as tensões aumentaram, a apareceram alguns problemas com as leituras dos sensores de tensão e com a comunicação entre o DSC e o *Code Composer Studio*.

Depois de um profundo *debug* ao hardware conclui-se que o problema estava relacionado com o conector utilizado para ligar a placa do sensor de tensão à placa de potência. Contudo depois de se ter verificado que o problema estava nesta ficha procedeu-se a retirada destes dois pinos como se pode ver na Figura 6.9. Após esta alteração, os problemas de leitura e de comunicação entre o DSC e o *Code Composer* desapareceram.

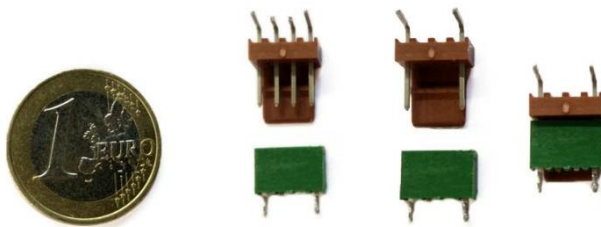


Figura 6.9 – Conectores utilizados para ligar as placas dos sensores de tensão às placas de potência.

6.3 Resultados Experimentais do Conversor CC-CA em Ponte Completa

O circuito de testes do conversor CC-CA, tal como no conversor CC-CC, recorre à utilização de uma ponte retificadora monofásica, colocada à saída fonte de tensão de laboratório para que esta fique protegida de qualquer tipo de retorno de energia. É também utilizado um banco de condensadores à saída da ponte retificadora para melhorar o desacoplamento da fonte utilizada nos ensaios. O esquema elétrico do circuito utilizado nos testes ao inversor CC-CA está representado na Figura 6.10.

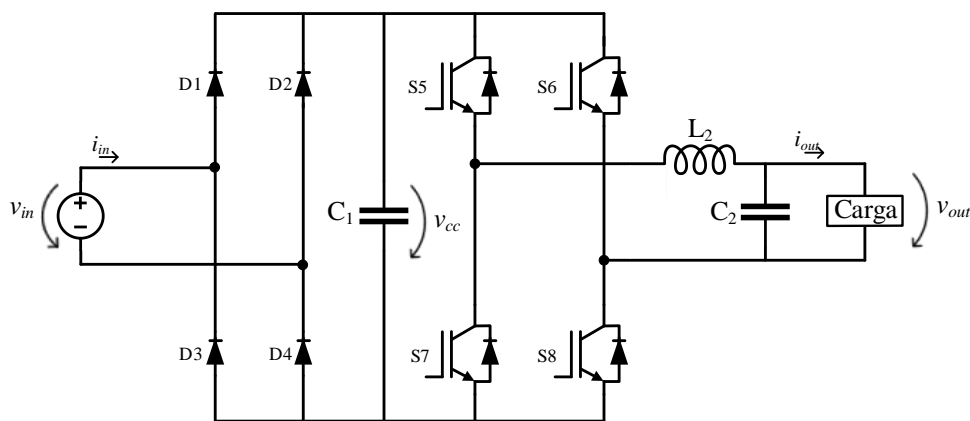


Figura 6.10 – Esquema elétrico do circuito de testes do conversor CC-CA.

O primeiro teste consistiu em verificar os sinais de atuação dos semicondutores com controlo em malha aberta, e modulação SPWM unipolar.

Depois de verificados os sinais de comando dos semicondutores procedeu-se à validação do hardware desenvolvido. Para tal, foi aplicada uma tensão contínua de 60 V à entrada do conversor CC-CA, e colocada uma resistência de 25 Ω à saída. Através deste ensaio laboratorial, foi possível validar o hardware desenvolvido. O sinal de tensão à saída do conversor era sinusoidal com uma pequena distorção na passagem por 0 V, provocada pelo *deadtime* introduzido para evitar curto-circuitos. Por esse motivo a valor da THD é bastante elevado para a aplicação que se pretende. Na Figura 6.11 estão representados os sinais de tensão, v_{out} , e de corrente, i_{out} , obtidos no ensaio descrito.

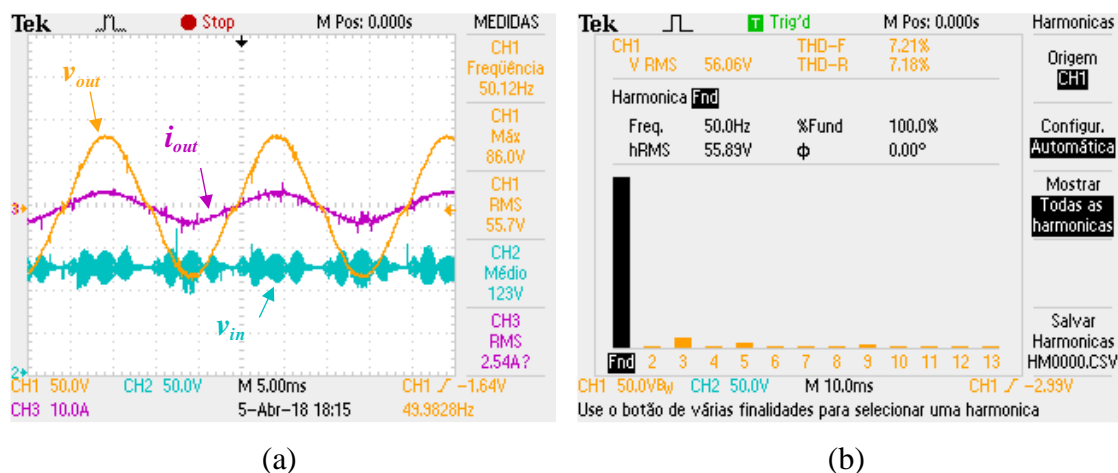


Figura 6.11 – Resultados experimentais do conversor CC-CA em malha aberta com modulação SPWM: (a) Tensão v_{out} , corrente i_{out} e tensão de entrada v_{in} ; (b) THD da tensão gerada pelo conversor CC-CA, v_{out} .

6.3.1 Resultados Experimentais com Carga Linear Resistiva

Depois de verificado o correto funcionamento do hardware desenvolvido, foram realizados alguns ensaios com o algoritmo de controlo PI. Na Figura 6.12 encontram-se

representados os resultados de um desses ensaios, onde se podem visualizar as formas de onda da tensão de saída do inversor, v_{out} , a corrente de saída do inversor, i_{out} , e a THD da tensão de saída. Tal como pretendido, as formas de onda da tensão e corrente encontram-se em fase e com uma frequência de 50 Hz.

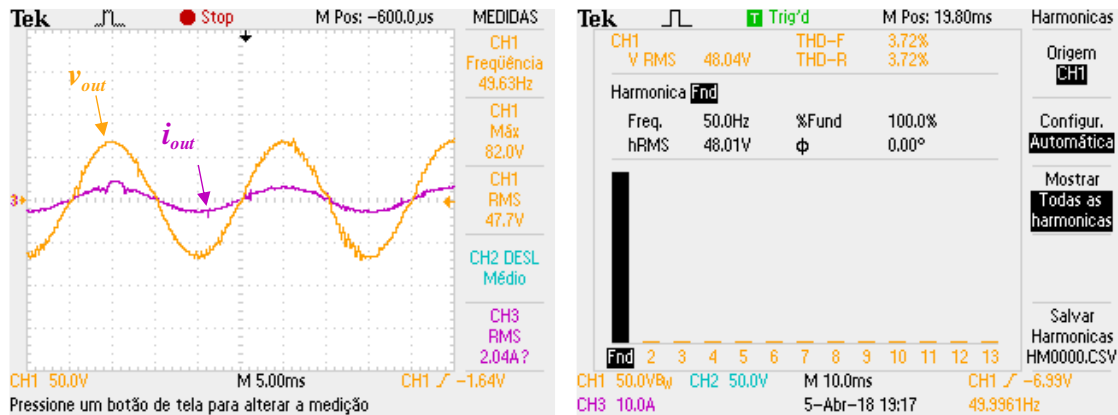


Figura 6.12 – Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CA com controlo PI com a uma carga de 25 Ω: (a) Tensão, v_{out} , e corrente i_{out} ; (b) THD da tensão gerada pelo conversor CC-CA, v_{out} .

Posteriormente foram realizados alguns ensaios com a teoria de controlo preditivo *deadbeat*, com o objetivo de melhorar a qualidade da energia elétrica da microrrede isolada. Na Figura 6.13 encontram-se demonstrados os resultados de um desses ensaios, onde se pode verificar que o sinal da tensão à saída do inversor, v_{out} , apresenta menos ruído e a THD apresenta também um valor inferior quando comparada com o valor obtido com o controlo PI.

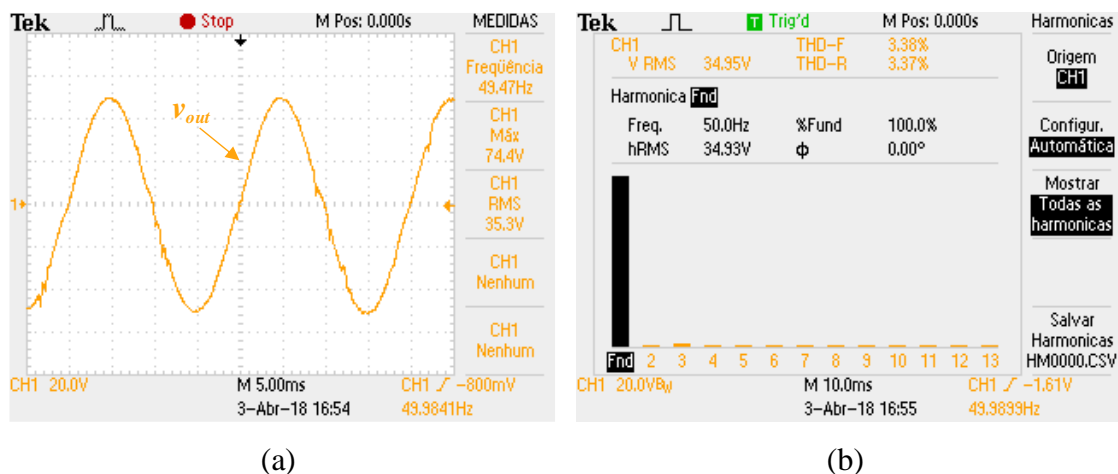


Figura 6.13 – Resultados obtidos com controlo preditivo *deadbeat* com o inversor ligado a uma carga puramente resistiva de 25 Ω: (a) Tensão v_{out} ; (b) THD da tensão gerada pelo conversor CC-CA, v_{out} .

No último ensaio realizado ao conversor CC- CA em modo individual com carga puramente resistiva, foi colocada à entrada uma tensão contínua, v_{in} , de 240 V. Partindo desta tensão de entrada, foi produzida à saída uma onda sinusoidal, v_{out} , com uma

frequência de 50 Hz e 115 V de tensão eficaz. Adicionalmente, foi registada uma THD de 1,54 %, sendo bastante aceitável para a aplicação pretendida. Verificou-se também que o sinal de corrente, i_{out} , se encontrava em fase com o sinal de tensão, v_{out} , e que este registou o valor de 1,64 A. Para este ensaio foi utilizada uma carga linear puramente resistiva de 75Ω os resultados obtidos são apresentados na Figura 6.14.

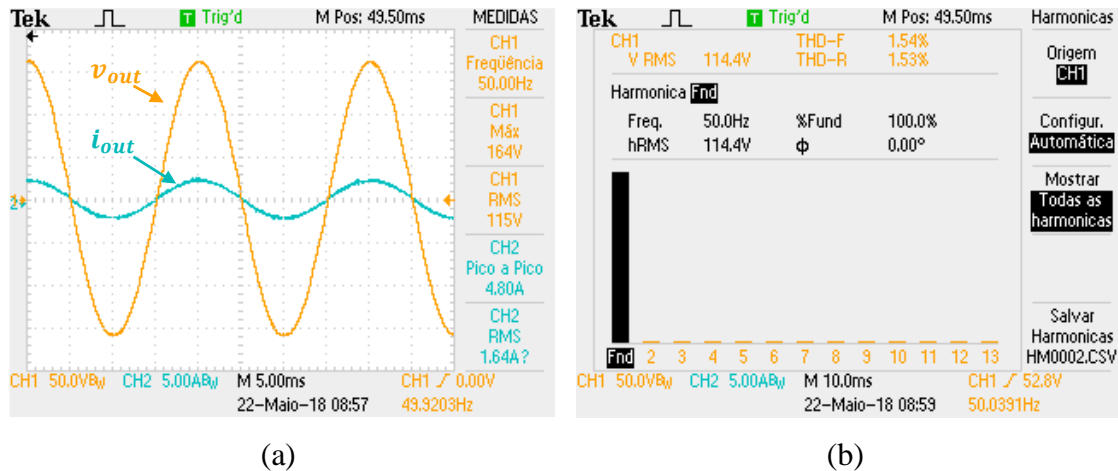


Figura 6.14 – Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CA com controlo PI com a uma carga de puramente resistiva de 75Ω : (a) Tensão, v_{out} , e corrente i_{out} ; (b) THD da tensão gerada pelo conversor CC-CA, v_{out} .

6.3.2 Resultados Experimentais com Carga Linear RL

Terminados os ensaios com carga linear puramente resistiva, deu-se início aos ensaios com carga linear RL. Na Figura 6.15 Encontra-se representado esquemático da carga utilizada.

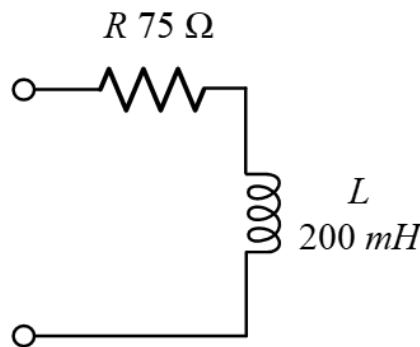
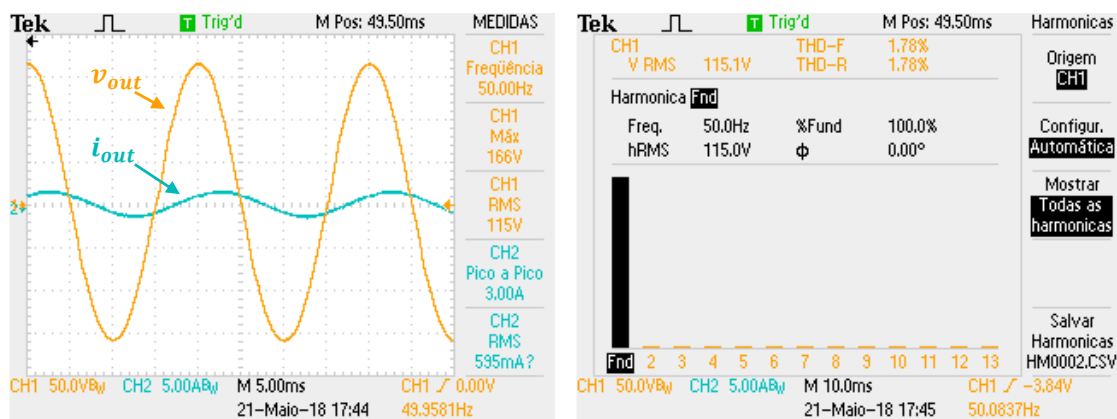


Figura 6.15 – Esquema elétrico da carga RL utilizada.

Os resultados dos ensaios realizados com a carga anteriormente descrita, encontram-se representados na Figura 6.16. Como se pode verificar, o valor eficaz da tensão à saída do conversor CC- CA, v_{out} , manteve-se nos 115 V e, como espectável, a corrente, i_{out} , apresenta algum desfasamento relativamente ao sinal de tensão. Por esse mesmo motivo o valor da THD aumentou para 1,78 %, ainda assim um valor bastante aceitável.



(a)

(b)

Figura 6.16 – Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CA com controlo PI com a uma carga linear do tipo RL: (a) Tensão, v_{out} , e corrente i_{out} ; (b) THD da tensão gerada pelo conversor CC-CA, v_{out} .

6.3.3 Resultados Experimentais com Carga Não Linear

Para aferir o funcionamento do sistema em condições mais realistas de operação foram realizados alguns ensaios com uma carga não linear do tipo retificador com filtro capacitivo como a que se encontra representada na Figura 6.17. Esta carga é constituída por uma bobina de 4 mH, uma ponte retificadora a díodos, um banco de condensadores, perfazendo 660 μ F, e uma resistência de 685 Ω .

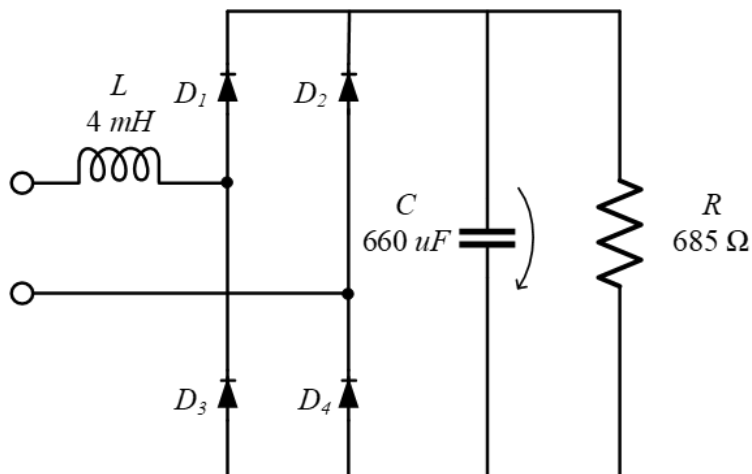


Figura 6.17 – Esquema elétrico da carga não linear utilizada

Os resultados dos ensaios realizados com a carga anteriormente descrita, encontram-se representados na Figura 6.18. Analisando os resultados obtidos, é possível verificar que a carga consome uma corrente bastante distorcida como seria de esperar. Apesar disso, o controlo aplicado mostra-se eficaz, produzindo uma onda sinusoidal à saída com uma THD de 2,12% para uma tensão com valor eficaz de 110 V.

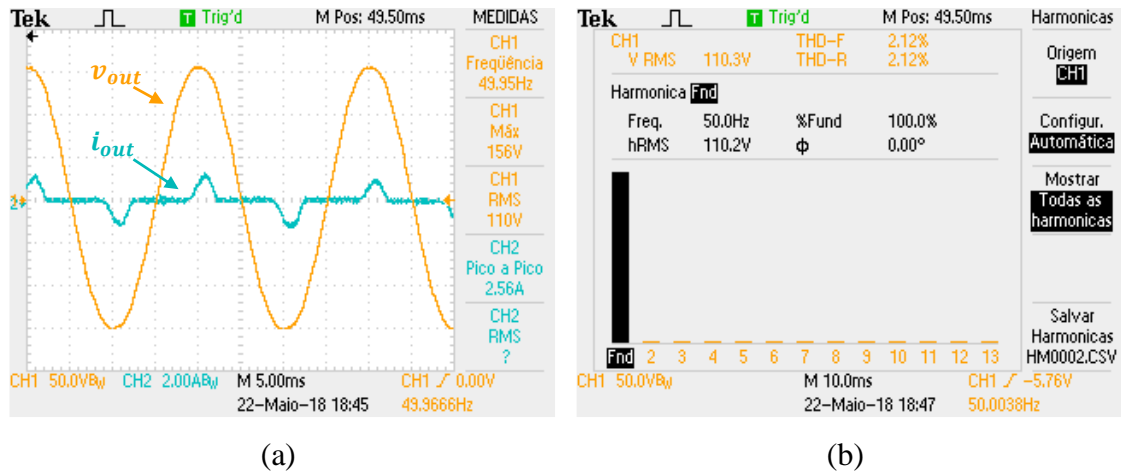


Figura 6.18 – Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CA com controlo PI com a uma carga não linear do tipo RC: (a) Tensão, v_{out} , e corrente i_{out} ; (b) THD da tensão gerada pelo conversor CC-CA, v_{out} .

6.4 Resultados Experimentais do Conversor CC-CA Isolado de Alta-Frequência

Depois de realizados os ensaios de forma individual aos conversores CC-CC e CC-CA e de verificado o correto funcionamento dos mesmos, precedeu-se à interligação de ambos, formando assim o conversor CC-CA isolado de alta-frequência. Na Figura 6.19 encontra-se representado o circuito utilizado nos ensaios realizados ao conversor CC-CA isolado de alta-frequência.

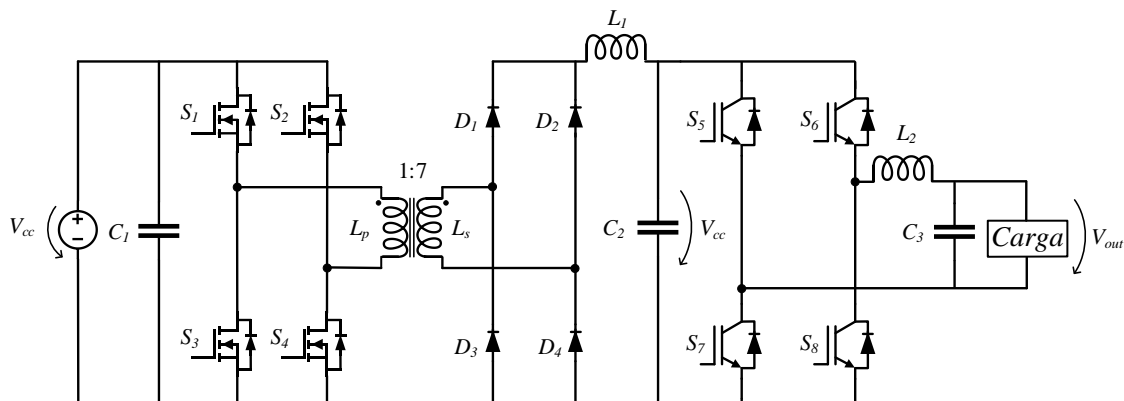


Figura 6.19 – Esquema elétrico do circuito de teste do conversor CC-CA isolado de alta-frequência.

6.4.1 Resultados Experimentais com Carga Linear Resistiva

O primeiro ensaio foi realizado com uma carga linear puramente resistiva de 125 Ω e como se pode verificar por meio da análise da Figura 6.20 foi estabelecida à saída do conversor uma tensão sinusoidal, v_{out} , com uma frequência de 50 Hz e 114 V de valor eficaz. A THD obtida foi de 2,25%. A corrente, i_{out} , apresenta um valor de 660 mA e

encontra-se em fase com a tensão. Adicionalmente verifica-se que a tensão do barramento CC intermediário, v_{CC} , apresenta um *ripple* muito reduzido e um valor de 272 V.

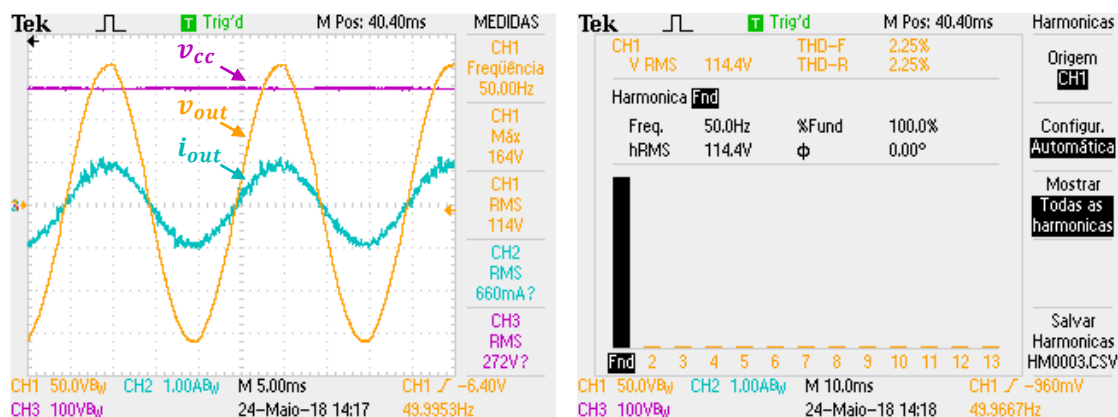


Figura 6.20 – Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CA com controlo PI com a uma carga puramente resistiva de 125Ω: (a) Tensão, v_{out} , corrente i_{out} , e tensão no barramento CC intermediário; (b) THD da tensão gerada pelo conversor CC-CA, v_{out} .

6.4.2 Resultados Experimentais com Carga Linear RL

Depois do ensaio com carga resistiva foi realizado um ensaio com uma carga linear RL, similar à que se encontra representada na Figura 6.15, mas com uma resistência de 125 Ω. Os resultados obtidos encontram-se representados na Figura 6.21. A tensão à saída do conversor é uma onda quase sinusoidal, v_{out} , com uma frequência de 50 Hz e um valor eficaz de 115 V com uma THD de 2,52%. Por sua vez, a corrente à saída, i_{out} , apresentava um pequeno desfasamento comparativamente ao sinal de tensão, v_{out} , e um valor eficaz de 985 mA. Verificou-se também que a tensão do barramento CC se manteve estável e com um *ripple* reduzido.

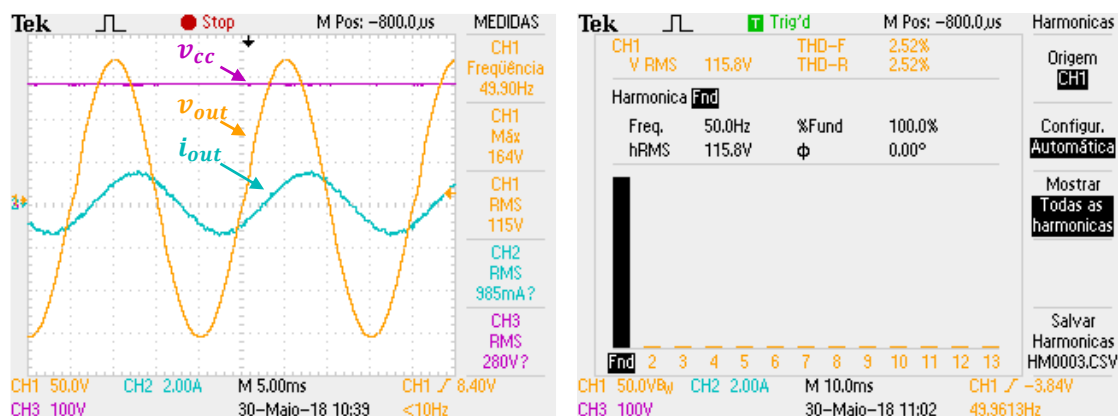


Figura 6.21 – Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CA com controlo PI com a uma carga linear do tipo RL: (a) Tensão v_{out} , corrente i_{out} e tensão do barramento CC v_{CC} ; (b) THD da tensão gerada pelo conversor CC- CA, v_{out} .

6.4.3 Resultados Experimentais com Carga Não Linear

O último ensaio realizado ao conversor CC-CA isolado de alta-frequência, foi com uma carga não linear do tipo retificador com filtro capacitivo, como a que se encontra representada na Figura 6.17. Os resultados deste ensaio encontram-se representados na Figura 6.22. Podemos verificar, através da análise dos resultados obtidos, que a corrente, i_{out} , consumida pela carga é bastante distorcida tal como nos anteriores ensaios com carga não linear. A tensão à saída do conversor, v_{out} , é formada por uma onda sinusoidal com uma frequência de 50 Hz e 116 V de valor eficaz. A THD obtida foi de 2,5%, comprovando o bom funcionamento do controlo aplicado.

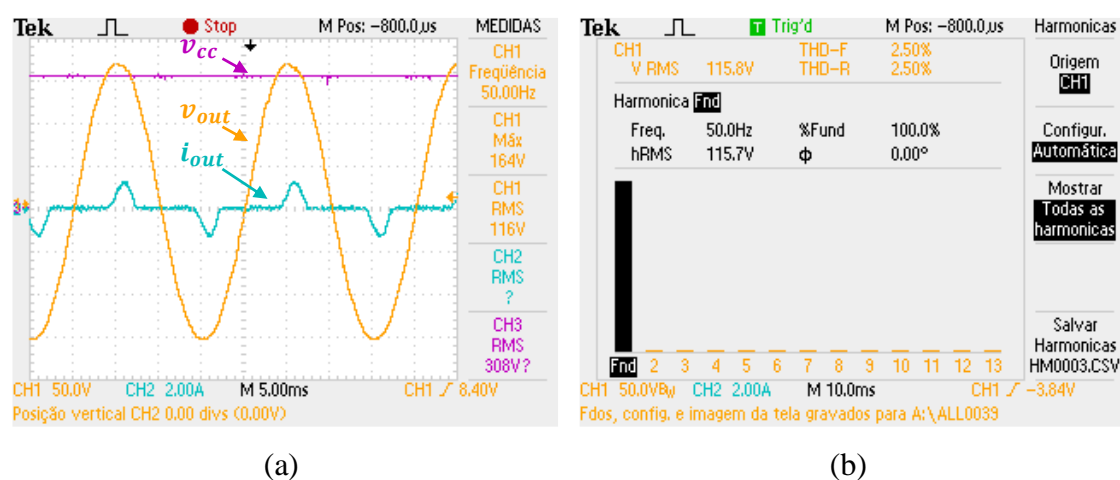


Figura 6.22 – Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CA com controlo PI com a uma carga não linear do tipo RC: (a) Tensão v_{out} , corrente i_{out} e tensão do barramento v_{cc} ; (b) THD da tensão gerada pelo conversor CC-CA, v_{out} .

6.5 Sistema Completo de Alimentação da Microrrede Isolada Através de Fontes de Energia Renovável.

Depois de concluídos os ensaios laboratoriais ao conversor CC- CA isolado de alta-frequência, procedeu-se à interligação deste conversor com o conversor de eletrónica de potência desenvolvido pelo colega João Silva. Deste modo, foi possível colocar o sistema responsável pela produção e armazenamento de energia a funcionar interligado com o sistema responsável pela alimentação das cargas da microrrede isolada de energia elétrica.

6.5.1 Resultados Experimentais com Carga Linear Resistiva

Tal como nos ensaios anteriores, começou por verificar-se o comportamento do sistema, com uma carga puramente resistiva. Como se pode verificar através da análise da Figura 6.23 (a), a tensão de entrada, v_{in} , do conversor CC- CA isolado de

alta-frequência, é de 80 V, a tensão do barramento CC intermédio, v_{CC} , é de 204 V, e a tensão à saída, v_{out} , é formada por uma onda sinusoidal de 70,8 V eficazes. A corrente à saída do conversor, i_{out} , encontra-se em fase com a tensão, e apresenta o valor de 319 mA eficazes.

Na Figura 6.23 (b) encontra-se representado o valor da THD da tensão, obtida com uma carga puramente resistiva de 175 Ω .

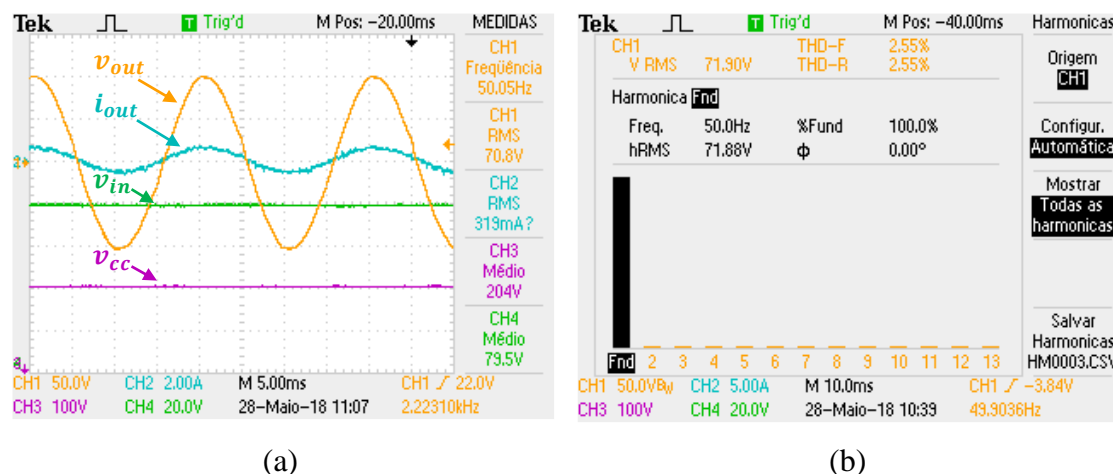


Figura 6.23 – Resultados experimentais obtidos com controlo PI com o inversor a alimentar uma carga linear resistiva de 175 Ω : (a) Tensão de saída v_{out} , corrente de saída i_{out} , tensão de entrada v_{in} , e valor médio da tensão do barramento intermédio v_{cc} ; (b) THD da tensão v_{out} gerada pelo conversor CC-CA.

6.5.2 Resultados Experimentais com Carga Linear RL

Após os testes bem sucedidos com a carga resistiva, prossegui-se com a realização de ensaios experimentais, desta vez com uma carga linear do tipo RL, constituída por uma resistência de 125 Ω em serie com uma bobina de 200 mH. Os resultados obtidos encontram-se representados na Figura 6.24 (a). Tal como verificado anteriormente, nos ensaios com cargas do tipo RL, o sinal de corrente, i_{out} , encontra-se desfasado do sinal de tensão, v_{out} . A tensão de entrada do conversor CC-CA isolado de alta-frequência, v_{in} , é de 78,6 V, a tensão do barramento CC intermédio, v_{CC} , é de 204 V, e a tensão à saída, v_{out} , é uma onda sinusoidal com valor eficaz de 72,1 V, com uma frequência de 50 Hz e uma THD de 2,68% tal como se pode constatar na Figura 6.24 (b).

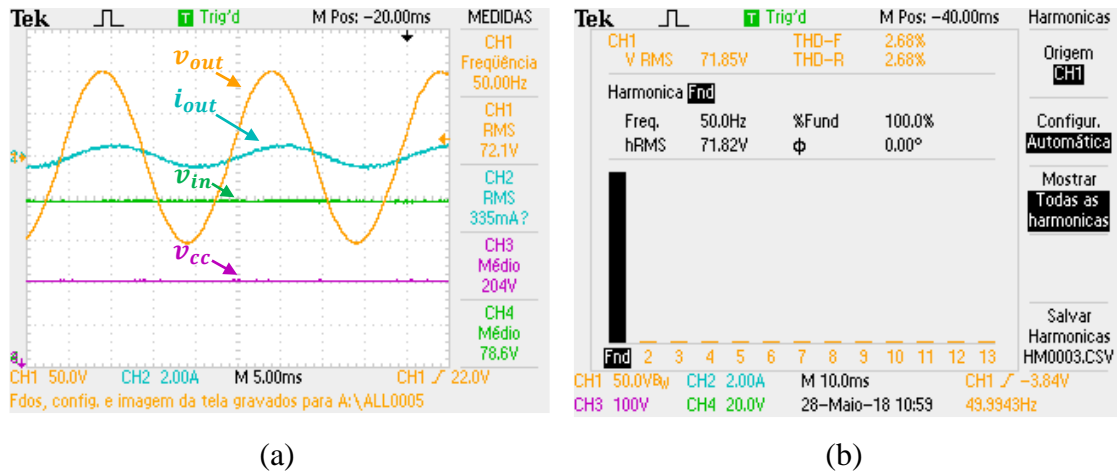


Figura 6.24 – Resultados experimentais obtidos com controlo PI com o inversor a alimentar uma carga linear do tipo RL: (a) Tensão de saída v_{out} , corrente de saída i_{out} , tensão de entrada v_{in} , e valor médio da tensão do barramento intermediário v_{cc} ; (b) THD da tensão v_{out} gerada pelo conversor CC-CA.

6.5.3 Resultados Experimentais com Carga Não Linear

Por último, foi verificado o comportamento do sistema perante a alimentação de uma carga não linear do tipo retificador com filtro capacitivo como a que se encontra representada na Figura 6.17. Os resultados obtidos, encontram-se apresentados na Figura 6.25. Como se pode verificar através da Figura 6.25 (a), a tensão de entrada do conversor CC-CA isolado de alta-frequência, v_{in} , é de 79,5 V, a tensão do barramento CC intermédio, v_{cc} , é de 204 V e a tensão de saída é uma onda sinusoidal, v_{out} , com valor eficaz de 72,1 V e com um frequência de 50 Hz. Relativamente à THD da forma de onda do v_{out} , esta apresenta um valor de 2,29% tal como se pode constatar na Figura 6.25 (b).

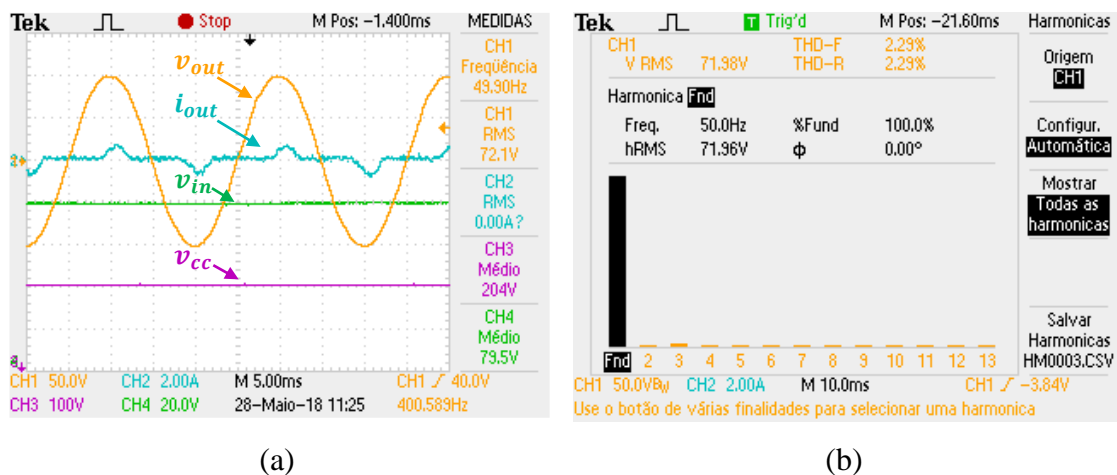


Figura 6.25 – Resultados experimentais obtidos com controlo PI com o inversor a alimentar uma carga não linear: (a) Tensão de saída v_{out} , corrente de saída i_{out} , tensão de entrada v_{in} , e valor médio da tensão do barramento intermediário v_{cc} ; (b) THD da tensão v_{out} gerada pelo conversor CC-CA.

6.6 Conclusão

Ao longo deste capítulo foram apresentados os resultados experimentais obtidos através dos ensaios realizados ao sistema de alimentação da microrrede isolada de energia elétrica desenvolvido no âmbito desta dissertação. Foram ainda apresentados os resultados experimentais dos ensaios realizados ao sistema completo, responsável pela implementação de uma microrrede com produção de energia através de fontes de energia renovável, bem como do armazenamento de energia com recurso a baterias de lítio.

Inicialmente foram apresentados os resultados experimentais dos ensaios realizados ao conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*. Estes ensaios foram realizados de forma progressiva, validando passo-a-passo o funcionamento de cada estágio de conversão até ao teste do conversor completo. De seguida foi testado o controlador PI aplicado ao conversor para regular o valor médio da tensão do barramento intermédio. Os resultados obtidos para este conversor permitiram validar o bom funcionamento dos algoritmos de controlo aplicados bem como do hardware desenvolvido.

Posteriormente foram realizados ensaios para o conversor CC-CA em ponte completa, para três tipos de carga diferentes: carga linear R, carga linear RL e carga não linear do tipo retificador com filtro capacitivo. Para cada ensaio foram apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente na carga, bem como os respetivos espectros harmónicos da tensão gerada pelo conversor CC-CA. Os resultados obtidos provam o correto funcionamento do hardware e do controlador aplicados no terceiro estágio de conversão para os três tipos de cargas testados.

Capítulo 7

Conclusão e Trabalho Futuro

7.1 Conclusão

Neste trabalho de dissertação foi apresentado o desenvolvimento dos conversores de eletrónica de potência necessários à conceção de um sistema capaz de implementar uma microrrede isolada de energia eléctrica para alimentar um centro social numa aldeia rural isolada. Nesse sentido, foi desenvolvido um conversor de potência CC-CA de três estágios, bem como todo o sistema de controlo digital necessário para o correto funcionamento do mesmo.

No Capítulo 1 foi apresentado o objeto de estudo da presente dissertação abordando, a importância da energia eléctrica no desenvolvimento de uma região e a qualidade de vida que esta proporciona ao ser humano. Em seguida foi realizada uma apresentação do panorama mundial de acesso à energia eléctrica onde se pode concluir que esta está diretamente relacionada com o desenvolvimento de um país e, consequentemente, com o seu poder económico. Verificou-se que ainda existe um longo caminho a ser percorrido para fazer chegar energia eléctrica a todas as populações que atualmente ainda vivem sem acesso à mesma. Por fim, foram apresentados os motivos que levaram à realização da presente dissertação e os objetivos estipulados para a mesma.

O Capítulo 2 começou por apresentar os conceitos de produção descentralizada de energia eléctrica, microrrede de energia eléctrica e microrrede isolada de energia eléctrica. Para cada caso, são apresentadas as suas vantagens e desvantagens, assim como o seu impacto na tradicional rede eléctrica. De seguida, foi feita uma revisão dos principais sistemas de armazenamento de energia, tendo em conta os requisitos do sistema a desenvolver. Para cada sistema abordado, foi apresentada uma breve explicação do seu funcionamento assim como as suas principais vantagens e limitações. Por último, foram apresentados alguns exemplos de microrredes de energia eléctrica existentes em Portugal.

O Capítulo 3, foi dedicado ao estado da arte ao nível dos conversores de eletrónica de potência que poderiam integrar este projeto de dissertação. Através do estudo, foi

possível concluir que a topologia mais indicada ao propósito desta dissertação é o conversor de múltiplos estágios CC-CA-CC-CA. Esta topologia apresenta-se como a mais indicada ao propósito desta dissertação uma vez que permite aumentar de forma considerável, o valor da tensão de entrada, possui isolamento galvânico entre a entrada e a saída e possibilita a operação com potências elevadas.

Posteriormente foi apresentado o estudo detalhado da topologia escolhida para cada estágio de conversão do conversor de múltiplos estágios. Concluiu-se que para o primeiro e segundo estágio o conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck* é o mais indicado, tendo em conta vários fatores, entre os quais, o isolamento galvânico entre a entrada e a saída do sistema e a diferença entre as tensões de entrada e de saída do conversor. Para o terceiro estágio, foi escolhido o conversor CC-CA monofásico em ponte completa. Por fim, foram analisadas as técnicas de modulação e controlo aplicadas a cada conversor. No conversor CC-CC foi aplicado um controlo PI e no conversor CC-CA foi aplicada a técnica de controlo preditivo *deadbeat*. Para ambos, a técnica de modulação utilizada foi a unipolar, sendo no primeiro caso para evitar a saturação do transformador de alta-frequência, e no segundo caso para reduzir os harmónicos à saída do inversor.

No Capítulo 4, foram apresentados os modelos de simulação dos conversores submetidos a testes no software PSIM. Com estes modelos foi possível, numa fase inicial, simular de forma individual cada conversor e respetivo sistema de controlo. Por fim foi simulado o sistema completo e verificado o seu correto funcionamento. Nestas simulações verificou-se que o conversor CC-CC foi capaz de estabilizar a tensão de 400 V no barramento CC através do controlo PI e que o conversor CC-CA, com o algoritmo de controlo preditivo *deadbeat* conseguia alimentar cargas lineares e não lineares com uma THD reduzida. Foram também realizadas simulações à reação do sistema à entrada e saída de cargas elétricas da microrrede verificando que o mesmo atua de forma rápida, não criando qualquer problema na qualidade da energia da microrrede.

No Capítulo 5 foi apresentado e descrito todo o hardware utilizado e desenvolvido para a implementação do sistema de alimentação da microrrede de energia elétrica capaz de alimentar um Centro Social Sustentável numa aldeia rural isolada. Por limitações técnicas nas oficinas, uma vez que as dimensões das PCBs fabricadas nas oficinas da universidade são limitadas, optou-se por dividir o conversor em duas placas, ficando uma com o conversor CC-CC e a outra com o conversor CC-CA. Em primeiro lugar é apresentado o *layout* da placa de circuito impresso do conversor CC-CC sendo em seguida

descritos os componentes que a constituem. É dado especial destaque ao transformador de alta-frequência uma vez que este foi projetado e construído pelo autor tendo em conta o funcionamento do conversor CC-CC. De seguida é apresentado o layout da placa de circuito impresso do inversor CC-CA e tal como no conversor CC-CC são descritos os componentes utilizados nesta placa, sendo neste caso dado especial destaque ao dimensionamento do filtro passivo LC passa baixo. Por último, foram apresentadas as placas de controlo utilizadas em todo o tratamento de sinais e para a implementação dos algoritmos de controlo.

Por último, no Capítulo 6 foram apresentados os ensaios realizados aos conversores de eletrónica de potência desenvolvidos para o sistema de alimentação da microrrede isolada. Inicialmente foram feitos ensaios a cada um dos estágios de conversão do conversor CC-CC do tipo *buck*, validando passo-a-passo cada um dos andares de conversão. Os resultados obtidos nos ensaios realizados a este conversor permitiram validar o bom funcionamento do controlador PI aplicado para estabilizar a tensão à saída num valor de 200 V, tendo-se registado potências à saída deste conversor de 250 W.

De seguida foram realizados ensaios para o conversor CC-CA em ponte completa com cargas lineares e não lineares. Os resultados obtidos comprovam o correto funcionamento do conversor implementado assim como do controlo preditivo *deadbeat* aplicado. Para este conversor foi testado também o controlo PI, com o qual se conseguiu obter melhores resultados para cargas lineares.

Nos ensaios realizados, não foi possível alcançar as tensões nominais pretendidas tanto no conversor CC-CC do tipo *buck* como no inversor monofásico. No caso do conversor CC-CC foram colocados 60 V à entrada e foi estabelecida uma tensão de 200 V à saída, por questões de segurança optou-se por não elevar mais a tensão sem antes colocar o hardware dentro de um quadro elétrico. Para o conversor CC-CA monofásico, por limitação das fontes de laboratório, foram colocados 240 V à entrada e verificou-se à saída uma tensão com valor eficaz de 115 V e com uma frequência de 50 Hz.

A realização desta dissertação exigiu uma quantidade de trabalho considerável uma vez que foram estudadas diversas topologias de conversores CC-CA isoladas assim como técnicas de modulação e algoritmos de controlo apropriados aos conversores escolhidos para a realização do protótipo de alimentação da microrrede isolada. Uma vez que o sistema foi desenvolvido praticamente de raiz, inicialmente foi dedicado algum tempo na procura de componentes, como semicondutores de potência, fôrmas e núcleos para as bobinas e transformador de alta-frequência. Terminada esta etapa, foram desenhadas as

PCBs necessárias à implementação dos conversores escolhidos tendo em conta as grandes restrições do espaço físico para a sua inserção num quadro elétrico. Adicionalmente foi tido o cuidado de deixar pontos de teste de modo a permitir a validação de forma independente de cada estágio de conversão. Ao longo desta fase, foi possível aprofundar de forma muito considerável os conhecimentos no desenvolvimento de PCBs assim como na soldadura dos componentes no processo de montagem das placas desenvolvidas. De elevado relevo foi também todo o projeto e construção de elementos ferro-magnéticos, tais como o transformador de alta-frequência e a bobina do filtro de saída (em conjunto com outra dissertação), que contribuíram consideravelmente para o enriquecimento dos conhecimentos do autor em torno destes componentes.

No seguimento deste projeto foi também possível aprofundar de forma muito significativa, os modelos e as teorias de controlo utilizadas assim como a programação de placas de DSP fabricadas pela *Texas Instruments*.

Todo o desenvolvimento deste projeto de dissertação permitiu adquirir conhecimentos não transmitidos ao longo do percurso académico como é espectável num trabalho de investigação.

7.2 Sugestões de Trabalho Futuro

Da análise dos resultados experimentais obtidos pode concluir-se que o sistema funciona de forma individual, faltando a realização de um ensaio em conjunto com o sistema a operar com os valores nominais. Na presente dissertação esses testes foram realizados apenas em ambiente de simulação, sendo ainda necessário o teste experimental em ambiente real para comprovar o funcionamento da topologia proposta.

Relativamente ao conversor CC-CC isolado, seria muito interessante implementar uma técnica de comutação suave, *ZVS (Zero Voltage Switching)*, *ZCS (Zero Current Switching)*, ou *ZVZCS (Zero Voltage Zero Current Switching)* para reduzir as perdas na comutação e atenuar o *ringing*.

No conversor CC-CA é possível implementar algumas melhorias, ao nível do controlo utilizado de forma a obter formas de onda da tensão com melhor qualidade para diferentes tipos de carga. Da melhoria do controlo deverá resultar também uma redução na THD especialmente quando o sistema está a alimentar cargas não lineares. O filtro passivo LC passa-baixo à saída do conversor CC-CA pode também ser melhorado, de modo a facilitar o aumento de tensão de alimentação da microrrede isolada.

Adicionalmente, propõe-se o desenvolvimento de uma PCB com furos metalizados e com a inclusão dos sensores de tensão e corrente na PCB. Deste modo, seria possível reduzir consideravelmente as dimensões do protótipo, apresentando uma solução mais compacta, e menos suscetível a interferências eletromagnéticas. De realçar que na PCB desenvolvida, os pontos de conexão das pistas superiores com as inferiores tiveram de ser previamente escolhidos, sendo por vezes estendidas algumas pistas a pontos mais problemáticos, como próximos de elementos magnéticos de alta-frequência, de modo a ser possível soldar nas duas superfícies.

Uma vez que com este projeto se pretende criar uma rede elétrica isolada, seria igualmente interessante utilizar as fontes de energia existentes, renovável ou mesmo do banco de baterias, para alimentar os circuitos de controlo. Na solução desenvolvida, todos os circuitos de controlo são alimentados com auxílio de uma fonte DC que se encontra ligada à rede elétrica, coisa que não existiria numa aldeia rural isolada. Adicionalmente, pensa-se que seria vantajoso o redimensionamento dos circuitos de controlo de modo a operarem só com tensões positivas pelas mesmas razões supracitadas. Deste modo, apenas seria necessário fazer a conexão das fontes de energia renovável ou do banco de baterias para o sistema começar a operar.

Por último, seria interessante, desenvolver uma interface gráfica com o utilizador, capaz de monitorizar alguns parâmetros do sistema, como o estado de carga das baterias e o histórico de produção e consumo. Essa interface gráfica deveria ser capaz de gerir e configurar cargas não prioritárias a serem desligadas em cenários de racionamento de energia.

Referências

- [1] R. S. Boni, “A Pilha de Alessandro Volta (1745-1827): Diálogos e Conflitos no Final do Século XVII e Início do Século XIX,” Universidade Católica de São Paulo, 2007.
- [2] P. Liberato and E. C. Monteiro, “A Electricidade e a Saúde os Campos Electromagnéticos de Frequência Reduzida,” 2008.
- [3] A. A. P. Junior, “Relatório Final: Experimentos sobre as primeiras lâmpadas e as atuais.” 2009.
- [4] D. Ribeiro, “Nikola Tesla,” *Rev. Ciência Elem.*, vol. 3, 2015.
- [5] P. Alpuim, “Biografias de Física Clássica - Michael Faraday,” p. 28, 2016.
- [6] O. Luís Tortelli, “Sistemas Elétricos De Potência.” p. 5, 2009.
- [7] Agência Portuguesa do Ambiente, “APA - Políticas & Alterações Climáticas & Acordo de Paris,” 2018. [Online]. Available: <https://www.apambiente.pt/index.php?ref=16&subref=81&sub2ref=1367>. [Accessed: 01-Apr-2018].
- [8] Siemens, “Microgrids – the future of energy management Power generation made smart.” 2017.
- [9] Enerdata, “Electric power consumption (kWh per capita) | Enerdata,” 2018. [Online]. Available: <https://data.worldbank.org/indicator/EG.USE.ELEC.KH.PC?view=map>. [Accessed: 10-May-2018].
- [10] eia, “Global access to electricity has increased over the past two decades - Today in Energy - U.S. Energy Information Administration (EIA),” 2018. [Online]. Available: <https://www.eia.gov/todayinenergy/detail.php?id=31552#tab2>. [Accessed: 01-Apr-2018].
- [11] The World Bank, “World Development Indicators | DataBank,” 2017. [Online]. Available: <http://databank.worldbank.org/data/reports.aspx?source=2&series=EG.ELC.ACCS.RU.ZS&country=#>. [Accessed: 01-Apr-2018].
- [12] B. Medeiros, “Operação e controlo de redes em ilha Parte I – Avaliação da maturidade das tecnologias existentes Engenharia Electrotécnica e de Computadores Júri,” 2010.
- [13] T. Leonel and A. Soares, “Sistemas de produção de electricidade descentralizada baseados em energia renovável,” 2009.
- [14] M. L. Ribeiro, “Estratégia de Reposição de Serviço utilizando Micro-Redes,” 2010.
- [15] and J. G. de M. Luiz Antonio de Souza Ribeiro, Osvaldo Ronald Saavedra,

- Shigeaki Leite de Lima, “Isolated micro-grids with renewable hybrid generation: The case of Lençóis island,” *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 2, no. 1, pp. 1–11, 2011. doi: 10.1109/TSTE.2010.2073723, ISSN: 19493029.
- [16] L. E. Weldemariam and E. Raijen, “Stand-alone Microgrids,” 2011.
- [17] Lijun, Tianwen, Shengwei, Xiaodai, Binhui, and Qiang, “Review and prospect of compressed air energy storage system,” *J. Mod. Power Syst. Clean Energy*, vol. 4, no. 4, pp. 529–541, 2016. doi: 10.1007/s40565-016-0240-5, ISSN: 2196-5625.
- [18] C. F. Lewallen, “Novel active magnetic bearing control for a high-speed flywheel,” 2016.
- [19] H. F. da Conceição, “Balanço energético e Armazenamento de Energia do Veículo de Transporte Urbano MagLev-Cobra,” 2015.
- [20] STA, “Termos Técnicos Usados Para Baterias - STA Eletrônica.” [Online]. Available: <http://www.sta-eletronica.com.br/artigos/termos-tecnicos-usados-para-baterias>. [Accessed: 31-Mar-2018].
- [21] Texas Instruments, “Characteristics of Rechargeable Batteries,” 2011.
- [22] Pop, Bergveld, Danilov, Regtien, and Notten, *Battery Management Systems*. 2008. doi: 10.1007/978-1-4020-6945-1.
- [23] STA-Eletrônica, “Manual das Baterias Recarregáveis, Pilhas e Carregadores” disponível,” 2018. [Online]. Available: <http://www.sta-eletronica.com.br>.
- [24] Nuno Miguel Couto Pereira, “Simulação de Regimes de Carga e Descarga em Baterias,” 2016.
- [25] F. A. Fernandes, “Desenvolvimento dos Conversores de Potência para o Sistema de Alimentação de um Centro Social Sustentável Isolado Desenvolvimento dos Conversores de Potência para o Sistema de Alimentação de um Centro Social Sustentável Isolado,” 2015.
- [26] L. M. Gonçalves, “Dimensionamento de sistemas de armazenamento de energia para cenários de contingência,” 2014.
- [27] Saft, “Ni-Cd block battery: Technical manual,” no. May. 2011.
- [28] I. Buchman, “Batteries in a Portable World: A Handbook on Rechargeable Batteries for Non-Engineers,” *Chemistry & ...* p. 148, 2001, ISSN: 1434193X.
- [29] W. J. Paschoalino, “Eletrocatalise das Reações de Oxidação de Hidrogênio e Boroidreto de Sódio em Catalisadores Dispersos Formados com Ligas de Hidreto Metálico .” 2016.
- [30] Battery University, “Types of Lithium-ion Batteries – Battery University,” 2017. [Online]. Available: http://batteryuniversity.com/learn/article/types_of_lithium_ion. [Accessed: 28-Mar-2017].
- [31] E. loureiro Garrido, “Baterias de Acumuladores,” 2010. [Online]. Available: http://paginas.fe.up.pt/~ee03096/index_ficheiros/Page666.htm. [Accessed: 27-Mar-2017].

- [32] M. De Araújo, “Leis da dinâmica de Newton,” vol. 1, 2013.
- [33] D. J. Patel, “Optimization of flywheel design for internal combustion engines.”
- [34] ESTV, “Flywheel - A Bateria Electromecânica.” [Online]. Available: http://www.ipv.pt/millennium/arq8_fly.htm. [Accessed: 14-Mar-2017].
- [35] V. H. M. Patrício, “Modelização de um mecanismo de levitação supercondutor para um sistema de volante de inércia comercial,” 2011.
- [36] DOE, “DOE Global Energy Storage Database.” [Online]. Available: https://www.energystorageexchange.org/projects/global_search?q=flywheels. [Accessed: 19-Apr-2017].
- [37] Beacon Power, “Frequency Regulation and Flywheels.” .
- [38] Kinetic Traction Systems, “Clean Power Concept: Flywheel Power Quality and Energy Storage | Kinetic Traction Systems - Clean. Power. Energy.” [Online]. Available: <http://kinetictraction.com/flywheel-energy-storage-ups/>. [Accessed: 14-Mar-2017].
- [39] Beacon Power, “Unique Value | Beacon Power.” [Online]. Available: <http://beaconpower.com/unique-value/>. [Accessed: 14-Mar-2017].
- [40] Beacon Power, “Beacon Power 450 XP Performance Specifications Specification Beacon Power 450 XP Performance Specifications,” *Beaconpower.Com*. pp. 1–2, 2014.
- [41] P. A. M. e Silva, “Supercondensadores.” 2013.
- [42] F. Díaz-González, A. Sumper, O. Gomis-Bellmunt, and R. Villafáfila-Robles, “A review of energy storage technologies for wind power applications,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 16, no. 4, pp. 2154–2171, 2012. doi: 10.1016/j.rser.2012.01.029, ISSN: 13640321.
- [43] N. P. Santos, “Supercondensadores - ‘O que são? Como Funcionam?’”
- [44] J. Lee, S. Product, and M. Manager, “Ultracapacitor Applications for Uninterruptible Power Supplies (UPS).” .
- [45] Nesscap Ultracapacitors, “Nesscap Ultracapacitors, Supercapacitors & Modules,” 2014. [Online]. Available: <http://www.nesscap.com/ultracapacitor/EDLC/Supercapacitor/family.jsp>. [Accessed: 16-Mar-2017].
- [46] Maxwell Technologies, “Product Name Rated Capacitance.” .
- [47] Maxwell Technologies, “BMOD0083 P048 B01 Maxwell Technologies | Mouser Portugal.” [Online]. Available: <http://pt.mouser.com/ProductDetail/Maxwell-Technologies/BMOD0083-P048-B01/?qs=sGAEpiMZZMsCu9HefNWqpgG90dF6ohLVqDrfnPItTtfA21oRErVe%2FQ%3D%3D>. [Accessed: 18-Apr-2017].
- [48] Maxwell Technologies, “Maxwell Technologies Ultracapacitors and Supercapacitors as a green, alternative energy resource.” [Online]. Available: <http://www.maxwell.com/products/ultracapacitors>. [Accessed: 16-Mar-2017].

- [49] C. Dias, “Acabaram-se as velas e o petromax - Público,” *Público*, 2000.
- [50] Direcção Geral do Ambiente, “Programa Nacional para as Alterações Climáticas Estudos de Base para a Fundamentação do Programa Versão 2001 para Discussão Pública,” 2001.
- [51] Direcção Geral de Energia Ministério da Economia, “Energia Portugal,” 2002.
- [52] S. Viana, “Modelação de Micro-Sistemas Híbridos Fotovoltaicos / Eólicos para Produção Descentralizada,” 2010.
- [53] Laboratório de Sustentabilidade, “C3P Projecto Berlenga,” 2010. [Online]. Available: http://www.c3p.org/BerlengaProject_PT.htm. [Accessed: 13-Apr-2017].
- [54] Renault, “02.2018 - O Grupo Renault e a EEM criam, no Porto Santo, a primeira ilha inteligente,” 2017. [Online]. Available: <https://www.renault.pt/descubra-a-renault/novidades-promoco/es/imprensa/2018/02-2018-zoe-porto-santo/>. [Accessed: 06-Apr-2018].
- [55] SolutionClimateProject, “Sustainable Porto Santo -Smart Fossil Free Island,” 2016.
- [56] J. Wiley, *Chapter 1 Power Electronic Systems Power Electronic Systems*. 2003.
- [57] R. Xinbo, *Soft-switching PWM full-bridge converters*. 2014.
- [58] C. E. A. Silva, D. S. Oliveira, and R. P. T. Bascope, “A DC-AC converter with high frequency isolation,” *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 953–958, 2007. doi: 10.1109/ISIE.2007.4374726.
- [59] J.A.Pomilio, “Conversores para acionamento de máquina de indução trifásica.” 2014.
- [60] R. L. Cardoso and I. Barbi, “Bi-Directional DC-AC Converters With High Frequency Isolation,” pp. 3–6.
- [61] B. Md Mahmud-Ul-Tarik Chowdhury to, “A Novel Single-Stage Inverter Topology,” 2016.
- [62] R. P. S. Ramesh Kumar Tripathi And, “" A simple and efficient Symmetrical Hybrid Sine PWM inverter for PV power cells " MASTER OF TECHNOLOGY in ELECTR,” 2006.
- [63] S. Saha and V. P. Sundarsingh, “Novel grid-connected photovoltaic inverter,” *IEE Proc. - Gener. Transm. Distrib.*, vol. 143, no. 2, p. 219, 1996. doi: 10.1049/ip-gtd:19960054, ISSN: 13502360.
- [64] ST, “1 kW dual stage DC-AC converter based on the STP160N75F3,” 2012.
- [65] T. Jonsson, “TSTE19 Power Electronics.” 2015.
- [66] H. Zhang, “Full-wave Rectifier with Center-Tapped Transformer.” 2015.
- [67] S. Shalini, “Voltage Balancing in Diode Clamped Multilevel Inverter Using Sinusoidal PWM,” *Int. J. Eng. Trends Technol.*, vol. 6, no. 2, 2013, ISSN: 2231-5381.

- [68] R. T. FEROLDI, “Modulação senoidal bipolar PWM aplicada em inversores de frequência,” 2011.
- [69] A. Namboodiri, H. S. Wani, and U. Student, “Unipolar and Bipolar PWM Inverter,” *IJIRST –International J. Innov. Res. Sci. Technol.*, vol. 1, no. 7, 2014, ISSN: 2349-6010.
- [70] B. Md Imran Kayesh Mazumder, A. Hasan Abedin Assistant Professor, A. Hasan Abedin, M. Imran Kayesh Mazumder, M. Munem Mahbub, M. Rahman, and G. Amin, “Design and Analysis of DC-DC PWM Converter and DC-AC Converter Declaration,” 2017.
- [71] L. Mihalache, “DSP control method of single-phase inverters for UPS applications,” *Proc. 26th Chinese Control Conf. CCC 2007*, pp. 670–672, 2007. doi: 10.1109/CHICC.2006.4346965.
- [72] R. H. Yamada, “Proposta de Malha de Controle de Corrente do Capacitor para Inversor de Tensão Senoidal para Unidade de Alimentação Ininterrupta Alimentando Cargas não Lineares Proposta de Malha de Controle de Corrente do Capacitor para Inversor de Tensão Senoidal para U,” 2010.
- [73] IXYS, “Power Mosfet (IXTH60N30P).” 2006.
- [74] C. W. M. T. Mcllyman, *Transformer And Inductor Design Handbook*. 2004.
- [75] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. 2001.
- [76] TDK, “Ferrites and accessories SIFERRIT material N87.” 2017.
- [77] TDK, “Ferrites and accessories.” 2013.
- [78] B. Erickson, “Lecture 35 Transformer Design.” .
- [79] L. Santos, “Cálculo das Perdas Técnicas dos Transformadores de Distribuição, Operando em Ambiente Não Senoidal.” 2006.
- [80] A. R. J. Santos, “Transformador de potência para aplicações de elevada frequência,” 2013.
- [81] PowerStream Technology, “American Wire Gauge Chart and AWG Electrical Current Load Limits table with skin depth frequencies and wire breaking strength,” 2017. [Online]. Available: https://www.powerstream.com/Wire_Size.htm. [Accessed: 04-Feb-2018].
- [82] I. Semiconductor GmbH, “DSEP 29-12A.” 2009.
- [83] Panasonic, “Aluminum Electrolytic Capacitor / NHG Radial Lead Type Aluminum Electrolytic Capacitors / NHG.” 2016.
- [84] Vishay, “MKP1848S DC-Link Metallized Polypropylene Film Capacitors DC-Link Capacitor.” 2013.
- [85] G. / P. G. T. Solutions, “GWL/ Power Group Technology Solutions,” no. October. 2012.
- [86] Kemet, “A72 Series Polypropylene Film/Foil, Axial.” 2014.
- [87] L. Michels, R. F. de Camargo, F. Botterón, and H. Pinheiro, “Metodologia de

- projeto de filtros de segunda ordem para inversores de tensão com modulação PWM digital,” *Control. Automação*, vol. 16, no. 2, pp. 221–242, 2005. doi: 10.1590/S0103-17592005000200010, ISSN: 0103-1759.
- [88] M. Azri and N. A. Rahim, “Design analysis of low-pass passive filter in single-phase grid-connected transformerless inverter,” *2011 IEEE 1st Conf. Clean Energy Technol. CET 2011*, no. August 2014, pp. 348–353, 2011. doi: 10.1109/CET.2011.6041489.
- [89] F. H. Gerent, “Metodologia de Projeto de Inversores Monofásicos de Tensão para Cargas Não-Lineares,” 2005.
- [90] H. Kim and S. K. Sul, “A novel filter design for output LC filters of PWM inverters,” *J. Power Electron.*, vol. 11, no. 1, pp. 74–81, 2011. doi: 10.6113/JPE.2011.11.1.074, ISSN: 15982092.
- [91] M. Schwabener Str and D.-I. habil Jigou Liu, “Hall Effect Voltage Sensor CYHVS5-25A.” 2016.
- [92] LEM, “LEM Current Transducer LA 55-P.” 2015.
- [93] Maxim, “Datasheet MAX1320,” *Maxim*. pp. 1–27, 2008.