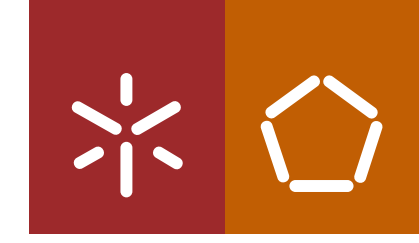




Fábio André Fernandes

Desenvolvimento dos Conversores de Potência para o Sistema de Alimentação de um Centro Social Sustentável Isolado

Universidade do Minho
Escola de Engenharia





Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Fábio André Fernandes

Desenvolvimento dos Conversores de Potência
para o Sistema de Alimentação de um Centro
Social Sustentável Isolado

Dissertação de Mestrado
Ciclo de Estudos Integrados Conducentes ao
Grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e de Computadores

Trabalho efectuado sob a orientação do
Professor Doutor José Gabriel Oliveira Pinto

DECLARAÇÃO

Fábio André Fernandes

Endereço eletrónico: a62008@alunos.uminho.pt

Telefone: 913591108

Número do Bilhete de Identidade: 13642911

Título da Dissertação:

Desenvolvimento dos Conversores de Potência para o Sistema de Alimentação de um Centro Social Sustentável Isolado

Orientador:

Doutor José Gabriel Oliveira Pinto

Ano de conclusão: 2015

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: _____

Ao meu amigo Emanuel Ribeiro (Hermione).

Agradecimentos

A realização do trabalho aqui descrito não teria sido possível sem o auxílio e contribuição de algumas pessoas, às quais pretendo retribuir com os meus mais sinceros agradecimentos:

Ao meu orientador, Doutor José Gabriel Oliveira Pinto, por toda a sua atenção, dedicação e disponibilidade, prestadas desde o dia zero até ao fim desta etapa, que me impulsionaram a vencer e ultrapassar cada um dos obstáculos que se foram colocando dia a dia no decorrer da presente dissertação.

Ao Doutor João Luiz Afonso, por todo o incentivo e motivação, que me fizeram enveredar por um projeto de eletrónica de potência no laboratório do GEPE, bem como pelas ideias e contribuições na fase inicial deste projeto.

Aos meus colegas, alunos de investigação do GEPE, Delfim Pedrosa, Vítor Monteiro e Bruno Exposto por toda a sua incansável disponibilidade, ajuda e, sobretudo, paciência, demonstradas ao longo do meu percurso no GEPE, que me permitiram levar para casa, todos os dias, uma enorme bagagem de conhecimentos técnicos e teóricos essencialmente. Em especial ao Engenheiro Delfim por todo o tempo dedicado, principalmente na conceção do sistema hardware desenvolvido, mas também por toda a elucidação e ajuda em praticamente todos os momentos de maior dificuldade ao longo de todo o meu tempo no laboratório.

A todos os meus colegas e amigos de universidade, que me acompanharam ao longo da realização da presente dissertação, por todo o espírito de entreatajuda, solidariedade e boa disposição, que tornaram o tempo passado no laboratório e na universidade mais enriquecedor e valioso de a pena. Em especial à minha colega, aluna de mestrado do GEPE, Ana Ferreira, pela proximidade e cooperação que sempre existiu por termos escolhido temas de dissertação complementares no seu todo.

Aos funcionários Carlos Torres, Joel Almeida e Ângela Macedo que, na qualidade de técnicos das oficinas do Departamento de Eletrónica Industrial, contribuíram com a sua experiência e atenção sempre que solicitada a sua ajuda.

Por fim, um especial agradecimento a todos os meus familiares, nomeadamente aos meus pais, António e Emília, à minha irmã Cláudia, à minha avó Antónia, e aos meus padrinhos por todo o orgulho, carinho, e esforço dedicado em todos os dias da minha vida. Agradecer ainda à Magda por todo o apoio e suporte e ao Emanuel.

Resumo

A crescente motivação para a utilização de fontes de energias renováveis prende-se essencialmente com a redução das emissões de CO₂ e com a melhoria da qualidade de vida da humanidade. Isto é especialmente verdade em comunidades pequenas, isoladas e autónomas, onde o acesso a fontes de energia renováveis é a única solução para satisfazer as suas necessidades energéticas. Nesta dissertação são estudados os sistemas de eletrónica de potência e os restantes constituintes de uma microrrede que permitem o funcionamento de um Centro Social Sustentável numa aldeia rural isolada, sem ligação a uma rede de energia elétrica. Estes incluem a produção de energia elétrica por fontes renováveis e por um motor-gerador (a biodiesel), um sistema de armazenamento de energia, e um conjunto de cargas locais. Especificamente, nesta dissertação é desenvolvido o sistema de alimentação da microrrede isolada. Este sistema é constituído por um conversor de potência CC-CA de três estágios que pode ser dividido num conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*, controlado a MOSFETs e por um conversor CC-CA em ponte completa controlado a IGBTs. O sistema de controlo dos conversores é completamente digital e tem por base o DSC *TMS320F28335* da *Texas Instruments*. Para validar a solução apresentada, foi desenvolvido um protótipo do sistema que engloba os dois conversores mencionados. Posteriormente, foram realizados diversos testes experimentais em ambiente laboratorial ao protótipo implementado. Este foi testado com uma tensão de entrada de 30 V que foi elevada para uma tensão constante de 160 V por intermédio do conversor CC-CC. Esta tensão retificada é posteriormente convertida para uma tensão sinusoidal de 132 V de pico a uma frequência de 50 Hz, através do inversor monofásico. Nestas condições, foi comprovado o conceito e validado o funcionamento do sistema de alimentação da microrrede isolada. Ao mesmo tempo, os resultados obtidos permitiram validar tanto o bom funcionamento do controlador proporcional-integral aplicado ao conversor CC-CC, como o controlador preditivo *deadbeat* aplicado ao conversor CC-CA.

Palavras-Chave: Microrrede Isolada, Centro Social Sustentável, Energias Renováveis, Conversores CC-CA, Conversores CC-CC, Armazenamento de Energia, Simulação de Circuitos Elétricos, Controlo Digital.

Abstract

The increasing motivation for the use of renewable energy sources is mainly due to the reduction of CO₂ emissions and to the improvement of mankind life quality. This is particularly true in small, isolated and standalone communities, where the access to renewable energy sources may be the only solution to meet their energy needs. This master thesis aims to study the power electronic systems that allow the operation of a sustainable Social Centre in an islanded rural village without connection to a main power grid. These include the production of electricity from renewable sources and a motor-generator set (biodiesel), an energy storage system, and a local power supply. Specifically in this work, the developed power converter needed for the microgrid power system is a three stage DC-AC converter. This power converter can be separated into a DC-DC full-bridge high-frequency isolated MOSFET-based converter and a DC-AC full-bridge IGBT-based converter. The control system is fully digital and implemented using the Texas Instruments microcontroller DSC *TMS320F28335*. In order to validate the presented solution was developed a prototype of the microgrid power system constituted by the converters mentioned and several experimental tests were carried out in laboratory environment. The developed prototype was tested with a 30 V DC input voltage which resulted in a constant 160 V DC voltage controlled by the DC-DC MOSFET-based converter. This rectified voltage is then converted to a sinusoidal wave with 132 V of peak at 50 Hz frequency by the single-phase inverter. Under these conditions, the concept has been proven and the proper functioning of the island microgrid power system was validated. At the same time, the obtained results allowed to validate not only the proper functioning of the proportional integral controller applied to the DC-DC converter but also the deadbeat predictive controller applied to the DC-AC converter.

Keywords: Islanded Microgrids, Sustainable Social Center, Hybrid Energy Systems, DC-DC Converters, DC-AC Converters, Energy Storage System, Fully Digital Control.

Índice

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract	ix
Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas	xxi
Lista de Siglas e Acrónimos	xxiii
Nomenclatura	xxv
CAPÍTULO 1 Introdução	1
1.1. Caso de Estudo – Centro Social Sustentável para Aldeia Rural Isolada	1
1.2. Motivação e Enquadramento	2
1.3. Objetivos	4
1.4. Organização e Estrutura da Tese	4
CAPÍTULO 2 Estado da Arte	7
2.1. Introdução	7
2.2. Produção Descentralizada	7
2.2.1. Produção Descentralizada e Produção Centralizada	8
2.3. Microrredes de Energia	9
2.3.1. Microrredes Isoladas	10
2.4. Sistemas de Armazenamento de Energia	13
2.4.1. <i>Flywheels</i>	15
2.4.2. Supercondensadores	17
2.4.3. Baterias Eletroquímicas	18
2.5. Casos de Microrredes Existentes	22
2.5.1. Ilha dos Lençóis, Brasil	22
2.5.2. Casos em África	23
2.5.3. Outros Estudos e Abordagens Semelhantes	23
2.6. Conclusão.....	24
CAPÍTULO 3 Estudo dos Conversores de Potência	27
3.1. Introdução	27
3.2. Conversores CC-CC.....	27
3.3. Conversores CC-CA (Inversores)	28
3.3.1. Inversores Fonte de Tensão (VSI)	28
3.3.2. Inversores Fonte de Corrente (CSI)	29
3.3.3. Isolamento Galvânico	30
3.3.4. Conversão CC-CA de Estágio Simples.....	32
3.3.5. Conversão CC-CA de Múltiplos Estágios	35
3.4. Estudo da Estrutura do Conversor CC-CA Seleccionada	40
3.4.1. Primeiro Estágio	41
3.4.2. Segundo Estágio	43
3.4.3. Terceiro Estágio	44
3.4.4. Topologia Final do Conversor CC-CA	46
3.5. Conversor CC-CC em Ponte Completa Isolado de Alta-Frequência do tipo <i>Buck</i>	46
3.5.1. Técnica de Modulação.....	47
3.5.2. Operação do Conversor CC-CC	51
3.5.3. Controlo do Conversor CC-CC	53
3.6. Conversor CC-CA em Ponte Completa	53
3.6.1. Técnica de Modulação.....	54
3.6.2. Operação do Conversor CC-CA	56
3.6.3. Controlo do Conversor CC-CA	58
3.7. Conclusão.....	61
CAPÍTULO 4 Simulação do Sistema de Alimentação da Microrrede Isolada	63

4.1.	Introdução	63
4.2.	Modelos de Simulação para o 1º e 2º Estágios.....	63
4.2.1.	Conversor CC-CC <i>Push-Pull</i>	64
4.2.2.	Conversor CC-CC em Meia Ponte Isolado de Alta-Frequência.....	65
4.2.3.	Conversor CC-CC em Ponte Completa Isolado de Alta-Frequência do tipo <i>Buck</i>	67
4.3.	Modelos de Simulação para o 3º Estágio	71
4.3.1.	Inversor em Meia Ponte.....	71
4.3.2.	Inversor <i>Diode-Clamped</i> de 3 Níveis.....	72
4.3.3.	Inversor em Ponte Completa.....	73
4.4.	Sistema Completo	78
4.4.1.	Modelo de Simulação do Sistema Completo	79
4.4.2.	Resultados de Simulação da Entrada em Funcionamento	79
4.4.3.	Resultados de Simulação em Regime Permanente.....	80
4.5.	Conclusão.....	83
CAPÍTULO 5 Implementação do Sistema de Alimentação da Microrrede Isolada		85
5.1.	Introdução	85
5.2.	Circuito de Potência	86
5.2.1.	Conversor CC-CC em Ponte Completa Isolado de Alta-Frequência do tipo <i>Buck</i>	86
5.2.2.	Conversor CC-CA.....	92
5.3.	Circuito de Controle.....	95
5.3.1.	DSC <i>TMS320F28335</i>	96
5.3.2.	Placa de Suporte para o DSC.....	98
5.3.3.	Sensor de Tensão de Efeito <i>Hall</i>	98
5.3.4.	Sensor de Corrente de Efeito <i>Hall</i>	100
5.3.5.	Placa de Condicionamento de Sinal.....	101
5.3.6.	Circuito de Comando	102
5.3.7.	Circuito de <i>Driver</i> dos MOSFETs e IGBTs.....	103
5.3.8.	Placa de DAC.....	104
5.4.	Conclusão.....	104
CAPÍTULO 6 Resultados Experimentais do Sistema Implementado		105
6.1.	Introdução	105
6.2.	Conversor CC-CC em Ponte Completa Isolado de Alta-Frequência do tipo <i>Buck</i>	106
6.2.1.	Conversor CC-CA em Ponte Completa	106
6.2.2.	Conversor CC-CA em Ponte Completa com Transformador Isolador de Alta-Frequência.....	107
6.2.3.	Conversor CC-CA em Ponte Completa com Transformador Isolador de Alta-Frequência e com Retificador Monofásico	109
6.2.4.	Conversor CC-CC em Ponte Completa Isolado de Alta-Frequência do tipo <i>Buck</i>	110
6.3.	Conversor CC-CA em Ponte Completa.....	113
6.3.1.	Carga Linear Resistiva.....	114
6.3.2.	Carga Linear RL	117
6.3.3.	Carga Não-Linear.....	118
6.4.	Sistema Completo: Conversor CC-CA Isolado de Alta-Frequência	120
6.4.1.	Carga Linear Resistiva.....	121
6.4.2.	Carga Linear RL	123
6.4.3.	Carga Não-Linear.....	125
6.5.	Conclusão.....	127
CAPÍTULO 7 Conclusão.....		129
7.1.	Conclusões	129
7.2.	Trabalho Futuro.....	131
Referências.....		133

Lista de Figuras

Figura 1.1 – Centro Social Sustentável [Fonte: Adaptado de GEPE].	1
Figura 1.2 – Esquema geral da Microrrede implementada [Fonte: Adaptado de GEPE].	2
Figura 2.1 – Diagrama de blocos de um sistema de geração individual de energia elétrica com barramento CC em comum.	12
Figura 2.2 – Diagrama de blocos de um sistema de geração individual de energia elétrica com barramento CA em comum.	13
Figura 2.3 – Espectro de aplicações de diferentes acumuladores de energia (Adaptado de [10]).	14
Figura 2.4 – Acumulador de energia <i>flywheel</i> [13]: (a) Aspeto exterior de uma <i>flywheel</i> da <i>Beacon Power</i> ; (b) Constituição dos elementos internos.	16
Figura 2.5 – Acumulador de energia supercondensador: (a) Exemplos de ultra condensadores do fabricante <i>Maxwell</i> [17]; (b) Estrutura interna (Adaptado de [18]).	18
Figura 2.6 – Descrição dos componentes de uma bateria de Chumbo-Ácido (Adaptado de [19]).	19
Figura 2.7 – Bateria de Níquel-Cádmio: (a) Aspeto externo [20]; (b) Esquema de funcionamento em descarga (Adaptado de [21]); (c) Esquema de funcionamento em carregamento (Adaptado de [21]).	20
Figura 2.8 – Exemplo de uma bateria de Iões de Lítio (LiFePO ₄) existente no GEPE.	21
Figura 2.9 – Estrutura da Microrrede na Ilha dos Lençóis, Brasil [3].	22
Figura 3.1 – Exemplo de inversor monofásico do tipo fonte de tensão (VSI).	29
Figura 3.2 – Inversor trifásico topologia CSI (Adaptado de [49]).	30
Figura 3.3 – Conversor CC-CA com isolamento galvânico em baixa-frequência.	31
Figura 3.4 – Conversor CC-CA com isolamento galvânico em alta-frequência.	32
Figura 3.5 – Inversor <i>flyback dual</i> de quatro interruptores.	33
Figura 3.6 – Inversor <i>SEPIC</i> de quatro interruptores.	33
Figura 3.7 – Inversor <i>Zeta</i> de quatro interruptores.	34
Figura 3.8 – Inversor <i>Ćuk</i> , de quatro interruptores.	34
Figura 3.9 – Inversor <i>buck-boost</i> de seis interruptores isolado de baixa-frequência.	35
Figura 3.10 – Exemplo de conversor CC-CA-CA isolado.	36
Figura 3.11 – Inversor <i>flyback</i> de dois estágios isolado.	37
Figura 3.12 – Inversor <i>flyback</i> isolado com armazenamento capacitivo intermediário.	38
Figura 3.13 – Diagrama de blocos da conversão CC-CA-CC-CA com <i>link</i> CC real.	38
Figura 3.14 – Diagrama de blocos da conversão CC-CA-CC-CA com pseudo <i>link</i> CC.	40
Figura 3.15 – Topologias clássicas de inversores monofásicos: (a) Inversor <i>push-pull</i> ; (b) Inversor em meia ponte; (c) Inversor em ponte completa.	41
Figura 3.16 – Inversor <i>push-pull</i> .	42
Figura 3.17 – Inversor em meia ponte com transformador isolador de alta-frequência.	43
Figura 3.18 – Inversor em ponte completa com transformador isolador de alta-frequência.	43
Figura 3.19 - Topologias clássicas de retificadores monofásicos: (a) Retificador em ponte completa; (b) Retificador com <i>tap</i> central (Adaptado de [68]); (c) Retificador <i>hybridge</i> (Adaptado de [66], [67]).	44
Figura 3.20 – Inversor <i>diode-clamped</i> de 3 níveis.	45

Figura 3.21 – Esquema simplificado do conversor CC-CA selecionado.	46
Figura 3.22 – Esquema elétrico do conversor CC-CC em ponte completa ideal.	47
Figura 3.23 – Modulação PWM bipolar para um conversor em ponte completa.	48
Figura 3.24 – Modulação PWM bipolar para um conversor em ponte completa.	49
Figura 3.25 – Formas de onda associadas à modulação PWM unipolar: (a) Tensão de referência positiva (V_r), negativa ($-V_r$) e portadora triangular (V_c); (b) Sinal de comando para o interruptor S_1 ; (c) Sinal de comando para o interruptor S_2 ; (d) Sinal de comando para o interruptor S_3 ; (e) Sinal de comando para o interruptor S_4 ; (f) Tensão de saída do conversor em ponte completa.	50
Figura 3.26 – Ilustração dos 8 estados de operação do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo <i>buck</i> : (a) Estado I – S_1 e S_4 em condução, C_2 a descarregar; (b) Estado II – S_1 e S_4 em condução, C_2 a carregar; (c) Estado III – S_1 e S_2 em condução, C_2 a carregar; (d) Estado IV – S_1 e S_2 em condução, C_2 a descarregar; (e) Estado V – S_2 e S_3 em condução, C_2 a descarregar; (f) Estado VI – S_2 e S_3 em condução, C_2 a carregar; (g) Estado VII – S_3 e S_4 em condução, C_2 a carregar; (a) Estado I – S_3 e S_4 em condução, C_2 a descarregar.	52
Figura 3.27 – Diagrama de blocos do controlador digital do conversor CC-CC em ponte completa (Baseado em [72]).	53
Figura 3.28 – Esquema do inversor em ponte completa.	54
Figura 3.29 – Formas de onda associadas à modulação SPWM unipolar: (a) Tensão de referência positiva ($+V_{ref}$), negativa ($-V_{ref}$) e portadora triangular (V_c); (b) Sinal de comando para o interruptor S_5 ; (c) Sinal de comando para o interruptor S_6 ; (d) Sinal de comando para o interruptor S_7 ; (e) Sinal de comando para o interruptor S_8 ; (f) Tensão de saída (v_{inv}) e tensão na carga após filtragem (v_{carga}).	55
Figura 3.30 – Ilustração dos estados de operação do conversor CC-CA em ponte completa com uma carga puramente resistiva durante a sintetização do semiciclo positivo da senoide (a) Estados I e V – S_5 e S_8 em condução, C_3 a descarregar; (b) Estados II e VI – S_5 e S_8 em condução, C_3 a carregar; (c) Estado III – S_7 e S_8 em condução, C_3 a carregar; (d) Estado IV – S_7 e S_8 em condução, C_3 a descarregar; (e) Estado VII – S_5 e S_6 em condução, C_3 a descarregar; (f) Estado VIII – S_5 e S_6 em condução, C_3 a carregar.	56
Figura 3.31 – Ilustração dos estados de operação do conversor CC-CA em ponte completa com uma carga puramente resistiva durante a sintetização do semiciclo negativo da senoide (a) Estados I e V – S_6 e S_7 em condução, C_3 a carregar; (b) Estados II e VI – S_6 e S_7 em condução, C_3 a descarregar; (c) Estado III – S_7 e S_8 em condução, C_3 a descarregar; (d) Estado IV – S_7 e S_8 em condução, C_3 a carregar; (e) Estado VII – S_5 e S_6 em condução, C_3 a descarregar; (f) Estado VIII – S_5 e S_6 em condução, C_3 a carregar.	57
Figura 3.32 – Diagrama de blocos de controlo do controlador digital do conversor CC-CA em ponte completa (Baseado em [72]).	60
Figura 4.1 – Modelo de simulação do conversor CC-CC <i>push-pull</i>	64
Figura 4.2 - Resultados de simulação do conversor CC-CC <i>push-pull</i> em regime permanente: (a) Tensão no secundário do transformador (v_s) e corrente na bobina L_1 do filtro LC intermediário (i_L); (b) Tensão à saída do conversor (V_{CC}).	64
Figura 4.3 – Resultados de simulação do conversor CC-CC <i>push-pull</i> em regime permanente: (a) Tensão aos terminais do MOSFET S_1 (v_{S1}); (b) Tensão aos terminais do MOSFET S_2 (v_{S2}).	65
Figura 4.4 – Modelo de simulação do conversor CC-CC em meia ponte isolado de alta-frequência.	66
Figura 4.5 – Resultados de simulação do conversor CC-CC em meia ponte: (a) Formas de onda da tensão de entrada (V_e), da tensão de saída (V_{CC}) e da evolução do <i>duty-cycle</i> do conversor CC-CC desde o instante zero até atingir o regime permanente; (b) Formas de onda da tensão no secundário do transformador (v_s), da tensão na bobina (v_L) e da corrente na bobina (i_L) em regime permanente; (c) Sinais PWM (sg_{S1} e sg_{S2}) aplicados a cada um dos MOSFETs da meia ponte.	66
Na Figura 4.6 (a) é possível observar as formas de onda da tensão de entrada (V_e), da tensão de saída (V_{CC}) e da evolução do <i>duty-cycle</i> do conversor CC-CC desde o instante zero até atingir	

o regime permanente. Na Figura 4.7 (b) são apresentadas as formas de onda da tensão no secundário do transformador (v_s), da tensão na bobina (v_L) e da corrente na bobina (i_L) em regime permanente. Na Figura 4.8 (c) são apresentados os sinais PWM (sgs_1 e sgs_2) aplicados a cada um dos MOSFETs da meia ponte. 67

Em suma, a Figura 4.9 mostra o bom funcionamento do sistema com esta topologia, tendo em conta as limitações que apresenta. Porém, esta solução não se verificou ser a mais adequada para o caso de estudo, pelos motivos enunciados no capítulo anterior. 67

Figura 4.10 – Modelo de simulação do controlador aplicado ao conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*. 68

Figura 4.11 – Modelo de simulação do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*. 68

Figura 4.12 – Resultados de simulação do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck* em regime permanente: (a) Sinais de PWM complementares aplicados aos MOSFETs do braço A (sgs_1 e sgs_3); (b) Sinais de PWM complementares aplicados aos MOSFETs do braço B (sgs_2 e sgs_4); (c) Tensão no primário do transformador isolador (v_p). 69

Figura 4.13 – Resultados de simulação do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck* em regime permanente: (a) Tensão no secundário do transformador isolador (V_s); (b) Tensão à saída da ponte retificadora (V_D) e corrente na bobina L_1 (I_{L1}). 70

Figura 4.14 – Resultados de simulação do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck* para uma carga linear resistiva: (a) Tensão (V_{CC}) e corrente (I_{CC}) à saída do conversor; (b) *Duty-cycle* visto do lado do primário da ponte inversora a MOSFETs. 71

Figura 4.15 – Modelo de simulação do conversor CC-CA em meia ponte. 72

Figura 4.16 – Formas de onda da tensão de referência ($v_{referência}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em meia ponte para uma carga linear resistiva. 72

Figura 4.17 – Modelo de simulação do inversor multinível *diode-clamped* de 3 níveis. 73

Figura 4.18 – Formas de onda da tensão de referência ($v_{referência}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do inversor multinível *diode-clamped* de 3 níveis para uma carga linear resistiva. 73

Figura 4.19 – Modelo de simulação do controlo preditivo básico baseado em [72]. 74

Figura 4.20 – Modelo de simulação do controlo preditivo *deadbeat* aplicado ao conversor CC-CA em ponte completa. 75

Figura 4.21 – Modelo de simulação do conversor CC-CA em ponte completa. 76

Figura 4.22 – Formas de onda da tensão de referência ($v_{referência}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa para uma carga linear resistiva. 76

Figura 4.23 – Formas de onda da tensão de referência ($v_{referência}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa para uma carga linear resistiva de 106 Ω em série com uma bobina de 292,2 mH. 77

Figura 4.24 – Esquema da carga não-linear utilizada. 77

Figura 4.25 – Formas de onda da tensão de referência ($v_{referência}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa para uma carga não-linear. 78

Figura 4.26 – Formas de onda da tensão de referência ($v_{referência}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa em regime transitório para 3 cargas diferentes: R, RL e não-linear. 78

Figura 4.27 – Esquema do sistema da alimentação da microrrede completo. 79

Figura 4.28 – Resultados de simulação da entrada em funcionamento do conversor CC-CA completo: (a) Formas de onda da tensão de entrada (V_e) e da tensão (V_{CC}) à saída do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência e evolução do *duty-cycle*

aplicado; (b) Formas de onda da tensão de referência ($v_{referência}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa.....	80
Figura 4.29 – Resultados de simulação do conversor CC-CA completo em regime permanente com carga linear resistiva: (a) Formas de onda da tensão de entrada (V_e) e da tensão (V_{CC}) à saída do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência e evolução do <i>duty-cycle</i> aplicado; (b) Formas de onda da tensão de referência ($v_{referência}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa para uma carga linear resistiva.	81
Figura 4.30 – Resultados de simulação do conversor CC-CA completo em regime permanente com carga linear RL: (a) Formas de onda da tensão de entrada (V_e) e da tensão (V_{CC}) à saída do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência e evolução do <i>duty-cycle</i> aplicado; (b) Formas de onda da tensão de referência ($v_{referência}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa para uma carga linear resistiva de 106 Ω em série com uma bobina de 292,2 mH.	81
Estes resultados, mostrados na Figura 4.31, mostram o bom funcionamento do sistema completo para uma tensão de entrada de 48 V. Esta tensão é elevada para uma tensão (V_{CC}) de 400 V pelo conversor CC-CC correspondente ao 1º e 2º estágios de conversão. Por sua vez, o inversor do último estágio de inversão é responsável por sintetizar uma tensão com valor eficaz de 230 V com forma de onda sinusoidal a uma frequência de 50 Hz a partir da tensão V_{CC}	82
Figura 4.32 – Resultados de simulação do conversor CC-CA completo em regime permanente com carga não-linear: (a) Formas de onda da tensão de entrada (V_e) e da tensão (V_{CC}) à saída do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência e evolução do <i>duty-cycle</i> aplicado; (b) Formas de onda da tensão de referência ($v_{referência}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa para uma carga não-linear.....	82
Figura 5.1 – Visão Geral do Sistema de Alimentação da microrrede implementado no projeto “Smart PV”.....	85
Figura 5.2 – <i>Layout</i> da placa PCB para o conversor CC-CC, desenvolvido no PADS.....	86
Figura 5.3 – Visão Geral da placa PCB do conversor CC-CC.....	87
Figura 5.4 – MOSFET <i>IXFQ50N50P3</i> da <i>IXYS</i> usado no conversor CC-CC.....	87
Figura 5.5 – Suporte desenvolvido para manter na posição correta os núcleos de ferrite em forma de U, que são utilizados na construção do transformador de alta-frequência (Modificado do original em [75]).	90
Figura 5.6 – Transformador de alta-frequência do conversor CC-CC.....	90
Figura 5.7 – Diodo <i>STTH 3012</i> da <i>STMicroelectronics</i> usado no conversor CC-CC.....	91
Figura 5.8 – Condensador <i>CE series 3625P</i> da <i>Panasonic</i> usado no filtro LC do conversor CC-CC.....	91
Figura 5.9 – Bobina usada no conversor CC-CC.....	92
Figura 5.10 – Bateria de Chumbo-Ácido <i>WCG-UI</i> da <i>Power Mobility</i> usada como elemento armazenador no protótipo desenvolvido.....	92
Figura 5.11 – <i>Layout</i> da placa PCB para o conversor CC-CA, desenvolvido no PADS.....	93
Figura 5.12 – Visão geral da placa PCB do conversor CC-CA.....	93
Figura 5.13 – IGBT <i>FGA25N120 ANTD</i> da <i>Fairchild</i> usado no conversor CC-CA.....	93
Figura 5.14 – Condensador <i>MKC1862R2</i> da <i>ERO</i> usado no conversor CC-CA (Adaptado de [80]).	94
Figura 5.15 – Condensador <i>MKP1848 DCL</i> da <i>VISHAY</i> usado no conversor CC-CA [85].....	95
Figura 5.16 – Bobina com núcleo de ferrite usada no filtro passa-baixo à saída do inversor.....	95
Figura 5.17 – Diagrama de blocos do sistema de controlo implementado para o protótipo desenvolvido.....	96
Figura 5.18 – Placa de controlo <i>TMDSCNCD28335</i> que contém o DSC <i>TMS320F28335</i> da <i>Texas Instruments</i> , utilizado para o sistema de controlo desenvolvido.....	96
Figura 5.19 – Fluxograma simplificado do algoritmo de controlo implementado no DSC.....	97
Figura 5.20 – Placa de suporte para o DSC utilizado no protótipo desenvolvido.....	98

Figura 5.21 – Sensor de tensão <i>LV 25-P</i> da <i>LEM</i> : (a) Aspecto exterior do sensor [89]; (b) Esquema de ligação do sensor.....	99
Figura 5.22 – Placa do sensor de tensão utilizada no protótipo desenvolvido.....	100
Figura 5.23 – Sensor de corrente <i>LA 55-P</i> da <i>LEM</i> : (a) Aspecto exterior do sensor; (b) Esquema de ligação do sensor.....	100
Figura 5.24 – Placa do sensor de corrente utilizada no protótipo desenvolvido.....	101
Figura 5.25 – Placa de condicionamento de sinal utilizada no protótipo desenvolvido.....	101
Figura 5.26 – Placa de comando utilizada no protótipo desenvolvido.....	102
Figura 5.27 – Placa de <i>driver</i> para um braço de semicondutores de potência.....	103
Figura 5.28 – Placa de DAC utilizada no protótipo desenvolvido.....	104
Figura 6.1 – Visão geral da bancada de ensaios do sistema de alimentação da microrrede isolada.....	105
Figura 6.2 – Esquema do primeiro estágio do conversor a ser testado.....	106
Figura 6.3 – Resultados experimentais do conversor CC-CC: Formas de onda da tensão de entrada (V_e) e da tensão à saída da ponte completa (v_p) para um <i>duty-cycle</i> de 15%; (b) Formas de onda da tensão de entrada (V_e) e da tensão à saída da ponte completa (v_p) para um <i>duty-cycle</i> de 35%.....	107
Figura 6.4 – Esquema do conversor CC-CA em ponte completa com transformador isolador de alta-frequência.....	108
Figura 6.5 – Resultados e experimentais dos ensaios ao transformador de alta-frequência: (a) Formas de onda da tensão no primário (v_p) e no secundário (v_s) do transformador com uma resistência de carga de 1290 Ω . (b) Formas de onda da tensão no primário (v_p) e no secundário (v_s) do transformador isolador e corrente (i_s) na carga com uma resistência de 100 Ω	108
Figura 6.6 – Resultados experimentais do conversor CC-CC com transformador isolador de alta-frequência: (a) Formas de onda da tensão no primário (v_p) e no secundário (v_s) do transformador do conversor CC-CC com um <i>duty-cycle</i> de 15%; (b) Formas de onda da tensão no primário (v_p) e no secundário (v_s) do transformador do conversor CC-CC com um <i>duty-cycle</i> de 35%.....	109
Figura 6.7 – Esquema do conversor CC-CA em ponte completa com transformador isolador de alta-frequência e com retificador monofásico.....	110
Figura 6.8 – Resultados experimentais do conversor CC-CC com transformador isolador de alta-frequência e ponte retificadora a diodos: (a) Formas de onda da tensão no primário do transformador do conversor CC-CC (v_p) e da tensão retificada à saída do retificador a diodos (V_r) com um <i>duty-cycle</i> de 15%; (b) Formas de onda da tensão no primário do transformador do conversor CC-CC (v_p) e da tensão retificada à saída do retificador a diodos (V_r) com um <i>duty-cycle</i> de 35%.....	110
Figura 6.9 – Esquema do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo <i>buck</i>	111
Figura 6.10 – Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CC em ponte completa isolado se alta-frequência do tipo <i>buck</i> desde o momento de pré-carga dos condensadores até o sistema entrar em regime permanente depois de ligada uma carga linear resistiva: Evolução das formas de onda da tensão de entrada do conversor (V_e) e da tensão (V_{cc}) e corrente (I_{cc}) à saída do conversor CC-CC.....	112
Figura 6.11 – Sinais PWM complementares para a ativação dos MOSFETs com <i>dead-time</i> de 2 μ s: (a) Tensão à saída do conversor CC-CC (V_{cc}) e sinais PWM dos MOSFETs do primeiro braço da ponte (S_1 e S_3); (b) Tensão à saída do conversor CC-CC (V_{cc}) e sinais PWM dos MOSFETs do segundo braço da ponte (S_2 e S_4).....	113
Figura 6.12 – Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CC: (a) Tensão à saída do conversor CC-CC (V_{cc}), sinais PWM do par de MOSFETs cruzados (S_1 e S_4) e corrente na bobina L_1 do filtro intermediário (i_{ind}); (b) Tensão à saída do conversor CC-CC (V_{cc}), sinais	

PWM do par de MOSFETs cruzados (S_2 e S_3) e corrente na bobina L_I do filtro intermediário (i_{ind}).....	113
Figura 6.13 – Esquema do conversor CC-CA em ponte completa referente ao terceiro estágio de conversão.....	114
Figura 6.14 – Formas de onda da tensão na carga (v_{carga}) e da corrente na carga (i_{carga}) do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga linear resistiva.....	115
Figura 6.15 – Resultados experimentais do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga linear resistiva: (a) Espetro harmônico e THD da tensão; (b) Espetro harmônico e THD da corrente.....	115
Figura 6.16 – Resultados experimentais do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga linear resistiva: (a) Frequência e valores eficazes e de pico da tensão e corrente na carga; (b) Diagrama fasorial da tensão e corrente na carga.....	116
Figura 6.17 – Formas de onda da tensão na carga (v_{carga}) e da corrente na carga (i_{carga}) do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga linear resistiva em condições de operação mais próximas dos objetivos propostos.....	116
Figura 6.18 – Resultados experimentais do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga linear resistiva em condições de operação mais próximas dos objetivos propostos: (a) Frequência e valores eficazes e de pico da tensão e corrente na carga; (b) Diagrama fasorial da tensão e corrente na carga.....	117
Figura 6.19 – Formas de onda da tensão na carga (v_{carga}) e corrente na carga (i_{carga}) do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga linear RL.....	117
Figura 6.20 – Resultados experimentais do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga linear RL: (a) Espetro harmônico e THD da tensão na carga; (b) Espetro harmônico e THD da corrente na carga.....	118
Figura 6.21 – Resultados experimentais do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga linear RL: (a) Frequência e valores eficazes e de pico da tensão e corrente na carga; (b) Diagrama fasorial da tensão e corrente na carga.....	118
Figura 6.22 – Esquema elétrico da carga não-linear utilizada.....	119
Figura 6.23 – Formas de onda da tensão na carga (v_{carga}) e da corrente na carga (i_{carga}) do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga não-linear.....	119
Figura 6.24 – Resultados experimentais do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga não-linear: (a) Espetro harmônico e THD da tensão; (b) Espetro harmônico e THD da corrente.....	120
Figura 6.25 – Resultados experimentais do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga não-linear: (a) Frequência e valores eficazes e de pico da tensão e corrente na carga; (b) Diagrama fasorial da fundamental da tensão e corrente na carga.....	120
Figura 6.26 – Esquema do Conversor CC-CA isolado de alta-frequência completo.....	121
Figura 6.27 – Formas de onda da tensão na carga (v_{carga}), da corrente na carga (i_{carga}), da tensão retificada à entrada do último estágio de conversão (V_{CC}) e da tensão de entrada (V_e) do sistema de alimentação completo da microrrede a operar com uma carga linear resistiva.....	122
Figura 6.28 – Resultados experimentais do sistema de alimentação completo da microrrede a operar com uma carga linear resistiva: (a) Espetro harmônico e THD da tensão; (b) Espetro harmônico e THD da corrente.....	122
Figura 6.29 – Resultados experimentais do sistema de alimentação completo da microrrede a operar com uma carga linear resistiva: (a) Frequência e valores eficazes e de pico da tensão e corrente na carga; (b) Diagrama fasorial da tensão e corrente na carga.....	123
Figura 6.30 – Esquema elétrico da carga linear RL utilizada.....	123
Figura 6.31 – Formas de onda da tensão na carga (v_{carga}), da corrente na carga (i_{carga}), da tensão à entrada do último estágio de conversão (V_{CC}) e da tensão de entrada (V_e) do sistema de alimentação completo da microrrede a operar com uma carga linear RL.....	124

Figura 6.32 – Resultados experimentais do sistema de alimentação completo da microrrede a operar com uma carga linear RL: (a) Espectro harmónico e THD da tensão; (b) Espectro harmónico e THD da corrente.....	124
Figura 6.33 – Resultados experimentais do sistema de alimentação completo da microrrede a operar com uma carga linear RL: (a) Frequência e valores eficazes e de pico da tensão e corrente na carga; (b) Diagrama fasorial da tensão e corrente na carga.....	125
Figura 6.34 – Formas de onda da tensão na carga (v_{carga}), da corrente na carga (i_{carga}), da tensão à entrada do último estágio de conversão (V_{CC}) e da tensão de entrada (V_e) do sistema de alimentação completo da microrrede a operar com uma carga não-linear.....	126
Figura 6.35 – Resultados experimentais do sistema de alimentação completo da microrrede a operar com uma carga não-linear: (a) Espectro harmónico e THD da tensão; (b) Espectro harmónico e THD da corrente.....	126
Figura 6.36 – Resultados experimentais do sistema de alimentação completo da microrrede a operar com uma carga não-linear: (a) Frequência e valores eficazes e de pico da tensão e corrente na carga; (b) Diagrama fasorial da tensão e corrente na carga.....	127

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Características das tecnologias de armazenamento de energia (Adaptado de [11] e [12]).	15
Tabela 2.2 – Características das <i>Flywheels</i> [11] e [12].	16
Tabela 2.3 – Características dos supercondensadores [11] e [12].	17
Tabela 2.4 – Características de alguns tipos de baterias eletroquímicas [11] e [12].	19
Tabela 5.1 – Valor da resistência R_I para cada sensor de tensão.	100

Lista de Siglas e Acrónimos

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
CA	Corrente Alternada
CAES	<i>Compressed Air Energy Storage</i>
CC	Corrente Contínua
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DG	<i>Distributed Generator</i>
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
GEPE	Grupo de Eletrónica de Potência e Energia
GTO	<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
ME	Microturbina Eólica
MOSFET	<i>Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
MT	Média Tensão
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PI	Proporcional-Integral
PSIM	<i>Power electronic SIMulation software</i>
PV	<i>PhotoVoltaic</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SAMG	<i>Stand Alone MicroGrid</i>
SEPIC	<i>Single Ended Primary Inductor Converter</i>
SMES	<i>Superconducting Magnetic Energy Storage</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
STATCOM	<i>STATic synchronous COMpensator</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UPS	<i>Uninterrupted Power Supply</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
ZOH	<i>Zero-Order Holder</i>

Nomenclatura

Símbolo	Significado	Unidade
V_e	Tensão no barramento CC de 48 V – valor instantâneo da tensão medida no ponto mais a montante do circuito em análise	V
V_r	Tensão de saída da ponte retificadora a díodos - valor instantâneo da tensão medida antes do filtro <i>LC</i> intermediário	V
V_{CC}	Tensão de saída do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo <i>buck</i> – valor instantâneo da tensão retificada à saída do segundo estágio de conversão	V
V_{inv}	Tensão de saída da ponte completa do conversor CC-CA - valor instantâneo da tensão medida à saída da ponte inversora do terceiro estágio de conversão	V
v_{carga}	Tensão na carga – valor instantâneo da tensão medida no ponto de consumo (ponto mais a jusante do circuito em análise)	V
I_e	Corrente na fonte – corrente medida no ponto de fornecimento de energia elétrica pela rede ao circuito em análise	A
I_{CC}	Corrente de saída do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo <i>buck</i> – corrente medida à saída do segundo estágio de conversão	A
i_{carga}	Corrente na carga – corrente medida no ponto de consumo de energia elétrica pelas cargas do circuito em análise	A
f_C	Frequência de comutação	Hz
T	Período	s
T_S	Período de comutação	s
T_C	Período de amostragem	s
Z	Impedância	Ω
$THD\%$	Distorção harmónica total calculada em percentagem da amplitude da fundamental com base nas primeiras 40 harmónicas do sinal.	%

CAPÍTULO 1

Introdução

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

Nesta dissertação são estudados os sistemas de eletrónica de potência e os restantes constituintes de uma microrrede que permitem o funcionamento de um Centro Social Sustentável numa aldeia rural isolada, sem ligação a uma rede de energia eléctrica. Estes incluem a produção de energia eléctrica por fontes renováveis e por um motor-gerador (a biodiesel), um sistema de armazenamento de energia, e um conjunto de cargas locais.

Na Figura 1.1 é apresentada uma visão geral da constituição do Centro Social Sustentável isolado e na Figura 1.2 é apresentado o esquema geral da microrrede onde este trabalho se insere.

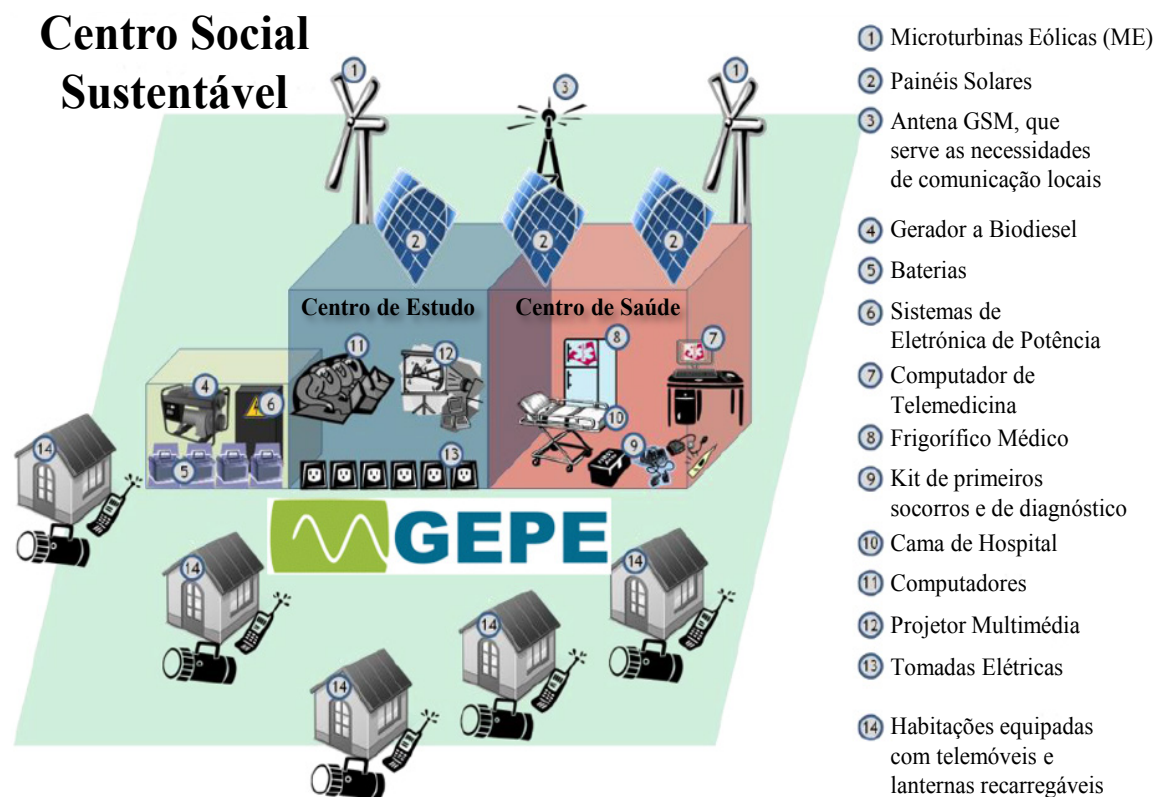


Figura 1.1 – Centro Social Sustentável [Fonte: Adaptado de GEPE].

Especificamente, nesta dissertação são desenvolvidos os conversores de potência (CC-CC e CC-CA) necessários para o sistema de alimentação da supracitada microrrede, tal como pode ser observado na Figura 1.2. O sistema de controlo dos conversores de potência é totalmente digital e implementado com recurso ao *DSC TMS320F28335*.

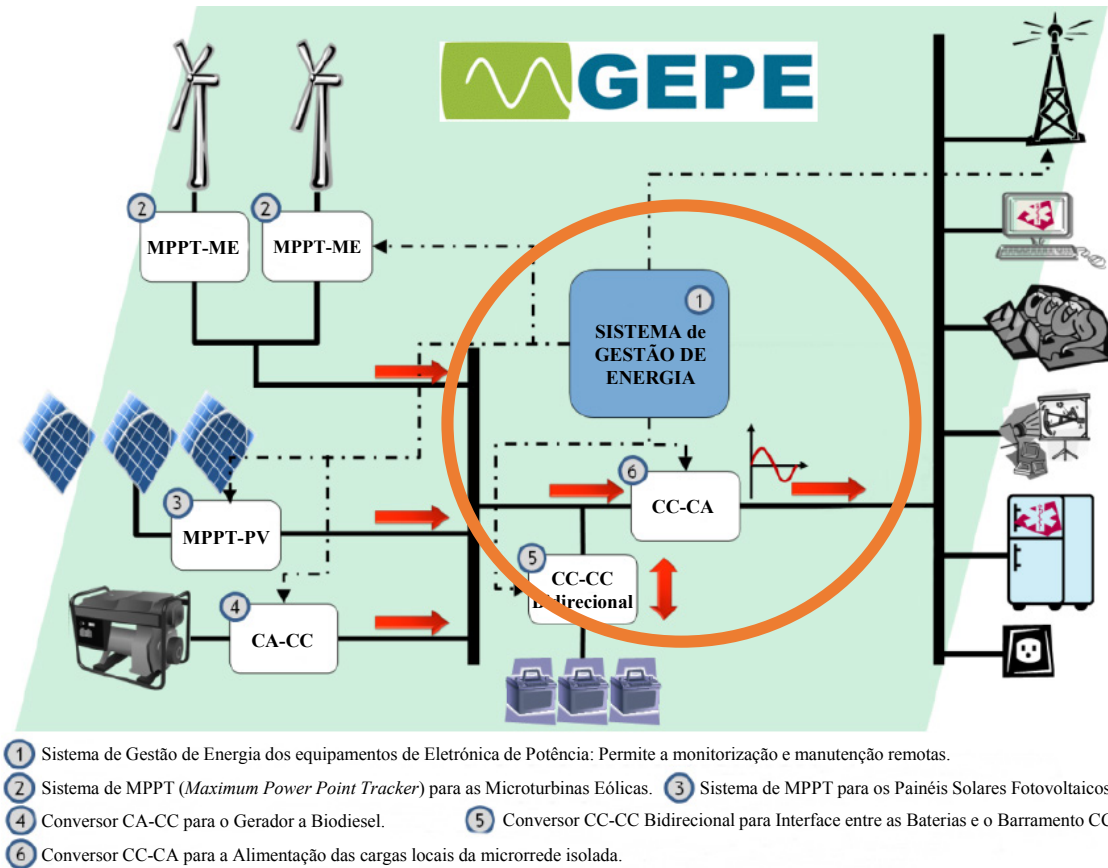


Figura 1.2 – Esquema geral da Microrrede implementada [Fonte: Adaptado de GEPE].

O sistema de produção da microrrede e respetivos conversores de potência são desenvolvidos no âmbito da dissertação de uma colega de mestrado do GEPE, da qual será aproveitado o circuito de potência de interface entre as baterias e o barramento CC, implementado pela mesma, durante o projeto “*Smart PV*” desenvolvido para o concurso “TIIC Europe 2015” da *Texas Instruments* [1]. Este projeto envolveu ainda a participação do autor da presente dissertação, juntamente com mais dois colegas de mestrado do GEPE e um aluno de investigação do GEPE.

1.2. Motivação e Enquadramento

Desde finais do século XIX, após a entrada em serviço da primeira central elétrica, que a qualidade de vida tem vindo a aumentar de forma notória, nomeadamente nos países mais desenvolvidos, potenciando o desenvolvimento a uma escala sem precedentes. O homem passou a viver muito acima das suas possibilidades na medida em que deixou de

se valer apenas da sua própria energia para alcançar as suas necessidades. Chegou-se assim a um ponto em que viver sem eletricidade se tornou completamente incomportável tendo-se entrado num caminho sem retrocesso [2].

Recentemente, devido às preocupações com as alterações climáticas, foram estipuladas metas nas emissões de CO₂, através do Protocolo de Quioto, o que fomentou a introdução de fontes de energia renovável na rede elétrica.

Por outro lado, tem-se verificado uma grande volatilidade no preço do crude, uma vez que é cada vez maior a sua procura, devido ao constante aumento da população mundial e devido também às reservas deste combustível fóssil, serem cada vez mais escassas.

Tendo em conta estes fatores, torna-se necessário alcançar um equilíbrio sustentável entre a Natureza e as necessidades humanas. Este é um percurso que começou a ser traçado na Europa no início dos anos 90, quando se iniciou a liberalização no setor energético por parte dos vários estados membros. Formaram-se mercados de energia, quebrando os antigos monopólios alicerçados na queima de combustíveis fósseis, criando concorrência e alternativas na oferta de energia. Acabou por ser um impulso na diversificação e descentralização de fontes de energia, em especial apostando em tecnologias renováveis, baseadas em elementos naturais, como são a energia solar, a eólica e a hídrica [2].

O conceito de descentralização da geração de energia tem como objetivo, para além dos ganhos a um nível económico geral, alcançar a independência energética nacional, acrescentando a isso, a melhoria da qualidade de serviço, maior eficiência energética e redução das perdas de transporte de energia [2].

Assim, a crescente motivação para a utilização de fontes de energias renováveis prende-se essencialmente com a redução das emissões de CO₂ e melhoria da qualidade de vida da espécie humana. Isto é especialmente verdade em comunidades isoladas, autónomas e de pequena dimensão, onde o acesso a fontes de energia renováveis é a única solução para satisfazer as suas necessidades energéticas. Neste sentido, o uso de microrredes (“*Microgrids*”) compostas por sistemas híbridos, onde a combinação de vários recursos naturais garante uma geração de energia mais uniforme, poderá constituir uma alternativa interessante [3].

As microrredes baseadas em fontes de energia renovável são então a alternativa para o fornecimento de energia elétrica em comunidades isoladas, em que as principais

vantagens são um menor custo de manutenção e melhor exploração da potência instalada [3].

1.3. Objetivos

Nesta dissertação, são desenvolvidos e implementados os conversores de potência (CC-CC) e (CC-CA), necessários para o Sistema de Alimentação de um Centro Social Sustentável para uma aldeia rural isolada, assim como os seus sistemas de controlo associados.

Resumidamente, os objetivos principais do projeto são os seguintes:

- Estudo dos conversores de potência (CC-CC e CC-CA) necessários para o sistema de alimentação da microrrede isolada;
- Estudo com recurso a simulações computacionais, utilizando o *PSIM*, dos conversores de potência mais apropriados para o sistema proposto;
- Desenvolvimento dos andares de potência dos conversores;
- Desenvolvimento do sistema digital de controlo dos conversores desenvolvidos com recurso ao DSC/microcontrolador *TMS320F28335 da Texas Instruments*;
- Realização de ensaios em bancada aos conversores de potência desenvolvidos;
- Realização de ensaios ao sistema completo.

1.4. Organização e Estrutura da Tese

Esta dissertação está dividida em 7 capítulos, sendo que no presente capítulo, Introdução, constam os objetivos e a descrição do caso de estudo deste trabalho, assim como a motivação e enquadramento inerentes ao mesmo.

No Capítulo 2 é apresentada uma revisão bibliográfica dos sistemas para alimentação e gestão de energia em microrredes isoladas, com ênfase nos sistemas de alimentação monofásicos em corrente alternada. Adicionalmente neste capítulo é apresentado o estado da arte de elementos armazenadores de energia passíveis de ser utilizados num sistema isolado para garantir um fornecimento de energia constante para as cargas locais, independentemente da variação da produção das fontes renováveis.

O Capítulo 3 aborda o estado da arte sobre os conversores de potência, bem como as topologias e técnicas de controlo associadas. Neste capítulo é ainda definida qual a estrutura e as topologias adotadas para o sistema a implementar, sendo apresentado, em seguida, o estudo individual de cada um dos estágios do andar de potência.

O Capítulo 4 está relacionado com as simulações computacionais realizadas durante a fase de projeto do sistema com o auxílio do software PSIM. São estudadas as estratégias de controlo e topologias definidas no Capítulo 3 para cada um dos estágios de conversão do sistema desenvolvido nesta dissertação.

No Capítulo 5, é descrito o desenvolvimento do protótipo do sistema de alimentação da microrrede isolada, que pode ser dividido em duas partes fundamentais: o circuito de potência e o sistema de controlo. Assim, neste capítulo são descritos todos os componentes que compõem os conversores implementados, bem como o sistema de controlo e as respetivas placas eletrónicas necessárias à aquisição de dados e envio de sinais de comando para os semicondutores de potência.

No Capítulo 6 são apresentados e discutidos os resultados experimentais obtidos com o protótipo desenvolvido. Aqui os resultados são descritos de forma individual, acompanhados por uma reflexão crítica, fruto da sua interpretação.

Termina esta dissertação com o Capítulo 7, Conclusão, onde são formuladas as principais conclusões retiradas ao longo do desenvolvimento do trabalho e onde são enunciadas algumas recomendações para continuação do trabalho desenvolvido.

CAPÍTULO 2

Estado da Arte

2.1. Introdução

Neste capítulo é feita uma revisão bibliográfica do tema principal da presente dissertação, onde são analisadas as vantagens e os desafios ainda por atingir no que diz respeito à produção descentralizada de energia.

No paradigma da produção descentralizada surge o conceito de microrredes de energia, das quais as isoladas são as que se inserem no propósito deste trabalho.

De seguida, é realizada uma revisão dos principais sistemas de armazenamento de energia existentes no mercado, sendo realizado um estudo comparativo de vários tipos de armazenadores de energia dos quais se destacam as baterias eletroquímicas, os supercondensares e as *flywheels*.

Por fim, é feito um levantamento de microrredes já implementadas um pouco por todo o mundo, especialmente em África e na América do Sul.

2.2. Produção Descentralizada

Atualmente, o ser humano encontra-se fortemente dependente da exploração de fontes de energia fósseis, tais como a combustão de matérias-primas como a madeira, o petróleo, o carvão, e mais recentemente, o gás natural.

De acordo com o atual ritmo de exploração, estima-se que as reservas petrolíferas existentes se esgotem num futuro muito próximo. É sabido que a queima dos combustíveis de origem fóssil podem provocar efeitos ambientais negativos, quer com consequências climáticas, quer ao nível da saúde pública. Ao mesmo tempo, importam elevados custos socioeconómicos, por se tratarem de recursos limitados com um tempo de reposição bastante longo, sem distribuição mundial homogénea. Estes factos levam a que atualmente haja uma grande procura de novas formas de poupança e eficiência energética. Para tal, tem havido cada vez mais um enfoque na criação e implementação

de fontes de energia sustentáveis, a longo prazo, para que a sua produção seja mais próxima do local de consumo.

A aposta nestas novas fontes de energia tem sido uma das grandes prioridades da atualidade, especialmente na União Europeia que importa 83,5% do petróleo, 62,2% do carvão e 64,2% do gás natural consumidos [4].

2.2.1. Produção Descentralizada e Produção Centralizada

Hoje em dia tem-se assistido a uma mudança de “filosofia” de produção de energia centralizada (energia produzida em grandes centrais de produção de energia) para a produção de energia descentralizada (gerada por diversas centrais de menor potência espalhadas geograficamente). Existem diversos fatores, a diferentes níveis, que influenciam esta transição generalizada para a produção de energia de forma descentralizada [5].

A nível Ambiental:

- Impacto ambiental muito negativo na grande produção centralizada convencional, tal como a hídrica e a térmica;
- Aumento da consciência dos consumidores em relação à proteção do ambiente;
- Redução das emissões de gases nocivos e poluentes para o meio ambiente.

A nível de Investimentos e Exploração:

- Maior controlo da tensão elétrica e da potência reativa;
- Redução de congestionamentos na rede elétrica, tanto a nível de transporte como também de distribuição;
- Diminuição de perdas energéticas;
- Redução dos grandes investimentos no transporte e nas grandes produções de energia.

A nível da Qualidade de Serviço:

- Maior fiabilidade devido à menor probabilidade de interrupções com a redução do impacto dos defeitos nas redes de distribuição e transporte;
- Qualidade de serviço melhorada;
- Menor quantidade de energia desperdiçada.

A nível de Mercados:

- Desenvolvimento de diferentes mecanismos de mercado para integrar este novo tipo de paradigma energético;

- Diminuição do poder de mercado energético monopolizado pelas grandes empresas;
- Redução dos preços da eletricidade, refletindo uma menor utilização das grandes redes de distribuição e transporte.

Mesmo face a estas vantagens, comparativamente com a produção centralizada, este novo paradigma enfrenta inúmeros desafios, tanto a nível técnico como económico:

- Necessidade de mais Investigação e Desenvolvimento e custos associados;
- Falta de regulamentação e normas;
- Dificuldade em controlar um número elevado de micro-fontes;
- Necessidade de infraestrutura específica de comunicações;
- Recursos naturais muito inconstantes (energia solar, eólica, etc), limitando a produção de energia de forma contínua para responder à procura.

Em suma, é possível verificar que a maioria dos problemas adjacentes a esta mudança de “filosofia” prendem-se essencialmente pela adaptação à realidade deste novo modelo de sistema elétrico.

Ao mesmo tempo, e por se tratar de uma abordagem relativamente recente, é necessário ainda bastante estudo, investigação e desenvolvimento sobre o conceito para conseguir justificar que se trata da aposta certa em detrimento do modelo centralizado. É, assim, proeminente demonstrar as vantagens da integração da produção de energia por meio de fontes renováveis e dos novos sistemas elétricos mais fiáveis, mais autónomos, com maior eficiência e menos desperdício de energia. Tudo isto, com vista a contribuir para a sustentabilidade energética, que é cada vez mais uma preocupação a nível mundial.

2.3. Microrredes de Energia

Tal como justificado no ponto 2.2.1 da presente dissertação, a mudança do paradigma de produção de energia centralizada para a produção de energia descentralizada, despoletou o aumento de pequenas fontes de energia elétrica associadas a redes de baixa tensão, alterando desta forma o conceito tradicional de funcionamento das redes elétricas.

Essa interligação de pequenas unidades de produção de energia elétrica descentralizadas, de cargas e de sistemas de armazenamento de energia com redes de distribuição de energia elétrica em baixa tensão, supervisionadas através de um inovador

sistema de gestão e controlo, constituem então um novo modelo de redes elétricas denominado de “Microrredes de energia” (*Microgrids*) [6].

Estas microrredes de energia podem alimentar desde pequenas comunidades como universidades, hospitais, espaços industriais e comerciais até comunidades rurais isoladas, municípios e zonas suburbanas. Em relação ao método de exploração as microrredes podem funcionar através de dois diferentes modos [7]:

- Modo Interligado – A microrrede é ligada à rede de média tensão do distribuidor local, alimentando, pelo menos parcialmente, as cargas associadas ou injetando, caso exista, a energia excedente na rede de média tensão.
- Modo isolado – Em caso da microrrede conseguir ter energia suficiente para alimentar todas as cargas associadas, em caso de defeito na rede de média tensão ou no caso das microrredes que estão longe da rede de distribuição de média tensão, como é o caso de ilhas ou de locais remotos de difícil acesso, como o caso de estudo desta dissertação.

Um dos principais objetivos deste tipo de redes é o de impulsionar a penetração de fontes energéticas renováveis e de outras fontes “amigas do ambiente” de forma a contribuir para a redução das emissões de gases poluentes para a atmosfera. Além disso pretendem também reduzir o custo da energia elétrica e garantir uma maior eficiência e fiabilidade no fornecimento aos consumidores. Além de energia elétrica, as microrredes têm também a possibilidade de fornecer aos seus consumidores energia térmica através do aproveitamento do calor produzido por algumas fontes, o que aumenta a eficiência energética de todo o sistema [8].

2.3.1. Microrredes Isoladas

Microrredes são redes de distribuição de baixa tensão com vários geradores distribuídos, dispositivos de armazenamento e cargas controláveis que podem operar tanto interligados como isolados da rede principal de distribuição como uma entidade controlada [9].

Microrredes Isoladas (*Stand-Alone MicroGrids* - SAMG) estão permanentemente desligadas de uma rede externa e de fontes externas que, conseqüentemente, não podem cooperar para atender aos requisitos das cargas. Por esta razão as SAMG devem fortalecer e diversificar as suas fontes internas para garantir o fornecimento confiável de energia elétrica para as cargas locais.

As SAMGs estão associadas a pequenas comunidades remotas e isoladas, algumas geograficamente concentradas, outras espacialmente distribuídas numa determinada região, com serviço elétrico fornecido por uma única ou várias fontes, tais como geradores a diesel, sistemas fotovoltaicos, microturbinas eólicas, sistemas híbridos, entre outros, que frequentemente, apenas estão disponíveis algumas horas por dia.

Estas comunidades são distantes da rede elétrica convencional, devido às seguintes razões, entre outras [3]:

- Obstáculos naturais, como montanhas, rios, reservas naturais;
- Comunidades localizadas em ilhas;
- Restrições ambientais;
- Grande distância das redes elétricas de distribuição de energia.

O clima local, a localização geográfica e as características ambientais dessas pequenas solicitações isoladas não permitem a formulação de uma solução técnica única para qualquer cenário. No entanto, é possível identificar pontos críticos com forte impacto na definição das soluções mais apropriadas para o serviço elétrico a uma determinada comunidade isolada. Algumas dessas questões críticas são [3]:

- Comunidades Pobres: Pequenas comunidades com baixo índice de desenvolvimento que não são atraentes para investimentos em energia. Atualmente há países, como o Brasil e a Alemanha, cujas ações governamentais têm subsidiado os investimentos iniciais, com o intuito de promover a evolução económica dessas comunidades e sustentabilidade futura do serviço de energia;
- Questões Ecológicas e Ambientais: Algumas comunidades estão localizadas em zonas com condicionantes ambientais, tais como reservas naturais, parques ecológicos, etc. Nestes casos, fontes geradoras de poluentes devem ser excluídas em detrimento de fontes primárias limpas, como a solar, eólica, micro-hídrica, das marés, etc;
- Questões Meteorológicas: O tempo inclui a luz do sol, chuva, cobertura das nuvens, ventos, granizo, neve, inundações, chuvas constantes de uma frente fria ou frente quente, calor excessivo ou ondas de calor. Estas questões determinam que tipo de fonte é a mais adequada. Uma boa e regular velocidade do vento é atraente para a exploração da energia eólica. De forma

análoga, em caso de boa incidência solar, a exploração de energia solar fotovoltaica é mais apropriada;

- Ambiente Perigoso: Este termo é geralmente usado para definir a ação destrutiva do meio ambiente num determinado material. Por exemplo, estruturas e componentes expostos a ambiente marítimo são submetidos a vários fatores que causam ou condicionam falhas/avarias mecânicas, físicas, químicas, eletroquímicas e biológicas [3].

Existem duas configurações típicas para os sistemas elétricos das redes isoladas. Uma delas tem como característica principal a constituição de um barramento CC em comum entre o sistema de produção e o sistema de alimentação. O sistema de produção é composto por conversores CC-CC e/ou CA-CC e o sistema de alimentação por um conversor CC-CA. Na Figura 2.1 apresenta-se o diagrama de blocos de um sistema de geração individual de energia elétrica com barramento CC em comum.

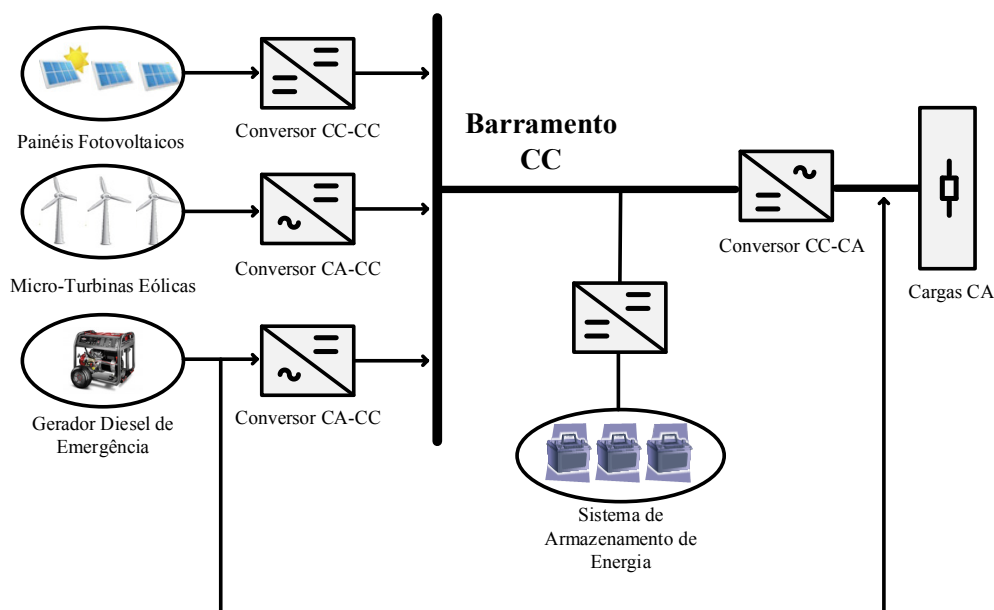


Figura 2.1 – Diagrama de blocos de um sistema de geração individual de energia elétrica com barramento CC em comum.

Por sua vez, a segunda configuração típica em questão apresenta um barramento CA em comum entre o sistema de produção e o sistema de alimentação. Nesta, o sistema de produção engloba conversores CC-CA e/ou CA-CA sendo o sistema de alimentação também ele composto por um conversor CC-CA. Na Figura 2.2 apresenta-se o diagrama de blocos de um sistema de geração individual de energia elétrica com barramento CA em comum.

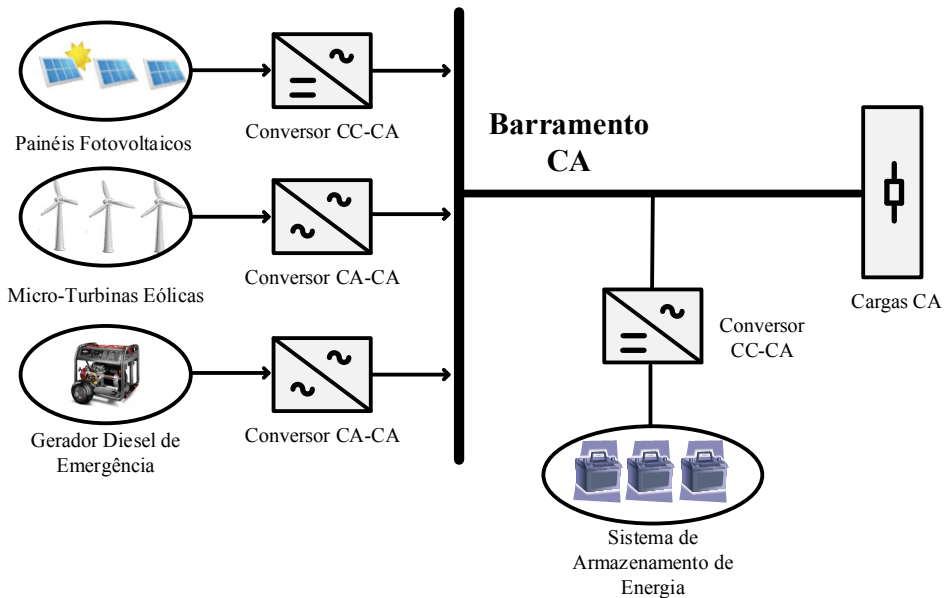


Figura 2.2 – Diagrama de blocos de um sistema de geração individual de energia elétrica com barramento CA em comum.

Em ambas as configurações, o gerador a diesel é projetado apenas para atuar em situações de emergência. Assim, e considerando a intermitência das fontes de energia renováveis, torna-se essencial um sistema de armazenamento de energia composto por um ou mais bancos de baterias (de chumbo-ácido mais frequentemente) para o correto e contínuo funcionamento da microrrede.

2.4. Sistemas de Armazenamento de Energia

Numa microrrede existe uma imprevisibilidade de consumo muito elevada, o que exige um constante ajuste da produção, que se baseia em energias renováveis, também elas imprevisíveis e intermitentes. Assim, e por se tratar de uma rede isolada, podem acontecer desequilíbrios consideráveis entre o consumo e a produção.

É então notória a necessidade de recorrer a uma tecnologia que possa garantir um ajuste adequado de potência, acautelando em simultâneo a qualidade do serviço. É aqui que entram os sistemas de armazenamento, que permitem armazenar energia em alturas de menor consumo, podendo fornecer essa energia em situações em que o consumo excede a produção. Estes sistemas são um equipamento fundamental para a afirmação das redes isoladas [2]. Neste campo sobressaem-se as seguintes tecnologias:

- **Flywheels** – Tecnologia de armazenamento eletromecânica, que armazena energia sob a forma cinética num volante de inércia.

- **Supercondensadores** – Dispositivos de armazenamento de energia eletroquímicos que possuem densidades de potência bastante elevadas. Requerem mais investigação, mas começam a posicionar-se como uma boa alternativa futura.
- **Baterias** – Dispositivo de armazenamento de energia eletroquímico, atualmente alvo de grande interesse, por serem, um componente determinante na afirmação dos veículos elétricos, facto que pode impulsionar o seu desenvolvimento.

Vale a pena salientar também outras alternativas de armazenamento de energia como é o caso da hidro-bombagem, normalmente associada a barragens, e que consiste na bombagem de água de um nível inferior para um patamar de reserva, possibilitando posteriormente a produção de eletricidade através de uma turbina hidroelétrica.

Na Figura 2.3 é possível observar o espectro de aplicações mais adequadas para alguns dos diferentes tipos de acumuladores de energia existentes.

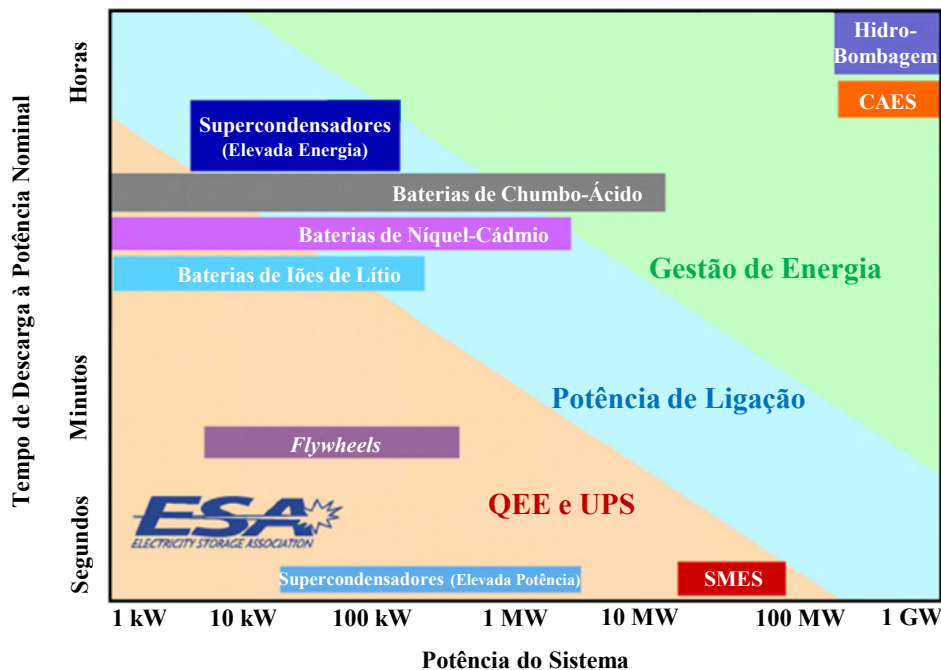


Figura 2.3 – Espectro de aplicações de diferentes acumuladores de energia (Adaptado de [10]).

Também se pode recorrer ao ar comprimido (*Compressed Air Energy Storage* - CAES), utilizando compressores de alta-eficiência que permitem a expansão do ar para a pressão atmosférica a partir de turbinas ligadas à rede elétrica. A energia obtida através do ar comprimido é alcançada a pressões elevadas (40-70 bares) e a temperaturas próximas da temperatura ambiente. Como tal, estudos recentes mostram que este sistema pode funcionar melhor em locais subterrâneos (minas ou cavernas naturais, por exemplo)

onde a pressão atmosférica é mais elevada (20-100 bares) [10]. Por fim, outro modo de armazenamento de energia é a tecnologia de supercondutores magnéticos (*Superconducting Magnetic Energy Storage* - SMES), na qual se recorre ao campo magnético de uma bobina para armazenar energia. Contudo, o atual estado desta tecnologia não permite ainda a sua utilização generalizada, uma vez que é necessária refrigeração, o que acaba por diminuir muito a sua eficiência [2] [10].

Na Tabela 2.1, são apresentadas algumas características importantes a considerar para a utilização destas tecnologias em sistemas de energia elétrica. Nessa tabela, é possível verificar que a relação custo/energia é mais favorável em sistemas de ar comprimido e hidro-bombagem, seguindo-se as baterias e depois as *flywheels*. Destaca-se também a eficiência por ciclo das *flywheels* e dos supercondensadores, apesar de alguns destes últimos ainda apresentarem um rendimento abaixo dos 70%. Já o tempo de vida útil é praticamente equiparável em todas, exceto no caso das baterias que em alguns casos apresentam uma longevidade mais reduzida.

Tabela 2.1 – Características das tecnologias de armazenamento de energia (Adaptado de [11] e [12]).

Tecnologia de Armazenamento	Custo do Armazenamento (€/kWh)	Potência (MW)	Eficiência de um Ciclo (%)	Tempo de Vida Útil (Anos)	Tempo de Vida Útil (Milhares de Ciclos)
<i>Flywheels</i>	290 – 580	0,1 – 50	85 – 97	20	100 – 10.000
Supercondensadores	6.800 – 14.487	0,05 – 0,25	65 – 90	8 – 17	500 – 1.000
Baterias	36 – 1.739	0,015 – 50	70 – 88	5 – 20	0,2 – 3,5
Ar comprimido	3 – 70	110 – 300	70 – 80	30 – 40	10 – 30
Hidro-Bombagem	10 – 70	10 – 1.000	65 – 85	30 – 50	20 – 50
SMES	–	1 – 100	80 – 95	20	10 – 100

2.4.1. *Flywheels*

Os acumuladores de energia do tipo *flywheel* são dispositivos eletromecânicos que armazenam energia sob a forma cinética, numa massa cilíndrica (volante de inércia) que gira a uma grande velocidade [12].

Uma *flywheel* é constituída, essencialmente, por um volante de inércia maciço, ao qual estão acoplados o veio de um motor/gerador e suportes especiais (frequentemente magnéticos). Estes estão situados no interior de um invólucro a uma pressão baixa de forma a reduzir as perdas por atrito (Figura 2.4) [10].

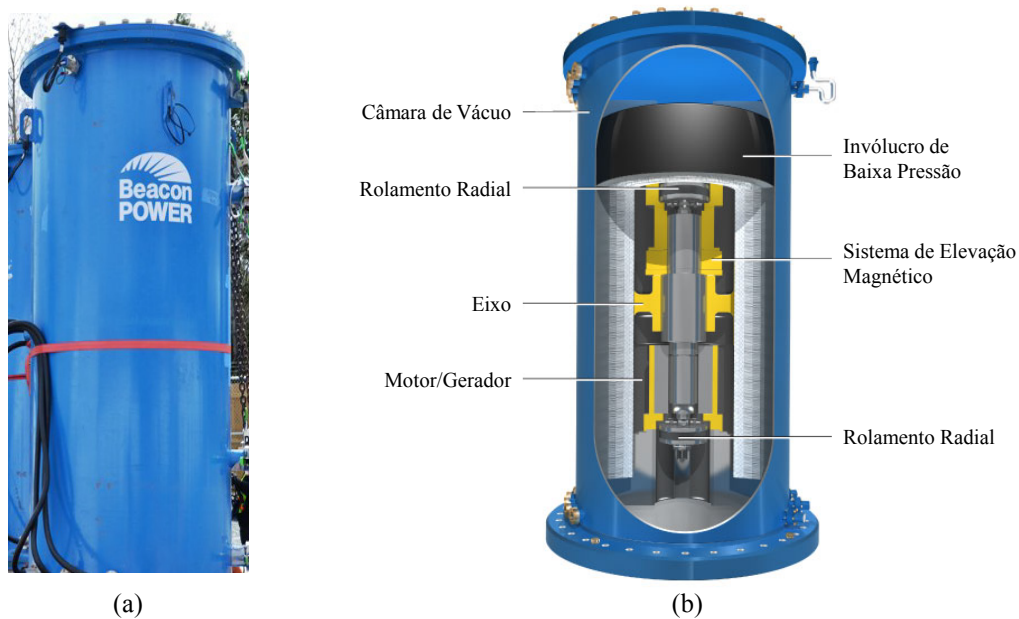


Figura 2.4 – Acumulador de energia *flywheel* [13]: (a) Aspeto exterior de uma *flywheel* da *Beacon Power*; (b) Constituição dos elementos internos.

Quando é necessária energia elétrica, a energia cinética armazenada, proveniente da conversão de energia mecânica, é convertida em eletricidade pelo gerador [14]. Estes acumuladores têm um elevado número de ciclos de vida, normalmente, acima dos 100 mil ciclos [12] [10]. Esta e outras características podem ser observadas na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Características das *Flywheels* [11] e [12].

Características	Valor Nominal
Potência (MW)	0,1 – 50
Rendimento (%)	85 – 97
Vida Útil (Anos)	20
Vida Útil (Milhares de Ciclos)	100 – 10.000
Energia Específica (Wh/kg)	5 – 100
Custo do Armazenamento (€/kWh)	290 – 580

As *flywheels* são o tipo de elemento de armazenamento de energia mais antigo que existe. As vantagens que estas apresentam centram-se na sua elevada eficiência e densidade de potência. A reduzida manutenção e o facto de utilizar materiais ambientalmente inertes são também pontos a favor. Por outro lado, as *flywheels* são mais caras e requerem mais espaço que as baterias eletroquímicas, por exemplo. Há também

alguns problemas de segurança a ter em consideração quando uma *flywheel* roda a velocidade muito elevada [14].

Atualmente, segundo dados da *DOE Global Energy Storage Database* em [15], a nível mundial existem 30 projetos em funcionamento baseados na tecnologia *flywheel* como sistema de armazenamento, com uma potência total instalada de 920 MW. Em Portugal existem dois projetos implementados nos Açores, um na Ilha das Flores (500 kW) e outro na Ilha Graciosa (500 kW).

2.4.2. Supercondensadores

Estes elementos de armazenamento apresentam características tanto de condensadores como de baterias eletroquímicas, exceto no facto de não ocorrer nenhuma reação química, o que lhes permite obter um número bastante mais elevado de ciclos [10].

Na Tabela 2.3 podem ser observadas algumas das características dos supercondensadores.

Tabela 2.3 – Características dos supercondensadores [11] e [12].

Características	Valor Nominal
Potência (kW)	500 – 2.500
Rendimento (%)	65 – 90
Vida Útil (Anos)	8 – 17
Vida Útil (Milhares de Ciclos)	500 – 1.000
Energia Específica (Wh/kg)	2 – 30
Custo do Armazenamento (€/kWh)	6.800 – 14.487

Um condensador armazena energia elétrica acumulando cargas positivas e negativas, geralmente em duas placas paralelas separadas por um dielétrico, mantendo um campo elétrico entre elas.

No caso dos supercondensadores, o princípio é semelhante, já que os condensadores eletroquímicos armazenam energia elétrica entre duas séries de condensadores de dupla camada elétrica, mas que, neste caso, é formada entre os elétrodos dos iões do eletrólito (Figura 2.5 (b)) [14] [16]. Na Figura 2.5 (a) é possível observar alguns exemplos de supercondensadores da empresa *Maxwell*.

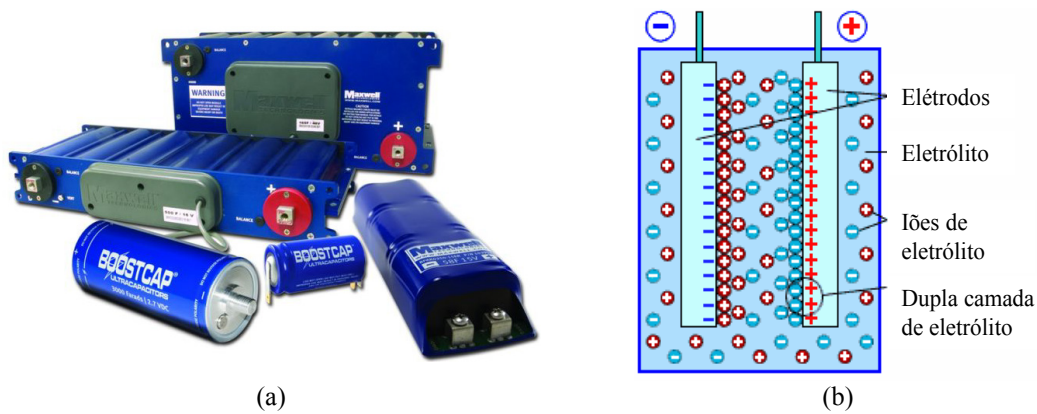


Figura 2.5 – Acumulador de energia supercondensador: (a) Exemplos de ultra condensadores do fabricante *Maxwell* [17]; (b) Estrutura interna (Adaptado de [18]).

Atualmente, segundo dados da *DOE Global Energy Storage Database* em [15], a nível mundial existem 15 projetos em funcionamento baseados na tecnologia de armazenamento por supercondensadores, com uma potência total instalada de 21 MW. No entanto há boas perspectivas desta tecnologia se expandir num futuro próximo, uma vez que se encontram em construção mais 12 projetos com uma potência total a ser instalada de 54 MW.

2.4.3. Baterias Eletroquímicas

As baterias são uma das tecnologias de armazenamento disponíveis mais utilizadas. A energia é armazenada sob a forma eletroquímica através de um conjunto de várias células conectadas em série e/ou em paralelo de modo a obter a tensão e capacidade desejadas. Cada célula consiste em dois eléttodos condutores (um positivo e um negativo), em conjunto com um eletrólito (líquido, em pasta ou sólido). Este tipo de elementos produz energia elétrica através de uma reação química, onde se libertam iões que atravessam o eletrólito, criando uma corrente contínua a uma tensão relativamente baixa [12].

De um ponto de vista prático, as baterias eletroquímicas são as mais usadas na produção de energia em áreas isoladas, uma vez que não necessitam de ser ligadas a um sistema elétrico centralizado. Por outro lado, apresentam as desvantagens de serem relativamente caras para o seu tempo de vida útil e de apresentarem um custo de manutenção também ele elevado [10] [16].

Existem diversos tipos de baterias, diferindo, essencialmente, nos materiais usados nas reações químicas. Os sistemas de armazenamento a baterias eletroquímicas abrangem tecnologias já bastante fiáveis e comprovadas, como as de Chumbo-Ácido, bem como novas tecnologias que vão surgindo como alternativas mas que ainda se encontram em

diferentes estados de desenvolvimento, como as de Sódio e de Cloreto de Níquel-Sódio, por exemplo [12].

Na Tabela 2.4, estão apresentadas algumas das características de quatro tipos de baterias eletroquímicas existentes, que são em seguida abordadas um pouco mais em detalhe.

Tabela 2.4 – Características de alguns tipos de baterias eletroquímicas [11] e [12].

Tipo	Potência (kW)	Rendimento (%)	Vida Útil (Anos)	Vida Útil (Ciclos)	Energia Específica (Wh/kg)	Custo do Armazenamento (€/kWh)
Chumbo-Ácido	50 – 10.000	70 – 80	5 – 15	200 – 3.500	30 – 50	36 – 270
Níquel-Cádmio	45.000	72	13 – 20	3.500	30 – 80	290 – 1.739
Iões de Lítio	15 – 50.000	78 – 88	14 – 16	1.500 – 3.500	80 – 200	652 – 942

Baterias de Chumbo-Ácido (PbSO₄)

Uma bateria de Chumbo-Ácido é composta por várias células empilhadas, imersas numa solução diluída de ácido sulfúrico (H₂SO₄) como eletrólito. O eletrodo positivo de cada célula é composto por dióxido de chumbo (PbO₂), enquanto o eletrodo negativo é constituído por chumbo (Pb). Durante o processo de descarga, os dois eletrodos são convertidos em sulfato de chumbo (PbSO₄), retornando ao seu estado inicial no ciclo de carga [12].

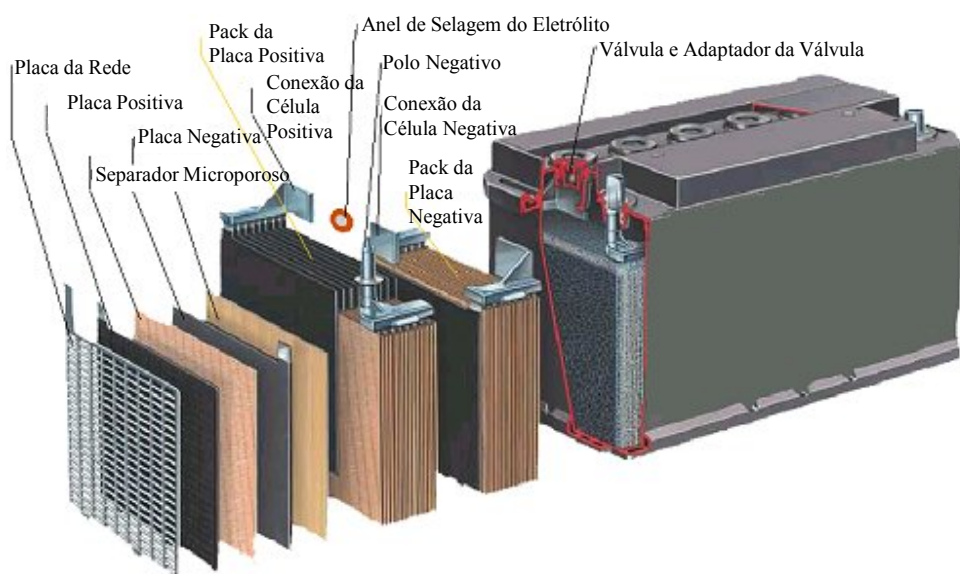


Figura 2.6 – Descrição dos componentes de uma bateria de Chumbo-Ácido (Adaptado de [19]).

O uso destas baterias para o armazenamento de energia teve início em meados dos anos 80 onde eram usadas para a alimentação da iluminação das estradas. Atualmente, esta tecnologia ainda prevalece como a melhor opção em aplicações de orçamento reduzido e onde obter baixas densidades de energia bem como ter ciclos de vida reduzidos não são um problema. No entanto, se forem bem projetadas, são unidades bastante robustas e seguras [14].

Atualmente, segundo dados da *DOE Global Energy Storage Database* em [15], a nível mundial existem 63 projetos em funcionamento baseados em baterias de Chumbo-Ácido como tecnologia de armazenamento, com uma potência total instalada de 94 MW.

Baterias de Níquel-Cádmio (Ni-Cd)

Na Figura 2.7 (a), está apresentado um exemplo de uma bateria de Níquel-Cádmio produzido pela empresa *ALCAD*. Na Figura 2.7 (b) e (c) estão representados os esquemas ilustrativos do funcionamento destas baterias em modo de descarga e de carregamento respetivamente.

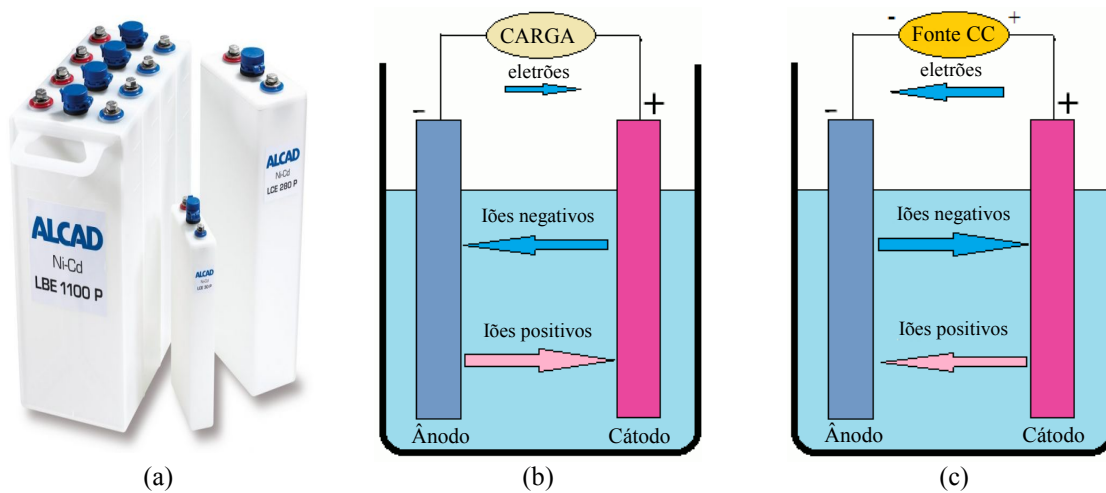


Figura 2.7 – Bateria de Níquel-Cádmio: (a) Aspeto externo [20]; (b) Esquema de funcionamento em descarga (Adaptado de [21]); (c) Esquema de funcionamento em carregamento (Adaptado de [21]).

Estas baterias foram utilizadas num leque bastante largo de aplicações de elevado desempenho entre as décadas de 70 e 90. Atualmente têm vindo a ser substituídas pelas baterias de Iões de Lítio e pelas baterias de Hidretos Metálicos de Níquel (Ni-MH) na maioria das aplicações [14]. Porém, segundo dados da *DOE Global Energy Storage Database* em [15], ainda existem dois projetos em funcionamento baseados em baterias de Níquel-Cádmio como tecnologia de armazenamento. Um deles é o “*GVEA Battery Energy Storage System (BESS)*” no Alasca, EUA (27.000 kW) e o outro é o “*Bonaire Wind-Diesel Hybrid*” na Holanda (3.000 kW).

O facto de apresentarem uma densidade de energia baixa, é compensado pela sua robustez e por terem uma densidade de potência mais elevada, o que lhes permite ser carregadas e libertar energia mais rapidamente. Outras desvantagens são o efeito de memória (perda de capacidade se não forem descarregadas completamente antes de serem novamente recarregadas) e a utilização de materiais tóxicos (cádmio) no seu fabrico [14].

Baterias de Iões de Lítio (Li-Ion)

Estas baterias são compostas por um material de cobalto oxidado (LiCoO_2) no eletrodo positivo e por carbono (C) no eletrodo negativo. O eletrólito é constituído por um solvente orgânico que contém sais de lítio dissolvidos [14]. Na Figura 2.8 está apresentada uma fotografia de uma bateria de Iões de Lítio, existente no GEPE. Esta bateria de Lítio Ferro-Fosfato (LiFePO_4) corresponde ao modelo *WN100AH* e é comercializada pela *GWL Power*.



Figura 2.8 – Exemplo de uma bateria de Iões de Lítio (LiFePO_4) existente no GEPE.

As baterias de iões de lítio são amplamente utilizadas em aplicações de pequena potência, tais como telefones móveis e outros dispositivos eletrónicos portáteis. Paralelamente, devido à sua potência altamente específica e ao seu potencial para ser produzido com custos bastante reduzidos, este tipo de baterias são a alternativa real às baterias de Ni-MH para aplicações de propulsão elétricas futuras [14] [22].

Segundo os dados da *DOE Global Energy Storage Database* em [15], esta tecnologia de armazenamento é bastante popular a nível mundial atualmente com um total de 268 projetos ativos e uma potência total instalada de 342 MW. Além do mais, espera-se que muito em breve a potência total alcance os 600 MW uma vez que existem 84 projetos em construção. Um deles é na Ilha Graciosa nos Açores em Portugal. Este projeto tem o nome de “*Graciosa Yunicos Project*” e contará com uma potência total instalada de 2.700 kW.

2.5. Casos de Microrredes Existentes

Nos últimos anos, tem-se assistido a um crescente interesse por microrredes. Publicações técnicas recentes incluem modelagem analítica, estudos com foco na operação e desempenho, projetos-piloto e outros tópicos mais avançados. Também questões relacionadas com métodos de desenvolvimento para o controlo de tensão para conversores CC-CA que fornecem energia a uma microrrede e respetivas proteções, foram abordadas por vários trabalhos recentes [23]–[27].

Este conceito de microrrede isolada, que utiliza a geração híbrida renovável de energia, não é de todo abstrato uma vez que já tem vindo a ser implementado em vários locais remotos um pouco por todo o mundo, especialmente em África e na América do Sul.

2.5.1. Ilha dos Lençóis, Brasil

Em [3], é descrito o caso da Ilha dos Lençóis, no Brasil. Na Figura 2.9 apresenta-se a estrutura desta microrrede.

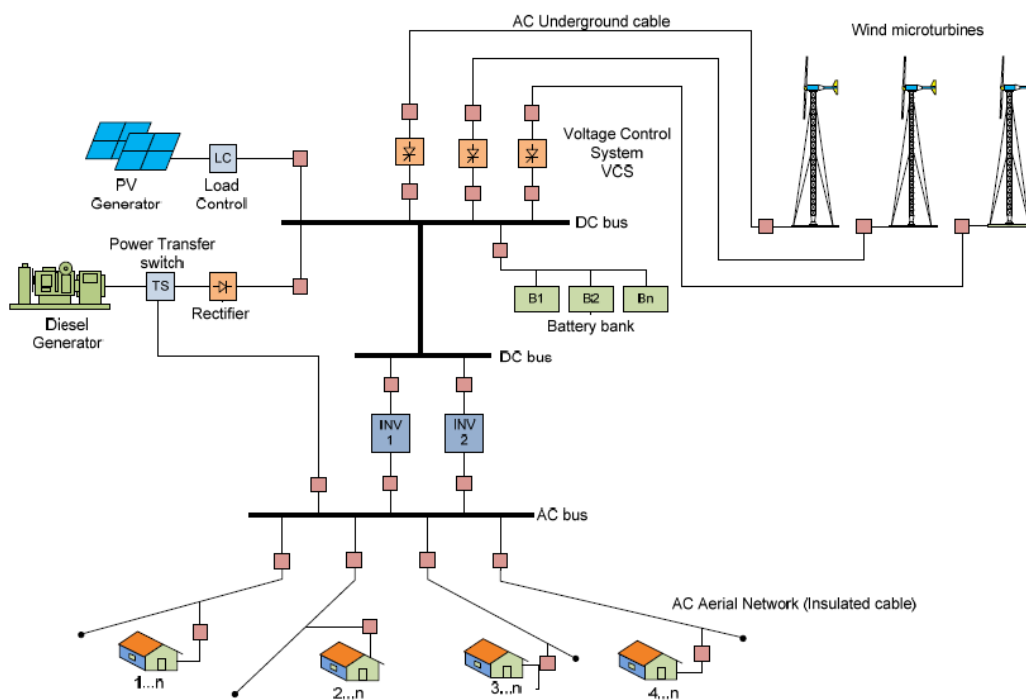


Figura 2.9 – Estrutura da Microrrede na Ilha dos Lençóis, Brasil [3].

Trata-se de uma microrrede isolada que utiliza como fontes de energia renováveis a energia solar, proveniente de 9 *strings* de painéis fotovoltaicos em paralelo, cada uma formada por 18 painéis em série (21 kW de energia máxima produzida no seu total) e a energia eólica, composta por um subsistema de 3 microturbinas eólicas, onde cada uma pode fornecer uma potência nominal de 7,5 kW a uma velocidade do vento igual a

13,8 m/s. Estes dois subsistemas operam em paralelo e alimentam um banco de 120 baterias de 150 Ah, em serie. A tensão nominal deste banco de baterias é de 240 V. Para além destas duas fontes de energia primárias, existe também um gerador de recurso a diesel de 53 kVA/48 kW que tem como missão colmatar a falha de alguma das outras duas fontes bem como operar em caso de manutenção do sistema híbrido.

2.5.2. Casos em África

Em [28] é descrito o caso de uma comunidade isolada no Gana (África). Aqui o caso de estudo centrou-se na implementação de um sistema de eletrificação sustentável através da energia solar.

Também em [29] é apresentado um projeto que promove a geração de energia sustentável através de fontes de energia renovável para microrredes isoladas, localizadas no norte da Zâmbia (África). Este projeto tem como missão instalar uma central de Biomassa (1 MW de potência instalada) para a geração de eletricidade na região de *Kaputa*. De igual forma, na região de *Shimunenga* irá ser instalada uma central mini-hídrica (1 MW de capacidade) para a produção de eletricidade, bem como uma microrrede sustentada por energia solar que serve para suporte à atividade da pesca bem como outras atividades noturnas.

2.5.3. Outros Estudos e Abordagens Semelhantes

Em [7], é descrita e avaliada a viabilidade das estratégias de controlo adotadas para o funcionamento de uma microrrede quando esta se torna isolada, seja de forma forçada ou programada, uma vez que normalmente esta se encontra ligada a uma rede MT (Média Tensão). Em [9], é descrito o funcionamento do sistema central de controlo de uma microrrede. O objetivo é otimizar a operação interligada, por meio da otimização da produção dos geradores locais distribuídos (DGs - *Distributed Generators*) e as trocas de energia com a rede de distribuição principal. Em [30] é apresentada uma visão geral da operação das microrredes, incluindo experiências em diferentes países. Em [31]–[33] são abordadas questões relevantes relacionadas com a dinâmica do comportamento das microrredes, tanto a operar ligada à rede como quando opera de forma autónoma.

Embora existam diferentes tipos de combinações de fontes de energia renovável [34], uma combinação comum para microrredes isoladas é a energia solar e a energia eólica [35]. Estes sistemas têm-se mostrado adequados para aplicações autónomas em áreas de difícil acesso sendo responsáveis pela diminuição ou mesmo a eliminação do uso

de geradores a diesel [36] [37]. Em [30] é apresentada uma revisão interessante de aplicações práticas que utilizam sistemas híbridos. Os maiores problemas relatados estão relacionados com o custo, desempenho e confiabilidade assim como problemas institucionais. Estes desafios têm requerido um esforço considerável, no sentido de fazer com que pequenas redes isoladas sejam economicamente e tecnicamente sustentáveis.

Existem também vários artigos publicados com o intuito de otimizar o projeto e operação de sistemas híbridos. Em [38] é proposto o projeto ideal de um sistema híbrido eólico-solar tanto para aplicações autónomas como para aplicações ligadas à rede elétrica. O método emprega técnicas de programação linear para minimizar o custo médio de produção de energia elétrica e para atender às necessidades das cargas locais de uma forma confiável, levantado também em consideração fatores ambientais tanto na conceção como nas fases de operação. Em [39] é proposto um procedimento automático para realizar o dimensionamento ideal de uma rede híbrida com sistema de energia eólica e solar baseado em lógica *fuzzy* e otimização “multi-objetivo”. Todas as funções técnicas e económicas objetivas são levadas em conta no processo de otimização. O objetivo técnico, relacionado com a confiabilidade do sistema, é expresso pelo Índice de Confiança de Energia. Em [40] é apresentada uma técnica de apoio para ajudar os “tomadores de decisão” a estudar os fatores que influenciam na conceção de um sistema híbrido de energia solar-eólica ligado à rede.

Em [41] é apresentado o desenvolvimento de um modelo computacional para o dimensionamento ótimo de um sistema de energia híbrido solar-eólico. O desempenho do sistema solar e eólico é avaliado através dos mais precisos e práticos modelos matemáticos, combinados com dados de entrada meteorológicos, horários medidos e dados das cargas.

2.6. Conclusão

Neste segundo capítulo foi feita uma revisão bibliográfica do tema principal da presente dissertação, com exceção dos inversores para aplicação em sistemas autónomos isolados, que é realizada em detalhe no Capítulo 3.

Numa primeira fase, foram analisadas as vantagens e os desafios ainda por atingir no que diz respeito à produção descentralizada de energia. Concluiu-se que a mudança de uma filosofia de produção centralizada para a produção de energia descentralizada fez com que se desse o aparecimento e aumento de microrredes de energia, dentro das quais as isoladas que são as que mais se relacionam com os objetivos deste trabalho.

De seguida foi feita uma revisão sobre os principais acumuladores de energia existentes no mercado e concluiu-se que as baterias de chumbo-ácido são o sistema mais interessante para um sistema híbrido isolado, devido ao seu custo por unidade de kWh e ao facto de não apresentar grandes limitações para além do espaço necessário para as instalar. Grande parte dos sistemas de armazenamento apresentados contêm limitações físicas que os inviabilizam para as aplicações em sistemas isolados, como é o caso do sistema de bombeamento que requer dois reservatórios com tamanho considerável em altitudes diferentes.

Por fim, foi feito um levantamento de microrredes já implementadas um pouco por todo o mundo, a partir do qual se conclui que embora existam diferentes tipos de combinações de fontes de energia renovável, a combinação mais comum para microrredes isoladas é a energia solar e a energia eólica. Estes sistemas apresentam-se, geralmente, como os mais adequados para aplicações autónomas em áreas de difícil acesso, sendo responsáveis pela diminuição ou mesmo a eliminação do uso de geradores diesel.

CAPÍTULO 3

Estudo dos Conversores de Potência

3.1. Introdução

Os conversores de potência são elementos essenciais em qualquer projeto de eletrônica em que seja necessário alterar o valor da tensão, corrente ou frequência [42]. Atualmente os conversores são classificados em quatro tipos: CC-CA, CC-CC, CA-CC e CA-CA. O primeiro tipo citado será aquele que vai ser desenvolvido na presente dissertação e que será dividido em dois conversores separadamente, como se poderá observar mais adiante neste capítulo.

3.2. Conversores CC-CC

Os conversores CC-CC têm uma ampla gama de utilização. Estão presentes nas fontes de alimentação de diversos dispositivos e também são utilizados no controlo de motores elétricos.

Nestes conversores, a tensão de entrada é regulada para obter o valor de tensão de saída pretendido que pode ter uma magnitude igual ou diferente da tensão de entrada.

Existem diferentes tipos de conversores CC-CC para diversos tipos de aplicações. A distinção mais importante encontra-se no tipo de isolamento. Os conversores não isolados são utilizados quando se pretende regular, elevar ou baixar o valor da tensão. As principais topologias que constituem este grupo são: *buck*, *boost* e *buck-boost*. São amplamente utilizados para elevar, baixar e/ou inverter o valor de tensão de entrada e são normalmente utilizados em circuitos de baixa potência.

Quando é necessário isolar a entrada da saída, mas os circuitos continuam a ser de baixa potência, as topologias utilizadas são o *flyback* e o *forward-flyback* [43], [44].

Para circuitos de elevada potência (com isolamento) são utilizados os conversores em meia ponte ou em ponte completa, por exemplo.

3.3. Conversores CC-CA (Inversores)

Estes conversores são também designados de inversores. São usualmente utilizados para obter tensões alternadas a partir de fontes CC, como é o caso dos painéis solares fotovoltaicos ou baterias [42]. Os inversores são também usados em aplicações como fontes de alimentação ininterrupta (UPS), acionamento de motores CA ou aplicações de qualidade de energia [45].

Neste tipo de conversores, a frequência e amplitude da onda de saída podem ser controladas. 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.

Os inversores são dispositivos eletrónicos capazes de gerar um sinal eléctrico alternado a partir de um sinal eléctrico contínuo. Os sinais eléctricos gerados, dependendo da aplicação a que se destinam, podem ser ajustados em amplitude, frequência e fase.

Existe um grande número de topologias e variadas técnicas de controlo associadas ao funcionamento dos semicondutores que incorporam os inversores. Estes conversores de potência podem ser dissociados em dois grandes grupos: *Voltage Source Inverter* (VSI) e *Current Source Inverter* (CSI), dependendo do tipo de alimentação.

Há diversas técnicas e topologias encontradas na literatura capazes de realizar a conversão CC-CA, as quais se distinguem entre si, basicamente, pelas seguintes características [46]:

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

3.3.1. Inversores Fonte de Tensão (VSI)

Os inversores alimentados com tensão CC são também conhecidos como inversores fonte de tensão VSI. Estes são maioritariamente utilizados para aplicações que necessitem de respostas dinâmicas rápidas, como é o caso dos variadores de velocidade, filtros ativos, STATCOM, UPS, entre outros, de modo a produzir e controlar uma tensão alternada e a frequência à saída do inversor. Para tal é necessário o uso de semicondutores que suportem valores de frequência de comutação elevados, sendo estes MOSFETs, IGBTs ou transístores. Na Figura 3.1 está apresentado um exemplo de inversor fonte de tensão.

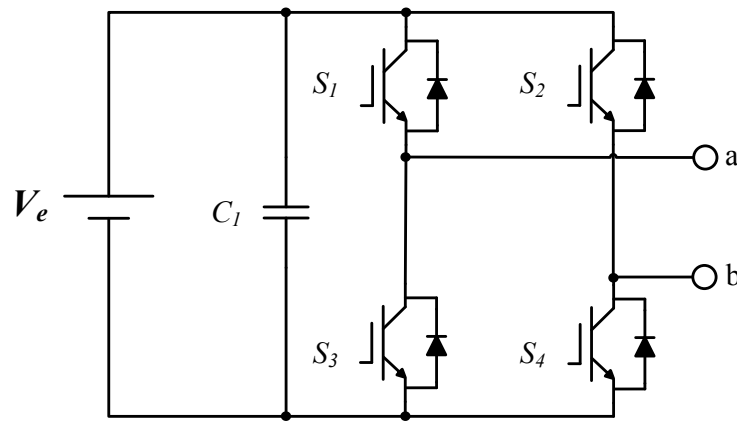


Figura 3.1 – Exemplo de inversor monofásico do tipo fonte de tensão (VSI).

Os inversores VSI podem ser divididos em três tipos [45] [47]: Inversor de largura de impulso (PWM - *Pulse-Width-Modulated Inverter*), inversor de onda quadrada (*Square-wave inverter*) e inversor monofásico com cancelamento de tensão (*Single-Phase Inverter with Voltage Cancellation*).

Inversor de Largura de Impulso (PWM)

O inversor opera com uma tensão CC e amplitude constante na entrada. Este controlo permite manipular a frequência e a amplitude da tensão de saída e, permite sintetizar uma saída cuja forma de onda possui baixo conteúdo harmónico [48].

Inversor de Onda-Quadrada

A tensão CC de entrada é controlada de forma a manipular a amplitude da tensão de saída. Assim, o inversor de onda quadrada apenas controla a frequência desejada para a tensão de saída [48].

Inversor Monofásico com Cancelamento de Tensão

Este conversor combina as características dos conversores descritos anteriormente. O seu controlo permite controlar a frequência e amplitude da tensão na saída do inversor [48].

3.3.2. Inversores Fonte de Corrente (CSI)

Ao contrário dos inversores fonte de tensão (VSI), os inversores fonte de corrente (CSI) utilizam semicondutores que suportam potências muito elevadas, como é o caso dos tirístores e GTOs. Contudo, estes semicondutores apresentam algumas limitações. No caso dos tirístores, para forçar a comutação é necessário o uso de condensadores que carreguem e descarreguem rapidamente, e no caso dos GTOs, os seus circuitos de *driver*

têm perdas significativas devido ao facto de ser necessário usar cerca de 1/3 da corrente de condução para os desligar.

Estes inversores costumam ser usados em aplicações de grande potência que não necessitem de uma resposta dinâmica muito rápida, como é o caso de guindastes, bombas em estações de bombeamento de água e acionamento de maquinaria pesada. À entrada do inversor é colocada uma bobina com valor elevado de indutância para que a alimentação passe a funcionar como uma fonte de corrente [47]. Os díodos servem para garantir que a corrente flua sempre no mesmo sentido. Um exemplo de inversor trifásico com a topologia CSI é mostrado na Figura 3.2.

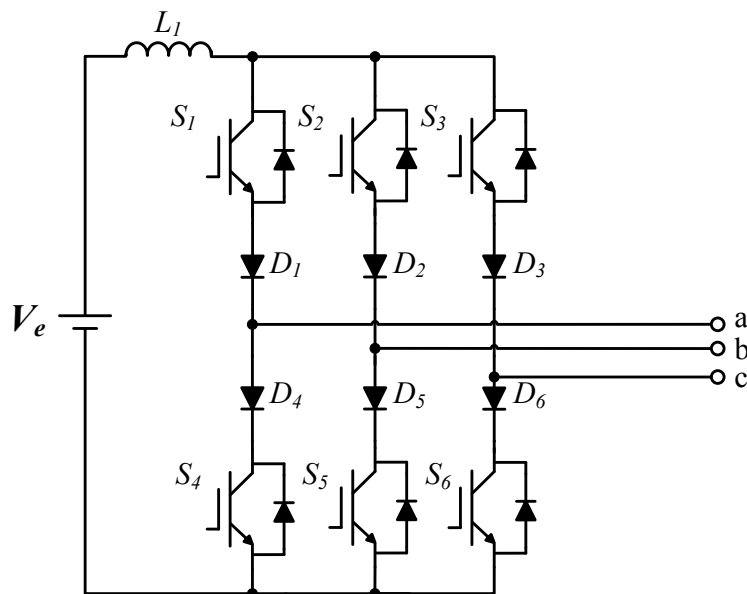


Figura 3.2 – Inversor trifásico topologia CSI (Adaptado de [49]).

3.3.3. Isolamento Galvânico

Quando duas ou mais partes de um circuito elétrico, normalmente entradas e saídas, não estão ligadas eletricamente, não havendo circulação de corrente elétrica entre elas, diz-se que o mesmo se encontra galvanicamente isolado. Quando se pretende que haja fluxo de energia entre essas partes do circuito, as mesmas devem ser acopladas de outra forma que não a elétrica, o que na prática pode ser conseguido através do acoplamento magnético ou através do acoplamento ótico.

O acoplamento ótico normalmente é utilizado apenas no isolamento de sinais. Quando se trata de potências elevadas, o acoplamento utilizado é o magnético. São vários os motivos pelos quais se utiliza isolamento galvânico entre a entrada e a saída de um conversor CC-CA, nomeadamente [46]:

- Impedir a circulação de corrente contínua do lado CC para o lado CA;

- Prevenir, mediante falhas, a circulação sobrecorrentes através do conversor;
- Proteger o utilizador de choques e de correntes de fuga;
- Permite adaptar o nível da tensão de entrada ao nível da tensão de saída.

O isolamento galvânico pode ainda ser dividido em isolamento em baixa-frequência e isolamento em alta-frequência. É sabido que, pela própria natureza dos elementos magnéticos (bobinas e transformadores) o volume e o peso são inversamente proporcionais à sua frequência de operação.

Portanto, topologias que realizam o isolamento galvânico em baixa-frequência, como a representada na Figura 3.3, tendem a apresentar um maior peso e volume do que as topologias que realizam o isolamento galvânico em alta-frequência, como a esquematizada na Figura 3.4. Por outro lado, as topologias que realizam o isolamento elétrico em baixa-frequência são mais simples e utilizam um número reduzido de componentes o que as torna eficientes, robustas e confiáveis. Por essas características, ainda são muito utilizadas em aplicações de variados níveis de potência [46], [50].

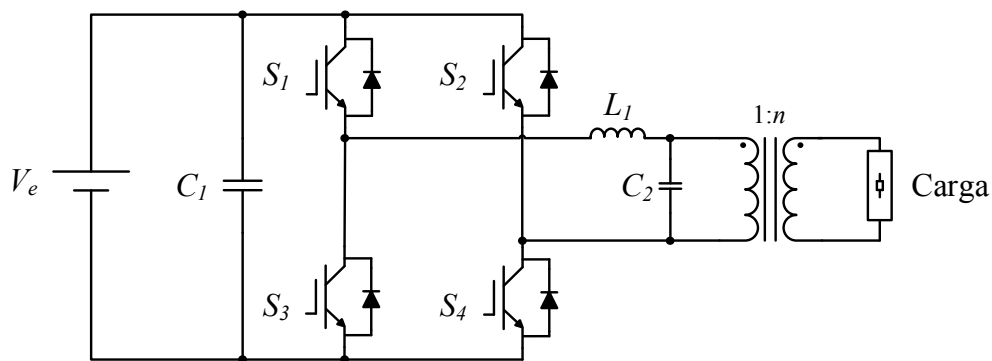


Figura 3.3 – Conversor CC-CA com isolamento galvânico em baixa-frequência.

Já o isolamento galvânico em alta-frequência permite a redução drástica do volume e do peso do transformador isolador. As desvantagens das topologias que realizam o isolamento em alta-frequência são o aumento do número de semicondutores utilizados e a maior complexidade de operação dos circuitos, características que tendem a diminuir a eficiência, a robustez e a fiabilidade dessas topologias.

Por outro lado, estas topologias possuem características como: a operação com amplas faixas de variação da tensão de entrada e ausência de ruído audível, que associadas há já citada redução de peso e volume, tornam o isolamento em alta-frequência uma forte tendência na eletrônica de potência moderna, que aposta cada vez mais na utilização de mais silício e menos aço ou ferro[46].

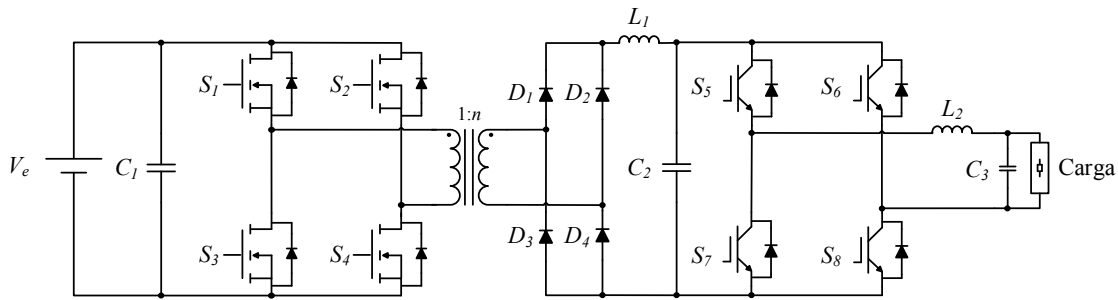


Figura 3.4 – Conversor CC-CA com isolamento galvânico em alta-frequência.

O fim a que esta dissertação se propõe alicerça-se sobretudo nas topologias monofásicas com isolamento elétrico e com capacidade de adaptação da tensão de entrada à tensão de saída do inversor.

Uma vez que a aplicação a que se destina não exige um nível de potência superior a 500 W, apenas são abordadas, no estado da arte de conversores de potência (Capítulo 3), topologias com comutação forçada, utilizando-se *snubbers* como circuitos auxiliares de comutação em caso de necessidade. Desta forma, não são abordadas topologias com comutação suave, já que também exigiriam um maior número de componentes do circuito de potência e a modulação dos interruptores seria mais complexa. Tendo em conta estas premissas, em seguida é feita uma revisão bibliográfica dos principais conversores CC-CA adequados ao caso de estudo.

3.3.4. Conversão CC-CA de Estágio Simples

Um conversor CC-CA de estágio simples é aquele que possui um único estágio de processamento de potência, responsável tanto pela adaptação do nível de tensão da entrada ao nível de tensão da saída, como pela modulação da tensão de saída [51]. Há uma grande variedade de conversores CC-CA com essa característica, vários não isolados [52]–[56] que, por não se adequarem às características desta dissertação, não são aqui descritos e alguns isolados [57]–[59] que são apresentados mais à frente.

Seguindo a metodologia proposta em [51], os conversores CC-CA isolados de estágio simples podem ser subdivididos, com base no número de semicondutores de potência controlados, em conversores de quatro e seis interruptores. O princípio de funcionamento desses conversores é o mesmo dos conversores *buck-boost* [57], [58], *Cuk*, *SEPIC* e *Zeta* [59], bem conhecidos da teoria de conversão CC-CC: utilizam bobinas ou transformadores *flyback* para armazenar energia e promover o isolamento elétrico.

Topologias de 4 Interruptores

A topologia proposta em [57], representada na Figura 3.5, é composta por dois inversores *flyback* com as suas entradas ligadas em paralelo e a carga ligada entre as suas saídas.

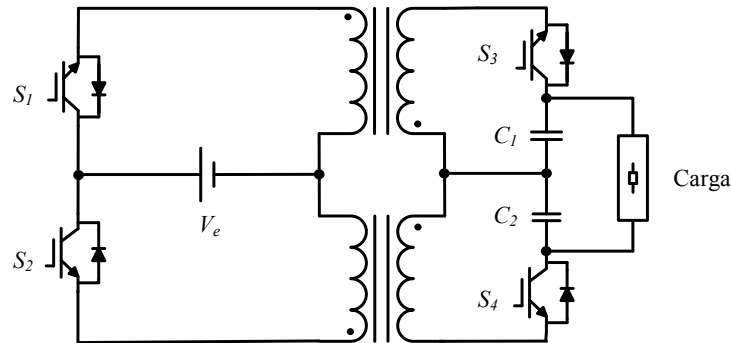


Figura 3.5 – Inversor *flyback dual* de quatro interruptores.

É uma topologia simples que utiliza apenas quatro interruptores, dois condensadores e que não necessita de bobinas como filtro à saída, pois essa função é assegurada pelos enrolamentos secundários dos transformadores *flyback*. Os interruptores de cada conversor operam de forma complementar, o que facilita a implementação do circuito de comando. As suas desvantagens são: a utilização de dois transformadores de alta-frequência e a baixa capacidade de processamento de potência, cerca de 160 W [57].

Seguindo o mesmo princípio do inversor *flyback dual* proposto em [57], outros três conversores CC-CA de estágio simples, isolados e de quatro interruptores são propostos em [59], baseados nos conversores *SEPIC*, *Ćuk*, e *Zeta*.

A Figura 3.6 mostra o esquema elétrico do inversor *SEPIC* de quatro interruptores proposto em [59].

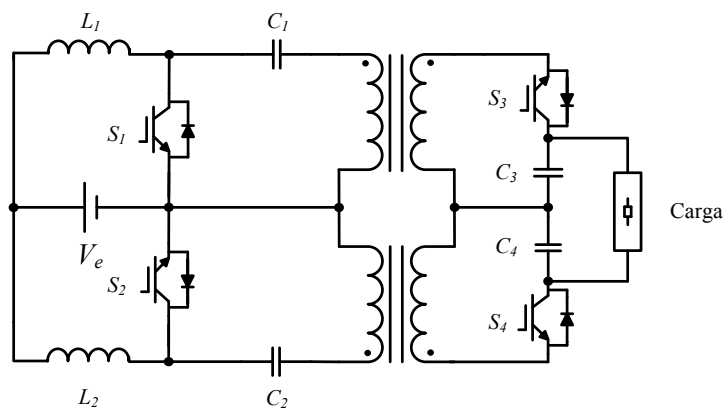


Figura 3.6 – Inversor *SEPIC* de quatro interruptores.

É uma topologia que utiliza duas bobinas e quatro condensadores, portanto, mais dispendiosa que a do inversor *flyback dual*. A potência processada relatada é de apenas 260 W. Essa é a única topologia analisada em [59], embora outras duas sejam sugeridas, cujos esquemas elétricos são mostrados na Figura 3.7 e na Figura 3.8.

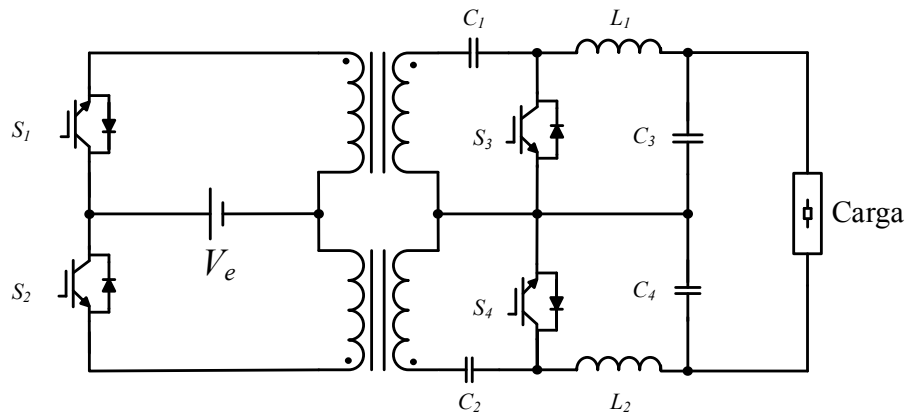


Figura 3.7 – Inversor *Zeta* de quatro interruptores.

Pode notar-se que a estrutura do inversor *Zeta*, mostrado na Figura 3.7, equivale à estrutura do inversor *SEPIC* (Figura 3.6), quanto ao número e tipo dos componentes. Já o inversor *Ćuk*, mostrado na Figura 3.8, é o que necessita de maior número de componentes. Este conversor, além dos quatro interruptores, necessita de quatro bobinas e seis condensadores.

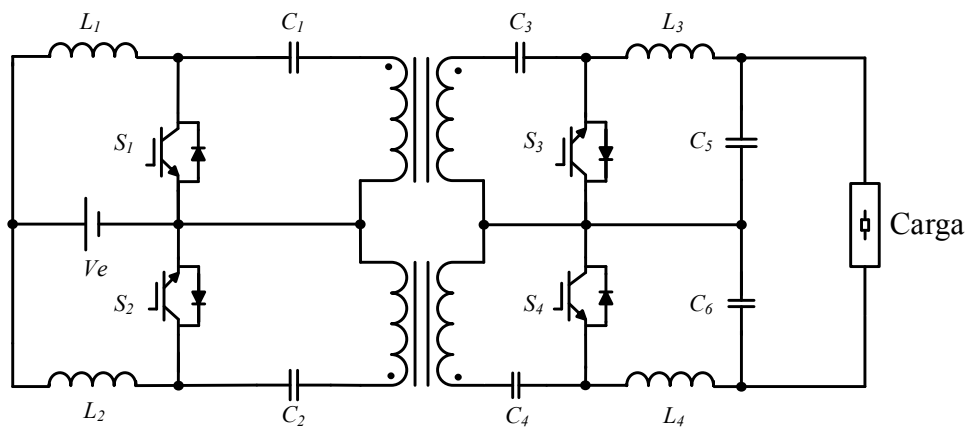


Figura 3.8 – Inversor *Ćuk*, de quatro interruptores.

Topologias de 6 interruptores

Durante a revisão bibliográfica efetuada, apenas foi encontrada uma topologia isolada de estágio simples de seis interruptores. Esta foi proposta em [58] e é composta por dois *choppers buck-boost* numa ponte de quatro interruptores, como mostra a Figura 3.9. Os outros dois interruptores são conectados em anti-série, formando um interruptor bidirecional, sendo também utilizados para sincronizar a operação do inversor. Esta é uma topologia relativamente simples já que utiliza apenas uma bobina e dois

condensadores. As suas desvantagens são: a grande quantidade de interruptores em série, traduzindo-se numa menor eficiência, e a baixa capacidade de processamento de potência, cerca de 140 W [50].

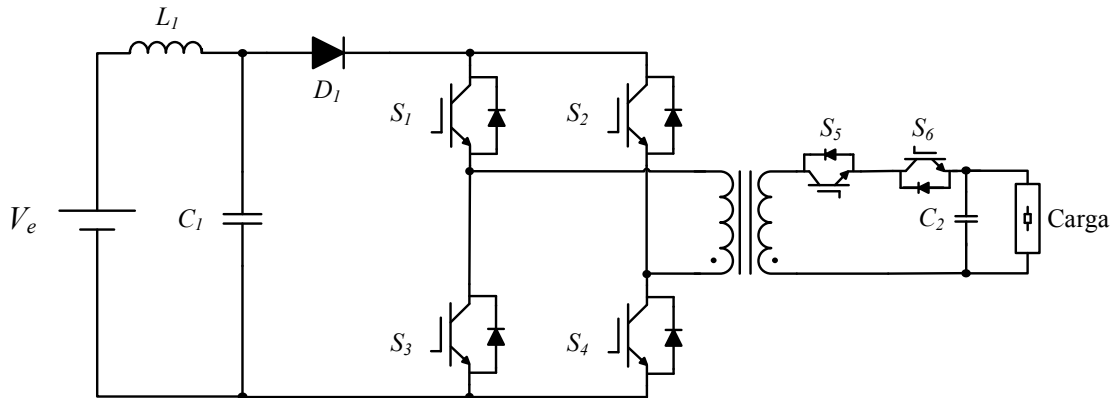


Figura 3.9 – Inversor *buck-boost* de seis interruptores isolado de baixa-frequência.

Devido à baixa capacidade de processamento de potência, os inversores isolados de estágio simples, sejam os de quatro ou seis interruptores, não se adequam ao sistema proposto para esta dissertação e, portanto, não são analisados mais em detalhe.

3.3.5. Conversão CC-CA de Múltiplos Estágios

Um inversor de múltiplos estágios é definido como um inversor com mais de um estágio de conversão, entre os quais um ou mais estágios são responsáveis pela adaptação do nível da tensão de entrada ao nível da tensão de saída e/ou isolamento elétrico e o último estágio realiza a conversão CC-CA.

Tomando como base os estágios que o compõem, esses conversores podem ser subdivididos em três categorias:

- Conversores CC-CA-CA;
- Conversores CC-CC-CA;
- Conversores CC-CA-CC-CA.

Cada um dos estágios pode ser controlado de forma independente ou de forma sincronizada. Em seguida é abordada de forma individual cada uma destas três categorias.

Conversão CC-CA-CA

Os conversores CC-CA-CA inserem-se especificamente no âmbito de aplicações autónomas e acionamento de máquinas rotativas. Nesse tipo de aplicação o fluxo de energia bidirecional é uma exigência, o que inevitavelmente leva a uma maior

complexidade das estruturas de potência. Um exemplo de topologia CC-CA-CA, proposta em [60], é mostrada na Figura 3.10.

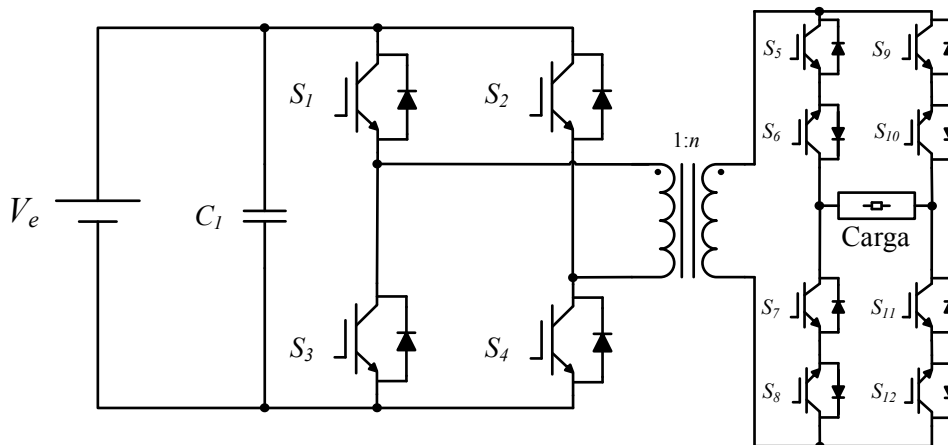


Figura 3.10 – Exemplo de conversor CC-CA-CA isolado.

O princípio de funcionamento destes conversores é o de converter a tensão contínua de entrada numa tensão alternada de frequência bem superior à frequência que se deseja na saída. De seguida, essa tensão alternada passa por um transformador de alta-frequência que realiza o isolamento galvânico e a adaptação do nível de tensão de entrada ao nível da tensão de saída. Finalmente, o último estágio, também composto por um inversor, compõe a tensão de saída a partir de trechos da tensão alternada em alta-frequência.

No exemplo da Figura 3.10, o conversor CC-CA-CA é composto por um inversor em ponte completa responsável pela primeira inversão, por um transformador de alta-frequência e por outro inversor em ponte completa responsável pela sintetização da tensão de saída na frequência desejada. O inversor em ponte completa apresenta uma peculiaridade: são utilizados oito interruptores, em vez de quatro, colocados dois a dois em anti-série com o objetivo de garantir o fluxo bidirecional de potência.

Estes conversores, em geral, têm uma boa capacidade de processamento de potência mas o elevado número de semicondutores reduz significativamente a sua eficiência. Por isso essa categoria de conversores não se adequa a este trabalho.

Conversão CC-CC-CA

A segunda classe de conversores CC-CA de múltiplos estágios são os conversores CC-CC-CA compostos por dois estágios que, na sua maioria, são obtidos através de um conversor CC-CC do tipo *step-up* tradicional em paralelo com um inversor em ponte completa.

O seu princípio de funcionamento é muito simples. No primeiro estágio, composto por um conversor CC-CC, é obtida uma elevada tensão contínua com um *ripple* tolerável.

No segundo estágio, o inversor em ponte completa, operando em alta-frequência, é utilizado para gerar a forma de onda alternada desejada. Não há a necessidade de sincronização entre os dois estágios e a potência de saída é normalmente controlada no segundo estágio.

A maioria das topologias dessa categoria encontradas na literatura são não isoladas, por exemplo as propostas em [50], [61] e [62]. São poucas as estruturas dessa categoria que apresentam isolamento elétrico. Durante a pesquisa bibliográfica apenas duas estruturas isoladas foram encontradas. Há ainda outra limitação quanto à aplicabilidade dessa classe de conversores CC-CA neste trabalho: as duas topologias isoladas encontradas têm característica de fonte de corrente na saída e, portanto, são direcionadas para abordagens que apresentem interligação com a rede elétrica.

O esquema elétrico da topologia isolada encontrada em [61] é mostrado na Figura 3.11. Trata-se de um conversor *flyback*, com saída em corrente, em paralelo com um inversor em ponte completa.

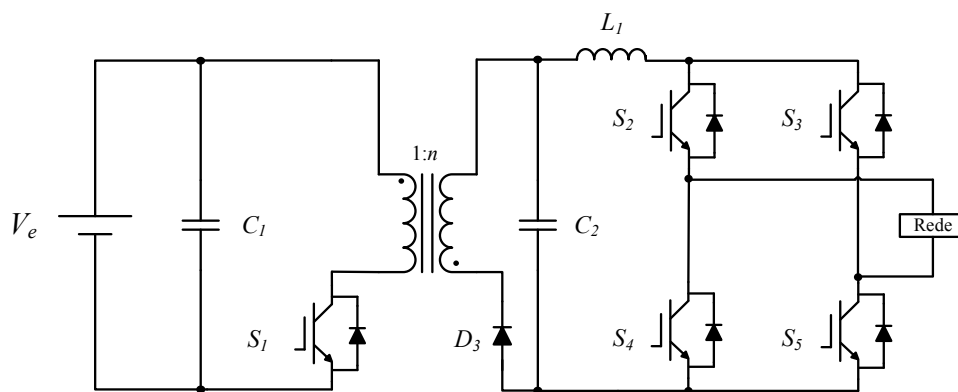


Figura 3.11 – Inversor *flyback* de dois estágios isolado.

O esquema elétrico da segunda topologia isolada encontrada, proposta em [63], é mostrado na Figura 3.12. O seu princípio de funcionamento é o seguinte: numa primeira fase, é armazenada energia no condensador C_2 e de seguida, parte dessa energia é processada pelo conversor *flyback*.

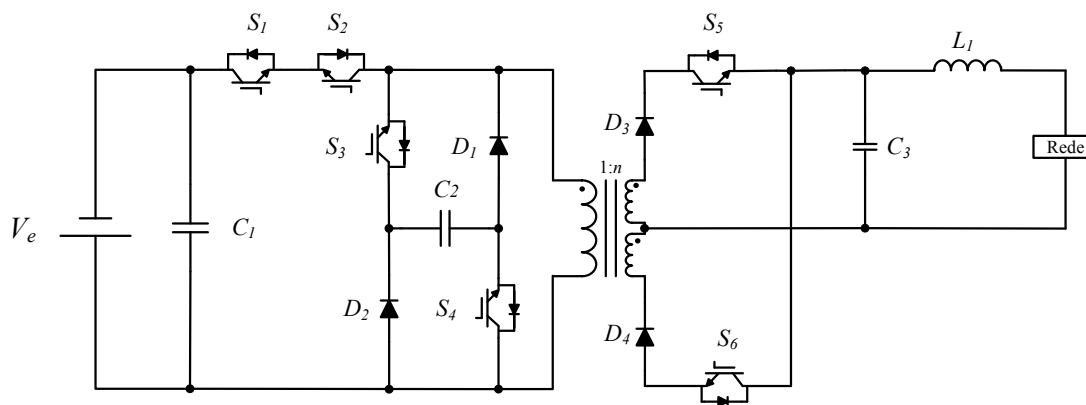


Figura 3.12 – Inversor *flyback* isolado com armazenamento capacitivo intermediário.

A energia processada pelo *flyback* é transferida para o estágio de saída através do transformador *flyback* e injetada de forma monofásica na rede através dos interruptores S_5 e S_6 e do filtro *LC* de saída.

A capacidade de processamento de potência da topologia apresentada Figura 3.11 é de 160 W [51], já a capacidade de processamento de potência da topologia apresentada na Figura 3.12 é de 1 kW [51]. Embora a topologia da Figura 3.12 tenha uma boa capacidade de processamento de potência, essa categoria de conversores é inadequada ao objetivo desta dissertação, já que é voltada para abordagens *On-Grid* (interligação com a rede elétrica).

Conversão CC-CA-CC-CA

A seguir, e para finalizar, é abordada a terceira e última categoria de conversores CC-CA de múltiplos estágios. São conversores de três estágios de conversão, orientados principalmente para aplicações que necessitam de uma alta taxa de elevação da tensão de entrada. São compostos por um conjunto CC-CA-CC, responsável pela elevação e estabilização do nível de tensão de entrada e pelo isolamento elétrico em alta-frequência, e por um estágio CC-CA, responsável pelo fornecimento da tensão alternada desejada. O diagrama de blocos da Figura 3.13 ilustra a composição geral dessa classe de conversores.

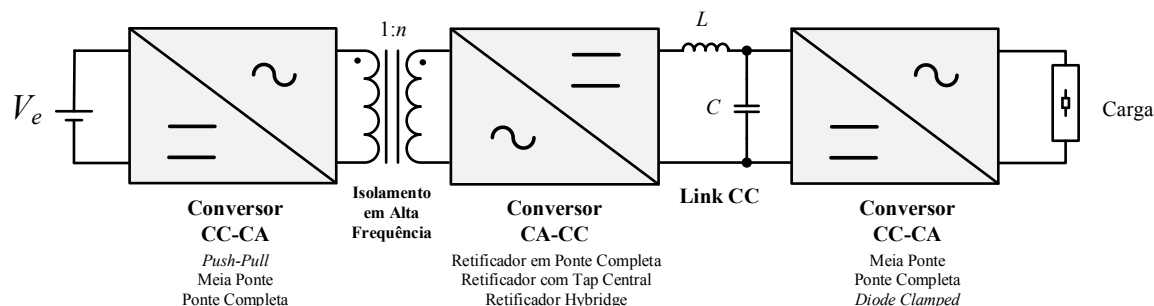


Figura 3.13 – Diagrama de blocos da conversão CC-CA-CC-CA com *link* CC real.

Como pode ser visto na Figura 3.13, a conversão CC-CA-CC-CA apresenta-se de forma bem organizada e com estágios bem definidos. Cada estágio pode ser implementado por mais do que uma estrutura clássica de eletrônica de potência. Assim, o primeiro estágio pode ser implementado por qualquer uma das três topologias inversoras clássicas: *push-pull*, meia ponte ou ponte completa. O segundo estágio pode ser implementado por qualquer estrutura retificadora monofásica, cujo critério de escolha é o nível de tensão no secundário do transformador isolador. O terceiro e último estágio trata-se novamente de uma etapa inversora. Neste caso, foram considerados os inversores em meia ponte, ponte completa e *diode-clamped* para esta dissertação.

A estrutura utilizada em cada estágio deve ser definida tendo em conta, principalmente dois aspetos: o nível de potência a ser processado e a simplicidade do circuito de potência. O primeiro e o terceiro estágios necessitam, cada um, de um circuito de controlo, cuja complexidade deve ser considerada tanto na escolha do circuito de potência como na escolha da própria estratégia de controlo associada.

Um ponto que merece destaque no diagrama da Figura 3.13 é a conexão entre o segundo e o terceiro estágios que, nesse diagrama, é feita através de um filtro *LC* passa-baixo que garante o desacoplamento em frequência desses dois estágios. Assim, o segundo estágio representa uma carga CC e o terceiro estágio representa uma fonte de tensão contínua fixa. Nesse caso, diz-se que o segundo e o terceiro estágios são conectados por um *link* CC real.

Com a utilização do *link* CC real, todos os estágios da Figura 3.13 operam em alta-frequência. O primeiro estágio para permitir o isolamento em alta-frequência, o segundo porque retifica uma tensão em alta-frequência e o terceiro porque, normalmente, a tensão de saída deve ser sinusoidal, exigindo uma modulação nos interruptores em alta-frequência, sendo esse um fator que reduz substancialmente a eficiência global da conversão.

No sentido de melhorar a eficiência global da conversão e de reduzir o número de componentes do estágio de potência, é possível operar apenas os dois primeiros estágios da conversão CC-CA-CC-CA em alta-frequência. Para tal, aplica-se a modulação sinusoidal no primeiro estágio, responsável pela primeira inversão. O segundo estágio, por sua vez, naturalmente opera em alta-frequência, já que realiza a retificação da tensão alternada oriunda do primeiro estágio.

Se a conexão entre o segundo e o terceiro estágios for feita através de um *link* CC, de nada adianta realizar a modulação sinusoidal no primeiro estágio. Portanto, o filtro *LC*

passa-baixo deixa de ser utilizado na conexão desses estágios, e assim, o último estágio, teoricamente, pode ser operado à frequência da tensão de saída desejada. O diagrama de blocos da Figura 3.14 ilustra essa configuração.

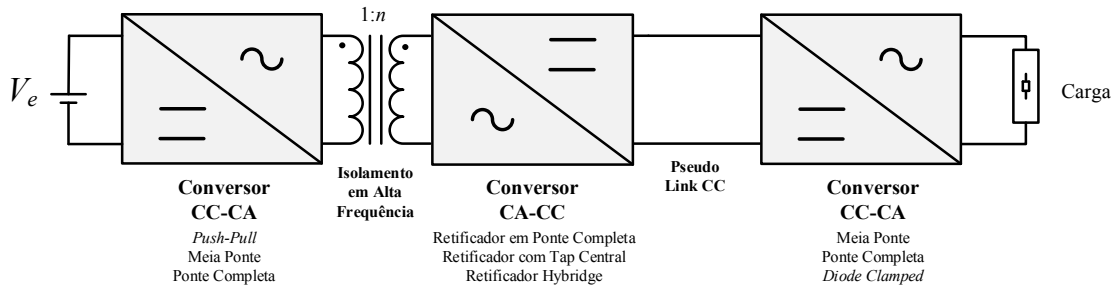


Figura 3.14 – Diagrama de blocos da conversão CC-CA-CC-CA com pseudo *link* CC.

Embora o pseudo *link* CC seja uma ideia interessante, a sua eficácia é questionável pois, como a tensão de entrada do último estágio é um conjunto de pulsos, os díodos em antiparalelo dos interruptores que compõem esse estágio continuam a operar em alta-frequência. Infelizmente, nenhum trabalho que realiza a análise dessa estrutura foi encontrado, ou seja, não é conhecido o real impacto sobre a eficiência global dessa conversão e por esta razão, a conversão CC-CA-CC-CA com pseudo *link* CC não foi considerada para este trabalho.

Já que todas as demais categorias de conversores CC-CA não são adequadas e tendo em vista as capacidades de alta taxa de elevação de tensão, de processamento de potência e de isolamento elétrico em alta-frequência, a categoria de conversores CC-CA-CC-CA é a que mais se adequa ao propósito desta dissertação, sendo esta a topologia adotada.

3.4. Estudo da Estrutura do Conversor CC-CA Selecionada

Após uma revisão bibliográfica sobre algumas das várias topologias possíveis, demonstrou-se que a estrutura que mais se aproximava dos objetivos deste trabalho seria a dos conversores CC-CA-CC-CA, tal como concluído na secção anterior.

Na Figura 3.13 foi apresentada a estrutura completa do conversor a ser implementado, e nela é possível verificar que o conversor pode ser dividido em dois blocos de processamento de potência:

- Primeiro bloco: composto pelos dois primeiros estágios de conversão e pelo filtro *LC* intermediário.
- Segundo bloco: composto pelo terceiro estágio de conversão e pelo filtro *LC* de saída.

Definida a estrutura de conversão de três estágios (CC-CA-CC-CA) a ser implementada, são, nas subsecções seguintes, definidas as topologias para cada um desses mesmos estágios.

3.4.1. Primeiro Estágio

Neste primeiro estágio de conversão, qualquer uma das três topologias clássicas, cujos esquemas elétricos são mostrados na Figura 3.15 (*push-pull*, meia ponte e ponte completa), pode ser utilizada [64]. Porém, cada uma delas apresenta características que as distingue, tornando-se assim necessário estudar qual satisfaz melhor os requisitos deste caso particular.

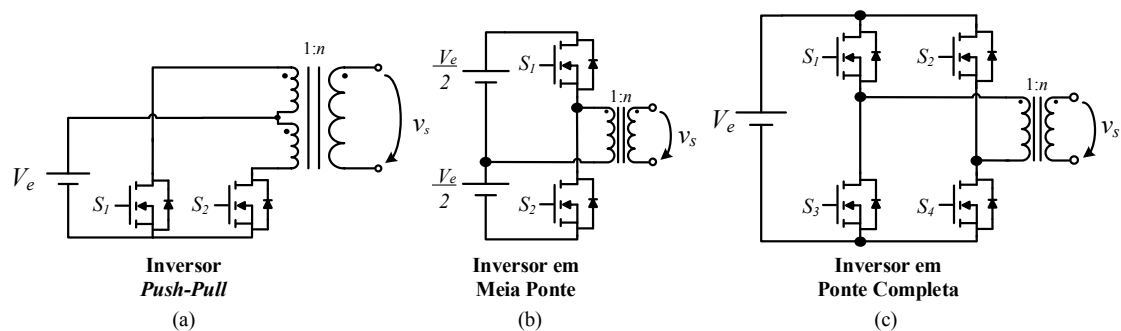


Figura 3.15 – Topologias clássicas de inversores monofásicos: (a) Inversor *push-pull*; (b) Inversor em meia ponte; (c) Inversor em ponte completa.

Tendo em conta que este trabalho é direcionado para aplicações em sistemas isolados em locais remotos, alimentados por fontes de energia renováveis e bancos de baterias, a tensão característica do barramento CC à entrada do inversor é baixa (48 V). Como tal, uma vez que será posteriormente necessário elevar esta tensão para que seja possível sintetizar uma tensão alternada de 230 V à saída, é evidente que o esforço de corrente sobre os interruptores será considerável neste estágio elevador.

Inicialmente a opção para esta topologia esteve fortemente inclinada para ser a *push-pull* (Figura 3.16), uma vez que, entre outras, apresenta as vantagens de ser naturalmente isolado e de não utilizar interruptores em série. Outra característica vantajosa desta topologia é a partilha da mesma referência dos interruptores, o que simplifica o circuito de *driver* dos mesmos, além de ser mais barato.

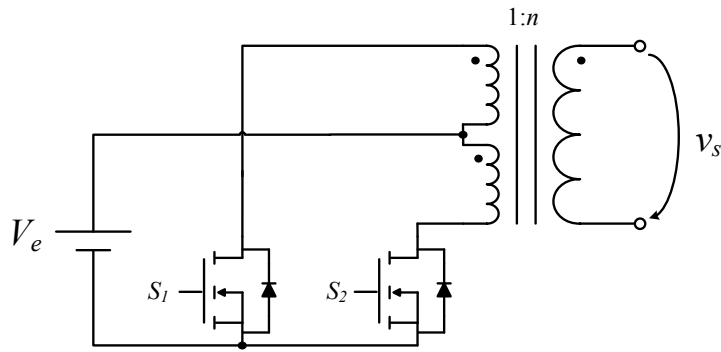


Figura 3.16 – Inversor *push-pull*.

Porém, como mais à frente também se pode verificar nos resultados de simulação, esta hipótese não se revelou ser a mais viável uma vez que esta topologia apresenta aspetos negativos relativamente difíceis de contornar. O problema mais conhecido e crítico é a elevada tendência para a saturação¹ do transformador de isolamento. Outra grande desvantagem está relacionada com a indutância de dispersão do transformador que descarrega a energia armazenada durante a condução dos interruptores, causando uma sobretensão, no momento do bloqueio dos mesmos.

O inversor em meia ponte (Figura 3.17) por sua vez, também não representa uma boa escolha à partida pois, para uma mesma tensão no barramento de entrada, só é possível obter metade do valor eficaz da tensão de saída quando comparado ao inversor em ponte completa. Desse modo, e para o mesmo índice de modulação seria necessário que o transformador isolador fosse maior. Por outro lado qualquer valor de *duty-cycle* diferente de 50% dá origem a uma tensão de saída com valor médio diferente de 0, provocando a saturação do transformador. Como tal, esta topologia não permite regular o valor da tensão de saída através da variação do *duty-cycle*, uma vez que qualquer valor de *duty-cycle* diferente de 50% provocaria a saturação do transformador isolador.

¹ A saturação é caracterizada por uma drástica redução da indutância dos enrolamentos e por isso deve ser evitada, pois está associada à elevação de corrente e, no caso de transformadores, a um acoplamento fraco entre os enrolamentos.

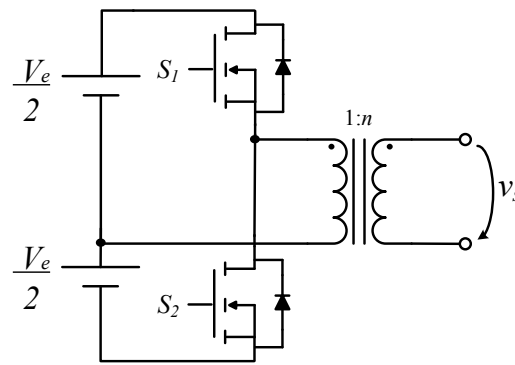


Figura 3.17 – Inversor em meia ponte com transformador isolador de alta-freqüência.

A solução final para o primeiro estágio do conversor CC-CA-CC-CA recai, assim, sobre o inversor em ponte completa (Figura 3.18) que, entre outras, apresenta a vantagem de ser uma estrutura com grande capacidade de processamento de potência, embora mais complexa, proporcionando um menor esforço de tensão sobre os interruptores. Por outro lado, utiliza interruptores em série o que exige circuitos de comando mais elaborados de forma a evitar a condução simultânea de interruptores do mesmo braço [65].

Como o isolamento é necessário, tal como na topologia meia ponte, também a ponte completa sofre com o problema da dispersão, contudo de forma menos grave quando comparado com o *push-pull*. Outro ponto bastante a favor é o da inexistência de sobretensão nos interruptores no momento de bloqueio dos mesmos, visto que a corrente tem caminho para percorrer em qualquer instante, devido ao controle que é possível aplicar para evitar essa situação.

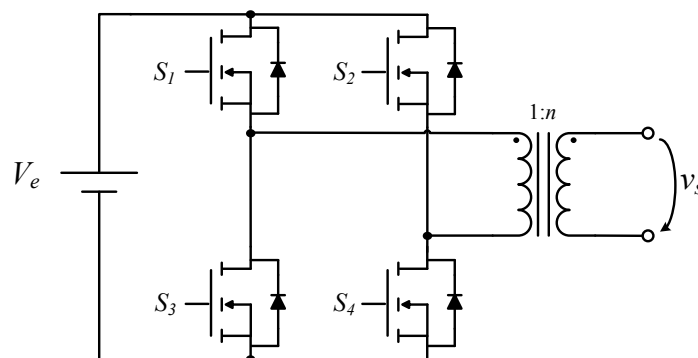


Figura 3.18 – Inversor em ponte completa com transformador isolador de alta-freqüência.

3.4.2. Segundo Estágio

O segundo estágio é o estágio retificador. As estruturas clássicas de retificação de onda completa são: o retificador em ponte completa, o retificador com *tap* central e o retificador *hybridge* [66]–[69]. Na Figura 3.19 estão representados os esquemas relativos a cada uma destas topologias.

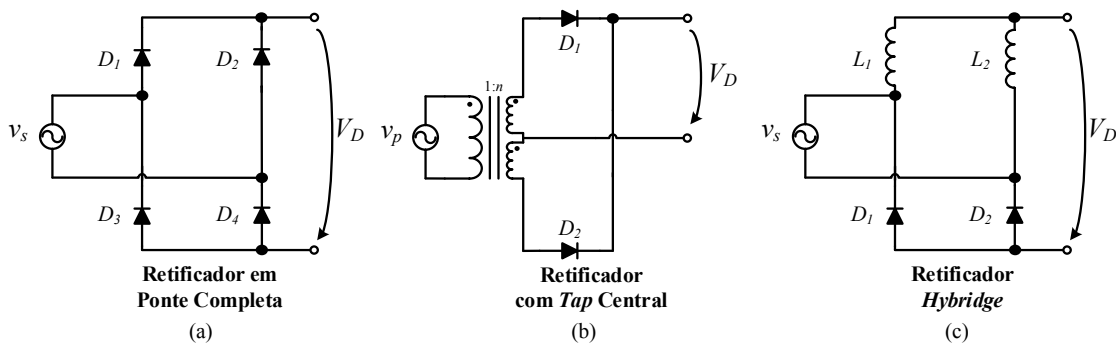


Figura 3.19 - Topologias clássicas de retificadores monofásicos: (a) Retificador em ponte completa; (b) Retificador com *tap* central (Adaptado de [68]); (c) Retificador *hybride* (Adaptado de [66], [67]).

A principal característica deste estágio é a capacidade de tensão. Assim, a tensão de saída do transformador isolador é determinante para essa escolha. Por sua vez, a tensão de saída do transformador isolador depende da estrutura do terceiro estágio e do valor eficaz da sua tensão de saída.

Em Portugal, a tensão eficaz de alimentação de cargas (monofásicas) em corrente alternada é de 230 V. O barramento de tensão de entrada necessário para um inversor em ponte completa com saída de 230 V alternados é de cerca de 400 V contínuos. Para um inversor em meia ponte e um mesmo índice de modulação, essa tensão deve ser o dobro, ou seja, 800 V.

A tensão de saída do transformador isolador é constituída por uma tensão alternada retangular cujo valor de pico é, no mínimo, igual ao valor da tensão do barramento de entrada do terceiro estágio, já que o primeiro é constituído por uma ponte completa, onde o *duty-cycle* máximo é de 50%. Assim, é de esperar que o nível de tensão ao qual o segundo estágio é submetido seja elevado. Portanto, o retificador com *tap* central e o retificador *hybride* não constituem uma boa opção, pelo que a solução passa pela utilização do retificador em ponte completa.

3.4.3. Terceiro Estágio

Por fim, resta apenas definir a topologia do terceiro e último estágio de conversão. Apesar de se tratar de um estágio inversor, o inversor em meia ponte, não representa uma boa escolha pois, para uma mesma tensão eficaz de saída, necessita do dobro da tensão no barramento CC de entrada quando comparado com o inversor em ponte completa. Isto exige uma maior taxa de elevação do primeiro estágio de conversão, acarretando um maior esforço de corrente nos seus interruptores e um maior esforço de tensão nos díodos rápidos de potência do segundo estágio de conversão. Além do mais só permite obter dois níveis de tensão diferentes.

Para este último estágio, é considerada ainda a topologia de *diode-clamped* de três níveis, cujo esquema elétrico pode ser observado na Figura 3.20.

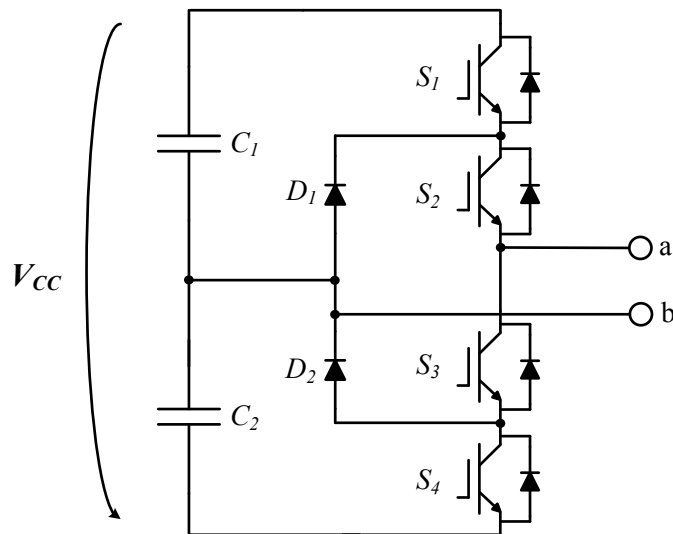


Figura 3.20 – Inversor *diode-clamped* de 3 níveis.

Esta topologia é também bastante utilizada em aplicações de eletrônica de potência já que permite obter três níveis de tensão na saída, apresentando uma eficiência de operação alta. Um dos braços do inversor multinível *diode-clamped* é composto por dois pares de semicondutores controlados (S_1 e S_3 , S_2 e S_4) e dois díodos (D_1 e D_2). Cada par de semicondutores funciona de modo complementar e os díodos são utilizados para fornecer o acesso ao ponto médio de tensão. O barramento CC é separado em três níveis diferentes de tensão através da utilização de dois condensadores (C_1 e C_2) em série. Uma vez que o total de tensão suposto para o barramento CC é de V_{CC} e o ponto médio é regulado para ser metade dessa tensão, então a tensão em cada um dos condensadores é de $V_{CC}/2$ [70]. Quando os IGBTs S_1 e S_2 são ligados, obtém-se na saída $+V_{CC}/2$. Quando são ativados S_3 e S_4 , na saída tem-se $-V_{CC}/2$. Quando ligados S_2 e S_3 na saída obtém-se 0 V.

Posto isto, a utilização desta topologia implicaria uma tensão de 400 V no ponto médio da estrutura inversora, e, conseqüentemente, uma tensão total de 800 V no barramento CC. Como tal, apesar de apresentar mais um nível de tensão na saída, comparativamente com a topologia meia ponte, não se perfila ser a melhor opção para este caso em particular já que necessitaria igualmente que o primeiro estágio de conversão apresentasse uma maior taxa de elevação, comparativamente com a topologia ponte completa. Em comparação com esta última, exigiria ainda a utilização de mais dois semicondutores não controlados. Além disso, e uma vez que os condensadores no

barramento CC são dispostos em série, aumentaria a complexidade do sistema na medida em que se tornaria mais difícil de equalizar as suas tensões.

Desta forma o inversor em ponte completa, por exclusão dos demais, é novamente o que se afigura como melhor opção para o terceiro estágio.

3.4.4. Topologia Final do Conversor CC-CA

Estando definidas as topologias para cada um dos estágios de conversão, é possível apresentar o esquema simplificado do conversor CC-CA adotado na presente dissertação (Figura 3.21).

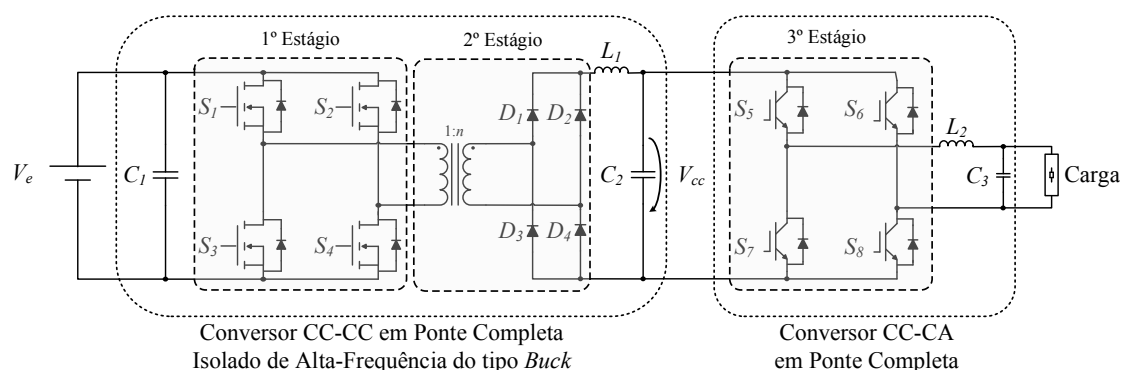


Figura 3.21 – Esquema simplificado do conversor CC-CA selecionado.

Pode notar-se que no esquema da Figura 3.21 estão incluídos um filtro capacitivo entre a fonte de entrada e o primeiro estágio de conversão (filtro de entrada) e filtros LC entre o segundo e o terceiro estágios de conversão (filtro intermediário) e entre o terceiro estágio de conversão e a carga (filtro de saída). O projeto destes filtros visa, entre outros, garantir o desacoplamento em frequência entre os três supracitados estágios.

3.5. Conversor CC-CC em Ponte Completa Isolado de Alta-Frequência do tipo *Buck*

Os dois primeiros estágios de conversão (inversor em ponte completa e retificador em ponte completa) e o filtro LC intermediário formam o primeiro bloco de processamento de potência, conhecido na literatura como conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*.

A configuração ponte completa (*Full-Bridge*) é tipicamente utilizada em fontes comutadas para níveis de potência superiores a 500 W. Geralmente não é utilizada em aplicações de potência inferior muito devido à sua complexidade (oito semicondutores, neste caso quatro MOSFETs e quatro diodos de *freewheeling*, e os seus respectivos circuitos de *driver*) [48]. Na Figura 3.22 está representado o esquema elétrico do conversor CC-CC em ponte completa ideal.

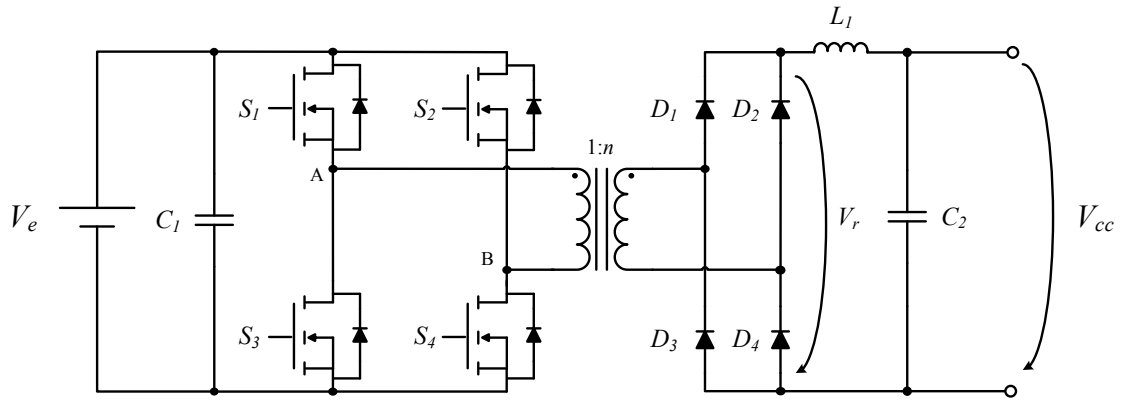


Figura 3.22 – Esquema elétrico do conversor CC-CC em ponte completa ideal.

Trata-se de uma estrutura isolada através de um transformador de alta-frequência que, no caso deste trabalho, opera a uma frequência de 40 kHz. Este transformador apresenta um enrolamento primário e um enrolamento secundário. Ao enrolamento primário está associado um par de interruptores alternadamente (S_1 e S_4 ou S_3 e S_2). Por sua vez, o enrolamento secundário tem associado uma ponte de diodos, que retifica a tensão à saída do enrolamento secundário do transformador. Essa tensão retificada (V_r) é aplicada ao filtro LC intermediário, composto pela bobina L_1 e pelo condensador C_2 , que filtra a componente em alta-frequência de V_r , fornecendo uma tensão (V_i) o mais contínuo possível, com um *ripple* de tensão baixo, ao bloco de processamento de potência seguinte: inversor em ponte completa.

3.5.1. Técnica de Modulação

Nos conversores do tipo CC-CC, a tensão média de saída deve ser controlada de modo a corresponder ao nível desejado, independentemente das variações que possam ocorrer na tensão de entrada ou na carga.

Um dos métodos para controlar a tensão de saída de um conversor comutado envolve a definição de uma frequência de comutação, f_c , constante e portanto, um período de comutação, T_C , constante e o ajuste da duração do tempo em que o interruptor está ligado, t_{on} . Neste método, chamado de Modulação por Largura de Impulso (PWM – *Pulse Width Modulation*), o *duty-cycle*, D , representa a “razão cíclica” entre o tempo em que o interruptor está em condução, t_{on} , e o período de comutação, T_C , como mostra a equação (3.1) [48]:

$$D = \frac{t_{on}}{T_C} \quad (3.1)$$

Neste primeiro estágio de conversão o principal objetivo é a adaptação do nível da tensão do barramento CC de entrada (48 V) para um nível de tensão suficientemente elevado (400 V) para a sintetização de uma tensão alternada sinusoidal com valor de pico 325 V. Devido à grande diferença entre as tensões de entrada e saída torna-se vantajoso utilizar um transformador para adaptar os níveis de tensão. Para manter o peso e volume do conversor reduzidos, é conveniente utilizar transformadores de alta-frequência.

Para que tal seja alcançado, aplica-se uma tensão alternada quadrangular de alta-frequência no primário do transformador. Aos terminais do secundário do transformador de alta-frequência aplica-se um retificador em ponte completa seguido de um filtro *LC* por forma a obter uma tensão contínua com um *ripple* baixo. Nestas condições a técnica de modulação mais adequada a esta aplicação é a de PWM. Existem duas técnicas distintas de modulação PWM que podem ser aplicadas a um conversor em ponte completa: Modulação Bipolar ou Modulação Unipolar [48] [71].

Modulação Bipolar

A ideia base para produzir um sinal de modulação PWM bipolar é apresentada na Figura 3.23.

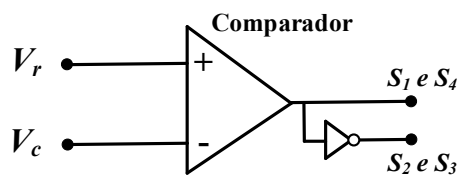


Figura 3.23 – Modulação PWM bipolar para um conversor em ponte completa.

Esta técnica consiste em comparar um sinal de tensão de referência (V_r) com uma portadora (*carrier*) triangular (V_c). Desta comparação resulta o sinal de comando que deve ser aplicado simultaneamente ao interruptor superior de um dos braços e ao interruptor inferior do outro braço (S_1 e S_4). Da negação lógica desse sinal resulta o sinal de comando que deve ser aplicado simultaneamente aos outros 2 interruptores (S_2 , S_3) [71]. Como nesta aplicação em particular o conversor CC-CC inclui um transformador de alta-frequência à saída da ponte a díodos, esta técnica de modulação não é aplicável uma vez que qualquer valor de *duty-cycle* diferente de 50% dá origem a uma tensão de entrada com valor médio diferente de 0, provocando a saturação do transformador.

Modulação Unipolar

A ideia base para produzir um sinal de modulação PWM unipolar é apresentada na Figura 3.24.

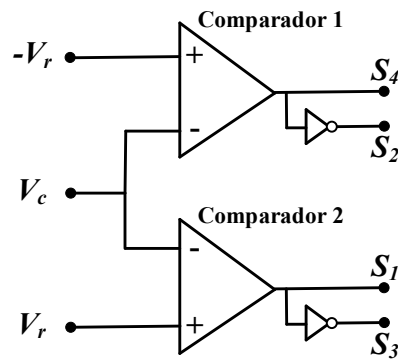


Figura 3.24 – Modulação PWM bipolar para um conversor em ponte completa.

Nesta técnica de modulação, a onda portadora triangular é comparada com dois sinais de referência com sinais opostos (V_r e $-V_r$), para determinar o sinal de comando de cada um dos interruptores da ponte. A diferença principal relativamente ao PWM bipolar é que utiliza mais um circuito para comparar a portadora V_c com a tensão de referência inversa $-V_r$ [48] [71].

A técnica de modulação unipolar, é assim, um pouco mais complexa que a bipolar, na medida em que a onda portadora triangular (V_c) é comparada tanto com a tensão de referência positiva V_r como com a tensão de referência negativa $-V_r$. A comparação dos sinais de referência com a portadora triangular, os sinais de comando para cada um dos interruptores da ponte completa e a forma de onda produzida pelo conversor são apresentadas na Figura 3.25.

Nessa figura é possível observar que quando a tensão de referência positiva V_r é superior à portadora V_c , é acionado o interruptor S_1 , sendo o outro interruptor desse braço (S_3) desligado. Já quando a tensão de referência negativa ($-V_r$) é inferior à triangular (V_c), é acionado o interruptor S_2 , sendo de igual forma desligado o interruptor S_4 desse segundo braço da ponte.

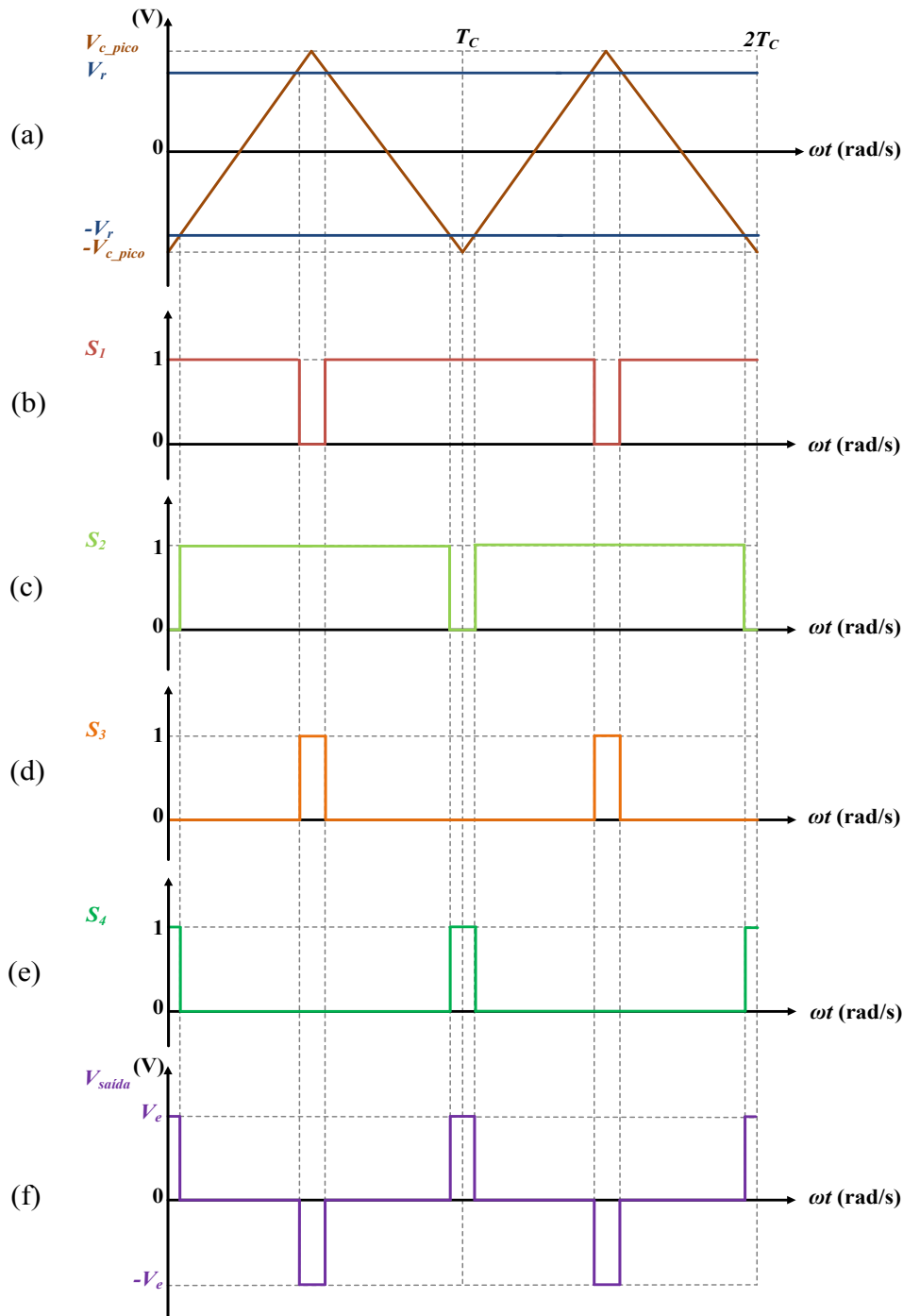


Figura 3.25 – Formas de onda associadas à modulação PWM unipolar: (a) Tensão de referência positiva (V_r), negativa ($-V_r$) e portadora triangular (V_c); (b) Sinal de comando para o interruptor S_1 ; (c) Sinal de comando para o interruptor S_2 ; (d) Sinal de comando para o interruptor S_3 ; (e) Sinal de comando para o interruptor S_4 ; (f) Tensão de saída do conversor em ponte completa.

É possível observar pela mesma figura que, ao contrário do que se verifica na modulação bipolar, nesta modulação a tensão $V_{saída}$ apresenta 3 níveis distintos de tensão ($+V_e$, 0 e $-V_e$). Desta forma, durante o semiciclo positivo da portadora triangular, $V_{saída}$ só assume os valores de $+V_e$ e 0 e durante o semiciclo negativo apenas assume os valores de $-V_e$ e 0, daí o nome de unipolar associado a esta técnica de modulação.

O *duty-cycle* D_1 associado à condução do semicondutor de potência S_1 pode ser determinado pela equação (3.2):

$$D_1 = \frac{1}{2} \times \left(1 + \frac{V_r}{V_{c_pico}} \right) \quad (3.2)$$

Por consequência, o *duty-cycle* D_2 associado ao semicondutor de potência S_2 do outro braço da ponte é dado pela equação (3.3):

$$D_2 = 1 - D_1 \quad (3.3)$$

A modulação unipolar, apesar de utilizar duas comparações, permite a obtenção de uma tensão com três níveis e valor médio zero. Esta última característica é imprescindível para a aplicação em causa, por causa do transformador de alta-frequência, e por isso é a técnica de modulação adotada para este primeiro estágio de conversão.

3.5.2. Operação do Conversor CC-CC

O controlo e modulação aplicados a este conversor permitem oito estados de operação, onde em cada um deles, a corrente flui no sentido da fonte V_e para a carga. Durante alguns períodos de tempo o condensador C_2 do filtro LC intermediário é carregado e durante outros períodos de tempo o condensador fornece energia armazenada à carga.

Na Figura 3.26 apresenta-se uma ilustração dos 8 estados de operação do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*. Nessa figura, as linhas em vermelho representam o sentido da corrente em cada estado. Os estados de operação representados são ilustrativos do modo de operação contínua (a corrente na bobina L_1 nunca se anula) e em regime permanente.

Na Figura 3.26 (a) e (b), é possível observar os estados de operação I e II deste conversor. Nestes estados são ativados os MOSFETs S_1 e S_4 . Estes permitem que a corrente flua no sentido indicado, isto é, da fonte V_e para a carga, passando do polo positivo do primário do transformador para o negativo. Inicialmente o condensador C_2 , que está carregado, ajuda a fornecer energia à carga (Figura 3.26 (a)), passando depois, a receber energia da fonte juntamente com a carga (Figura 3.26 (b)).

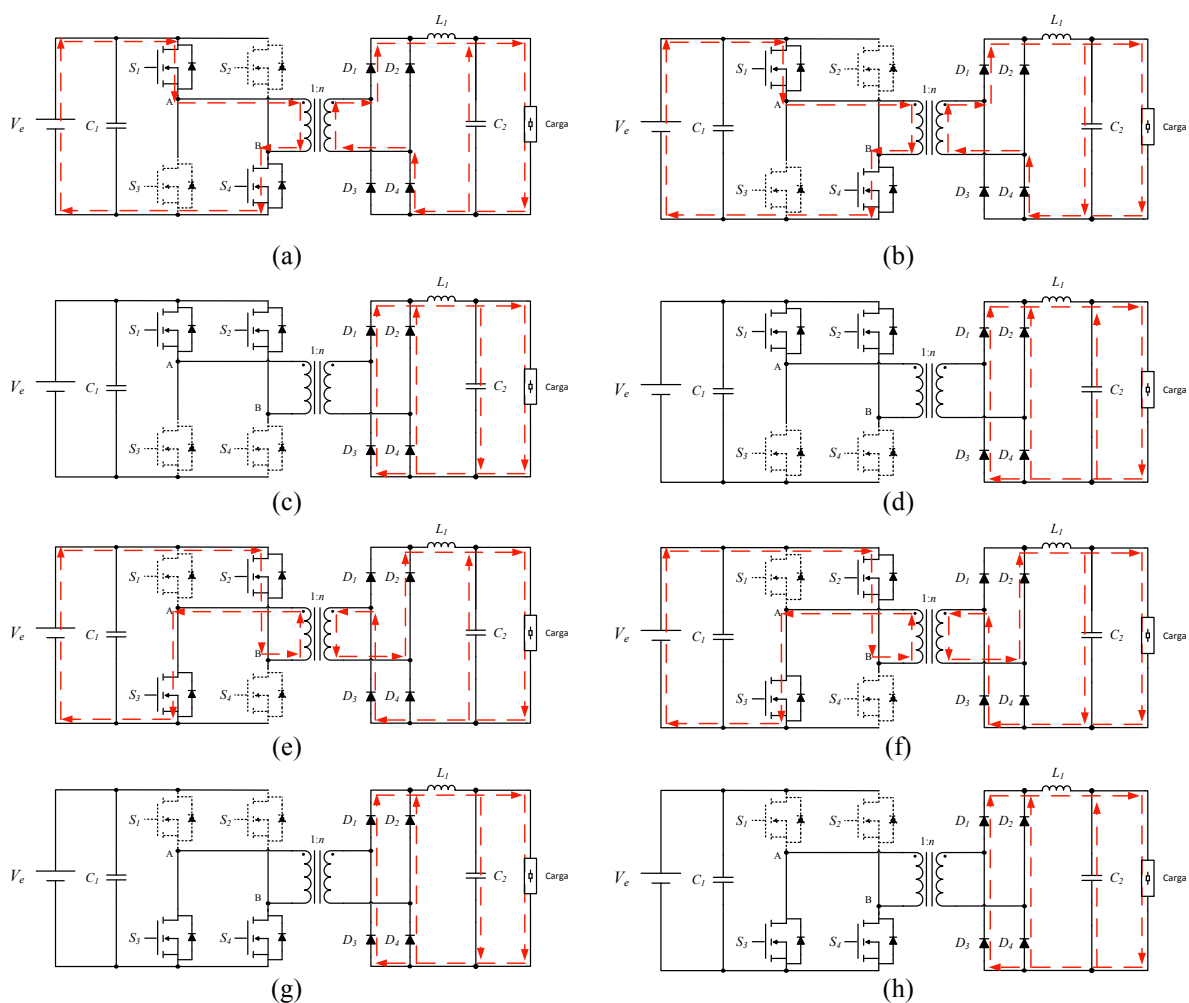


Figura 3.26 – Ilustração dos 8 estados de operação do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*: (a) Estado I – S_1 e S_4 em condução, C_2 a descarregar; (b) Estado II – S_1 e S_4 em condução, C_2 a carregar; (c) Estado III – S_1 e S_2 em condução, C_2 a carregar; (d) Estado IV – S_1 e S_2 em condução, C_2 a descarregar; (e) Estado V – S_2 e S_3 em condução, C_2 a descarregar; (f) Estado VI – S_2 e S_3 em condução, C_2 a carregar; (g) Estado VII – S_3 e S_4 em condução, C_2 a carregar; (h) Estado VIII – S_3 e S_4 em condução, C_2 a descarregar.

Pela Figura 3.26 (c) e (d) é possível observar os estados de operação III e IV deste conversor. Nestes estados estão ligados os MOSFETs S_1 e S_2 . Desta forma, a tensão aplicada no primário do transformador é 0. Uma vez que existe energia armazenada na bobina L_1 , a corrente na carga mantém-se, fechando o caminho através dos díodos da ponte retificadora. Inicialmente o condensador C_2 , que está descarregado, recebe energia da fonte juntamente com a carga (Figura 3.26 (c)), passando depois a fornecer energia à carga a par da bobina (Figura 3.26 (d)). O mesmo acontece nos estados de operação VII e VIII, representados na Figura 3.26 (g) e (h). Contudo, neste caso são os MOSFETs S_3 e S_4 que se encontram ligados.

Na Figura 3.26 (e) e (f) é possível observar os estados de operação V e VI do conversor CC-CC. Nestes estados estão ligados os MOSFETs S_2 e S_3 . Estes permitem que a corrente flua da fonte V_e para a carga, passando do polo negativo do primário do transformador para o polo positivo. Neste caso, inicialmente o condensador C_2 , que está

carregado, ajuda a fornecer energia à carga (Figura 3.26 (e)), passando depois, a receber energia da fonte juntamente com a carga (Figura 3.26 (b)).

3.5.3. Controlo do Conversor CC-CC

Para controlar o conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*, é usado um controlador PI. O diagrama de blocos do controlador digital aplicado a este conversor pode ser visto na Figura 3.27.

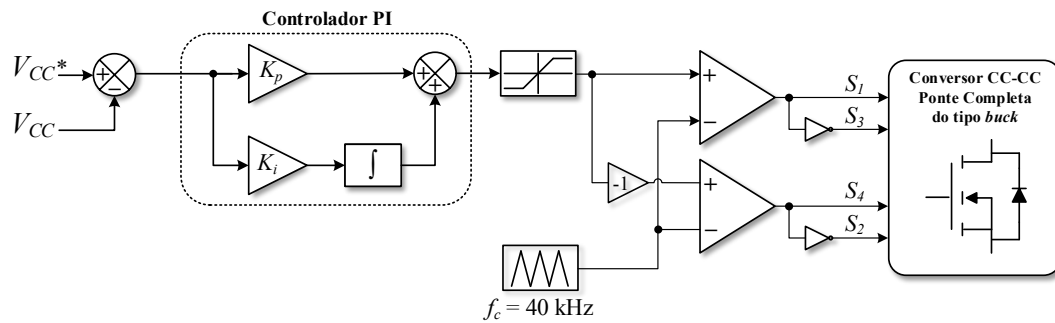


Figura 3.27 – Diagrama de blocos do controlador digital do conversor CC-CC em ponte completa (Baseado em [72]).

Esta técnica de controlo consiste basicamente no cálculo do erro entre o valor da tensão de referência (V_{CC}^*) com o atual valor de tensão lido à saída do conversor (V_{CC}). De seguida é feito um somatório deste erro. Estes valores são posteriormente multiplicados, respetivamente, por um ganho proporcional (k_p) e por um ganho integral (k_i) de modo a obter o valor da tensão de controlo para o comando dos MOSFETs.

3.6. Conversor CC-CA em Ponte Completa

O segundo bloco de processamento de potência a ser analisado é constituído pelo conversor CC-CA em ponte completa e pelo filtro *LC* de saída. Trata-se do último estágio de conversão, responsável pela inversão da tensão proveniente do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck* (primeiro e segundo estágios), fornecendo uma tensão alternada sinusoidal com uma amplitude de 325 V e uma frequência de 50 Hz.

A caracterização de ponte completa deve-se à estrutura física deste conversor, ilustrado na Figura 3.28, que utiliza oito semicondutores de potência, sendo quatro controlados (IGBT's, MOSFET's, etc) e quatro não controlados (diodos, de *freewheeling*). Este conversor CC-CA é constituído por dois braços e cada um destes é composto por dois interruptores e os seus respetivos diodos em antiparalelo.

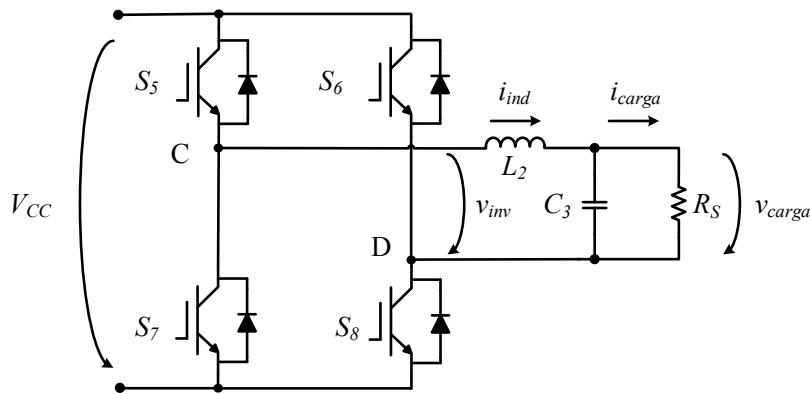


Figura 3.28 – Esquema do inversor em ponte completa.

Neste estágio de conversão é pretendido que este conversor funcione como inversor, e como tal torna-se necessário recorrer a uma técnica de modulação apropriada à sintetização de uma tensão de saída sinusoidal. Tal como já foi abordado anteriormente, existem duas técnicas de modulação aplicáveis a um conversor em ponte completa: modulação bipolar e a modulação unipolar. Para a sintetização de uma senoide é necessário utilizar uma onda moduladora sinusoidal. Esta técnica de modulação PWM sinusoidal (SPWM - *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) é descrita com mais detalhe na subsecção seguinte.

3.6.1. Técnica de Modulação

Como já foi referido anteriormente, para este terceiro estágio de conversão tem-se como principal objetivo sintetizar uma tensão alternada sinusoidal com valor de pico 325 V partindo de uma tensão contínua na ordem dos 400 V (V_{CC}).

Para que tal seja alcançado, a modulação mais simples que pode ser aplicada neste caso é a modulação PWM sinusoidal (SPWM), podendo ser aplicada a modulação bipolar ou a modulação unipolar. Neste caso optou-se pela modulação unipolar devido às vantagens que apresenta [48] [71].

Modulação PWM Sinusoidal

Esta técnica de modulação apenas difere da técnica original PWM na forma de onda de referência, que em vez de ser contínua, é sinusoidal. Desta forma é possível obter-se à saída do inversor uma tensão com componente fundamental sinusoidal. Essa tensão de saída do inversor (v_{inv}) apresenta ainda uma componente de alta-frequência que é posteriormente filtrada pelo filtro LC de saída do inversor. Na Figura 3.29 está ilustrado o princípio de funcionamento da modulação SPWM unipolar.

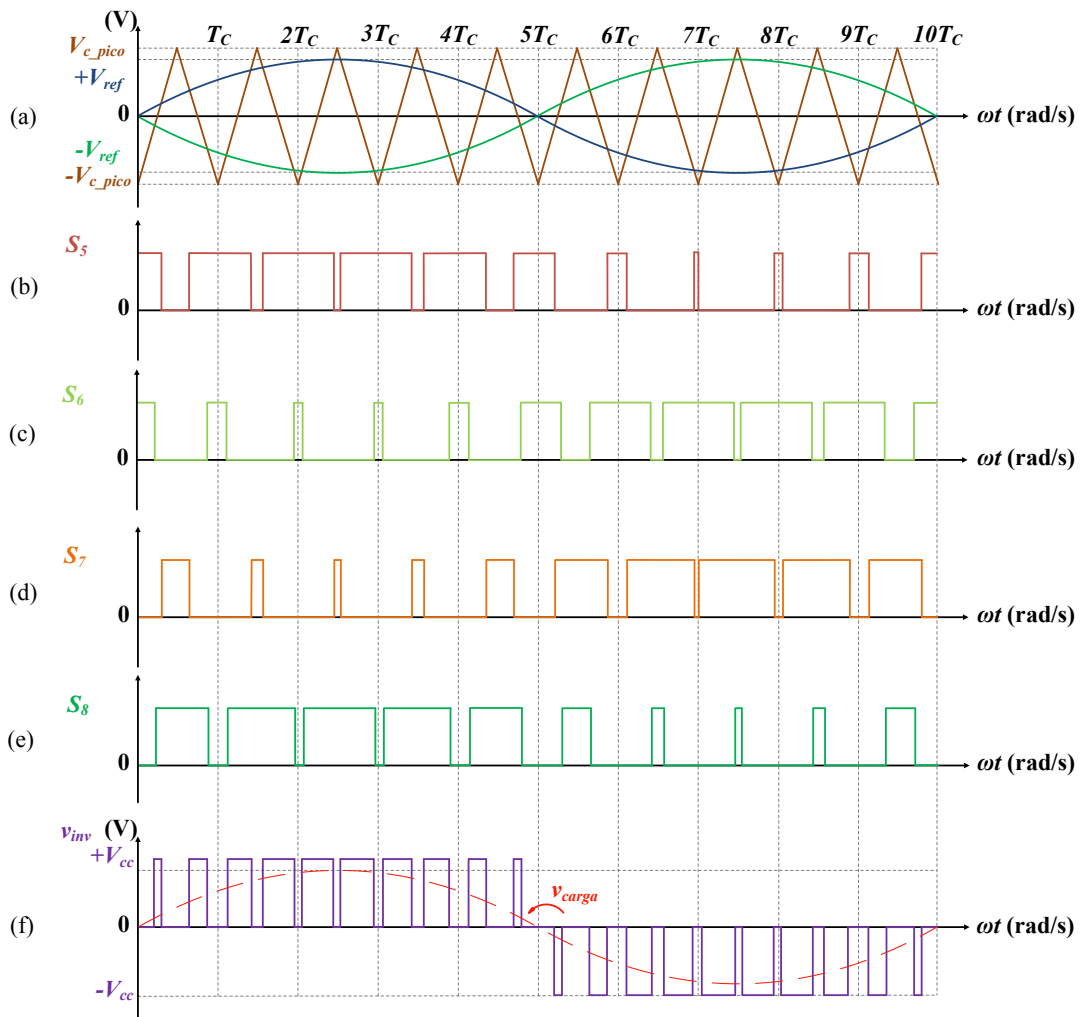


Figura 3.29 – Formas de onda associadas à modulação SPWM unipolar: (a) Tensão de referência positiva ($+V_{ref}$), negativa ($-V_{ref}$) e portadora triangular (V_c); (b) Sinal de comando para o interruptor S_5 ; (c) Sinal de comando para o interruptor S_6 ; (d) Sinal de comando para o interruptor S_7 ; (e) Sinal de comando para o interruptor S_8 ; (f) Tensão de saída (v_{inv}) e tensão na carga após filtragem (v_{carga}).

No caso implementado, e que pode ser verificado na Figura 3.29, são utilizadas duas moduladoras sinusoidais ($+V_{ref}$ e $-V_{ref}$), assim como uma onda portadora triangular (V_c) através da técnica de modulação unipolar.

Pela Figura 3.29 é possível observar que quando a tensão de referência positiva (V_{ref}) é superior à portadora (V_c), é acionado o interruptor S_5 , sendo o outro interruptor (S_7) desse braço desligado. Já quando a tensão de referência negativa ($-V_{ref}$) é superior à triangular (V_c), é acionado o interruptor S_6 , e desligado o interruptor S_8 desse segundo braço da ponte.

Como já referido anteriormente, ao contrário do esquema bipolar que só apresenta dois níveis de tensão à saída, a técnica de modulação unipolar permite a obtenção de 3 níveis de tensão. Com a modulação unipolar a amplitude dos harmónicos é mais baixa,

tornando assim mais fácil a filtragem da tensão de saída, na medida em que são necessários componentes LC de valores mais reduzidos [48] [71].

3.6.2. Operação do Conversor CC-CA

Um conversor CC-CA, controlado por uma técnica de modulação SPWM unipolar, ao alimentar uma carga puramente resistiva apresenta oito estados de operação durante a sintetização do semiciclo positivo da onda sinusoidal, onde a corrente na carga é também positiva. Para a sintetização da parte negativa da senoide, onde a corrente na carga é negativa, o conversor CC-CA apresenta outros oito estados de operação diferentes.

Na Figura 3.30 é apresentada uma ilustração dos estados de operação do conversor CC-CA em ponte completa durante a sintetização da parte positiva da senoide. Nessa figura, o sentido da corrente é representado através das linhas a vermelho. Os estados de operação, representados nessa figura, demonstram o funcionamento do conversor CC-CA em regime permanente.

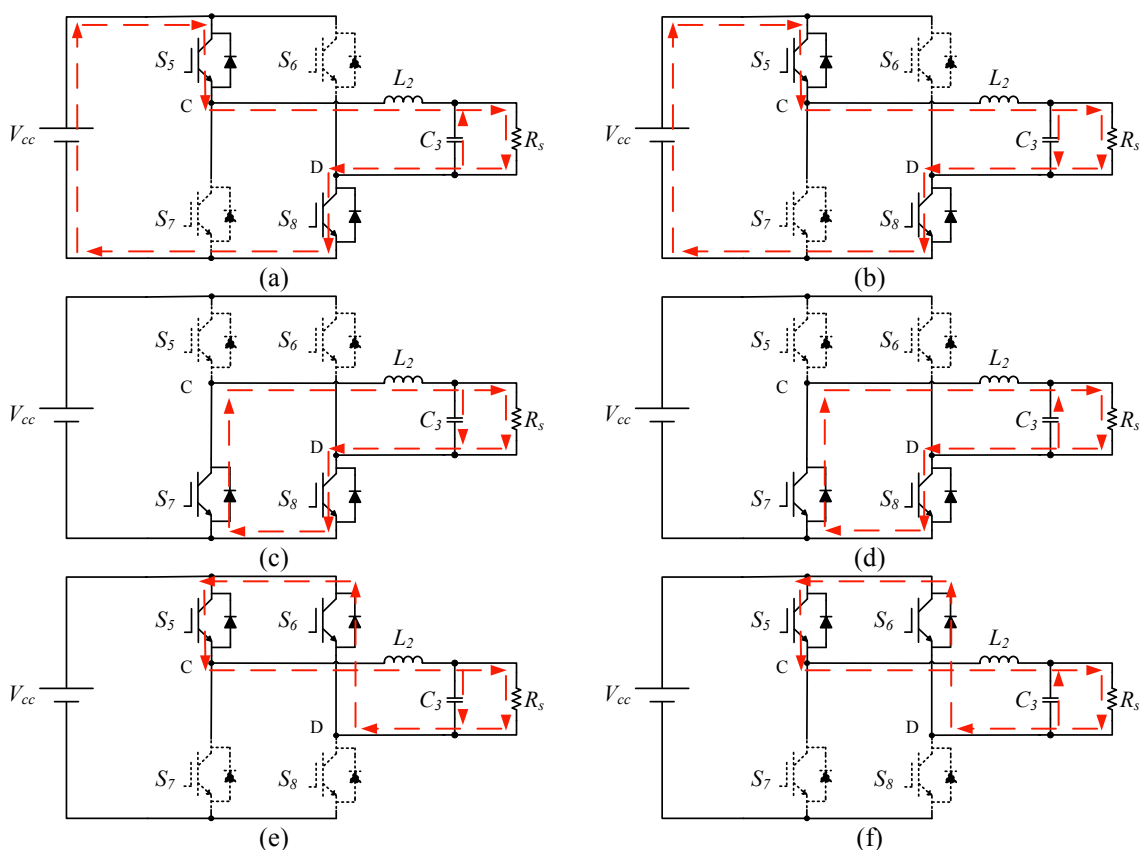


Figura 3.30 – Ilustração dos estados de operação do conversor CC-CA em ponte completa com uma carga puramente resistiva durante a sintetização do semiciclo positivo da senoide (a) Estados I e V – S_5 e S_8 em condução, C_3 a descarregar; (b) Estados II e VI – S_5 e S_8 em condução, C_3 a carregar; (c) Estado III – S_7 e S_8 em condução, C_3 a carregar; (d) Estado IV – S_7 e S_8 em condução, C_3 a descarregar; (e) Estado VII – S_5 e S_6 em condução, C_3 a descarregar; (f) Estado VIII – S_5 e S_6 em condução, C_3 a carregar.

Através da Figura 3.30 (a) e (b) é possível observar os estados de operação I e II do conversor CC-CA. Durante estes estados estão ligados os IGBTs S_5 e S_8 , que permitem

que a corrente flua no sentido da fonte (V_{cc}) para a carga. Inicialmente, o condensador C_3 , que está carregado ajuda a fornecer energia à carga (Figura 3.30 (a)), passando depois a receber energia da fonte (Figura 3.30 (b)).

Pela Figura 3.30 (c) e (d) é possível observar os estados de operação III e IV deste conversor, durante os quais estão ligados os IGBTs S_7 e S_8 . Nestes estados, a fonte não transfere energia para a carga. Contudo, uma vez que existe energia armazenada na bobina L_2 , a corrente continua a circular através destes interruptores. Inicialmente, o condensador C_3 , que está descarregado, recebe energia da bobina L_2 (Figura 3.30 (c)), passando depois a fornecer energia à carga (Figura 3.30 (d)).

Na Figura 3.30 (e) e (f) é possível observar os estados de operação VII e VIII deste conversor. Estes dois estados são em tudo semelhantes aos estados III e IV, respetivamente. A diferença reside apenas no par de interruptores que está ligado. Neste caso, no lugar dos IGBTs S_7 e S_8 , estão ligados os IGBTs S_5 e S_6 .

Na Figura 3.31 é apresentada uma ilustração dos estados de operação do conversor CC-CA em ponte completa durante a sintetização do semiciclo negativo da senoide.

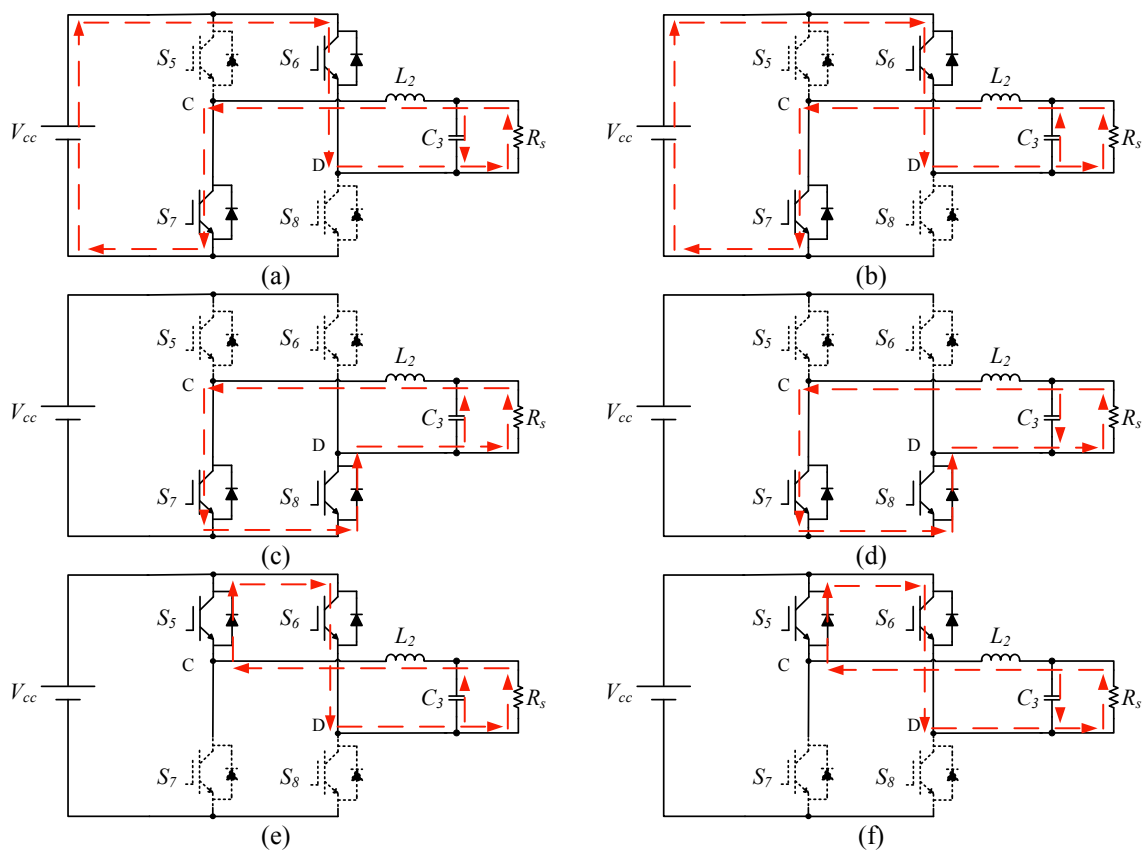


Figura 3.31 – Ilustração dos estados de operação do conversor CC-CA em ponte completa com uma carga puramente resistiva durante a sintetização do semiciclo negativo da senoide (a) Estados I e V – S_6 e S_7 em condução, C_3 a carregar; (b) Estados II e VI – S_6 e S_7 em condução, C_3 a descarregar; (c) Estado III – S_7 e S_8 em condução, C_3 a descarregar; (d) Estado IV – S_7 e S_8 em condução, C_3 a carregar; (e) Estado VII – S_5 e S_6 em condução, C_3 a descarregar; (f) Estado VIII – S_5 e S_6 em condução, C_3 a carregar.

Nessa figura, o sentido da corrente é novamente representado através das linhas a vermelho e os estados de operação representados, demonstram o funcionamento do conversor CC-CA em regime permanente.

Na Figura 3.31 (a) e (b) é possível observar os estados I e II do conversor CC-CA durante a sintetização da parte negativa da senoide. Nestes estados estão ligados os IGBTs S_6 e S_7 , que permitem que a corrente flua no sentido da fonte (V_{cc}) para a carga. Inicialmente, o condensador C_3 , que está descarregado, recebe energia da fonte (Figura 3.30 (a)), passando depois a fornecer energia à carga (Figura 3.30 (b)).

Pela Figura 3.31 (c) e (d) é possível observar os estados de operação III e IV deste conversor, em que os interruptores que estão ligados são os IGBTs S_7 e S_8 . O princípio de funcionamento é praticamente igual ao verificado nos mesmos estados verificados na realização da parte positiva da onda sinusoidal de saída, mudando apenas o sentido da corrente na carga e no circuito.

Na Figura 3.31 (e) e (f) é possível observar os estados de operação VII e VIII deste conversor. Estes dois estados são em tudo semelhantes aos estados III e IV, respetivamente, representados na Figura 3.31 (c) e (d). A diferença reside apenas no par de interruptores que está ligado. Neste caso, em vez dos IGBTs S_7 e S_8 , estão ligados os IGBTs S_5 e S_6 .

3.6.3. Controlo do Conversor CC-CA

Tal como numa Fonte de Alimentação Ininterrupta (UPS – *Uninterruptible Power Supply*), este conversor CC-CA deve controlar a tensão de saída com o objetivo de obter uma amplitude e frequência constantes e a mínima distorção possível. Estas condições são essenciais para garantir uma boa qualidade de energia fornecida pela microrrede, mesmo na presença de cargas não-lineares. As cargas não-lineares podem distorcer significativamente a forma de onda da tensão de saída, uma vez que provocam quedas de tensão na bobina L_2 do filtro LC de saída. Desta forma, se este problema não for compensado pelo inversor, qualquer outra carga ligada à microrrede poderia ser alimentada de forma deficiente, causando problemas no seu funcionamento.

Inicialmente equacionou-se a implementação de um algoritmo de controlo preditivo simples, baseado em [72]. Esta técnica de controlo, cujos resultados podem ser verificados mais à frente no Capítulo 4, relativo às simulações computacionais, é dada pela equação (3.4):

$$v_{controle} = L_2 \cdot \frac{di_L}{dt} + v_{carga}^* \quad (3.4)$$

Em que v_{carga}^* é a tensão de referência sinusoidal pretendida à saída do inversor e i_L representa a corrente na bobina L_2 do filtro LC de saída. Por sua vez, $v_{controle}$ é a tensão resultante do controlo preditivo. Este sinal é posteriormente utilizado na técnica de modulação para controlar os quatro IGBTs da ponte completa.

No entanto, a solução passou pela implementação de uma técnica de controlo Preditivo *Deadbeat*, inspirado no controlador digital proposto por Liviu Mihalache [73].

De acordo com o circuito na Figura 3.28, as equações de espaço de estados do inversor PWM com filtro LC de saída podem ser escritas como mostra a equação (3.5):

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ind}}{dt} \\ \frac{dv_{carga}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ \frac{1}{C_3} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ind} \\ v_{carga} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_{inv} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ \frac{1}{C_3} \end{bmatrix} \cdot i_{carga} \quad (3.5)$$

Pela equação (3.5) é possível perceber que a tensão na carga (v_{carga}) atua como uma perturbação sobre a corrente na bobina (i_{ind}), enquanto a corrente na carga (i_{carga}) atua como uma perturbação sobre a tensão na carga (v_{carga}) [73].

Para um determinado período de amostragem T_s , as equações de espaço de estado discretas do sistema descrito pela equação (3.5), podem ser escritas como mostram as equações seguintes:

$$x(k+1) = \phi(T_s) \cdot x(k) + \Gamma(T_s) \cdot v_{inv}(k) + \Delta(T_s) \cdot i_{carga}(k) \quad (3.6)$$

$$\phi(T_s) = \begin{bmatrix} \cos(\omega T_s) & \frac{-1}{\omega \cdot L_2} \cdot \sin(\omega T_s) \\ \frac{1}{\omega \cdot C_3} \cdot \sin(\omega T_s) & \cos(\omega T_s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{11} & \phi_{12} \\ \phi_{21} & \phi_{22} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

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

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

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 \cdot C_3}} \quad (3.10)$$

Onde, $x(k) = \begin{bmatrix} i_{ind}(k) \\ v_{carga}(k) \end{bmatrix}$ e ω corresponde à saída em frequência do filtro LC de saída medido em rad/s [73].

Tendo em conta as equações discretas do espaço de estados descritas, é possível apresentar o diagrama de blocos do controlador digital que pode ser observado na Figura 3.32.

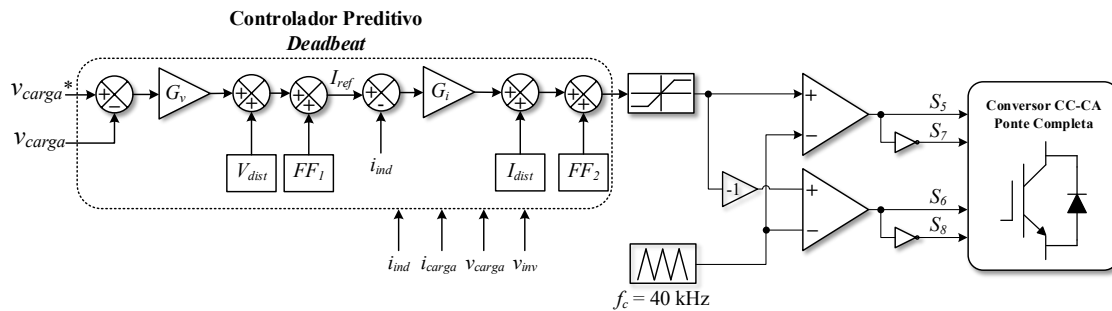


Figura 3.32 – Diagrama de blocos de controlo do controlador digital do conversor CC-CA em ponte completa (Baseado em [72]).

Pela Figura 3.32 é possível verificar que a tensão de perturbação ($V_{dist}(k)$), equação (3.11) e a corrente de perturbação ($I_{dist}(k)$), equação (3.12), são adicionados, respetivamente, aos reguladores da tensão (v_{carga}) e da corrente (i_{carga}) de saída, melhorando a resposta e aumentando a robustez do controlo [73].

$$V_{dist}(k) = -\frac{\gamma_2}{\phi_{21}} \cdot v_{inv}(k) - \frac{\delta_2}{\phi_{21}} \cdot i_{carga} \quad (3.11)$$

$$I_{dist}(k) = -\frac{\phi_{12}}{\gamma_1} \cdot v_{carga}(k) - \frac{\delta_1}{\gamma_1} \cdot i_{carga} \quad (3.12)$$

Os termos de *feed-forward*, obtidos através da transformada de “*Forward Euler*”, $FF_1(k)$, equação (3.13), e $FF_2(k)$, equação (3.14), envolvem o uso de valores estimados da tensão sinusoidal de referência (v_{carga}^*), um e dois períodos à frente do estado atual. No caso de todos estes parâmetros serem bem estimados, esta solução de controlo preditivo *deadbeat* garante o acompanhamento perfeito da tensão de referência após dois períodos de amostragem [73].

$$FF_1(k) = \frac{v_{carga}^*(k+1) - \phi_{22}^{est} \cdot v_{carga}^*}{\phi_{21}^{est}} \quad (3.13)$$

$$FF_2(k) = \frac{v_{carga}^* (k+2) - 2 \cdot \phi_{11}^{est} \cdot v_{carga}^* (k+1) + \phi_{11}^{est^2} \cdot v_{carga}^*}{\phi_{21}^{est} \cdot \gamma_1^{est}} \quad (3.14)$$

Os ganhos de corrente (G_I), e de tensão (G_V), que entram como elementos multiplicativos nas malhas de corrente e tensão, respetivamente, são obtidos através das equações (3.15) e (3.16).

$$G_I = \frac{2 \cdot \phi_{11}}{\gamma_1} = \frac{2 \cdot \omega \cdot L \cdot \cos(\omega T)}{\sin(\omega T)} \quad (3.15)$$

$$G_V = \frac{\phi_{11}}{2 \cdot \phi_{21}} = \frac{\omega \cdot C \cdot \cos(\omega T)}{2 \cdot \sin(\omega T)} \quad (3.16)$$

É necessário referir que, quanto maiores estes ganhos do controlador forem, mais sensível ao ruído o controlo se torna, a não ser que se tomem precauções especiais.

Além disso, embora o método de controlo proposto consiga, idealmente, seguir a referência (v_{carga}^*) depois de dois períodos de amostragem, existem alguns fatores que afetam o seu desempenho, como:

- Estimação ou variação imperfeita dos parâmetros do inversor (especialmente o valor da bobina L_2 , que pode variar em situação de cargas não-lineares ou durante uma sobrecarga momentânea no sistema);
- *Offset* e *delay* dos sensores;
- Erros de leitura do ADC;
- Tempo de comutação e quedas de tensão de condução dos IGBTs, etc [73].

3.7. Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o Estado Arte dos conversores de potência, com especial ênfase nas topologias mais apropriadas para a implementação de inversores fonte de tensão para aplicação em sistemas híbridos isolados. Deste estudo concluiu-se que a categoria de conversores CC-CA-CC-CA é a que mais se adequa ao propósito desta dissertação tendo em conta a alta capacidade de elevação de tensão, potência elevada e isolamento galvânico entre a entrada e a saída.

De seguida foi descrito o funcionamento de cada um dos dois conversores implementados, ilustrando para cada um deles os diversos estados de operação. Para além disso, foram ainda explicadas a técnica modulação e os algoritmos de controlo aplicados tendo em conta especificações deste projeto.

Dos conversores CC-CC estudados foi escolhido o conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck* pois apresenta várias vantagens para este sistema, entre as quais permitir o isolamento galvânico entre as duas partes do sistema através de um transformador de alta-frequência. Quanto ao inversor monofásico, foi também selecionada a topologia ponte completa. Quanto às técnicas de controlo e modulação, no caso do conversor CC-CC foi aplicado um controlador PI e para o controlo do conversor CC-CA foi escolhida a técnica de controlo preditivo *deadbeat* direcionado para aplicações UPS. Para ambos, a técnica de modulação escolhida foi o PWM unipolar.

CAPÍTULO 4

Simulação do Sistema de Alimentação da Microrrede Isolada

4.1. Introdução

A utilização de ferramentas computacionais tem vindo, cada vez mais, a aumentar ao longo do tempo, apresentado um papel fundamental, nomeadamente, na eletrónica de potência, já que permite testar diversos circuitos sem qualquer risco. Além disso, possibilitam a identificação de problemas que poderiam surgir durante a implementação do sistema real.

Este tipo de ferramentas permite analisar o comportamento dos circuitos eletrónicos, bem como verificar a sua resposta, perante a alteração de parâmetros de múltiplos controlos e de outras variáveis do sistema.

Para realizar as simulações computacionais necessárias do sistema antes da sua implementação, utilizou-se a ferramenta de simulação especialmente direcionada para aplicações de eletrónica de potência, *PSIM 9.0.3*, desenvolvida pela empresa *Powersim Inc.*

Neste capítulo são apresentados os modelos de simulação do sistema de alimentação da microrrede isolada, que incluem o sistema de potência e o sistema de controlo, bem como os resultados de simulação obtidos para cada modelo.

Inicialmente são simulados os conversores e respetivo sistema de controlo, relativamente a cada estágio, de forma individual. Por fim, é simulado o sistema completo, englobando os dois conversores anteriormente testados individualmente.

4.2. Modelos de Simulação para o 1º e 2º Estágios

Tal como foi descrito no Capítulo 3, para o primeiro estágio de conversão, foram consideradas as três topologias clássicas inversoras: ponte completa, meia ponte e *push-pull*. Tendo sempre em conta as vantagens e desvantagens teóricas de cada uma, foi necessário perceber qual destas topologias se adequava melhor ao caso prático em estudo através de simulações computacionais. Já para o segundo estágio de conversão, estágio retificador, foi definido que a melhor solução passaria pela topologia ponte completa.

4.2.1. Conversor CC-CC *Push-Pull*

Na Figura 4.1 está representado o modelo de simulação do conversor CC-CC *push-pull* que foi, inicialmente, colocado como hipótese para o primeiro e segundo estágios do sistema.

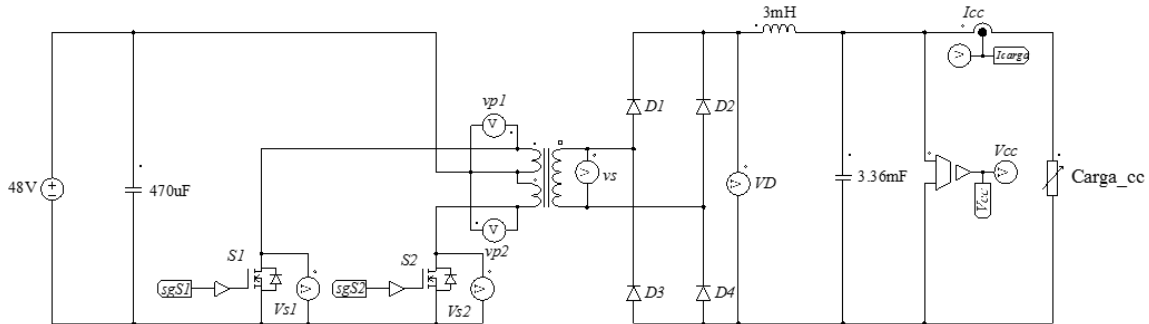


Figura 4.1 – Modelo de simulação do conversor CC-CC *push-pull*.

Este conversor é constituído por dois MOSFETs (S_1 e S_2). O transformador isolador de alta-frequência usado possui uma relação de espiras de 1:13. A ponte retificadora é formada por quatro díodos (D_1 , D_2 , D_3 , D_4). Por sua vez, o filtro *LC* intermediário é composto por uma bobina de 3 mH, que evita que o conversor entre, em algum instante, no modo descontinuo e por um conjunto de 6 condensadores em paralelo, perfazendo um total de 3,36 mF de capacidade. É ainda usado um condensador de *snubber* de 470 μ F em paralelo com o barramento CC de 48 V. Na Figura 4.2 são apresentados alguns dos resultados de simulação relativos à implementação da topologia *push-pull*.

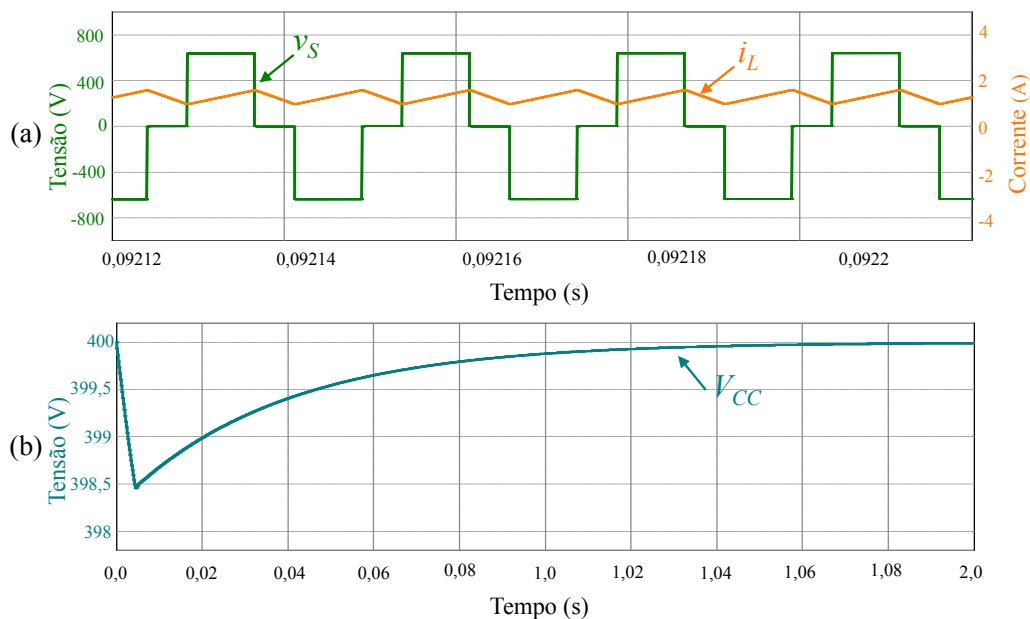


Figura 4.2 - Resultados de simulação do conversor CC-CC *push-pull* em regime permanente: (a) Tensão no secundário do transformador (v_s) e corrente na bobina L_1 do filtro *LC* intermediário (i_L); (b) Tensão à saída do conversor (V_{CC}).

Na Figura 4.2 (a) foi possível verificar o modo de operação contínuo deste conversor, na medida em que a corrente na bobina nunca se anula. Nessa figura observa-se também que a tensão aos terminais do secundário do transformador apresenta a forma de onda de três níveis de energia esperada. Já na Figura 4.2 (b), é possível observar a regulação dos 400 V à saída do conversor *push-pull*, tal como pretendido. Todavia, nem tudo são boas indicações no que toca a esta topologia. Na Figura 4.3 são apresentados outros resultados de simulação relativos à implementação desta topologia.

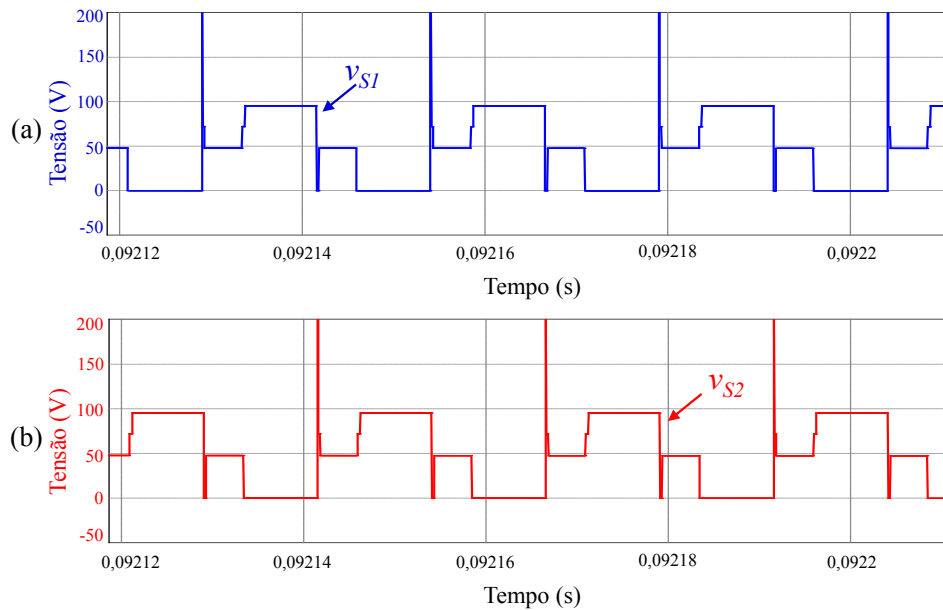


Figura 4.3 – Resultados de simulação do conversor CC-CC *push-pull* em regime permanente: (a) Tensão aos terminais do MOSFET S_1 (v_{S1}); (b) Tensão aos terminais do MOSFET S_2 (v_{S2}).

Os resultados apresentados na Figura 4.3 corroboram o que foi explicado no Capítulo 3. Isto é, uma das principais desvantagens desta topologia são as sobretensões que surgem nos semicondutores no momento de bloqueio dos mesmos, provocadas pela energia armazenada na indutância de dispersão transformador isolador. Esta e outras razões, enunciadas no capítulo anterior, levaram à não implementação desta topologia para o caso prático da corrente dissertação.

4.2.2. Conversor CC-CC em Meia Ponte Isolado de Alta-Frequência

Na Figura 4.4 está representado o modelo de simulação do conversor CC-CC em meia ponte isolado de alta-frequência.

Este conversor é constituído por dois MOSFETs em série no braço da meia ponte controlada (S_1 e S_2). Neste caso, o transformador isolador de alta-frequência usado possui uma relação de espiras de 1:28. Esta relação é necessária uma vez que esta topologia, para

a mesma tensão no barramento de entrada (48 V), só permite obter metade do valor eficaz da tensão de saída quando comparado ao inversor *push-pull* ou em ponte completa.

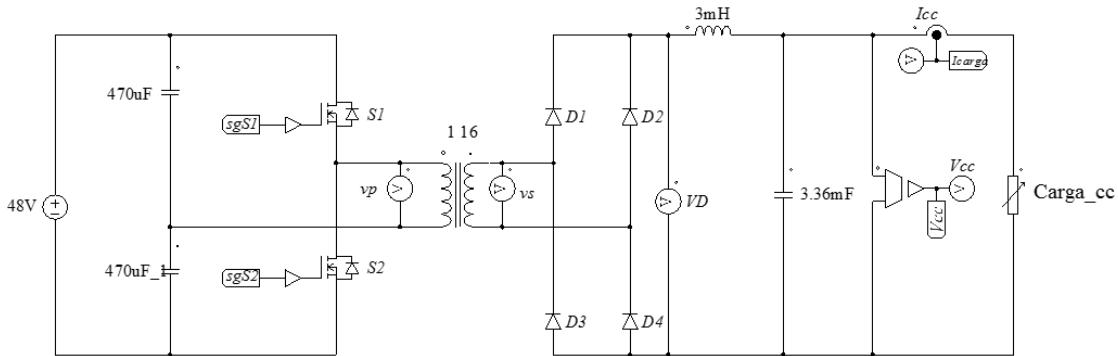


Figura 4.4 – Modelo de simulação do conversor CC-CC em meia ponte isolado de alta-frequência.

A ponte retificadora, o filtro *LC* intermediário e o condensador de *snubber* utilizados são iguais aos usados no caso de simulação anterior (*push-pull*). Na Figura 4.5 estão representados alguns dos resultados de simulação referentes à topologia meia ponte.

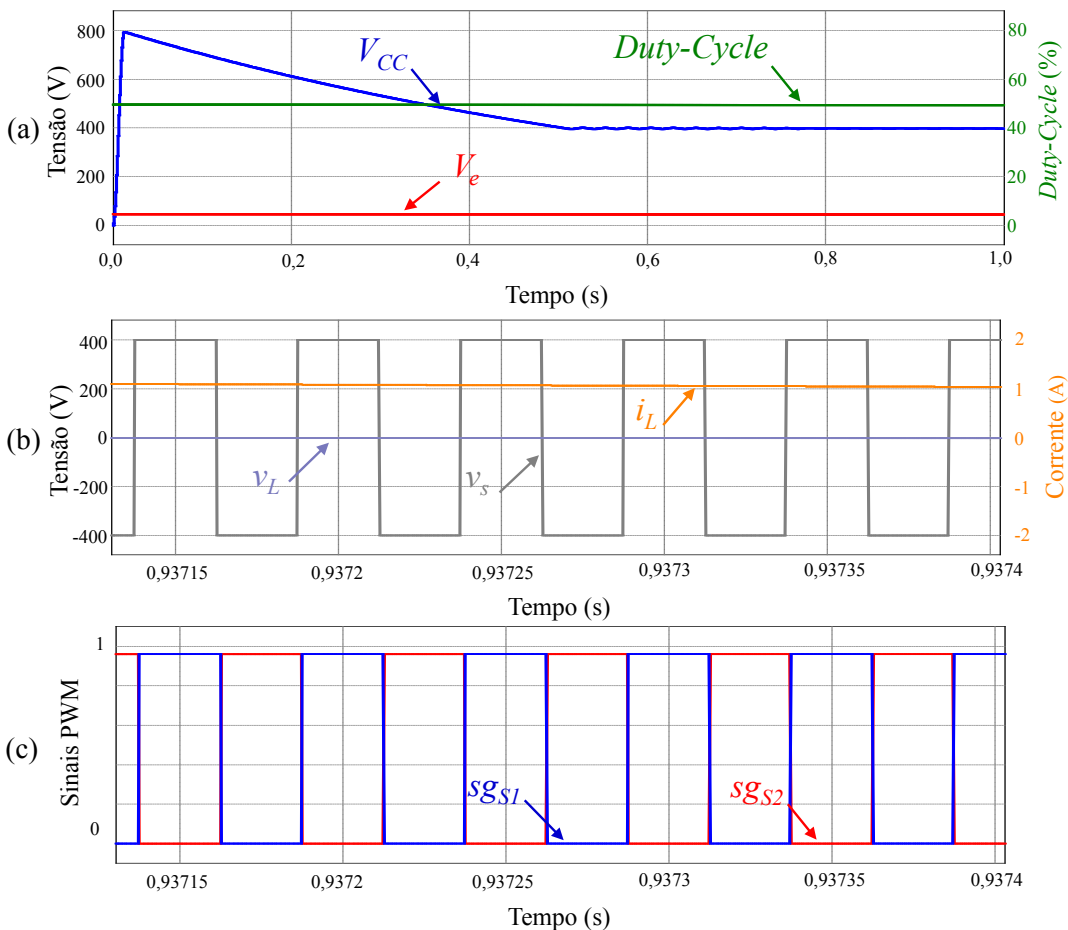


Figura 4.5 – Resultados de simulação do conversor CC-CC em meia ponte: (a) Formas de onda da tensão de entrada (V_e), da tensão de saída (V_{CC}) e da evolução do *duty-cycle* do conversor CC-CC desde o instante zero até atingir o regime permanente; (b) Formas de onda da tensão no secundário do transformador (v_s), da tensão na bobina (v_L) e da corrente na bobina (i_L) em regime permanente; (c) Sinais PWM (sg_{S1} e sg_{S2}) aplicados a cada um dos MOSFETs da meia ponte.

Na Figura 4.6 (a) é possível observar as formas de onda da tensão de entrada (V_e), da tensão de saída (V_{CC}) e da evolução do *duty-cycle* do conversor CC-CC desde o instante zero até atingir o regime permanente. Na Figura 4.7 (b) são apresentadas as formas de onda da tensão no secundário do transformador (v_s), da tensão na bobina (v_L) e da corrente na bobina (i_L) em regime permanente. Na Figura 4.8 (c) são apresentados os sinais PWM (sg_{S1} e sg_{S2}) aplicados a cada um dos MOSFETs da meia ponte.

Em suma, a Figura 4.9 mostra o bom funcionamento do sistema com esta topologia, tendo em conta as limitações que apresenta. Porém, esta solução não se verificou ser a mais adequada para o caso de estudo, pelos motivos enunciados no capítulo anterior.

4.2.3. Conversor CC-CC em Ponte Completa Isolado de Alta-Frequência do tipo *Buck*

Tendo em conta as limitações das duas topologias anteriormente simuladas, passou-se à fase de simulações relativas à topologia ponte completa, que se afigurava ser a opção mais adequada para o conversor a implementar no primeiro e segundo estágios. Posteriormente procedeu-se à criação dos modelos de simulação, tanto da parte do circuito de potência, como da parte do sistema de controlo e modulação, tal como é possível de observar em seguida.

Modelo de Simulação do Controlador Digital

O controlador do conversor CC-CC em estudo é constituído por um bloco, que permite a implementação do código em linguagem C do controlo PI, e por um esquema de modulação PWM unipolar que inclui um *deadtime* (tempo-morto) de 1 μ s. Este último bloco permite obter resultados de simulação o mais próximo possível aos que são obtidos na prática. O modelo de simulação do controlo e modulação aplicado a este conversor pode ser observado na Figura 4.10.

Para a execução do algoritmo do controlo PI, explicado no capítulo anterior e cujo diagrama de blocos do controlador pôde ser observado na Figura 3.27, foi necessária como entrada do bloco C, a leitura da variável correspondente à tensão de saída (V_{CC}) do conversor. Esta é obtida a uma frequência de amostragem (f_s) de 80 kHz, definida pelo bloco ZOH disponível no *PSIM*.

À saída do bloco C é devolvido um sinal de referência (V_r) que é posteriormente comparado com uma onda triangular (V_c), de valor médio zero. Desta comparação resulta um sinal de PWM com a mesma frequência da onda portadora (V_r) (40 kHz) e *duty-cycle* definido pelo sinal modulador (V_c).

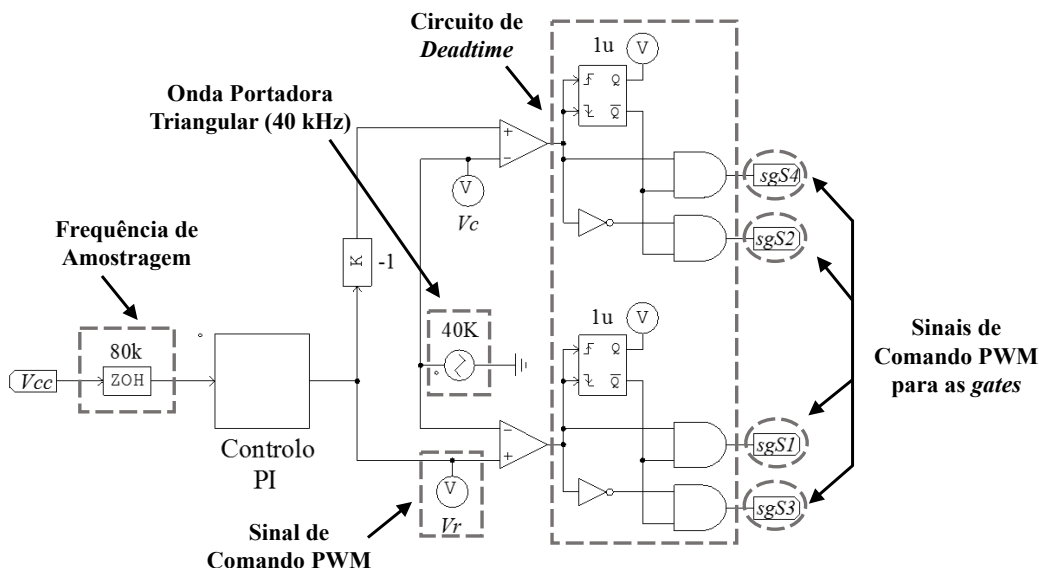


Figura 4.10 – Modelo de simulação do controlador aplicado ao conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*.

Neste caso concreto, o sinal de PWM, resultante da comparação realizada, é aplicado ao MOSFET superior (S_1) do braço da esquerda, sendo o sinal aplicado ao MOSFET inferior desse braço (S_3) obtido a partir da negação lógica desse sinal.

Para o comando do outro braço da ponte, inverteu-se o sinal de referência (V_r), comparando-o com a mesma onda triangular (V_c). Desta comparação resulta um sinal de PWM que é aplicado ao MOSFET inferior (S_4), sendo que no MOSFET superior (S_2) é aplicada a negação lógica desse sinal.

Modelo de Simulação do Conversor

Na Figura 4.11 está representado o modelo de simulação do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*.

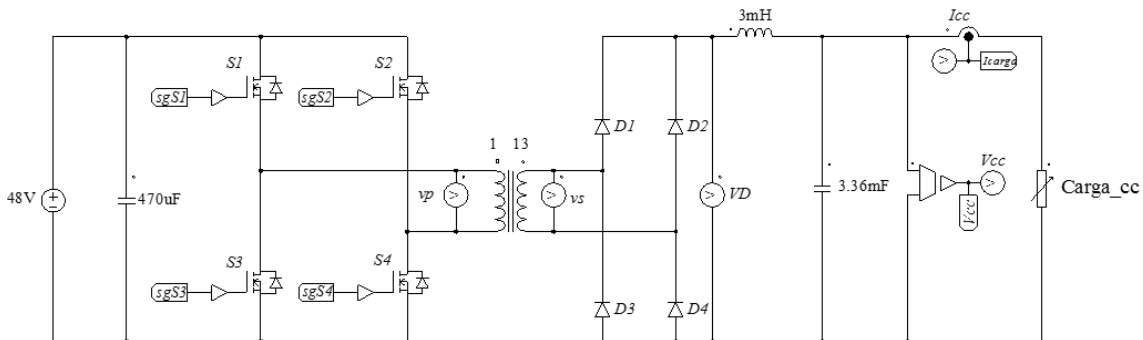


Figura 4.11 – Modelo de simulação do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*.

Este conversor é constituído por quatro MOSFETs na ponte completa controlada (S_1, S_2, S_3, S_4) e o transformador isolador de alta-frequência usado possui uma relação de espiras de 1:13. A ponte retificadora, o filtro *LC* intermediário e o condensador de

snubber utilizados neste inversor são iguais aos que foram usados nas duas simulações computacionais anteriores (*push-pull* e meia ponte).

Resultados de Simulação

Na Figura 4.12 (a) e (b) é possível observar os sinais de PWM ($sgS1$, $sgS2$, $sgS3$, $sgS4$), resultantes do controlo e modulação implementados. Estes sinais de PWM são aplicados às *gates* dos respetivos MOSFETs (S_1 , S_2 , S_3 , S_4).

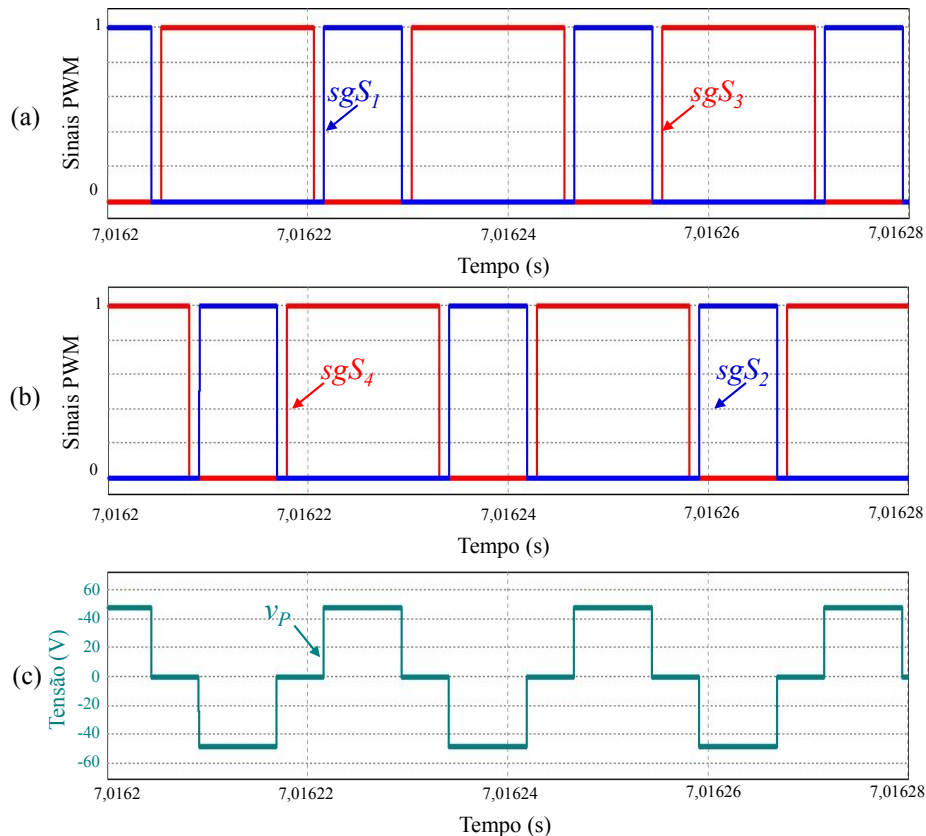


Figura 4.12 – Resultados de simulação do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck* em regime permanente: (a) Sinais de PWM complementares aplicados aos MOSFETs do braço A (sgS_1 e sgS_3); (b) Sinais de PWM complementares aplicados aos MOSFETs do braço B (sgS_2 e sgS_4); (c) Tensão no primário do transformador isolador (v_P).

Na Figura 4.12 (c) é apresentado o resultado desta modulação através da tensão aplicada no primário do transformador isolador (v_P). Ou seja, é possível observar que quando o par de MOSFETs S_1 e S_4 se encontra a conduzir em simultâneo, a tensão v_P assume o valor de $+V_e$, que neste caso é de +48 V, durante o tempo correspondente ao *duty-cycle* imposto pelo controlo. Quando o par de MOSFETs S_2 e S_3 se encontra simultaneamente ativo, a tensão v_P assume o valor de $-V_e$, que neste caso é de -48 V.

Os resultados de simulação da tensão no secundário do transformador isolador (v_S), da tensão à saída da ponte retificadora (V_D) e da corrente na bobina L_I (I_{LI}) estão

apresentados na Figura 4.13. Através desta figura, é possível observar que a tensão v_S assume o valor de $+V_e$ multiplicado pela relação de transformação do transformador, que é de 1:13, resultando em +624 V. Tal acontece durante o tempo em que o par de MOSFETs S_1 e S_4 se encontra a conduzir em simultâneo. Quando é o par de MOSFETs S_2 e S_3 que se encontra simultaneamente ativo, a tensão v_S assume o valor de -624 V.

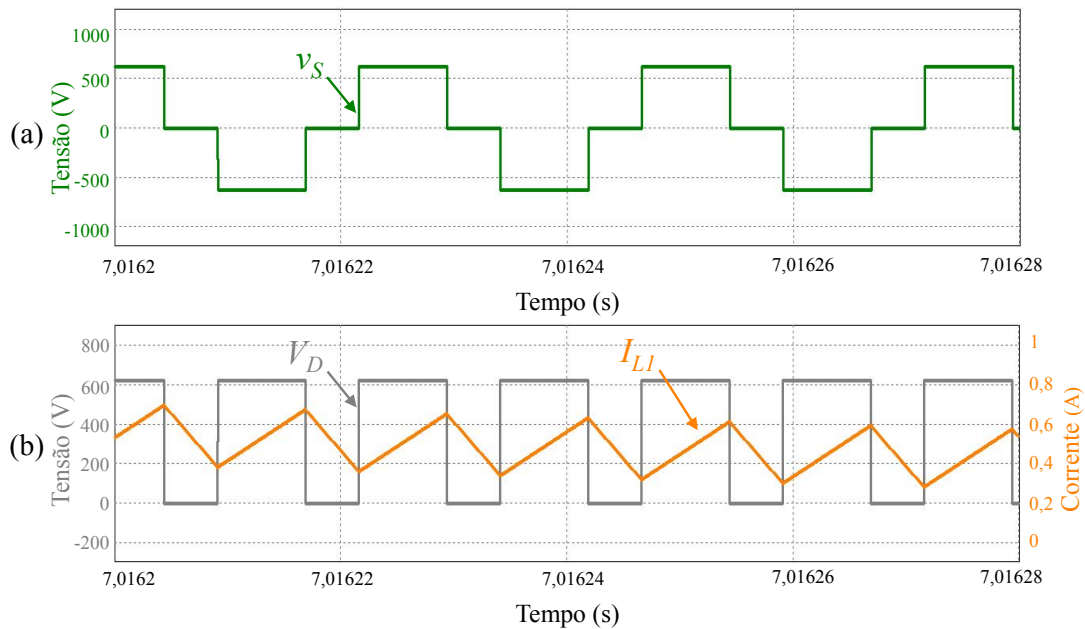


Figura 4.13 – Resultados de simulação do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck* em regime permanente: (a) Tensão no secundário do transformador isolador (V_S); (b) Tensão à saída da ponte retificadora (V_D) e corrente na bobina L_I (I_{L_I}).

Ainda através da Figura 4.13 (b), é possível constatar que a tensão à saída do retificador a díodos, V_D , é positiva ou nula, apresentando, o dobro da frequência do sinal à entrada da ponte. Quanto à corrente na bobina L_I , verifica-se que esta nunca se anula, o que significa que o conversor, para as condições enunciadas, está a funcionar no modo contínuo, como o desejado.

Na Figura 4.14 (a), é apresentada a tensão à saída do conversor CC-CC isolado de alta-frequência (V_{CC}). Durante a Etapa 1 é possível observar o carregamento lento dos condensadores até atingir os 400 V. Em seguida, na Etapa 2, é ativada uma carga linear resistiva de 320 Ω e a tensão (V_{CC}) estabiliza novamente no valor de referência. Paralelamente, é possível observar, na Figura 4.14 (b), a evolução do *duty-cycle* aplicado a este conversor.

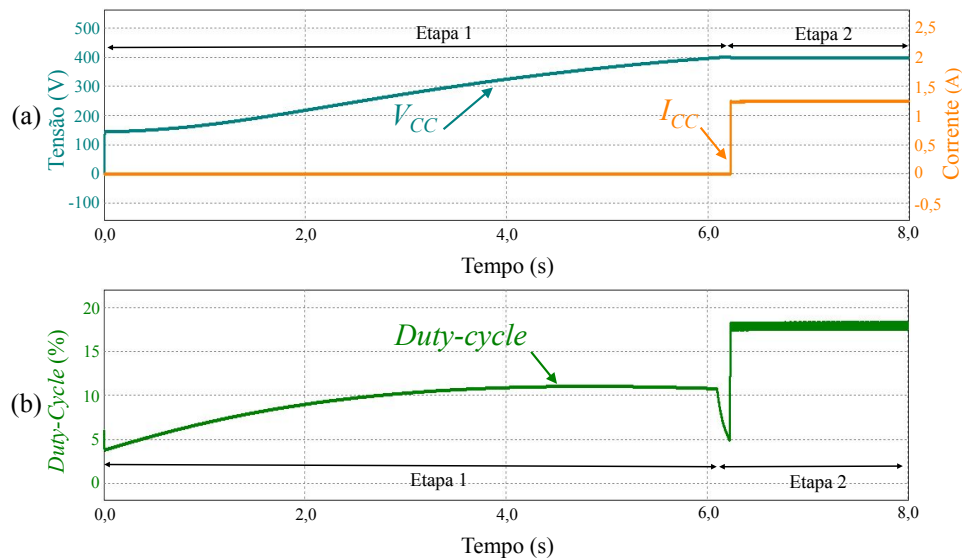


Figura 4.14 – Resultados de simulação do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck* para uma carga linear resistiva: (a) Tensão (V_{CC}) e corrente (I_{CC}) à saída do conversor; (b) *Duty-cycle* visto do lado do primário da ponte inversora a MOSFETs.

4.3. Modelos de Simulação para o 3º Estágio

No Capítulo 3, foram consideradas três topologias inversoras para este terceiro e último estágio de conversão: ponte completa, meia ponte e *diode-clamped*. Assim foi também necessário perceber qual destas topologias se adequava melhor ao caso prático em estudo através das simulações computacionais. Em relação ao sistema de controlo da topologia selecionada (ponte completa), foram ainda simuladas duas técnicas de controlo preditivo para a sintetização de uma tensão sinusoidal com valor eficaz de 230 V a uma frequência de 50 Hz, independentemente da carga. A técnica de modulação utilizada em ambos é a SPWM unipolar.

4.3.1. Inversor em Meia Ponte

Na Figura 4.15 está representado o modelo de simulação do conversor CC-CA em meia ponte, que foi, inicialmente, colocado como hipótese para o terceiro estágio do sistema.

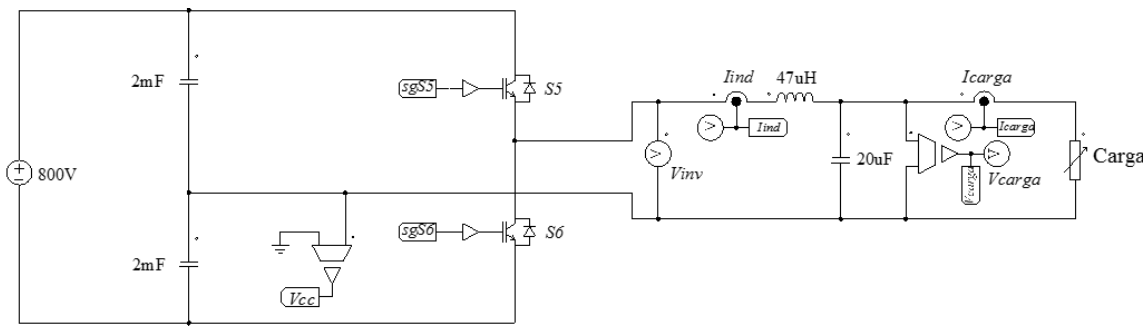


Figura 4.15 – Modelo de simulação do conversor CC-CA em meia ponte.

Este inversor é constituído por dois IGBTs (S_5 e S_6) no braço da meia ponte controlada. O filtro LC de saída é composto por uma bobina com uma indutância de $47 \mu\text{H}$ e por um condensador de $20 \mu\text{F}$ de capacidade.

Na Figura 4.16 estão representados os resultados de simulação para uma carga linear resistiva de 106Ω . Nessa figura é possível verificar que a corrente e tensão na carga se encontram em fase e que esta última segue a tensão de referência pretendida. A sintetização de uma tensão sinusoidal de 230 V à frequência de 50 Hz é alcançada. No entanto, esta topologia tem a grande desvantagem de exigir uma maior taxa de elevação do primeiro estágio de conversão, tal como explicado no Capítulo 3. Como tal, não é a opção selecionada para implementar no caso prático da presente dissertação.

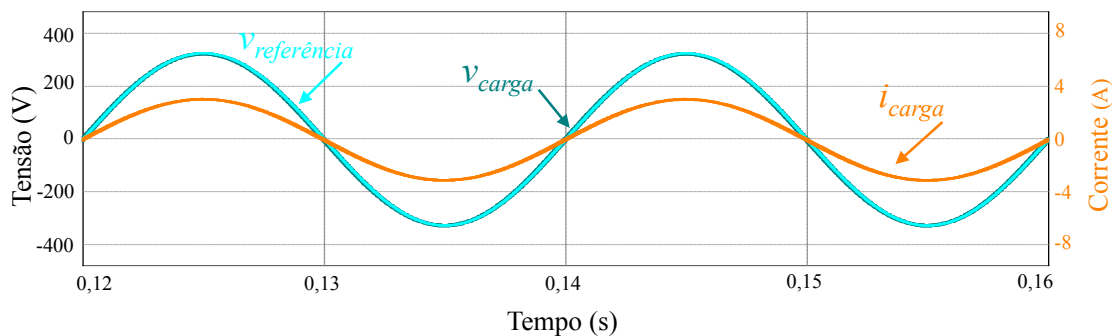


Figura 4.16 – Formas de onda da tensão de referência ($v_{referencia}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em meia ponte para uma carga linear resistiva.

4.3.2. Inversor *Diode-Clamped* de 3 Níveis

Na Figura 4.17 está representado o modelo de simulação do inversor multinível *diode-clamped* de 3 níveis, que foi também colocado como hipótese para o terceiro estágio de conversão do sistema de alimentação da microrrede isolada.

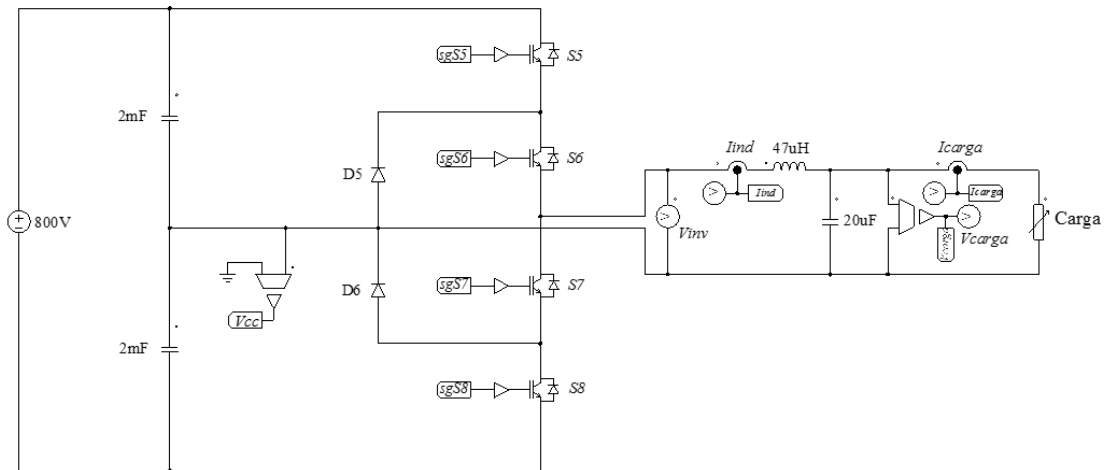


Figura 4.17 – Modelo de simulação do inversor multinível *diode-clamped* de 3 níveis.

Este inversor é constituído por quatro IGBTs (S_5 , S_6 , S_7 e S_8) e dois díodos (D_5 e D_6). O filtro *LC* de saída é igual ao utilizado anteriormente no inversor em meia ponte.

Os resultados de simulação deste inversor para uma carga linear resistiva de 106Ω são apresentados na Figura 4.18. Tal como verificado no caso anterior (meia ponte), também aqui a corrente e tensão na carga se encontram em fase. A sintetização de uma tensão sinusoidal de 230 V à frequência de 50 Hz é novamente alcançada, seguindo a tensão de referência pretendida com sucesso. Todavia, esta topologia também não se revelou ser a melhor opção para ser implementada no caso prático da presente dissertação, devido às condicionantes referidas no Capítulo 3.

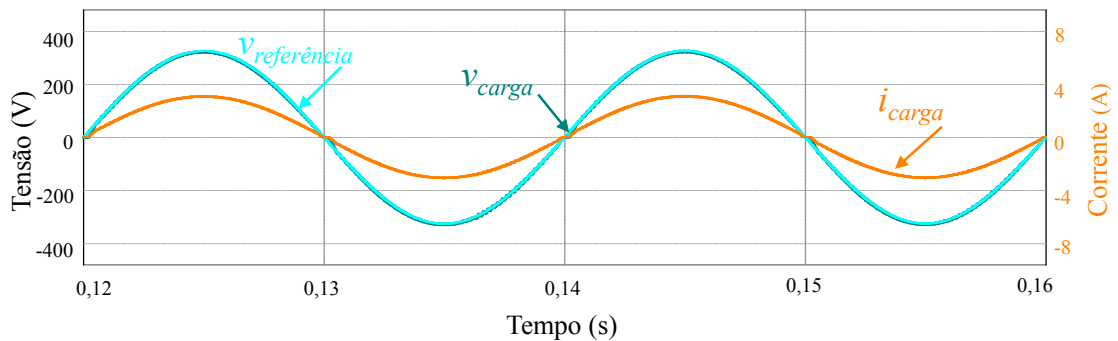


Figura 4.18 – Formas de onda da tensão de referência ($v_{referência}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do inversor multinível *diode-clamped* de 3 níveis para uma carga linear resistiva.

4.3.3. Inversor em Ponte Completa

Tendo em conta as limitações das duas topologias anteriormente simuladas, passou-se à fase de simulações relativas à topologia ponte completa, que se afigurava ser novamente a melhor opção, de acordo com as conclusões apresentadas no Capítulo 3. Assim, nesta subsecção são descritos os modelos de simulação do controlador e do

circuito de potência do conversor CC-CA em ponte completa, correspondente ao terceiro e último estágio de conversão do sistema de alimentação da microrrede isolada.

Modelo de Simulação do Controlador Digital

Controlo Preditivo Básico

O controlador digital apresentado na Figura 4.19 é constituído por um bloco C onde é implementado o algoritmo do controlo preditivo básico, explicado sucintamente no Capítulo 3. Além disso inclui um esquema de modulação SPWM unipolar.

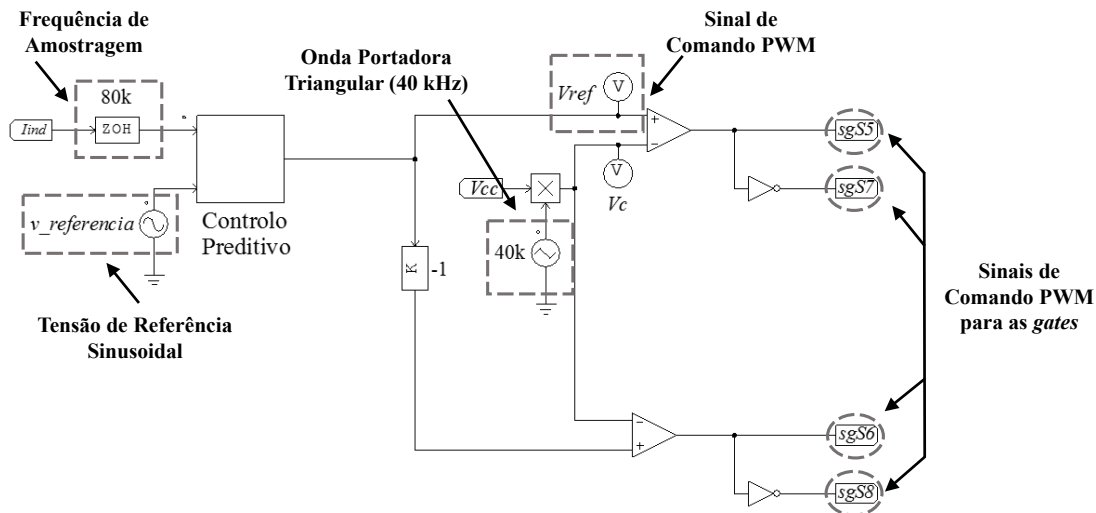


Figura 4.19 – Modelo de simulação do controlo preditivo básico baseado em [72].

O algoritmo do controlo preditivo em questão pressupõe a leitura da corrente na bobina (i_{ind}), que é adquirida a uma frequência de amostragem (f_s) de 80 kHz, definida pelo bloco ZOH disponível no *PSIM*. Uma vez que se trata de um controlo preditivo, implica a existência de uma tensão de referência sinusoidal (230 V, 50 Hz), que também é lida pelo bloco C para efeitos de execução do código descrito na equação (3.4).

À saída do bloco C, é devolvido um sinal de referência (V_{ref}) que é, posteriormente, comparado com uma onda triangular (V_c), de valor médio zero. Desta comparação resulta um sinal de PWM com a mesma frequência da onda portadora (V_r) (40 kHz).

Neste esquema de modulação unipolar, o sinal de PWM, resultante da comparação realizada, é aplicado ao IGBT superior (S_5) do braço da esquerda, sendo o sinal aplicado ao IGBT inferior desse braço (S_7) obtido a partir da negação lógica desse sinal.

Para o comando do outro braço da ponte, inverteu-se o sinal de referência (V_{ref}), comparando-o com a mesma onda triangular (V_c). Desta comparação resulta um sinal de PWM que é aplicado ao IGBT superior (S_6), sendo que no IGBT inferior (S_8) é aplicada a negação lógica desse sinal.

Controlo Preditivo *Deadbeat*

O controlador do conversor CC-CA em ponte completa em estudo é igualmente constituído por um bloco, que permite a implementação do código em linguagem C do controlo preditivo *deadbeat*, e por um esquema de modulação SPWM unipolar, que inclui um *deadtime* de 1 μ s, de maneira a obter resultados de simulação o mais próximo possível dos resultados práticos. O modelo de simulação deste conversor pode ser observado na Figura 4.20.

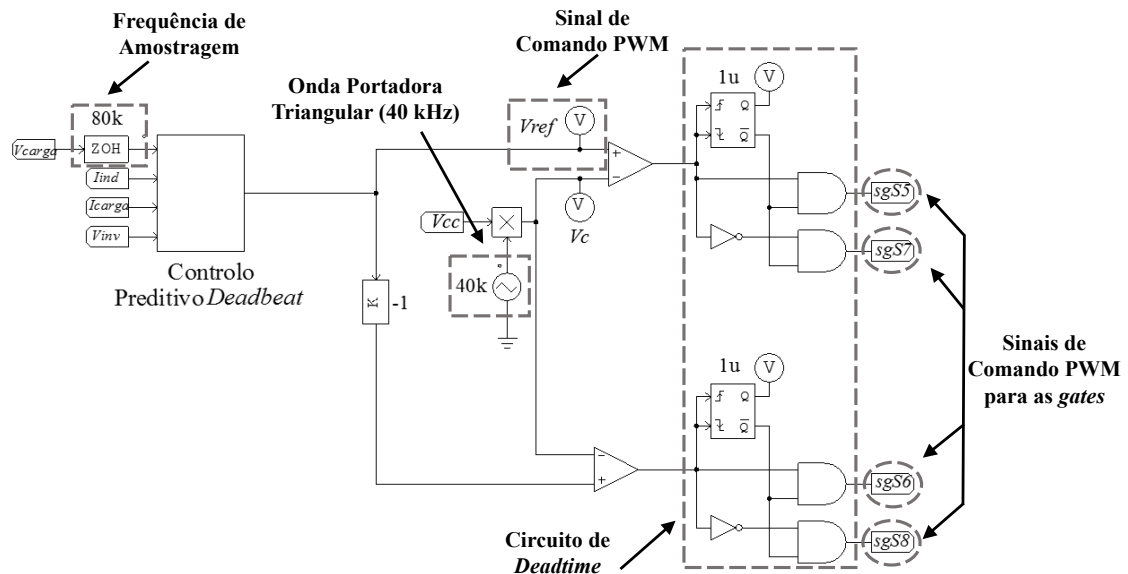


Figura 4.20 – Modelo de simulação do controlo preditivo *deadbeat* aplicado ao conversor CC-CA em ponte completa.

Para a execução do algoritmo do controlo preditivo *deadbeat*, explicado no capítulo anterior e cujo diagrama de blocos do controlador pôde ser observado na Figura 3.32, é necessário realizar a leitura da tensão à saída da ponte completa do inversor (v_{inv}), da tensão na carga (v_{carga}), da corrente na bobina (i_{ind}), e da corrente na carga (i_{carga}). Todas estas variáveis foram adquiridas a uma frequência de amostragem (f_s) de 80 kHz, definida pelo bloco ZOH disponível no *PSIM*.

O esquema de modulação SPWM unipolar aplicado a este controlador digital é igual ao implementado no controlador digital referente ao controlo preditivo básico, descrito anteriormente.

Modelo de Simulação do Conversor CC-CA em Ponte Completa

Na Figura 4.21 está representado o modelo de simulação do conversor CC-CA em ponte completa, que é usado para o terceiro estágio do sistema.

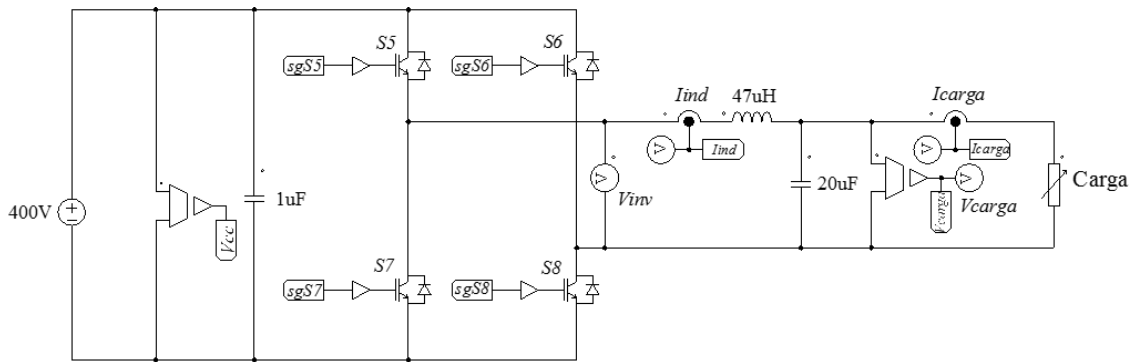


Figura 4.21 – Modelo de simulação do conversor CC-CA em ponte completa.

Este inversor é constituído por quatro IGBTs (S_5 , S_6 , S_7 , S_8) na ponte completa controlada. O filtro LC de saída é composto por uma bobina com uma indutância de $47 \mu\text{H}$ e por um condensador de $20 \mu\text{F}$ de capacidade. É ainda usado um condensador de *snubber* de $1 \mu\text{F}$ em paralelo com o barramento CC de 400 V .

Resultados de Simulação com Carga Linear Resistiva

Nesta primeira simulação do conversor CC-CA em ponte completa é utilizada uma carga linear resistiva de 106Ω . Esta foi calculada de modo a consumir a potência máxima estipulada para o sistema total de alimentação da microrrede isolada (500 W), tendo em conta que a tensão na carga pretendida é de 230 V eficazes. Na Figura 4.22 estão representados os resultados de simulação para as condições citadas. Através da mesma é possível verificar que a corrente e tensão na carga se encontram em fase e que esta última segue a tensão de referência pretendida.

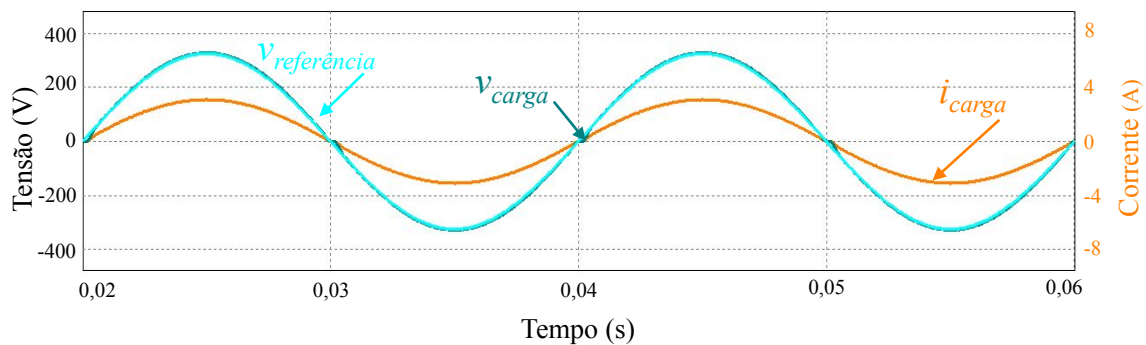


Figura 4.22 – Formas de onda da tensão de referência ($v_{referencia}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa para uma carga linear resistiva.

Resultados de Simulação com Carga Linear RL

Na simulação, cujos resultados podem ser observados na Figura 4.23, é utilizada uma carga linear resistiva de $91,8 \Omega$ em série com uma bobina com $292,2 \text{ mH}$ de indutância. Tal como no exemplo anterior, esta carga RL foi calculada de modo a que fosse consumida a potência máxima estipulada para o sistema total de alimentação da

microrrede isolada. Os resultados mostram a existência de um desfaseamento entre a corrente na carga, i_{carga} , e a tensão na carga, v_{carga} . É também possível de ver nessa figura que a tensão na carga segue perfeitamente a referência.

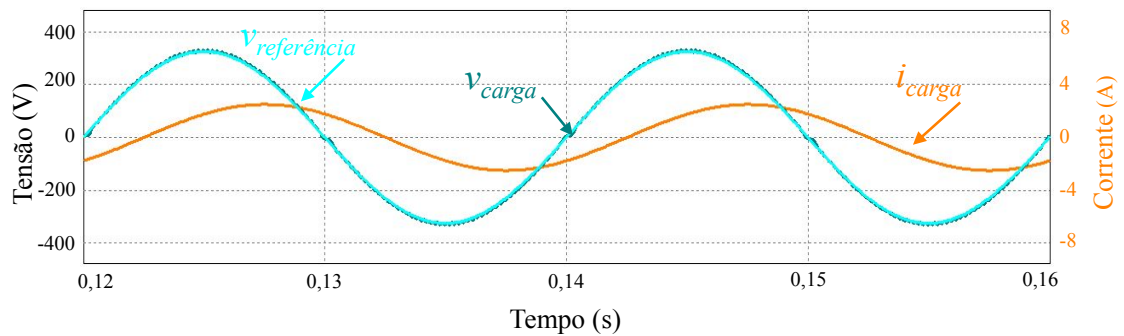


Figura 4.23 – Formas de onda da tensão de referência ($v_{referência}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa para uma carga linear resistiva de 106Ω em série com uma bobina de $292,2 \text{ mH}$.

Resultados de Simulação com Carga Não-Linear

Nesta simulação do conversor CC-CA em ponte completa é utilizada uma carga não-linear, cujo esquema está representado na Figura 4.24. Esta é constituída essencialmente por um retificador a diodos, em paralelo com um condensador de 3 mF e uma resistência de $1,15 \text{ k}\Omega$. Em série com a fase, foi colocada uma bobina de $2,5 \text{ mH}$.

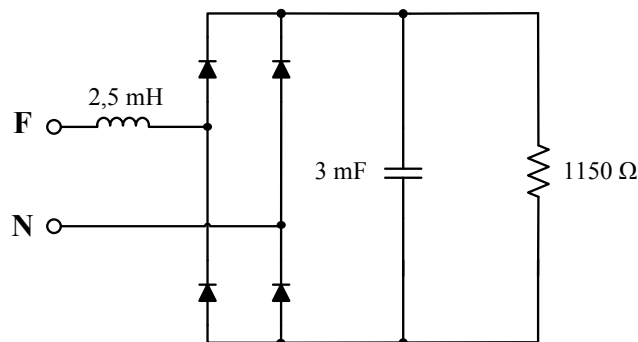


Figura 4.24 – Esquema da carga não-linear utilizada.

Os resultados de simulação do conversor CC-CA para esta carga não-linear (Figura 4.24) são apresentados na Figura 4.25. Através da mesma é possível observar as formas de onda da tensão de referência ($v_{referência}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do inversor. Estes resultados comprovam o bom funcionamento do controlo preditivo *deadbeat* utilizado. Isto porque, apesar de a corrente consumida pela carga, i_{carga} , ser muito distorcida, a tensão na carga, v_{carga} , continua a ser praticamente sinusoidal, não manifestando distorções notórias, causadas pelas quedas de tensão na bobina L_2 do filtro LC de saída.

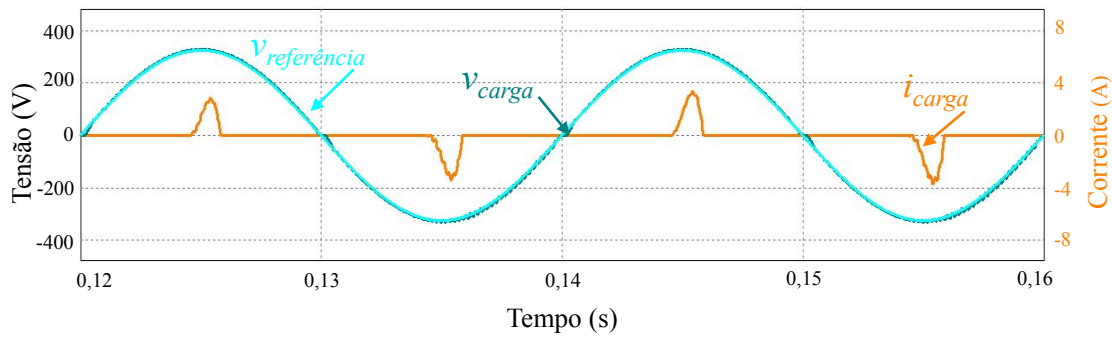


Figura 4.25 – Formas de onda da tensão de referência ($v_{referência}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa para uma carga não-linear.

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

Através da Figura 4.26 é possível observar a resposta transitória do conversor CC-CA em ponte completa para três cargas diferentes: R, RL e não-linear. Nessa figura estão apresentadas as formas de onda da tensão de referência ($v_{referência}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do inversor. Primeiramente ligou-se uma carga linear resistiva de 106Ω , tendo sido desligada pouco depois. Em seguida ligou-se uma carga linear RL série, composta por uma resistência de $91,8 \Omega$ e uma bobina de $292,2 \text{ mH}$, tendo sido desligada pouco depois dos $0,1$ segundos de simulação. Por fim, foi ligada uma carga não-linear, igual à apresentada na Figura 4.24. Os resultados comprovam o bom funcionamento do controlo aplicado em situações transitórias de entrada e saída de cargas.

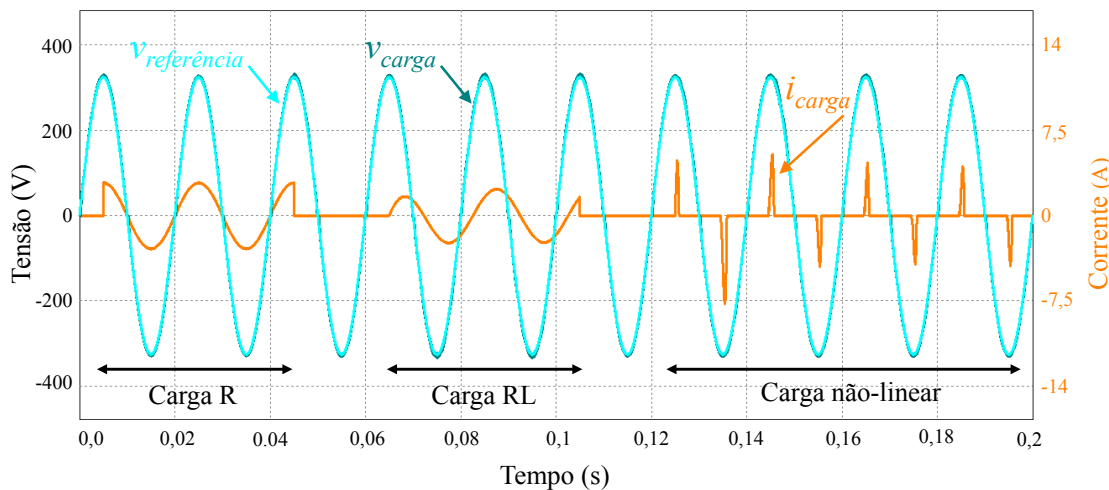


Figura 4.26 – Formas de onda da tensão de referência ($v_{referência}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa em regime transitório para 3 cargas diferentes: R, RL e não-linear.

4.4. Sistema Completo

Depois de obtidos os resultados de simulação dos dois conversores de potência, individualmente, descritos nas subsecções 4.2 e 4.3, procedeu-se à junção dos dois

modelos para estudar o comportamento do sistema de alimentação da microrrede isolada completo.

4.4.1. Modelo de Simulação do Sistema Completo

Na Figura 4.27 está representado o esquema do modelo de simulação do sistema da alimentação da microrrede completo, denominado de conversor CC-CA isolado de alta-frequência.

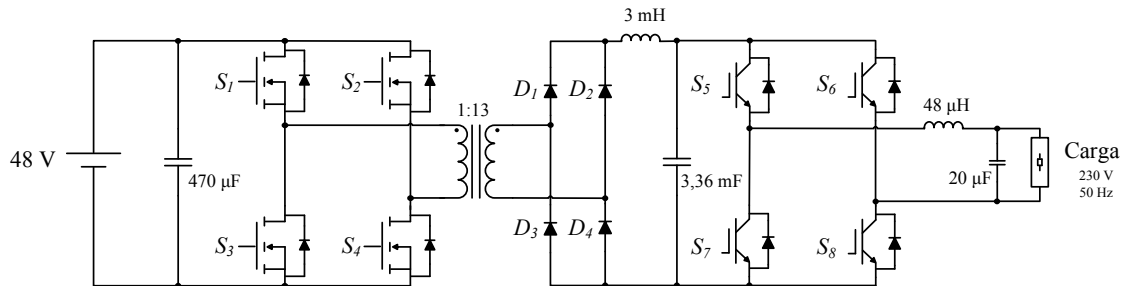


Figura 4.27 – Esquema do sistema da alimentação da microrrede completo.

4.4.2. Resultados de Simulação da Entrada em Funcionamento

Na Figura 4.28 estão representados os resultados de simulação da entrada em funcionamento do conversor CC-CA isolado de alta-frequência completo.

Na Figura 4.28 (a) é possível observar as formas de onda da tensão (V_{CC}) e da corrente (I_{CC}) à saída do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck* bem como a evolução do *duty-cycle* aplicado ao mesmo. O comportamento que se verifica é semelhante ao observado nas simulações do conversor CC-CC em separado. Neste caso, o conversor CC-CA em ponte completa, correspondente ao terceiro estágio de conversão, representa a “carga” vista pelo conversor CC-CC. Durante a Etapa 1 da simulação ocorre o carregamento de forma controlada dos condensadores até a tensão aos seus terminais (V_{CC}) estabilizar no valor pretendido, que neste caso é de 400 V. De seguida é ativado o conversor CC-CA que permite a transferência de energia da fonte (V_e) para a carga aplicada aos terminais de saída do inversor (Etapa 2).

A Figura 4.28 (b) mostra as formas de onda da tensão de referência ($v_{referência}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa. Durante o tempo correspondente à pré-carga dos condensadores (Etapa 1), a corrente (i_{carga}) é nula, e, depois do conversor CC-CA ser ativado, toma o valor correspondente ao resultado da divisão da tensão v_{carga} pela impedância da carga (Etapa 2). Esta tensão vista pela carga (v_{carga}) resulta do controlo aplicado ao terceiro estágio de conversão, que visa que a

mesma seja sempre sinusoidal com uma frequência de 50 Hz e com um valor eficaz de 230 V, independentemente da carga ser linear ou não-linear.

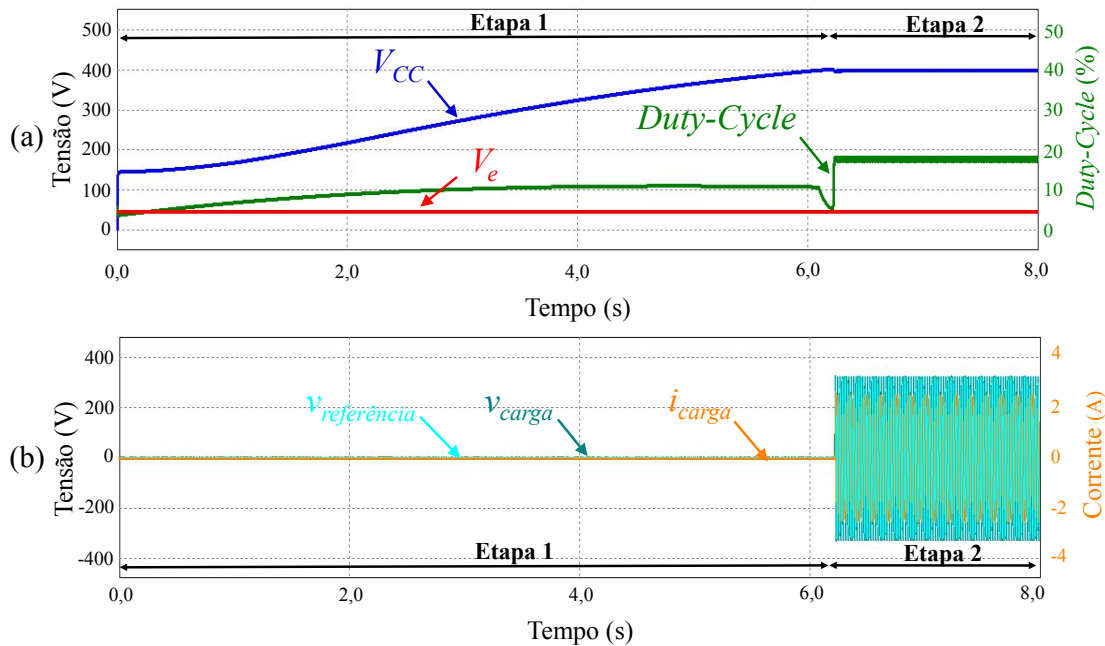


Figura 4.28 – Resultados de simulação da entrada em funcionamento do conversor CC-CA completo: (a) Formas de onda da tensão de entrada (V_e) e da tensão (V_{CC}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa isolado de alta-frequência e evolução do *duty-cycle* aplicado; (b) Formas de onda da tensão de referência ($v_{referencia}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa.

4.4.3. Resultados de Simulação em Regime Permanente

Analisados os resultados de simulação durante a entrada em funcionamento na subsecção 4.4.2, são em seguida apresentados os resultados de simulação em regime permanente do conversor CC-CA completo. Nesta subsecção é possível observar o comportamento do sistema de alimentação da microrrede completo para três tipos de cargas diferentes: uma carga linear resistiva, uma carga linear RL série e por fim uma carga não-linear.

Resultados de Simulação do Sistema Completo com Carga Linear Resistiva

Nesta simulação do conversor CC-CA completo é utilizada uma carga linear resistiva de 106 Ω . Esta foi calculada de modo a ser consumida a potência máxima estipulada para o sistema total de alimentação da microrrede isolada (500 W). Na Figura 4.29 estão representados os resultados de simulação para as condições citadas.

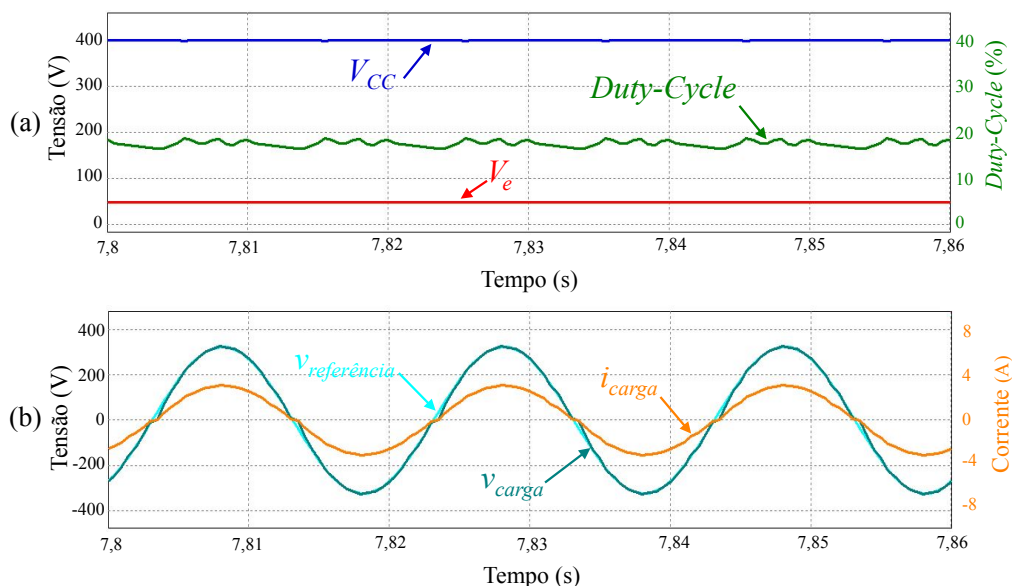


Figura 4.29 – Resultados de simulação do conversor CC-CA completo em regime permanente com carga linear resistiva: (a) Formas de onda da tensão de entrada (V_e) e da tensão (V_{CC}) à saída do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência e evolução do *duty-cycle* aplicado; (b) Formas de onda da tensão de referência ($v_{referencia}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa para uma carga linear resistiva.

Resultados de Simulação com Carga Linear RL

Neste caso é utilizada uma carga linear resistiva de $91,8 \Omega$ em série com uma bobina de $292,2 \text{ mH}$ como durante os ensaios de simulação ao inversor monofásico em separado. Na Figura 4.30 estão representados os resultados de simulação para as condições citadas.

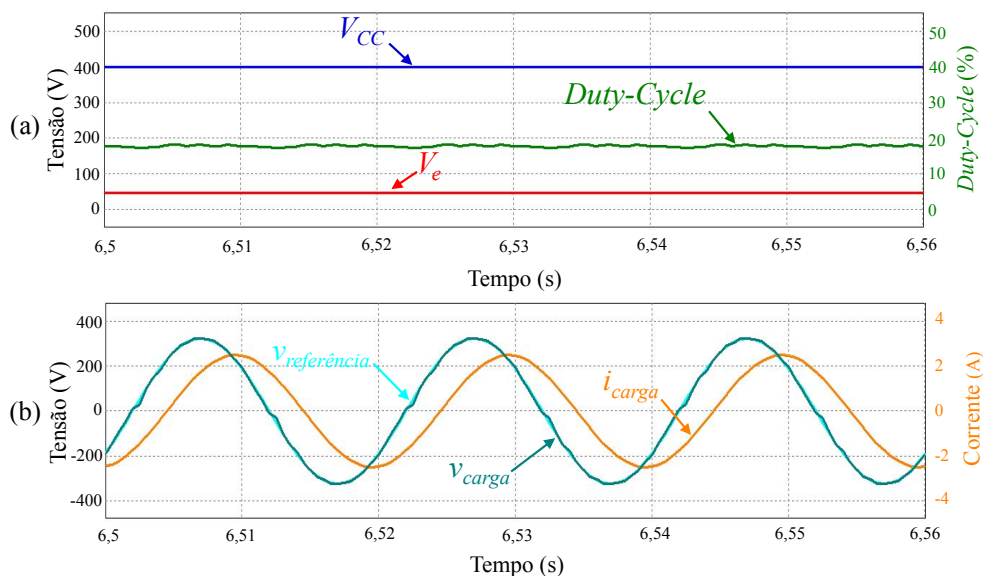


Figura 4.30 – Resultados de simulação do conversor CC-CA completo em regime permanente com carga linear RL: (a) Formas de onda da tensão de entrada (V_e) e da tensão (V_{CC}) à saída do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência e evolução do *duty-cycle* aplicado; (b) Formas de onda da tensão de referência ($v_{referencia}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa para uma carga linear resistiva de 106Ω em série com uma bobina de $292,2 \text{ mH}$.

Estes resultados, mostrados na Figura 4.31, mostram o bom funcionamento do sistema completo para uma tensão de entrada de 48 V. Esta tensão é elevada para uma tensão (V_{CC}) de 400 V pelo conversor CC-CC correspondente ao 1º e 2º estágios de conversão. Por sua vez, o inversor do último estágio de inversão é responsável por sintetizar uma tensão com valor eficaz de 230 V com forma de onda sinusoidal a uma frequência de 50 Hz a partir da tensão V_{CC} .

Resultados de Simulação com Carga Não-Linear

Na simulação, cujos resultados em regime permanente podem ser observados na Figura 4.32, é utilizada uma carga não-linear. Esta é a mesma que foi utilizada durante a simulação do conversor CC-CA em separado, na subsecção 4.3.3 (Figura 4.24).

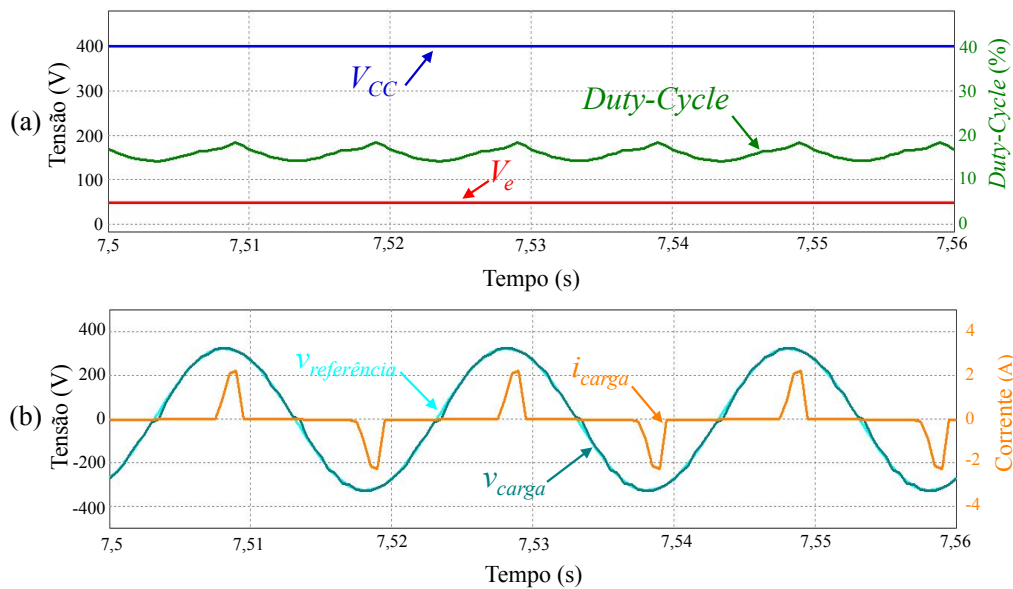


Figura 4.32 – Resultados de simulação do conversor CC-CA completo em regime permanente com carga não-linear: (a) Formas de onda da tensão de entrada (V_e) e da tensão (V_{CC}) à saída do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência e evolução do *duty-cycle* aplicado; (b) Formas de onda da tensão de referência ($v_{referencia}$) e da tensão (v_{carga}) e corrente (i_{carga}) à saída do conversor CC-CA em ponte completa para uma carga não-linear.

Os resultados apresentados na Figura 4.32 demonstram uma vez mais o correto funcionamento do sistema de alimentação da microrrede completo, mesmo tendo este uma carga que consome uma corrente muito distorcida. Esta carga provoca quedas de tensão consideráveis na bobina L_2 do filtro LC de saída que, naturalmente provocariam distorções significativas na forma de onda da tensão vista pela carga (v_{carga}) caso não fossem compensadas pelo controlador preditivo *deadbeat*.

4.5. Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados das simulações efetuadas ao sistema de alimentação da microrrede isolada e descritos os diversos passos efetuados para a sua obtenção. Foram criados os modelos de simulação, quer no que respeita aos conversores de potência, quer no que respeita ao sistema digital de controlo, de modo a obter um comportamento do sistema o mais próximo possível do que seria obtido na prática.

Para o primeiro estágio do conversor CC-CC isolado foram simuladas as três topologias clássicas inversoras abordadas no Capítulo 3 (*push-pull*, meia ponte e ponte completa), com especial destaque para a topologia ponte completa já que foi a selecionada para ser implementada. Em todas as simulações é considerada também a topologia ponte completa para o estágio retificador. As simulações computacionais efetuadas às primeiras duas topologias citadas serviram para corroborar o que tinha sido concluído no estudo teórico realizado no capítulo anterior.

No caso do conversor CC-CA, foram simuladas as três topologias consideradas no capítulo transato (meia ponte, *diode-clamped* e ponte completa) para este último estágio. De igual forma como para o conversor CC-CC isolado, a topologia ponte completa mostrou ser, novamente, a opção mais vantajosa, e como tal foram analisados, com maior ênfase, os resultados de simulação com esta topologia para três tipos de carga diferentes. Ainda relativamente a este último conversor, foram consideradas duas técnicas de controlo preditivo, porém apenas foram apresentados os resultados de simulação relativos à técnica de controlo preditivo *deadbeat*.

Depois de simulados, em separado, todos os conversores e respetivos sistemas de controlo, partiu-se para a simulação do sistema completo onde foram apresentados os resultados tanto em regime transitório como em regime permanente, para três tipos de carga diferentes.

CAPÍTULO 5

Implementação do Sistema de Alimentação da Microrrede Isolada

5.1. Introdução

Este capítulo descreve a implementação do sistema de alimentação da microrrede isolada, que está dividido em duas partes fundamentais: o circuito de potência e o sistema de controlo.

O circuito de potência é constituído por dois conversores de potência dando origem a um conversor CC-CA de três estágios. Um é o conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck* e o outro é o conversor CC-CA em ponte completa. Assim, neste capítulo são descritos todos os componentes que compõem estes conversores, bem como o sistema de controlo e as respetivas placas eletrónicas necessárias à aquisição de sinais e comando dos conversores.

No decorrer desta dissertação e de forma a verificar o sistema proposto, foi desenvolvido um protótipo laboratorial do sistema. Este protótipo foi paralelamente utilizado no projeto “*Smart PV*”, já mencionado no capítulo introdutório. Na Figura 5.1, é possível visualizar o protótipo que foi construído para esse projeto.

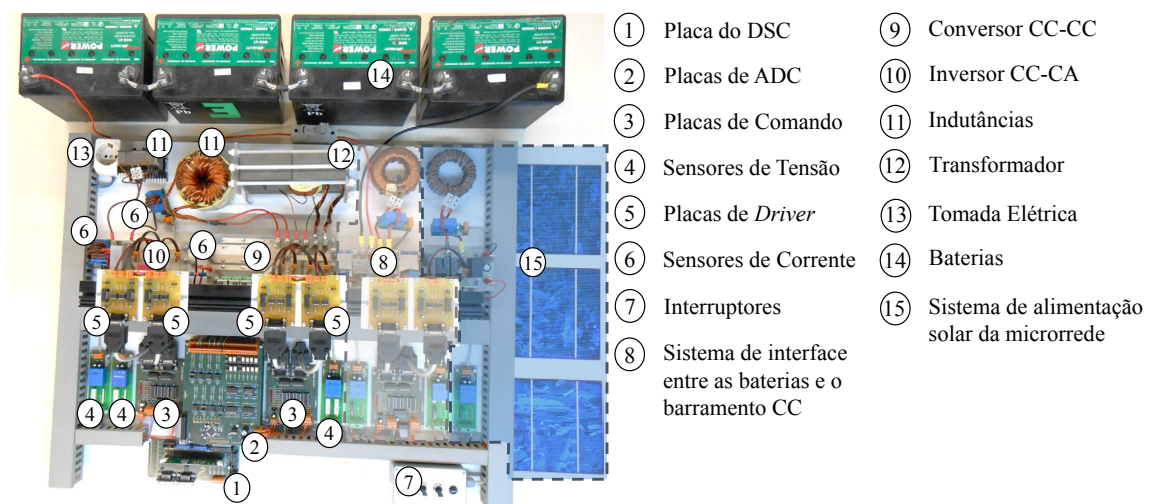


Figura 5.1 – Visão Geral do Sistema de Alimentação da microrrede implementado no projeto “*Smart PV*”.

O projeto “*Smart PV*” contou com o sistema proposto para esta dissertação, juntamente com o conversor CC-CC bidirecional, responsável pela interface entre as

baterias e o barramento CC de 48 V, e com o conversor CC-CC do tipo *boost* com algoritmo de MPPT. Estes dois últimos conversores foram desenvolvidos pela aluna de mestrado do GEPE Ana Ferreira.

5.2. Circuito de Potência

O conversor CC-CA de três estágios está dividido em duas placas de potência, de forma a obter uma melhor organização dos diversos componentes. Por outro lado, também é possível testar passo a passo cada uma das partes do sistema durante a fase de testes e experimentação. Estes dois conversores, e respetivos constituintes, são, por conseguinte, abordados nas duas subsecções seguintes.

5.2.1. Conversor CC-CC em Ponte Completa Isolado de Alta-Frequência do tipo *Buck*

O esquema deste primeiro conversor é apresentado no Capítulo 3 na Figura 3.22. A partir do momento em que o modelo foi criado e simulado com êxito, tal como observado no Capítulo 4, partiu-se para a sua implementação prática. Nesta fase foi necessário desenvolver uma placa de circuito impresso (PCB – *Printed Circuit Board*) com recurso à ferramenta de desenho *PADS PCB Design* da *Mentor Graphics*.

Inicialmente procedeu-se ao desenho do esquema lógico no *PADS Logic*, sendo transportado de seguida para o *PADS layout*. O resultado final deste procedimento é apresentado na Figura 5.2.

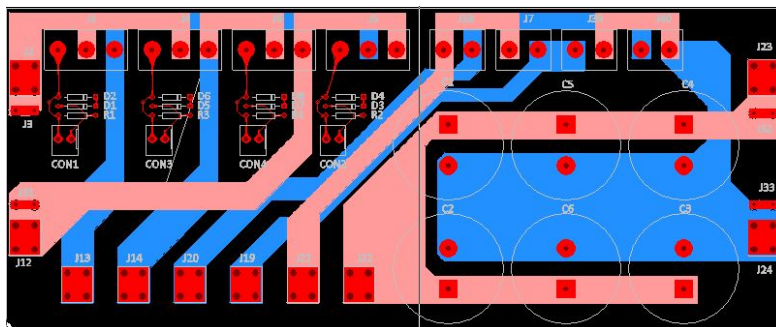


Figura 5.2 – *Layout* da placa PCB para o conversor CC-CC, desenvolvido no *PADS*.

Depois de construída a placa, procedeu-se à soldadura de todos os componentes, tais como: condensadores, suportes de díodos e MOSFETs e ligadores. O resultado final desta placa pode ser observado na Figura 5.3.

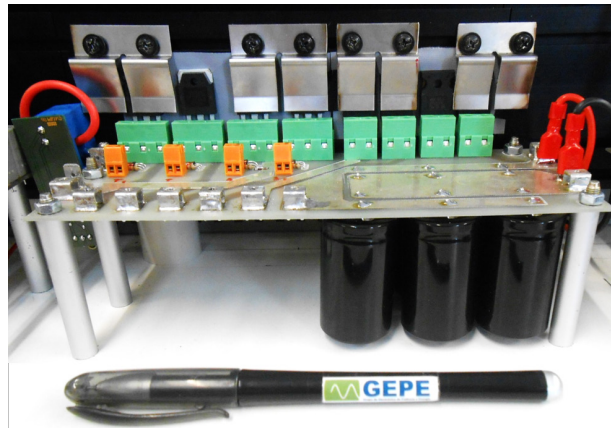


Figura 5.3 – Visão Geral da placa PCB do conversor CC-CC.

MOSFETs

Os semicondutores de potência controlados usados na ponte completa do conversor CC-CC (S_1 , S_2 , S_3 , S_4) são MOSFETs. O modelo dos MOSFETs utilizados é o *IXFQ50N50P3* da empresa *IXYS*. Estes MOSFETs suportam tensões contínuas até 500 V e correntes até 50 A [74]. Na Figura 5.4 está apresentado o MOSFET que é usado na ponte completa.



Figura 5.4 – MOSFET *IXFQ50N50P3* da *IXYS* usado no conversor CC-CC.

Transformador Isolador de Alta-Frequência

Para o projeto de um transformador de alta-frequência há dois tipos de perdas a ter em conta: as perdas no cobre e as perdas no ferro.

As perdas no cobre dependem principalmente do tipo de material condutor utilizado, do comprimento e secção do condutor e do valor eficaz de corrente que o atravessa. As perdas no ferro dependem sobretudo da frequência, do tipo de material do núcleo magnético e da densidade de fluxo magnético a que o núcleo é sujeito.

Para uma determinada tensão de funcionamento do transformador, uma das formas de reduzir as perdas no cobre é reduzir o número de espiras dos enrolamentos, porém, o núcleo fica sujeito a um ciclo de histerese maior e as perdas no ferro aumentam. Ao aumentar o número de espiras, o valor máximo da densidade de fluxo magnético a que o

núcleo é sujeito diminuir, logo o ciclo de histerese é menor. Contudo, o aumento do número de espiras significa o aumento do comprimento do condutor e conseqüentemente as perdas no cobre aumentam. Tendo em conta isto, é necessário estabelecer um balanço entre as diversas condições e determinar o ponto ótimo, no qual a soma das perdas no ferro e no cobre assumam o mínimo valor possível [75].

Como anteriormente referido, o projeto deste conversor tem 48 V como tensão de pico no primário do transformador. Para que seja possível a sintetização de uma tensão alternada sinusoidal de 230 V eficazes à saída do último estágio inversor, é necessário elevar a tensão de entrada. Como tal, definiu-se que a relação de transformação ideal para este caso seria de 1:13. Desta forma, é possível operar com um *duty-cycle* de valor inferior a 35% para o caso ideal. Assim é garantida uma margem segura para que o conversor funcione sempre dentro do limite de operação. Limite esse de 50% para um conversor em ponte completa do tipo *buck*. Determinou-se ainda que, no pior dos casos, a potência transferida para a ponte H do conversor CC-CA seria de 1300 VA.

Os núcleos de ferrite utilizados na construção do transformador são do modelo *UFI 120/80/40* do fabricante *IFCORES*, uma vez que, além de já existirem no laboratório do GEPE, não haviam restrições quanto à dimensão do transformador, por se tratar de um protótipo. Estes núcleos apresentam uma área efetiva (A_e) de 1200 mm², sendo que quando utilizados dois núcleos iguais para fechar o circuito magnético, o comprimento efetivo (l_e) é de 440 mm e o volume efetivo (V_e) é de 528.000 mm³.

Para o cálculo da secção de cobre a utilizar nos enrolamentos primário e secundário do transformador, admitiu-se uma densidade de corrente máxima no condutor de 3 A/mm². Deste modo, e tendo em conta a potência estipulada para o projeto, foi adotado para o enrolamento secundário do transformador um condutor com uma secção de 0,7 mm². Como a relação de transformação é de 1:13, a corrente no enrolamento primário é, conseqüentemente, 13 vezes superior à do enrolamento secundário. Assim, foi adotado para o enrolamento primário do transformador um condutor com uma secção de 9 mm². De modo a evitar perdas nos condutores devido ao efeito pelicular², que a uma frequência de 40 kHz em condutores de cobre manifesta-se para diâmetros superiores a 0,66 mm, são utilizados condutores de 0,45 mm de diâmetro [75], [76]. Na equação 5.1 apresenta-se uma relação entre o diâmetro de um condutor e a frequência.

² Efeito Pelicular: É o fenómeno responsável pelo aumento da resistência de um condutor elétrico em função do aumento da frequência da corrente elétrica que o percorre.

$$\gamma = \sqrt{\frac{4,35 \cdot 10^{-3}}{f}} \cdot 2 \quad (5.1)$$

Onde γ corresponde ao diâmetro máximo (em metros) para que não ocorra o efeito pelicular no condutor a uma dada frequência f .

Como resultado, foram entrelaçados 57 destes condutores no enrolamento primário, e 5 no enrolamento secundário.

Depois de calcular a secção dos fios condutores a utilizar, é necessário calcular o número de espiras, para o correto funcionamento do transformador. Para tal, recorre-se à equação (5.2) para determinar o valor de λ_1 , correspondente à área de um semiciclo da tensão no primário do transformador.

$$\lambda_1 = \frac{V_{\max} \cdot \delta}{f} \quad (5.2)$$

Onde V_{\max} corresponde à tensão máxima aplicada ao primário do transformador, δ corresponde ao *duty-cycle* máximo e f à frequência de comutação [77].

A tensão máxima verifica-se quando o barramento CC tem, no pior dos casos, 52 V de tensão contínua, que multiplicada pela relação de transformação obtém-se 675 V para uma frequência de comutação de 40 kHz e um *duty-cycle* no máximo de 0,5. Com estas informações é possível obter o valor de λ_1 , neste caso, igual a 0,008438. Posto isto, através da equação (5.3), é, por fim, possível calcular o número de espiras n_1 no primário do transformador, onde $\Delta\beta$ corresponde à variação da densidade de fluxo, cujo valor determinado foi 0,15 T, e A_e à área efetiva do núcleo [77].

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2 \cdot \Delta\beta \cdot A_e} \cdot 10^4 \quad (5.3)$$

Depois de aplicada a equação (5.3), obteve-se n_1 igual a 2, correspondendo ao número de espiras a implementar no primário do transformador. Esta informação permite determinar o número de espiras a bobinar no secundário do transformador, através da relação de transformação pretendida. Assim, o número de espiras n_2 a aplicar no secundário é igual a 26.

Para o suporte dos núcleos de ferrite utilizados, foi necessário construir dois moldes de forma a conseguir manter a posição correta dos núcleos em forma de U. Na Figura 5.5 apresenta-se o desenho do suporte construído que é utilizado na construção do transformador de alta-frequência.

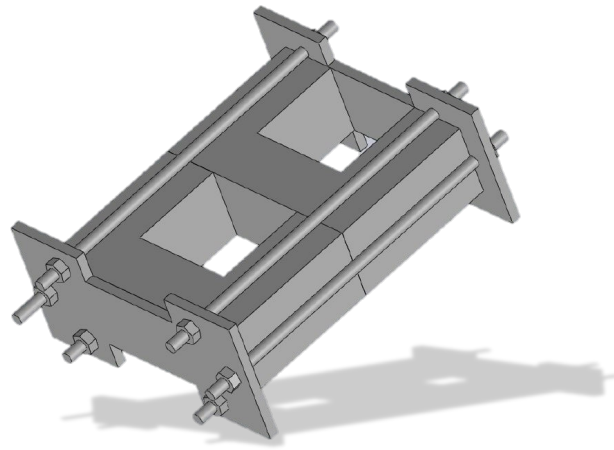


Figura 5.5 – Suporte desenvolvido para manter na posição correta os núcleos de ferrite em forma de U, que são utilizados na construção do transformador de alta-frequência (Modificado do original em [75]).

A bobinagem dos enrolamentos é feita, sobre um dos dois núcleos de ferrite e um dos dois suportes (ambos do lado esquerdo no suporte da Figura 5.5). De forma indireta, já que foi necessário isolar, com recurso a cartão e fita isoladora de alta-temperatura, toda a área onde os enrolamentos foram bobinados.

Todos os restantes materiais utilizados na construção do suporte são isolantes elétricos e não magnéticos, tendo-se utilizado policarbonato para construir as extremidades e parafusos em *nylon* para efetuar a pressão [75].

Na Figura 5.6 está apresentada uma fotografia do resultado final do transformador isolador de alta-frequência desenvolvido para o conversor CC-CC do primeiro estágio.

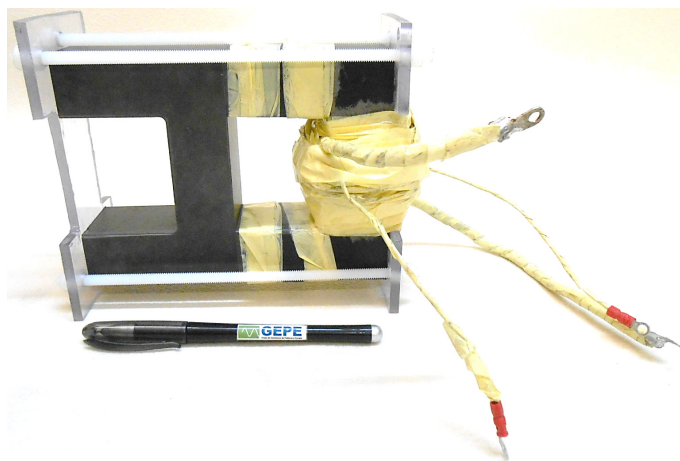


Figura 5.6 – Transformador de alta-frequência do conversor CC-CC.

Díodos

Os díodos (D_1 , D_2 , D_3 , D_4) que são utilizados para formar a ponte retificadora à saída do transformador isolador de alta-frequência, estão incluídos no modelo *STTH 3012* da *STMicroelectronics*. Estes são díodos de recuperação ultra-rápida que permitem

tensões reversas de 1200 V e correntes de 30 A [78]. Na Figura 5.7 está representado um dos quatro díodos utilizados.



Figura 5.7 – Díodo *STTH 3012* da *STMicroelectronics* usado no conversor CC-CC.

Filtro *LC* Intermediário

À saída do conversor CC-CC em estudo, é utilizado um filtro *LC* intermediário, composto pelo condensador C_2 e pela bobina L_1 . Este filtro é responsável por filtrar a componente em alta-frequência da tensão de saída da ponte retificadora, fornecendo uma tensão V_{cc} , com um *ripple* baixo, ao inversor em ponte completa.

Para “constituir” C_2 , são utilizados 6 condensadores eletrolíticos em paralelo, todos do modelo *CE series 3625P*, fabricados pela *Panasonic*. Estes condensadores permitem tensões até 450 V e têm uma capacidade de 560 μF cada um, perfazendo um total de 3,36 mF de capacidade. A Figura 5.8 ilustra o condensador referido.



Figura 5.8 – Condensador *CE series 3625P* da *Panasonic* usado no filtro *LC* do conversor CC-CC.

A Figura 5.9 mostra a bobina L_1 utilizada para o filtro intermediário do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*. Esta bobina possui um núcleo de pó de ferro (*Iron Powder*) e foi projetada para um valor de 3 mH e para suportar uma corrente nominal de 20 A, a uma frequência de 40 kHz. O valor de corrente suportada pela bobina é muito superior ao necessário, porém o valor nominal que apresenta é muito próximo do pretendido e por isso foi utilizada durante a validação experimental deste projeto.



Figura 5.9 – Bobina usada no conversor CC-CC.

Baterias

Para o sistema de armazenamento, são ligadas ao barramento CC, através do sistema de interface já referido, baterias de chumbo-ácido de 12 V já existentes no GEPE. As baterias utilizadas são do modelo *WCG-UI* da empresa *Power Mobility*. Na Figura 5.10 está representada uma das baterias em questão.



Figura 5.10 – Bateria de Chumbo-Ácido *WCG-UI* da *Power Mobility* usada como elemento armazenador no protótipo desenvolvido.

5.2.2. Conversor CC-CA

O esquema deste segundo conversor foi apresentado no Capítulo 3 na Figura 3.28. A partir do momento em que o modelo foi criado e simulado com êxito, tal qual como com o conversor CC-CC, partiu-se para a sua implementação. Aqui foi também necessário construir uma placa de circuito impresso, tarefa realizada uma vez mais com a ajuda da ferramenta de desenho *PADS PCB Design* da *Mentor Graphics*.

Tal como para o conversor anterior, numa primeira fase procedeu-se ao desenho do esquema lógico no *PADS Logic* sendo posteriormente transportado para o *PADS layout*, cujo resultado final está apresentado na Figura 5.11.

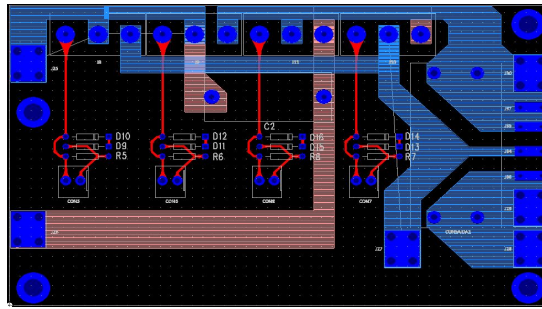


Figura 5.11 – *Layout* da placa PCB para o conversor CC-CA, desenvolvido no PADS.

Depois de fabricada a placa PCB, procedeu-se à soldadura de todos os elementos constituintes da mesma, como os condensadores, suportes de díodos e IGBTs e ligadores. O resultado final da placa deste conversor pode ser observado na Figura 5.12.

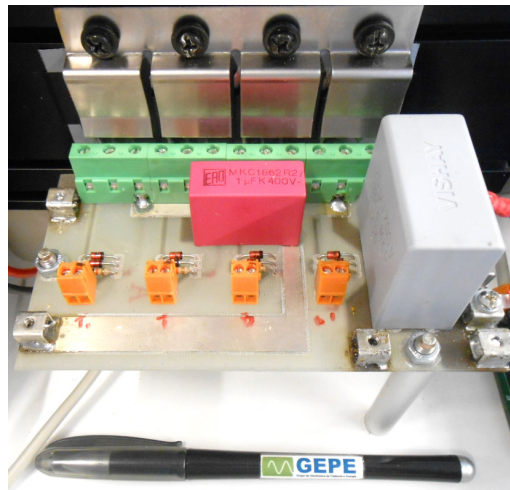


Figura 5.12 – Visão geral da placa PCB do conversor CC-CA.

IGBTs

Os semicondutores controlados usados na ponte completa deste conversor CC-CA são IGBTs (S_5 , S_6 , S_7 , S_8). O modelo dos IGBTs utilizados é o *FGA25N120 ANTD* da empresa *FAIRCHILD*. Estes IGBTs suportam tensões contínuas até 1200 V e correntes até 50 A [79]. Na Figura 5.13 está apresentado um dos IGBTs que são usados na ponte completa do inversor.



Figura 5.13 – IGBT *FGA25N120 ANTD* da *Fairchild* usado no conversor CC-CA.

Condensador de *Snubber*

De modo a evitar a ocorrência indesejável de sobretensões transitórias sobre os IGBTs, é utilizado um condensador de *snubber* à entrada da ponte completa. Este permite reduzir os picos de tensão originados pelas comutações.

O condensador utilizado no circuito de *snubber* é de policarbonato e faz parte do modelo *MKC1862R2*, fabricado pela empresa *ERO*. Tem uma capacidade de 1 μF e suporta tensões até 400 V. Na Figura 5.14 está representado o condensador utilizado.

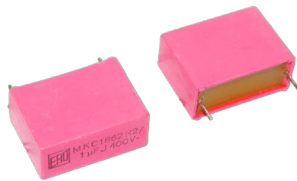


Figura 5.14 – Condensador *MKC1862R2* da *ERO* usado no conversor CC-CA (Adaptado de [80]).

Filtro *LC* de Saída

A tensão à saída da ponte inversora é composta por pulsos retangulares que variam entre uma tensão máxima e mínima, como foi possível observar na Figura 3.29. Tal é verificado sempre, independentemente da técnica de modulação aplicada.

No entanto, existem certas aplicações para as quais essa tensão comutada não é a mais adequada para as cargas que se pretende alimentar. Assim, surge a necessidade da utilização de um filtro capaz de atenuar ou eliminar totalmente as componentes harmónicas contidas nesse sinal. Os filtros mais largamente utilizados neste tipo de situações são os filtros passivos passa-baixo. Estes permitem a passagem das componentes de baixa-frequência, eliminando as componentes de frequências de ordem mais elevada.

Existem diversas topologias de filtros passivos passa-baixo, porém o filtro *LC*, de segunda ordem, é o mais difundido e utilizado e, como tal, é o escolhido para esta aplicação. Através da equação (5.4) é possível determinar o valor da bobina e do condensador a utilizar em função da frequência de corte pretendida f_0 [81] [82] [83].

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \quad (5.4)$$

Condensador

O condensador (C_3) utilizado no filtro *LC* é de polipropileno metalizado, modelo *MKP 1848 DCL*, fabricado pela empresa *VISHAY*. Tem uma capacidade de 20 μF e

suporta tensões até 1200 V [84]. Na Figura 5.15 está representado o condensador utilizado.

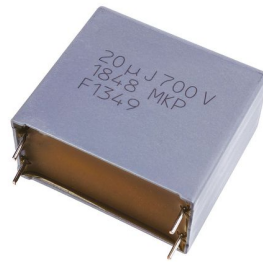


Figura 5.15 – Condensador *MKP1848 DCL* da *VISHAY* usado no conversor CC-CA [85].

Bobina

Para o projeto e implementação da bobina L_2 , recorreu-se à ferramenta “*EPCOS MAGNETIC DESIGN TOOL*” da empresa *TDK*, uma vez que é utilizado um núcleo de ferrite desse fabricante [86]. Esta bobina foi projetada para um valor de $50 \mu\text{H}$ e para suportar uma corrente de 5 A, a uma frequência de 40 kHz. Como tal, depois de introduzidos estes valores no programa citado, obteve-se o número de espiras mais adequado, o diâmetro do condutor a usar, e o comprimento do entreferro. Tal como se pode ver na Figura 5.16, esta bobina é composta por 13 espiras em torno do seu núcleo de ferrite, em que cada uma é composta por 11 cabos de cobre, entrelaçados, de 0,45 mm de diâmetro.



Figura 5.16 – Bobina com núcleo de ferrite usada no filtro passa-baixo à saída do inversor.

5.3. Circuito de Controlo

Para o controlo de todo o sistema de potência desenvolvido, é necessária a utilização e implementação de algumas placas eletrónicas de controlo. Desde a aquisição de dados até ao acionamento dos semicondutores de potência, são necessários diferentes elementos essenciais, que são explicados nas subsecções seguintes. É ainda pertinente mencionar

que as placas referidas nesta secção, foram projetadas pelo GEPE, sendo a sua implementação e teste realizado pelo autor da presente dissertação. A placa de controlo *TMDSCNCD28335*, desenvolvida pela *Texas Instruments*, e a placa de DAC, desenvolvida pelo GEPE, são exceções uma vez que foram recebidas prontas a usar.

Na Figura 5.17 encontra-se representado um diagrama de blocos do sistema de controlo implementado.

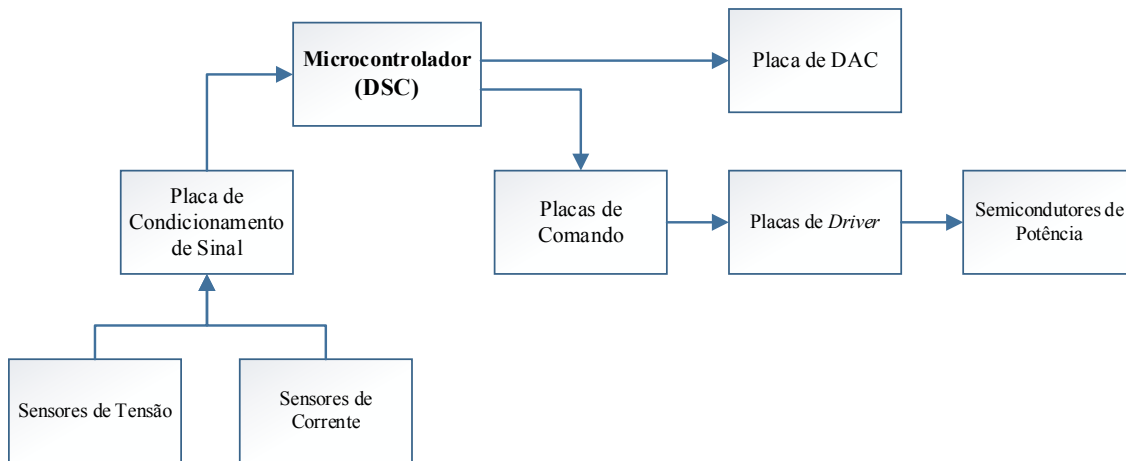


Figura 5.17 – Diagrama de blocos do sistema de controlo implementado para o protótipo desenvolvido.

5.3.1. DSC *TMS320F28335*

Para a implementação dos algoritmos de controlo do sistema desenvolvido é utilizado o DSC (*Digital Signal Controller*) *TMS320F28335*, da *Texas Instruments*. Trata-se de um microprocessador de 32 bits, com comunicação SPI (*Serial Peripheral Interface*). Opera a uma frequência de relógio de 150 MHz e permite operações com vírgula flutuante por hardware, sendo esta uma das suas características mais distintivas. Além do mais, possui 18 canais de PWM, correspondendo às necessidades do projeto desenvolvido [87].

Na Figura 5.18 é possível observar a placa de controlo *TMDSCNCD28335* da *Texas Instruments*, que contém o DSC *TMS320F28335*.

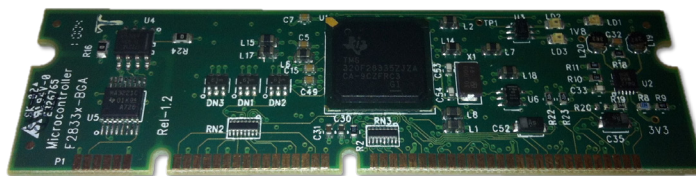


Figura 5.18 – Placa de controlo *TMDSCNCD28335* que contém o DSC *TMS320F28335* da *Texas Instruments*, utilizado para o sistema de controlo desenvolvido.

Na Figura 5.19 é apresentado um fluxograma simplificado do algoritmo de controlo implementado no DSC e codificado em linguagem C, através do programa *Code Composer Studio 6.1.0*.

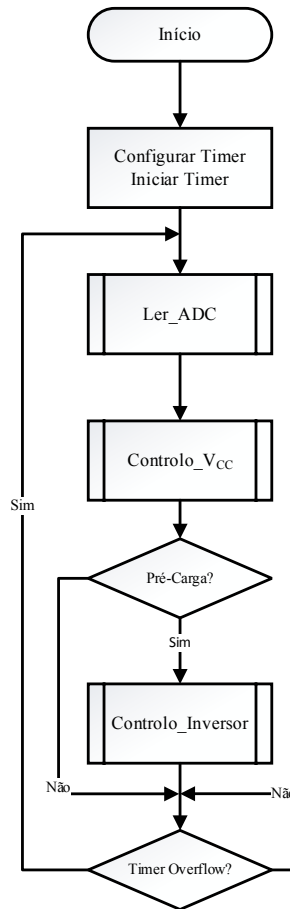


Figura 5.19 – Fluxograma simplificado do algoritmo de controlo implementado no DSC.

Para a execução dos algoritmos necessários ao correto controlo do sistema, primeiramente, foi definida a frequência de amostragem (f_s) de 80 kHz para o programa. Assim, a cada 12,5 μ s são obtidos os valores de tensão e corrente, conseguidos através da leitura dos respetivos ADCs.

O valor de tensão (V_{CC}) lido à saída do filtro LC intermediário do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*, é utilizado para o controlo do mesmo. É utilizado um controlo PI, cujo erro é obtido através da diferença entre o valor de tensão desejado (V_{CC}^*) e o valor atual lido (V_{CC}) à saída do conversor. Os ganhos (K_p e K_i) utilizados inicialmente permitem uma resposta lenta do sistema, de modo a realizar a pré-carga dos condensadores do filtro LC intermediário.

Os restantes valores de tensão e corrente obtidos pelos sensores são utilizados para o controlo do inversor que só entra em funcionamento depois de ser efetuada a pré-carga dos condensadores. A partir desse momento, o controlo utilizado para o inversor é o

preditivo *deadbeat*, baseado em [73] e os ganhos do controlador PI do conversor CC-CC são alterados para o sistema ter uma resposta rápida no controlo da tensão V_{CC} em resposta à entrada e saída de qualquer carga no sistema.

O objetivo do controlo preditivo, aplicado ao inversor, é sintetizar uma tensão sinusoidal com as características da rede elétrica (230 V, 50 Hz). Tal é obtido a partir de uma tensão contínua de 400 V no barramento CC, regulada pelo conversor CC-CC. Além disso, é necessário que, na presença de qualquer carga, mesmo que não-linear, este controlo consiga garantir que essa tensão produzida tenha o menor conteúdo harmónico possível.

5.3.2. 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 sistema desenvolvido, é utilizada uma placa de circuito impresso (Figura 5.20) para o suporte da placa de controlo *TMDSCNCD28335*, que inclui o DSC utilizado. Esta placa permite a comunicação com a placa de condicionamento de sinal, através de um *flat cable* de 26 pinos. Tem duas saídas PWM, cada uma com 6 sinais e uma saída porta série que pode funcionar em modo isolado ou não isolado.

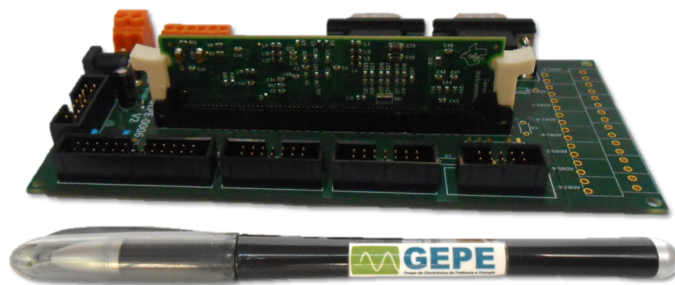


Figura 5.20 – Placa de suporte para o DSC utilizado no protótipo desenvolvido.

5.3.3. Sensor de Tensão de Efeito Hall

Por forma a obter os valores de tensão, de forma isolada, são utilizados sensores de efeito *Hall*, modelo *LV 25-P*, fabricados pela empresa *LEM*. Estes garantem o isolamento galvânico entre o primário e o secundário até um máximo de 2500 V. Além disso, é capaz de medir tensões CA e CC, apresentando uma boa linearidade e resposta em frequência. O sensor apresenta ainda uma relação de transformação de 2500:1000, onde a corrente nominal do primário do transformador é de 10 mA [88]. Na Figura 5.21 é apresentado o sensor de tensão *LV 25-P* da *LEM* e o seu respetivo esquema de ligação.

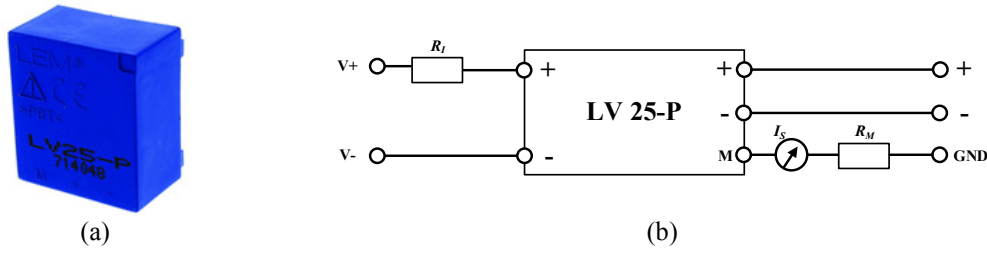


Figura 5.21 – Sensor de tensão *LV 25-P* da *LEM*: (a) Aspecto exterior do sensor [89]; (b) Esquema de ligação do sensor.

De forma a aproveitar toda a resolução do sensor, tirando assim o máximo partido das suas características, é necessário calcular as resistências R_I e R_M .

Depois de definida a tensão de medida máxima pretendida (V_{P_max}), é possível calcular a resistência do primário (R_I), através da equação (5.5), onde I_{PN} é a corrente nominal no primário do transformador do sensor, que neste caso é de 10 mA.

$$R_I = \frac{V_{P_max}}{I_{PN}} \quad (5.5)$$

Uma vez que o valor medido pelo sensor de tensão é dado em corrente (terminal M do sensor), torna-se necessário converter esse valor para tensão, de modo a ser possível a sua leitura por parte da placa de condicionamento de sinal. Para tal, é colocada uma resistência de medida (R_M) à saída do terminal M do sensor, montada na placa de condicionamento de sinal. Esta localização revela-se fundamental na medida em que mitiga possíveis erros de medida provocados por interferências eletromagnéticas comuns nas medidas de sinais em tensão. A resistência R_M depende do valor máximo de tensão que se pretende obter à saída do sensor (V_{M_max}), que neste caso é de 2,5 V (tensão máxima desejada para todos os sensores) e da corrente nominal no secundário do sensor (I_{SN}), que neste caso é de 25 mA. Assim, o seu cálculo pode ser efetuado através da equação (5.6).

$$R_M = \frac{V_{M_max}}{I_{SN}} \quad (5.6)$$

No protótipo implementado nesta dissertação são utilizados 4 sensores de tensão. Estes são responsáveis por medir, a tensão de entrada do barramento CC de 48 V (V_e), a tensão de saída retificada do conversor CC-CC (V_{CC}), a tensão CA à saída da ponte completa do inversor (v_{inv}) e a tensão CA vista pela carga (v_{carga}), após o filtro *LC* de saída do inversor. Como tal, conclui-se que o valor de R_M é de 100 Ω , para todos os sensores. Já o valor de R_I depende da tensão máxima (V_{P_max}) medida por cada sensor.

Na Tabela 5.1 estão calculados os valores de R_I para cada sensor específico. A Figura 5.22 apresenta uma das placas do sensor de tensão implementadas, utilizada na medida da tensão de saída retificada do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*.

Tabela 5.1 – Valor da resistência R_I para cada sensor de tensão.

Sensor	Tensão máxima	Valor de R_I
Sensor da tensão de entrada do barramento CC de 48 V (V_e)	100 V	10 k Ω
Sensor da tensão de saída retificada do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo <i>buck</i> (V_{CC})	470 V	47 k Ω
Sensor da tensão CA à saída da ponte completa do inversor (v_{inv})	470 V	47 k Ω
Sensor da tensão CA vista pela carga (v_{carga})	470 V	47 k Ω

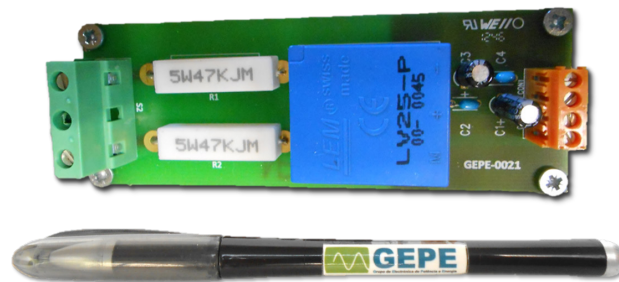


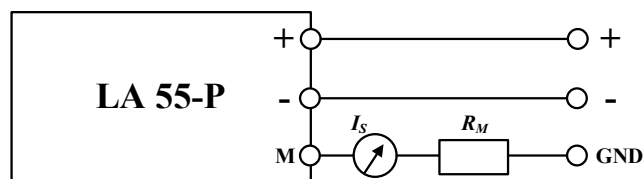
Figura 5.22 – Placa do sensor de tensão utilizada no protótipo desenvolvido.

5.3.4. Sensor de Corrente de Efeito Hall

Por forma a obter os valores de corrente, de forma isolada, são utilizados sensores de efeito *Hall*, modelo *LA 55-P*, da empresa *LEM*. A corrente nominal no primário do sensor é de 50 A e no secundário é de 50 mA, apresentando assim uma relação de transformação de 1:1000 [90]. Na Figura 5.23 é apresentado o sensor de corrente *LA 55-P* da *LEM* e respetivo esquema de ligação.



(a)



(b)

Figura 5.23 – Sensor de corrente *LA 55-P* da *LEM*: (a) Aspeto exterior do sensor; (b) Esquema de ligação do sensor.

Tal como no sensor de tensão, a saída deste sensor é em corrente. Contudo, apenas é necessário calcular o valor da resistência R_M , que se encontra montada na placa de condicionamento de sinal. O cálculo da resistência R_M pode ser obtido através da equação (5.6). Como se pretende uma tensão de 2,5 V na saída do sensor, a resistência R_M tem, por conseguinte, o valor de 50 Ω . Na Figura 5.22 é apresentada uma placa do sensor de corrente.



Figura 5.24 – Placa do sensor de corrente utilizada no protótipo desenvolvido.

5.3.5. Placa de Condicionamento de Sinal

A Figura 5.25 apresenta a placa de condicionamento de sinal utilizada para a leitura dos sinais provenientes dos sensores de tensão e corrente. Esta placa contém um ADC (*ADS8528SPM*) de 8 canais com 14 bits de resolução e uma gama de tensão de entrada entre os -5 V e os +5 V.

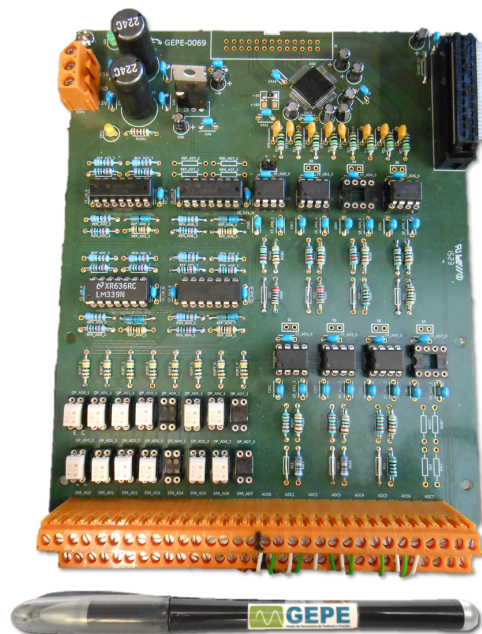


Figura 5.25 – Placa de condicionamento de sinal utilizada no protótipo desenvolvido.

Além de permitir a leitura dos sinais dos sensores, a placa de condicionamento de sinal contém circuitos de proteção. Estes desabilitam as comutações dos semicondutores no caso dos valores medidos pelos sensores ultrapassarem os limites máximo e mínimo, previamente definidos. Cada um dos 8 canais analógicos possui dois circuitos de detecção de erro, correspondentes aos limites máximo e mínimo estabelecidos. Como tal, quando os valores lidos pelos sensores ultrapassam estes limites, é gerado um sinal de erro. Este erro é transmitido para as placas de controlo, interrompendo a comutação dos semicondutores de potência para proteção do sistema.

A ligação desta placa com a placa de suporte do DSC, é feita através de um *flat cable* de 26 pinos. Os sinais de erro gerados são transmitidos à placa de comando através de ligadores externos.

5.3.6. Circuito de Comando

Para acionar os semicondutores das placas de potência implementadas, é utilizado um circuito de comando. A Figura 5.26 apresenta a placa de circuito impresso do circuito de comando. Esta placa realiza a interface entre o DSC e o circuito de *driver* dos semicondutores. Além disso é responsável por converter os sinais provenientes do DSC de lógica TTL (3,3 V) em sinais lógicos CMOS de 15 V, tornando os sinais de comando mais imunes aos ruídos de comutação dos semicondutores dos conversores de potência.



Figura 5.26 – Placa de comando utilizada no protótipo desenvolvido.

Esta placa de comando também tem 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. Isto é, para o sinal PWM ser transmitido ao circuito de *driver* dos semicondutores, é necessário que não se verifique nenhum erro e que se realize a habilitação das comutações através do interruptor (*enable*). No caso da ocorrência de um erro numa das entradas do circuito de comando, é automaticamente desabilitada a comutação dos semicondutores. Por motivos de

segurança, estes erros são memorizados localmente e, conseqüentemente, as comutações permanecem desativadas até que um sinal de *reset* seja aplicado à placa. Este sinal de *reset* é realizado pelo operador através de um botão de pressão.

A placa de comando, apresentada na Figura 5.26, possui duas saídas através de fichas DB9, que lhe permite controlar dois braços de semicondutores, através da ligação com o respetivo circuito de *driver*. Como este trabalho envolve a implementação de dois conversores controlados, são necessárias duas placas de comando.

Cada uma destas placas recebe os sinais de PWM da placa de DSC, através de um *flat cable* de 10 pinos. As entradas e saídas de erros e as entradas dos sinais para habilitar a comutação (*reset* e *enable*) são efetuadas pelos ligadores para PCB de 3,5 mm.

5.3.7. Circuito de *Driver* dos MOSFETs e IGBTs

Para o acionamento dos semicondutores de potência (MOSFETs e IGBTs), foi desenvolvido um circuito de *driver*, que pode ser observado na Figura 5.27. Esta placa recebe a alimentação e os sinais PWM da placa de comando através de uma ficha DB9 e ativa os semicondutores de potência através de ligadores externos.

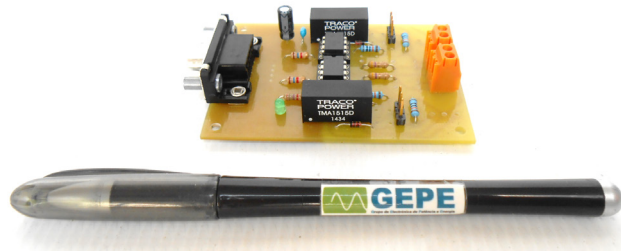


Figura 5.27 – Placa de *driver* para um braço de semicondutores de potência.

A placa de *driver* é composta por dois *gate-drivers* (HCPL 3120 [91]), um para cada semicondutor, e duas fontes CC isoladas (TMA1515D [92]). Podem ser utilizadas uma ou duas fontes isoladas, devido à possibilidade da alimentação de um semicondutor poder ser partilhada com a de outro semicondutor de outro braço. No caso do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*, é possível partilhar a alimentação dos dois MOSFETs inferiores de cada braço. O mesmo acontece no inversor em ponte completa, onde é possível partilhar a alimentação dos IGBTs inferiores de cada um dos braços. Ambas as situações se revelam possíveis de acontecer, já que no caso dos MOSFETs as *sources* apresentam o mesmo potencial e no caso dos IGBTs, são os emissores que apresentam o mesmo potencial.

As características anteriormente apresentadas garantem o isolamento galvânico entre o sistema de controlo e o circuito de potência, evitando assim que os problemas provenientes do lado de potência dos conversores se propaguem para o sistema de controlo.

5.3.8. Placa de DAC

De forma a ser possível a análise em tempo real de variáveis internas do DSC, é utilizada uma placa de DAC (*Digital to Analog Converter*). Esta placa permite a conversão de até 8 variáveis digitais internas do DSC em sinais analógicos. Estes sinais podem ser observados em tempo real com a ajuda de um osciloscópio. A troca de dados com o DSC é realizada através da comunicação SPI. A Figura 5.28 apresenta a placa de DAC utilizada neste projeto.



Figura 5.28 – Placa de DAC utilizada no protótipo desenvolvido.

5.4. Conclusão

Neste capítulo foi descrita a implementação das duas partes fundamentais que constituem o protótipo do sistema de alimentação da microrrede isolada: o sistema de potência e o sistema de controlo.

Relativamente ao circuito de potência, foram descritos todos os constituintes e o processo de construção de cada um dos conversores implementados: conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck* e conversor CC-CA em ponte completa. Adicionalmente também foram descritos os cálculos associados ao projeto do transformador isolador de alta-frequência e dos filtros *LC* implementados.

Quanto ao sistema de controlo, foram apresentadas as características do DSC utilizado, bem como um fluxograma do algoritmo de controlo implementado. Além disso, foram descritas as placas eletrónicas de suporte do DSC, do sensor de tensão, do sensor de corrente, de condicionamento de sinal, de comando, de *driver* dos semicondutores de potência e de DAC.

CAPÍTULO 6

Resultados Experimentais do Sistema Implementado

6.1. Introdução

Terminado o processo de desenvolvimento e implementação de todos os elementos adjacentes ao sistema de alimentação da microrrede, procedeu-se à validação e recolha de resultados experimentais.

Na Figura 6.1 é apresentada uma visão geral da bancada de ensaios do sistema de alimentação da microrrede isolada. Pela mesma figura é possível observar o hardware desenvolvido e as respetivas placas de controlo, bem como alguns dos equipamentos utilizados para o registo dos resultados do funcionamento do sistema. Para tal foram utilizados um osciloscópio *Yokogawa DL708E* e um analisador de QEE (Qualidade de Energia Elétrica) *Fluke 435*. Para a alimentação do sistema de controlo e emulação do sistema de produção de tensão constante no barramento CC foram utilizadas três fontes de tensão de laboratório ligadas em paralelo.

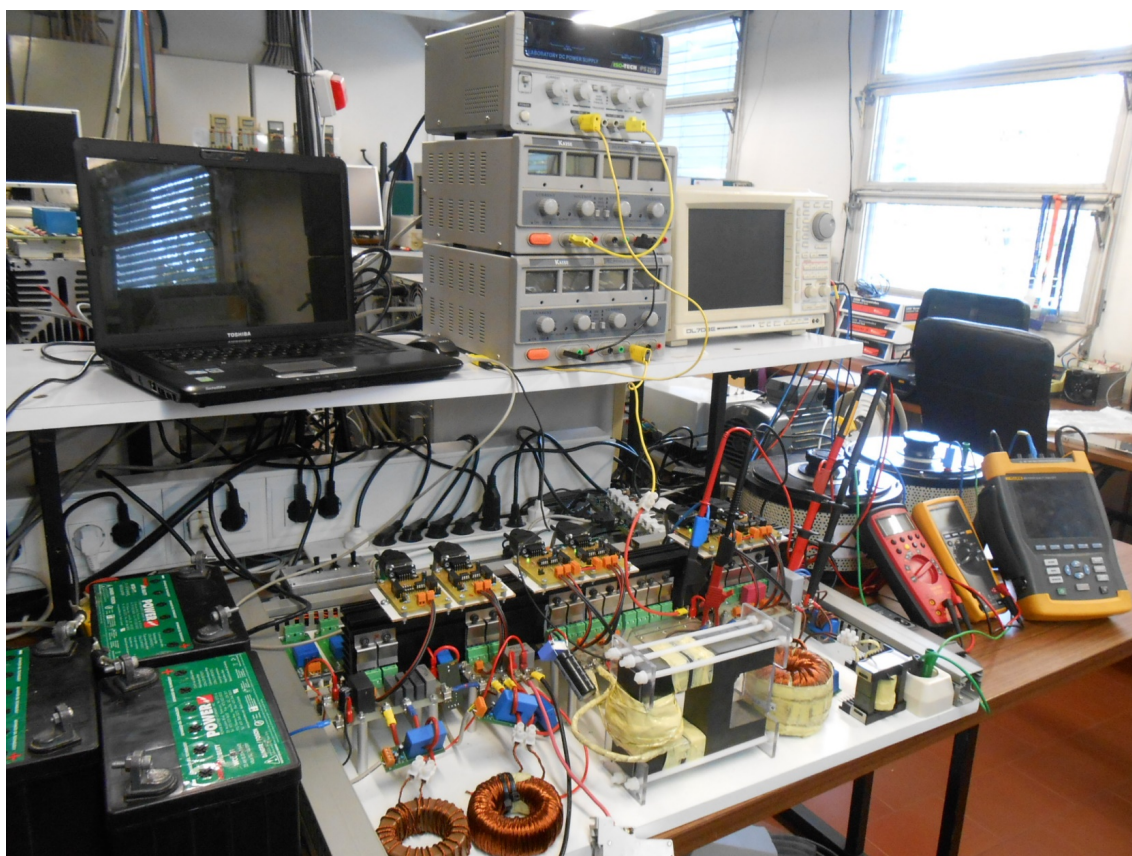


Figura 6.1 – Visão geral da bancada de ensaios do sistema de alimentação da microrrede isolada.

Neste capítulo, são inicialmente apresentados os resultados experimentais dos testes que foram realizados de forma individual a cada um dos conversores de potência, antes da sua interligação. Estes testes foram realizados de forma a verificar, passo-a-passo, o funcionamento dos circuitos de hardware e respetivo sistema de controlo, tornando mais fácil o processo de depuração e qualquer deteção de eventuais erros que pudessem comprometer o sistema.

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

Seguindo a ordem de implementação, de seguida são apresentados os resultados experimentais relativos ao funcionamento do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*. O processo de teste e análise de funcionamento deste conversor é realizado de forma iterativa. Assim, primeiro foi testada a ponte completa controlada. Depois de validada, acrescentou-se o transformador isolador. De forma análoga, foi adicionada a ponte retificadora a díodos e por fim o filtro *LC* intermediário. Os resultados obtidos em cada uma destas fases de testes individuais são apresentados de seguida.

6.2.1. Conversor CC-CA em Ponte Completa

Tanto para o teste da ponte completa, relativa ao primeiro estágio de conversão, como para os restantes testes apresentados em seguida, foi usada uma fonte de alimentação com o objetivo de produzir uma tensão constante (V_e) à entrada do conversor. Na Figura 6.2 está representado o esquema do conversor completo implementado, sendo realçado o conversor CC-CA em ponte completa que é analisado nesta subsecção.

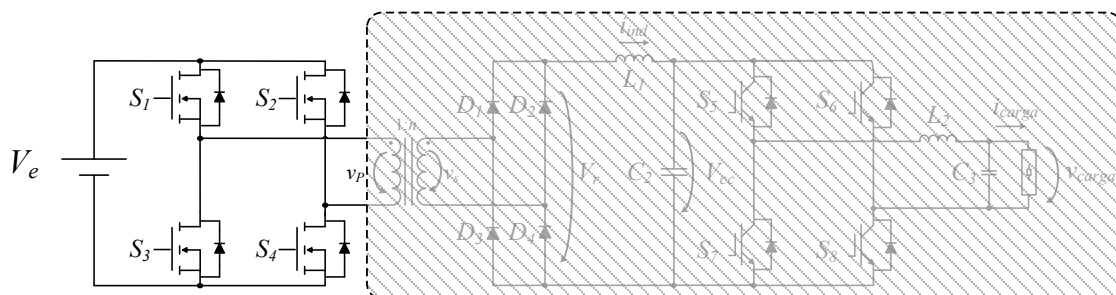


Figura 6.2 – Esquema do primeiro estágio do conversor a ser testado.

Neste teste inicial, e de modo a validar o primeiro estágio de conversão, é aplicada à entrada do conversor uma tensão (V_e) de 20 V. À saída da ponte é utilizada uma resistência de 680 Ω .

Na Figura 6.3 (a) e (b) é possível observar os resultados obtidos no primeiro teste. Nessa figura são apresentadas as formas de onda da tensão de entrada (V_e) e da tensão à saída da ponte (v_P) para um *duty-cycle* de 15% e 35% respetivamente. Os resultados da tensão de saída (v_P) comprovam o correto funcionamento da ponte completa quando aplicado um *duty-cycle* fixo. Desta forma fica também validada a técnica de modulação dos MOSFETs, cujos sinais PWM aplicados podem ser observados mais à frente neste capítulo.

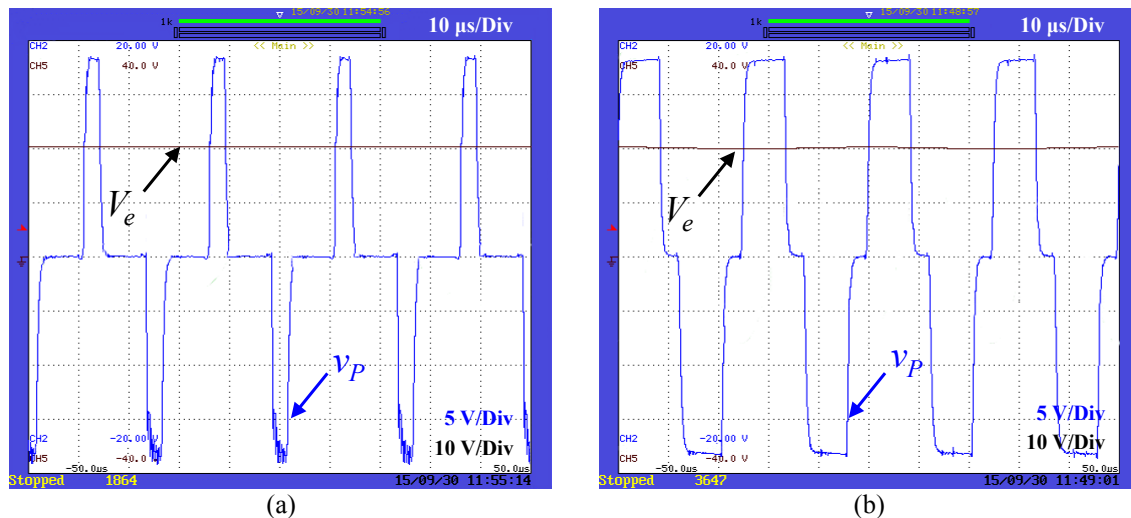


Figura 6.3 – Resultados experimentais do conversor CC-CC: Formas de onda da tensão de entrada (V_e) e da tensão à saída da ponte completa (v_P) para um *duty-cycle* de 15%; (b) Formas de onda da tensão de entrada (V_e) e da tensão à saída da ponte completa (v_P) para um *duty-cycle* de 35%

6.2.2. Conversor CC-CA em Ponte Completa com Transformador Isolador de Alta-Frequência

Validada a ponte completa, tornou-se necessário testar o funcionamento do transformador isolador de alta-frequência, antes de este poder ser adicionado ao sistema. Como tal, foram realizados vários testes iniciais ao transformador, tanto em vazio como em carga. Na Figura 6.4 está representado o esquema do conversor completo implementado, estando realçado o conversor CC-CA em ponte completa com transformador isolador de alta-frequência que é analisado nesta subsecção.

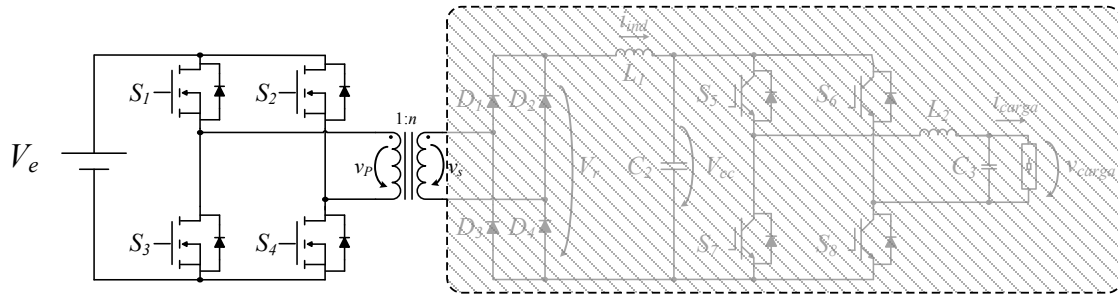


Figura 6.4 – Esquema do conversor CC-CA em ponte completa com transformador isolador de alta-frequência.

Na Figura 6.5 são apresentados os resultados dos ensaios experimentais realizados em carga. O objetivo é validar a relação de transformação pretendida (1:13), assim como verificar se a mesma se mantém à medida que se aumenta a potência consumida, sem que ocorra a saturação do transformador para uma frequência de comutação (f_c) de 40 kHz.

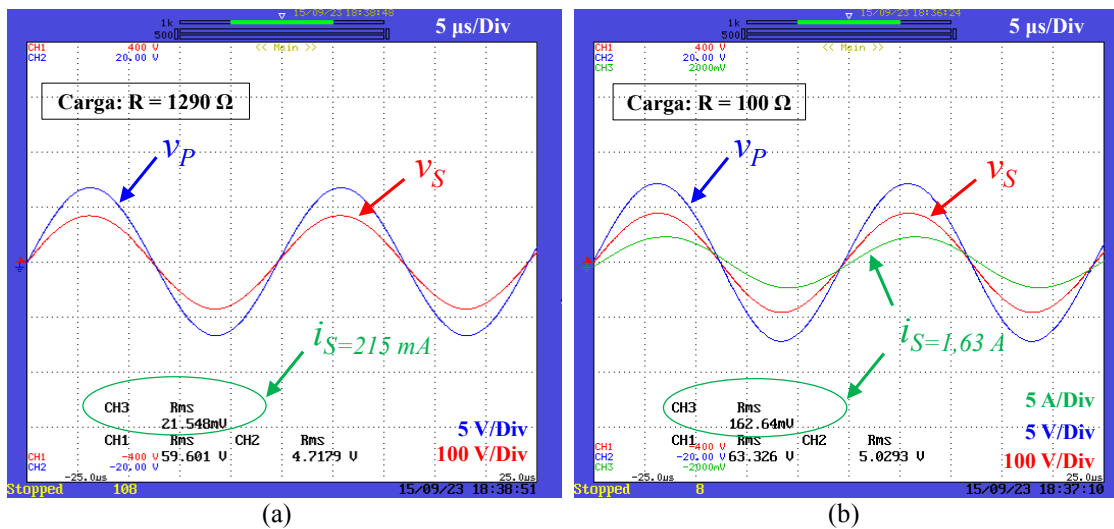


Figura 6.5 – Resultados e experimentais dos ensaios ao transformador de alta-frequência: (a) Formas de onda da tensão no primário (v_p) e no secundário (v_s) do transformador com uma resistência de carga de 1290 Ω . (b) Formas de onda da tensão no primário (v_p) e no secundário (v_s) do transformador isolador e corrente (i_s) na carga com uma resistência de 100 Ω .

No caso da Figura 6.5 (a), foram utilizadas 3 três resistências em série (100 Ω , 510 Ω e 680 Ω) e aplicada uma tensão de entrada (v_p) de 4,72 V. À saída obteve-se uma tensão de 59,6 V e uma corrente de 215 mA. Já no caso da Figura 6.5 (b), é utilizada apenas uma resistência de 100 Ω do lado do secundário do transformador. Depois de aplicada uma tensão de entrada (v_p) de 5 V no primário, foram obtidas no secundário uma tensão (v_s) de 63,3 V e uma corrente (i_s) de 1,63 A.

Tanto em vazio como em ambos os ensaios experimentais mostrados na Figura 6.5 (a) e (b), a relação de transformação do transformador isolador de alta-frequência obtida foi de, aproximadamente, 1:12. Estes valores são, assim,

considerados aceitáveis para a aplicação em questão. Desse modo, procedeu-se à sua junção com a ponte completa anteriormente testada.

Na Figura 6.6 é possível observar as formas de onda da tensão no primário (v_P) e no secundário (v_S) do transformador do conversor CC-CC quando aplicada uma tensão de entrada (V_e) de 7,2 V. Na Figura 6.6 (a) foi aplicado um *duty-cycle* fixo de 15% e na Figura 6.6 (b) foi aplicado um *duty-cycle* fixo de 35%. Em ambos os casos a tensão de pico de saída (v_S) correspondeu, aproximadamente, à tensão de entrada (V_e) multiplicada pela relação de transformação. Tendo em conta as quedas de tensão em condução dos MOSFETs, a tensão de saída apresenta um valor eficaz um pouco inferior ao teoricamente expectável.

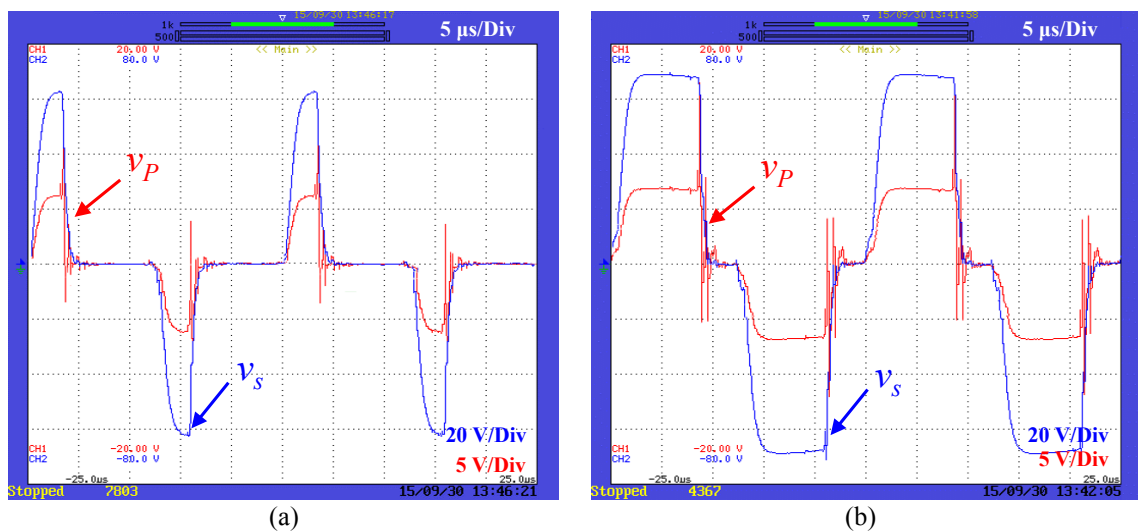


Figura 6.6 – Resultados experimentais do conversor CC-CC com transformador isolador de alta-frequência: (a) Formas de onda da tensão no primário (v_P) e no secundário (v_S) do transformador do conversor CC-CC com um *duty-cycle* de 15%; (b) Formas de onda da tensão no primário (v_P) e no secundário (v_S) do transformador do conversor CC-CC com um *duty-cycle* de 35%.

6.2.3. Conversor CC-CA em Ponte Completa com Transformador Isolador de Alta-Frequência e com Retificador Monofásico

O passo seguinte consistiu na adição da ponte retificadora ao sistema até então validado. O objetivo era perceber se efetivamente a tensão (V_r) à saída da ponte retificadora apresentava o comportamento desejado em malha aberta. Na Figura 6.7 está representado o esquema do conversor completo implementado, estando realçado o conversor CC-CA em ponte completa com transformador isolador de alta-frequência e com retificador monofásico que é analisado nesta subsecção.

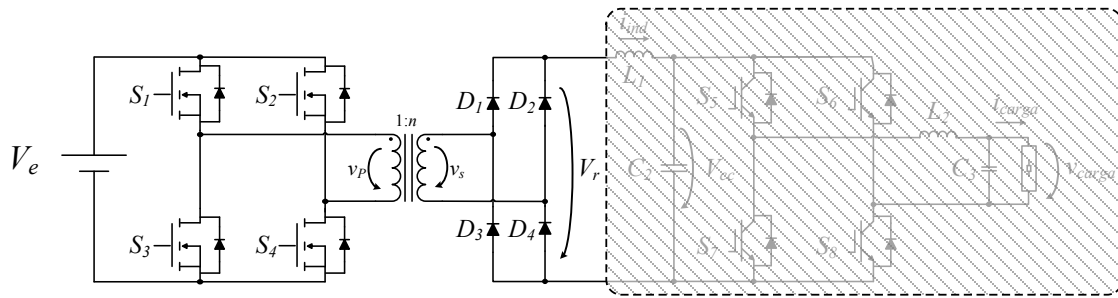


Figura 6.7 – Esquema do conversor CC-CA em ponte completa com transformador isolador de alta-frequência e com retificador monofásico.

Na Figura 6.8 é possível observar as formas de onda da tensão (v_P) no primário do transformador do conversor CC-CC e da tensão (V_r) retificada à saída do retificador a diodos, quando aplicada uma tensão de entrada (V_e) de 7,2 V. Na Figura 6.8 (a) foi aplicado um *duty-cycle* fixo de 15% e na Figura 6.8 (b) foi aplicado um *duty-cycle* fixo de 35%. Em ambos os casos é possível verificar que a tensão de pico retificada, (V_r), corresponde ao pico da tensão do secundário do transformador (v_S) (Figura 6.6) e que apenas apresenta componente positiva ou nula, tal como esperado.

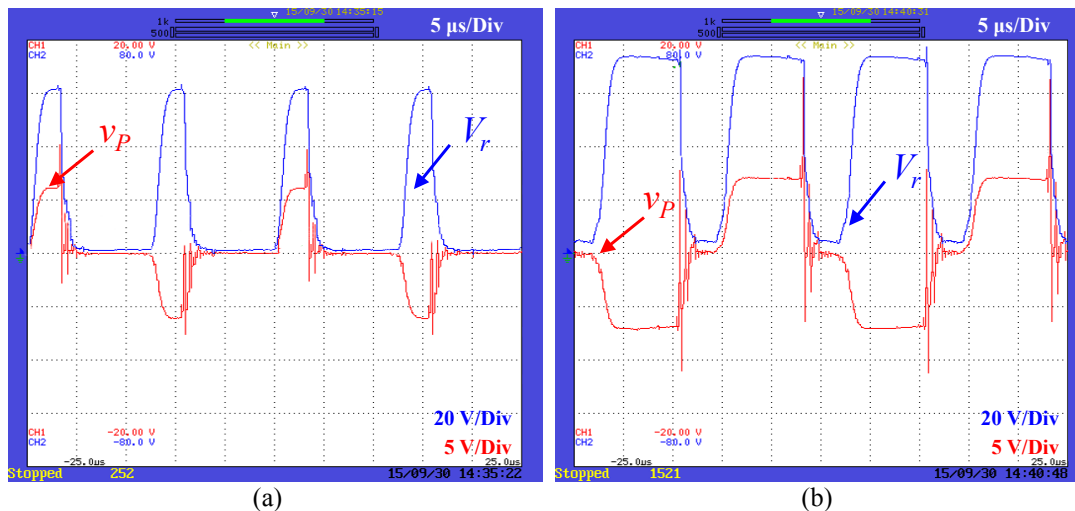


Figura 6.8 – Resultados experimentais do conversor CC-CC com transformador isolador de alta-frequência e ponte retificadora a diodos: (a) Formas de onda da tensão no primário do transformador do conversor CC-CC (v_P) e da tensão retificada à saída do retificador a diodos (V_r) com um *duty-cycle* de 15%; (b) Formas de onda da tensão no primário do transformador do conversor CC-CC (v_P) e da tensão retificada à saída do retificador a diodos (V_r) com um *duty-cycle* de 35%.

6.2.4. Conversor CC-CC em Ponte Completa Isolado de Alta-Frequência do tipo Buck

Por fim, para este primeiro conversor, relativo ao primeiro e segundo estágios, restava apenas o teste com o filtro LC intermediário, composto por uma bobina de 3 mH e por 6 condensadores de 560 μF em paralelo. Na Figura 6.9 está representado o esquema do conversor completo implementado, sendo realçado o conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*, que é analisado nesta subsecção.

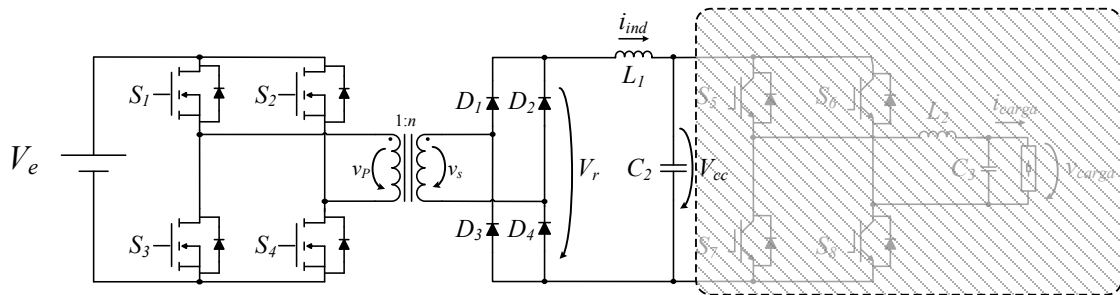


Figura 6.9 – Esquema do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-freqüência do tipo buck.

O objetivo deste conversor visa a regulação da tensão do barramento de saída, (V_{CC}), e como tal, para a obtenção de resultados experimentais que comprovem o correto funcionamento do conversor, já não é viável aplicar um controlo em malha aberta. Assim, passou a ser aplicado um controlo em malha fechada, que, no caso, se trata de ser um controlador proporcional integral (PI) digital.

Aplicado o controlo PI, para gerar uma tensão de referência em função do *duty-cycle* ótimo em cada instante, procedeu-se ao ajuste dos ganhos K_p e K_i , associados a este tipo de controlo. Esta regulação dos ganhos visa a obtenção da tensão desejada, à saída do conversor, com o mínimo de *ripple* possível.

Inicialmente, o banco de condensadores do filtro intermediário está completamente descarregado. Caso os ganhos aplicados exigissem uma estabilização da tensão de saída (V_{CC}) muito rápida, resultaria um enorme pico de corrente no lado do primário do transformador, ultrapassando os limites de proteção estipulados que acionariam a desabilitação das comutações. Como tal, tornou-se necessário realizar uma pré-carga dos condensadores de forma lenta, antes de poder ser aplicada uma carga à saída. Após a pré-carga dos condensadores no valor de tensão pretendido, os ganhos K_p e K_i são reajustados para que a resposta transitória seja mais rápida quando aplicada uma carga ao sistema.

Na Figura 6.10 estão apresentados os resultados experimentais obtidos desde o momento de pré-carga dos condensadores (Etapa 1), até o sistema entrar em regime permanente depois de ligada uma carga linear resistiva de 100Ω (Etapa 2). Neste ensaio experimental ao conversor CC-CC pretendia-se obter à saída uma tensão (V_{CC}) constante de 160 V a partir de uma tensão de entrada (V_e) de 30 V. Pela mesma figura é possível observar a evolução das formas de onda da tensão de entrada do conversor (V_e) e da tensão (V_{CC}) e corrente (I_{CC}) à saída do conversor CC-CC isolado.

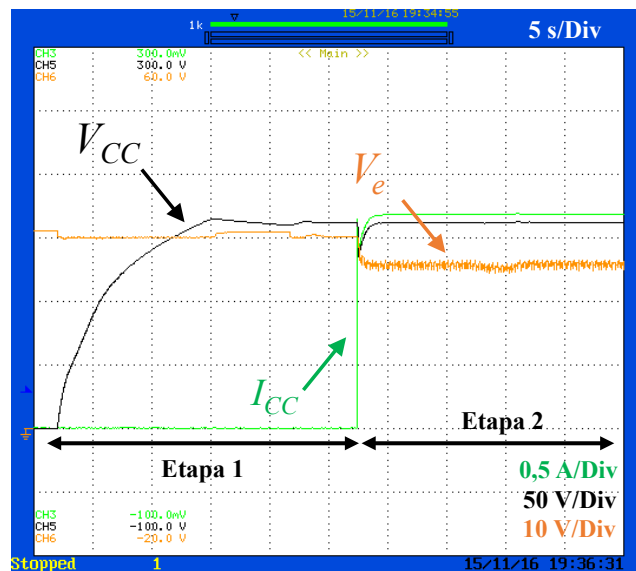


Figura 6.10 – Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CC em ponte completa isolado se alta-frequência do tipo *buck* desde o momento de pré-carga dos condensadores até o sistema entrar em regime permanente depois de ligada uma carga linear resistiva: Evolução das formas de onda da tensão de entrada do conversor (V_e) e da tensão (V_{CC}) e corrente (I_{CC}) à saída do conversor CC-CC.

Ainda através da Figura 6.10, é possível de observar, na Etapa 1, o pré-carregamento dos condensadores de forma lenta, resultado de um incremento lento do *duty-cycle*. Durante este intervalo de tempo, a corrente (I_{CC}) na carga é nula, uma vez que ainda não se encontrava ligada ao sistema. Quando a tensão nos condensadores estabiliza nos 160 V, é ligada uma resistência de carga de 100 Ω que origina um momento transitório. O sistema, agora com ganhos ajustados para uma resposta mais rápida, reage à entrada da carga, que inicialmente descarrega um pouco a tensão nos condensadores, convergindo de novo para a tensão desejada em regime permanente (Etapa 2). Neste ensaio experimental a potência consumida pela carga é de aproximadamente 256 W.

Para que todo este conjunto funcione, é estritamente necessário que a técnica de modulação aplicada aos MOSFETs da ponte completa controlada seja realizada de forma correta. Para tal, como foi explicado no Capítulo 3, é necessário gerar dois sinais PWM opostos um do outro. Estes dois sinais (sgS_1 e sgS_2) são os que impõem o *duty-cycle* ao sistema, comandando os semicondutores do topo de cada um dos dois braços da ponte. Assim, é necessário que o sinal PWM do outro semicondutor de cada braço seja o complementar do sinal PWM do semicondutor do seu respectivo braço. Isto é, o sinal PWM sgS_3 é o complementar do sinal sgS_1 e o sinal sgS_4 o complementar de sgS_2 . Através da Figura 6.11 é possível observar a complementaridade destes sinais, que incluem um tempo-morto de 2 μ s. Estes resultados experimentais foram obtidos em regime permanente, em que a tensão à saída do conversor CC-CC (V_{CC}) pretendida era de 60 V.

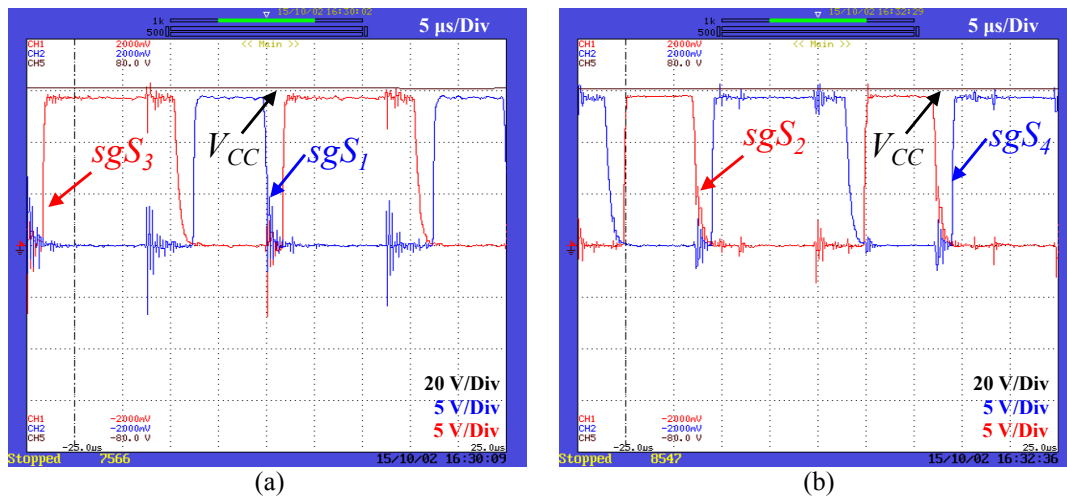


Figura 6.11 – Sinais PWM complementares para a ativação dos MOSFETs com *dead-time* de 2 μ s: (a) Tensão à saída do conversor CC-CC (V_{CC}) e sinais PWM dos MOSFETs do primeiro braço da ponte (S_1 e S_3); (b) Tensão à saída do conversor CC-CC (V_{CC}) e sinais PWM dos MOSFETs do segundo braço da ponte (S_2 e S_4).

Na Figura 6.12 estão apresentados os resultados obtidos dos sinais PWM dos pares de MOSFETs cruzados S_1 e S_4 , na Figura 6.12 (a), e S_2 e S_3 , na Figura 6.12 (b)). De referir que quando um dos pares de MOSFETs citados se encontram simultaneamente ativos, ocorre transferência de potência da fonte para a carga. Na mesma figura, está representada a forma de onda da corrente na bobina L_1 do filtro intermediário (i_{ind}). Pelos resultados obtidos é possível constatar que o sistema funciona no modo contínuo.

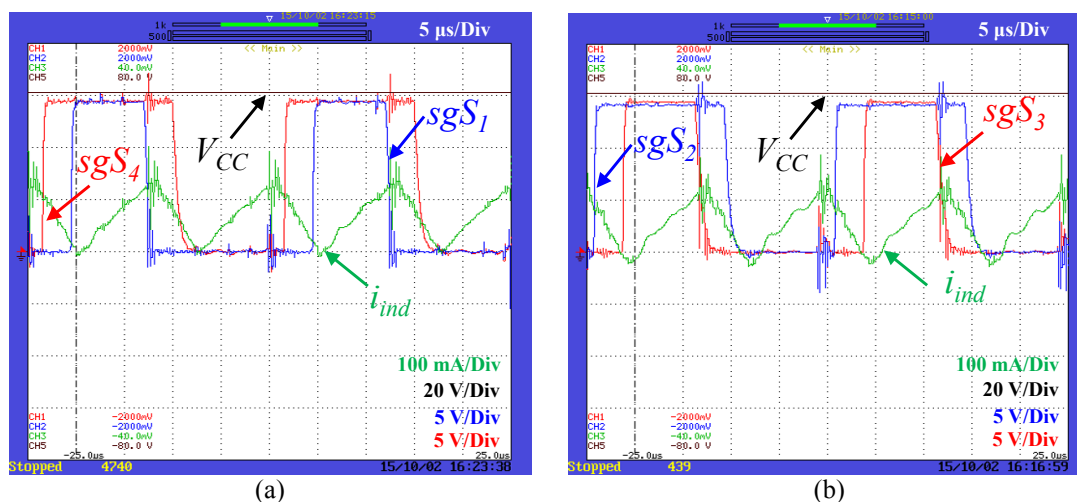


Figura 6.12 – Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CC: (a) Tensão à saída do conversor CC-CC (V_{CC}), sinais PWM do par de MOSFETs cruzados (S_1 e S_4) e corrente na bobina L_1 do filtro intermediário (i_{ind}); (b) Tensão à saída do conversor CC-CC (V_{CC}), sinais PWM do par de MOSFETs cruzados (S_2 e S_3) e corrente na bobina L_1 do filtro intermediário (i_{ind}).

6.3. Conversor CC-CA em Ponte Completa

Após a validação do primeiro conversor, relativo aos dois primeiros estágios de conversão, seguiu-se a validação experimental do conversor CC-CA, referente ao terceiro

estágio. Na Figura 6.13 está representado o esquema do conversor completo implementado, estando realçado o conversor CC-CA em ponte completa, referente ao terceiro e último estágio de conversão, que é analisado nesta secção.

Foram realizados ensaios ao inversor para diferentes tipos de carga, sendo os resultados experimentais apresentados em seguida nesta secção. Em todos os testes a seguir explicados, é usada uma fonte de alimentação com o objetivo de gerar uma tensão constante (V_{CC}) de 60 V à entrada do conversor, emulando a tensão proveniente do conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*. O controlo aplicado em malha fechada é o controlo preditivo *deadbeat* já explicado no Capítulo 3. Nos testes que se seguem o objetivo é sintetizar uma tensão sinusoidal de 45 V de pico (31,9 V_{RMS}), independentemente da carga aplicada.

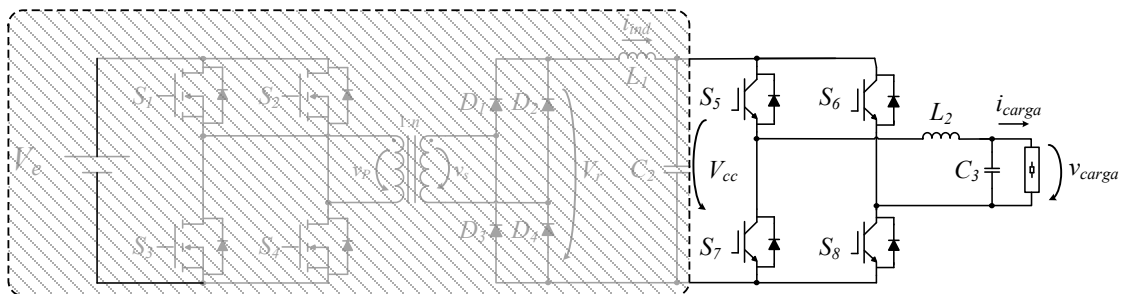


Figura 6.13 – Esquema do conversor CC-CA em ponte completa referente ao terceiro estágio de conversão.

6.3.1. Carga Linear Resistiva

Num primeiro teste ao inversor do terceiro estágio de conversão, foi utilizada como carga uma resistência de 100 Ω . Na Figura 6.14 estão apresentadas as formas de onda da tensão de entrada do conversor (V_{CC}) e da tensão na carga (v_{carga}) e da corrente na carga (i_{carga}). Nessa figura é possível constatar que ambas se encontram em fase e que efetivamente é obtida a tensão de saída com a amplitude, frequência (50 Hz) e forma desejadas.

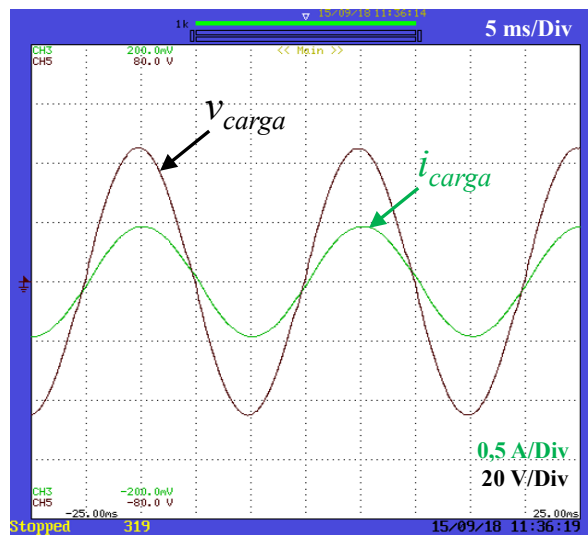


Figura 6.14 – Formas de onda da tensão na carga (v_{carga}) e da corrente na carga (i_{carga}) do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga linear resistiva.

Na Figura 6.15 são apresentados os espectros harmônicos e THD da tensão (Figura 6.15 (a)) e da corrente (Figura 6.15 (b)) na carga. Como é possível de verificar, e tal como expectável, a tensão (v_{carga}) apresenta um THD de 1,9%, praticamente igual ao THD da corrente (i_{carga}), valores bastante aceitáveis para a aplicação em estudo.

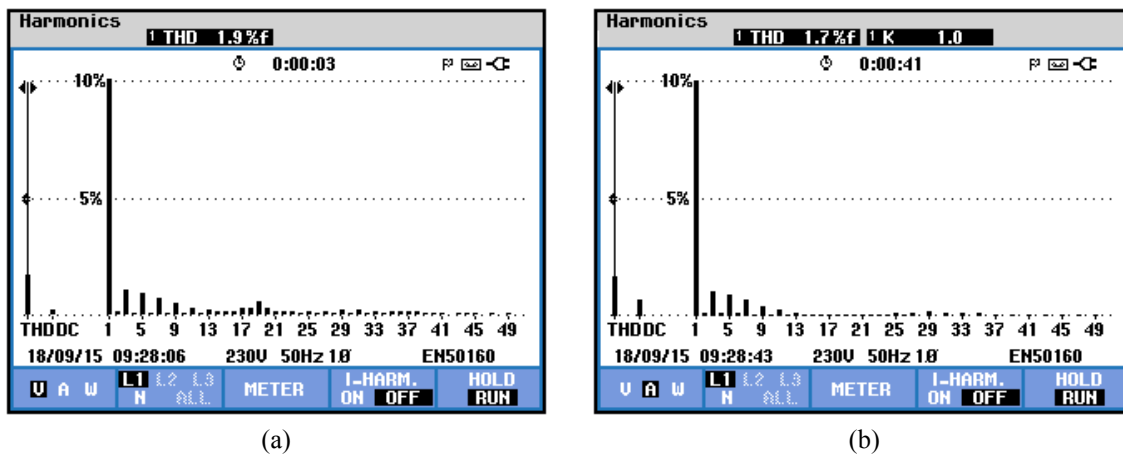


Figura 6.15 – Resultados experimentais do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga linear resistiva: (a) Espectro harmónico e THD da tensão; (b) Espectro harmónico e THD da corrente.

Na Figura 6.16 (a) é possível observar os mesmos resultados traduzidos em valores numéricos, onde se pode corroborar os resultados obtidos com os pretendidos: a frequência tem o valor de 49,96 Hz e o valor eficaz da tensão de saída é de 31,9 V. Por sua vez, a corrente tem um valor eficaz de 330 mA. Na Figura 6.16 (b) está apresentado o diagrama fasorial da tensão e corrente na carga onde é possível concluir uma vez mais que ambas se encontram em fase, por se tratar de uma carga puramente resistiva.

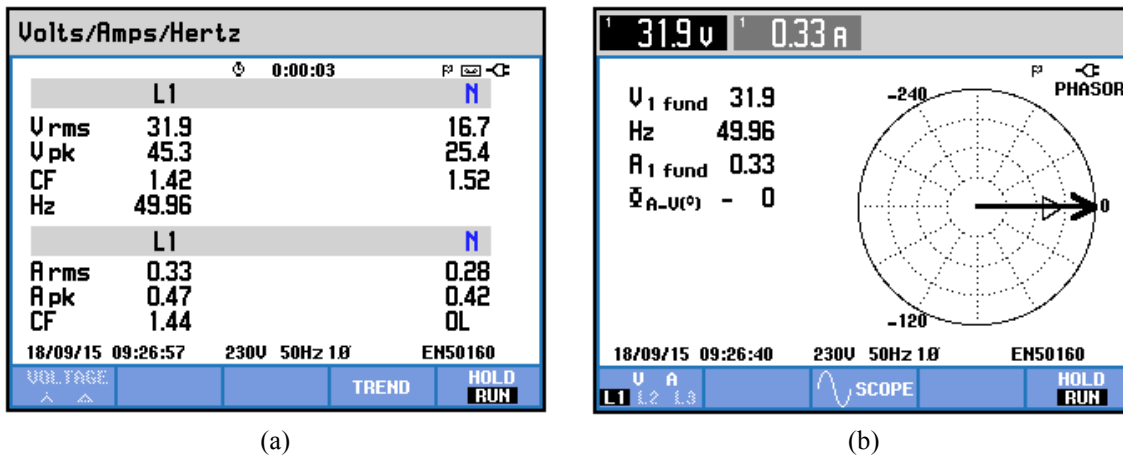


Figura 6.16 – Resultados experimentais do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga linear resistiva: (a) Frequência e valores eficazes e de pico da tensão e corrente na carga; (b) Diagrama fasorial da tensão e corrente na carga.

Posteriormente, utilizou-se uma tensão de entrada (V_{CC}) de 300 V com o intuito de gerar uma tensão alternada sinusoidal com 240 V de pico à saída, em v_{carga} . Desta forma os resultados obtidos enquadram-se mais perto do que era pretendido nos objetivos deste trabalho de dissertação. Na Figura 6.17 estão apresentadas as formas de onda da tensão de entrada do conversor (V_{CC}) e da tensão na carga (v_{carga}) e da corrente na carga (i_{carga}). Tal como no teste anterior, as formas de onda da tensão e corrente encontram-se em fase e a tensão de saída apresenta a amplitude, frequência (50 Hz) e forma de onda desejadas.

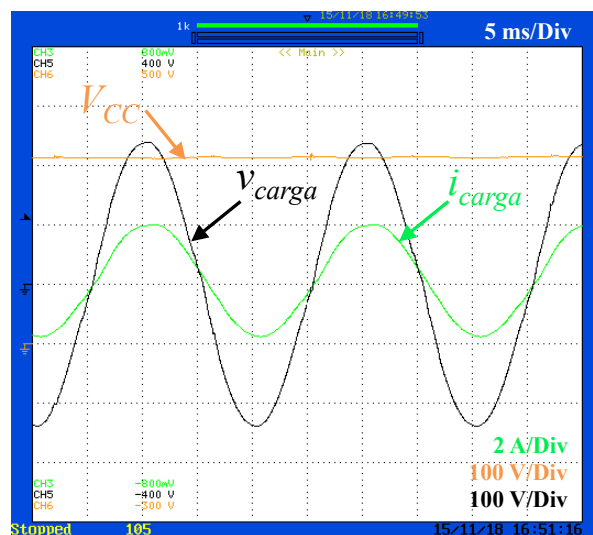


Figura 6.17 – Formas de onda da tensão na carga (v_{carga}) e da corrente na carga (i_{carga}) do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga linear resistiva em condições de operação mais próximas dos objetivos.

Na Figura 6.18 (a) é possível observar que a frequência tem o valor de 49,95 Hz e o valor eficaz da tensão de saída é de 169,5 V. Por sua vez, a corrente tem um valor eficaz de 1,36 A. Na Figura 6.18 (b) está apresentado o diagrama fasorial da tensão e corrente

na carga onde é possível concluir uma vez mais que ambas se encontram em fase, por se tratar de uma carga puramente resistiva.

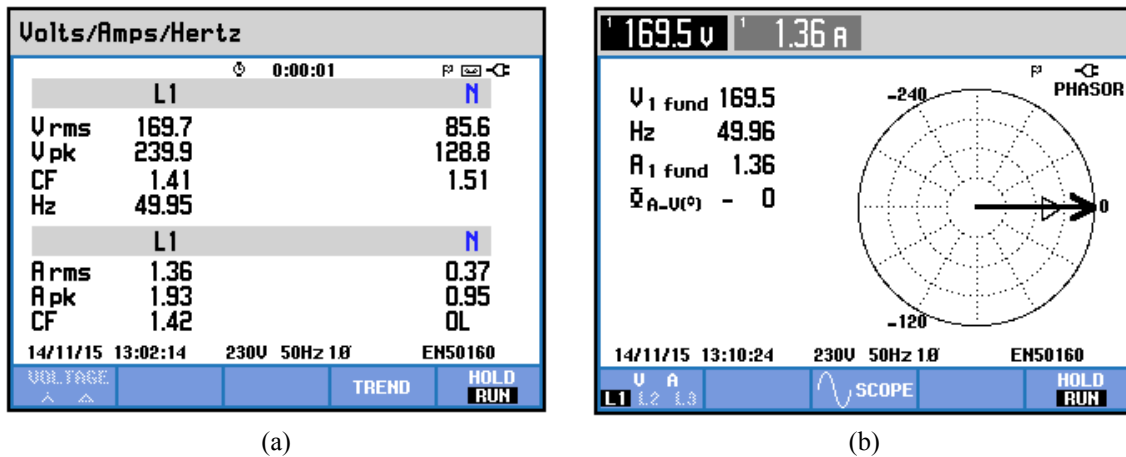


Figura 6.18 – Resultados experimentais do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga linear resistiva em condições de operação mais próximas dos objetivos propostos: (a) Frequência e valores eficazes e de pico da tensão e corrente na carga; (b) Diagrama fasorial da tensão e corrente na carga.

6.3.2. Carga Linear RL

No segundo teste do conversor CC-CA em ponte completa, foi utilizada uma resistência de 100Ω em série com uma bobina de 146 mH. Na Figura 6.19 estão apresentadas as formas de onda da tensão na carga (v_{carga}) e da corrente na carga (i_{carga}), onde é possível constatar que ambas se encontram desfasadas com um fator de potência indutivo.

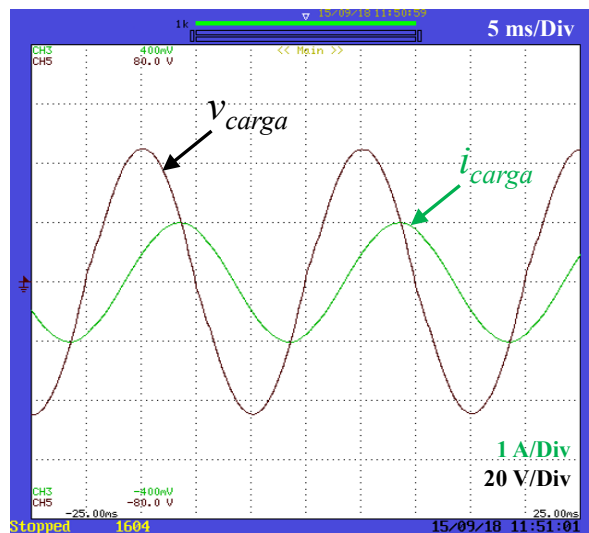


Figura 6.19 – Formas de onda da tensão na carga (v_{carga}) e corrente na carga (i_{carga}) do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga linear RL.

Na Figura 6.20 estão apresentados os espectros harmônicos e THD da tensão (Figura 6.20 (a)) e da corrente (Figura 6.20 (b)) na carga. Como é possível de verificar, a

tensão (v_{carga}) apresenta um THD de 2,7%, valor bastante aceitável para a aplicação em estudo. Já a corrente, uma vez que a carga é indutiva, apresenta um THD ainda mais baixo.

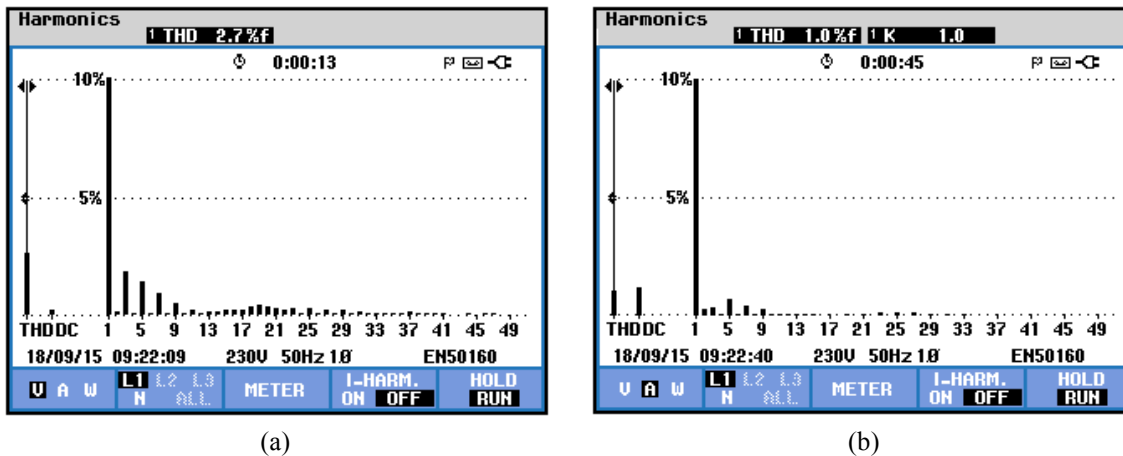


Figura 6.20 – Resultados experimentais do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga linear RL: (a) Espectro harmônico e THD da tensão na carga; (b) Espectro harmônico e THD da corrente na carga.

Na Figura 6.21 (a) é possível observar que a frequência tem o valor de 49,96 Hz e o valor eficaz da tensão de saída é de 31,8 V. Por sua vez, a corrente tem um valor eficaz de 710 mA. Na Figura 6.21 (b) está apresentado o diagrama fasorial da tensão e corrente na carga onde é possível concluir que se encontram desfasadas de 55°, por se tratar de uma carga com uma reatância indutiva grande.

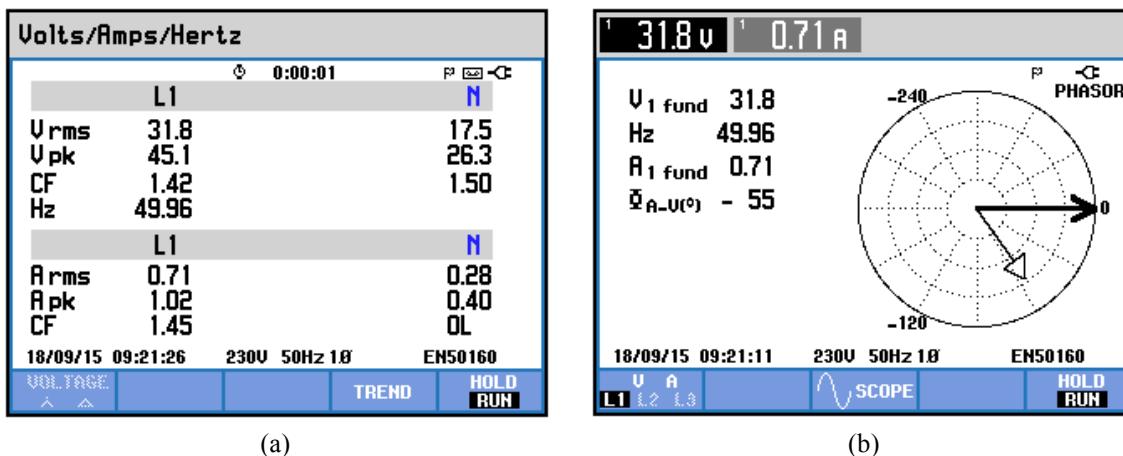


Figura 6.21 – Resultados experimentais do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga linear RL: (a) Frequência e valores eficazes e de pico da tensão e corrente na carga; (b) Diagrama fasorial da tensão e corrente na carga.

6.3.3. Carga Não-Linear

Num último teste ao conversor CC-CA em ponte completa, foi utilizada uma carga não-linear já existente no GEPE, cujo esquema está representado na Figura 6.22. Esta é constituída essencialmente por um retificador a diodos, em paralelo com dois

condensadores de 1 mF. Foi colocada uma bobina de 2,5 mH na entrada da ponte retificadora por forma a obter uma carga mais realista e à saída da carga foi montada uma resistência de 100 Ω em paralelo.

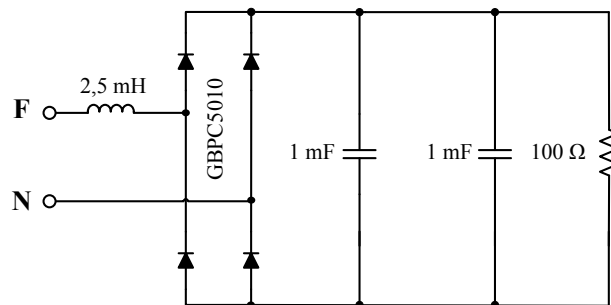


Figura 6.22 – Esquema elétrico da carga não-linear utilizada.

Na Figura 6.23 estão apresentadas as formas de onda da tensão na carga (v_{carga}) e da corrente na carga (i_{carga}), claramente característica de uma carga não-linear. Nessa figura é possível constatar que apesar de a carga consumir uma corrente muito distorcida, o controlo aplicado permite que a tensão que alimenta a carga se mantenha praticamente sinusoidal.

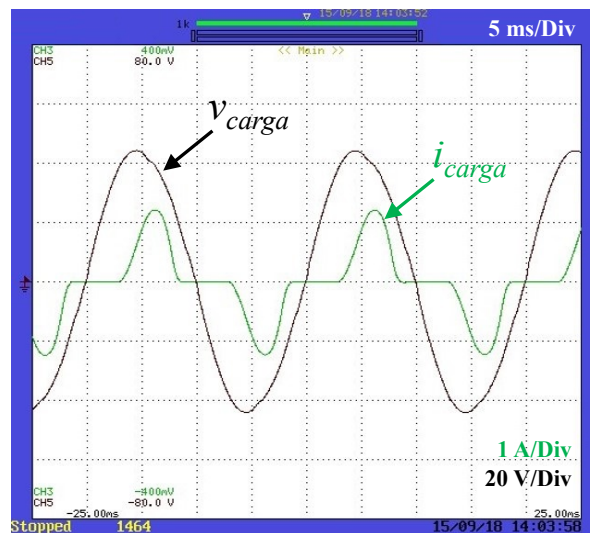


Figura 6.23 – Formas de onda da tensão na carga (v_{carga}) e da corrente na carga (i_{carga}) do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga não-linear.

Na Figura 6.24 estão apresentados os espetros harmónicos e THD da tensão (Figura 6.24 (a)) e da corrente (Figura 6.24 (b)) na carga. Como é possível verificar, a tensão (v_{carga}) apresenta um THD de 3,2%, valor bastante aceitável para a aplicação em estudo, mesmo tendo em conta a corrente distorcida (THD=67,2%) consumida pela carga.

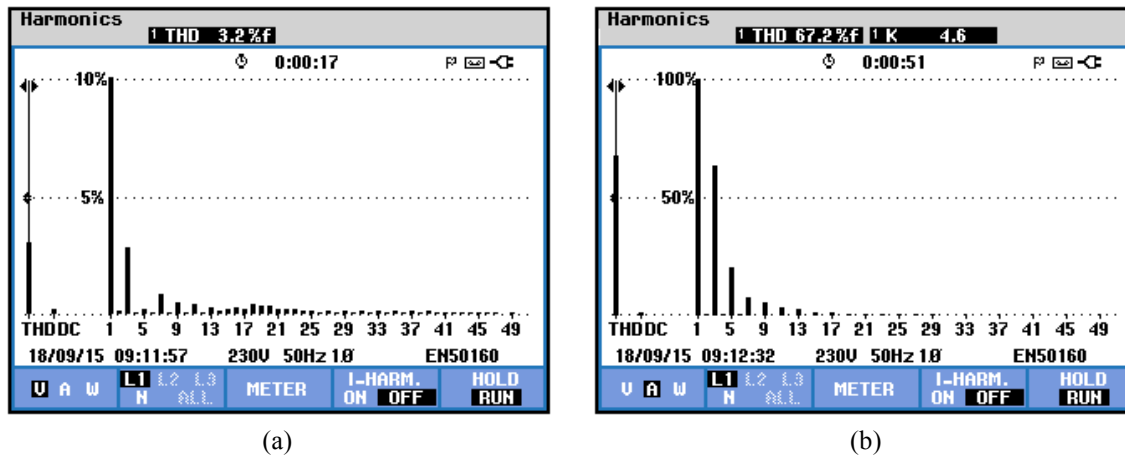


Figura 6.24 – Resultados experimentais do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga não-linear: (a) Espectro harmónico e THD da tensão; (b) Espectro harmónico e THD da corrente.

Na Figura 6.25 (a) é possível observar que a frequência tem o valor de 49,96 Hz e o valor eficaz da tensão de saída é de 31,6 V. Por sua vez, a corrente tem um valor eficaz de 1,41 A. Na Figura 6.25 (b) está apresentado o diagrama fasorial da fundamental da tensão e corrente na carga onde é possível concluir que se encontram desfasadas com um fator de potência indutivo.

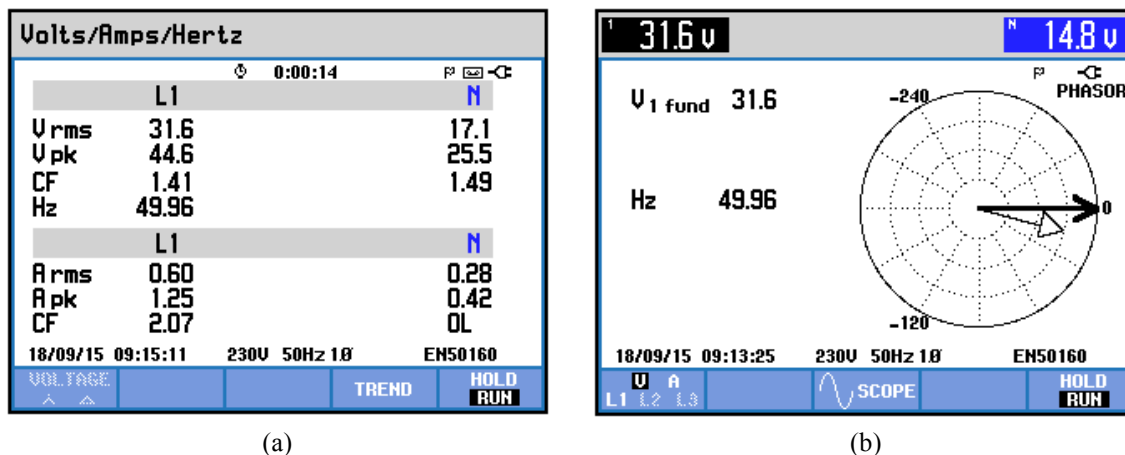


Figura 6.25 – Resultados experimentais do conversor CC-CA em ponte completa a operar com uma carga não-linear: (a) Frequência e valores eficazes e de pico da tensão e corrente na carga; (b) Diagrama fasorial da fundamental da tensão e corrente na carga.

6.4. Sistema Completo: Conversor CC-CA Isolado de Alta-Frequência

Integrados os dois conversores, é realizada a análise dos resultados obtidos para diferentes cargas do sistema completo de alimentação da microrrede isolada. Na Figura 6.26 está representado o esquema do conversor completo implementado que é, por fim, analisado nesta secção.

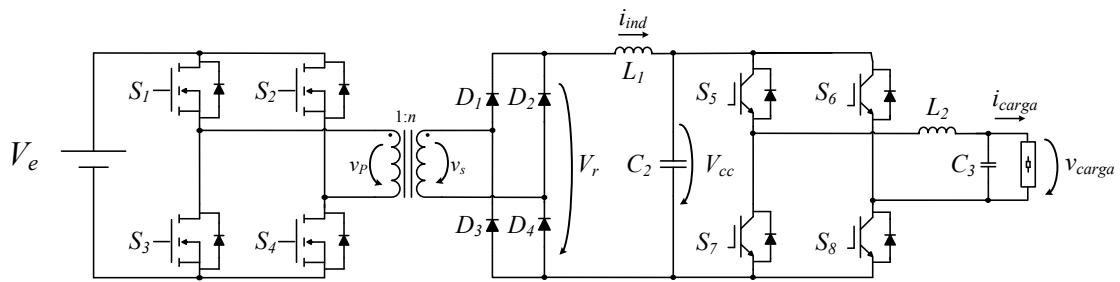


Figura 6.26 – Esquema do Conversor CC-CA isolado de alta-frequência completo.

Em todos os testes a seguir explicados, foram usadas, em paralelo, seis fontes de alimentação de laboratório com o objetivo de gerar uma tensão constante (V_e) de 30 V à entrada do conversor, emulando a tensão proveniente das baterias do barramento CC. Cada uma destas fontes tem a sua corrente limitada a 5 A. Assim, com a sua disposição em paralelo, é possível obter uma corrente total de entrada máxima de cerca de 30 A. Nos testes que se seguem o objetivo é sintetizar uma tensão sinusoidal de 132 V de pico (93 V eficazes), independentemente da carga aplicada. O funcionamento completo do conversor CC-CA final engloba o pré-carregamento dos condensadores (C_2) através da aplicação de uns ganhos que tornam a resposta do controlador PI lenta no primeiro estágio de conversão. Quando é atingida a tensão de 160 V em V_{CC} , são aplicados novos ganhos ao controlador PI por forma a obter uma resposta mais rápida. Nesse instante adiciona-se o terceiro estágio de conversão, formado pelo inversor ponte completa e pelo filtro LC de saída. O controlo aplicado a este inversor é o preditivo *deadbeat*.

6.4.1. Carga Linear Resistiva

Num primeiro ensaio ao sistema de alimentação completo da microrrede, foi utilizada uma carga linear resistiva de 150 Ω . Na Figura 6.27 estão apresentadas as formas de onda da tensão na carga (v_{carga}), da corrente na carga (i_{carga}), da tensão à entrada do último estágio de conversão (V_{CC}) e da tensão de entrada (V_e). Os resultados apresentados permitem constatar que tanto a tensão, como a corrente na carga, se encontram em fase e que efetivamente é obtida a tensão de saída com a amplitude, frequência e forma de onda desejadas. Tal é alcançado com uma tensão de entrada (V_e) de 30 V, que foi elevada para 160 V através do conversor relativo ao 1º e 2º estágios de conversão.

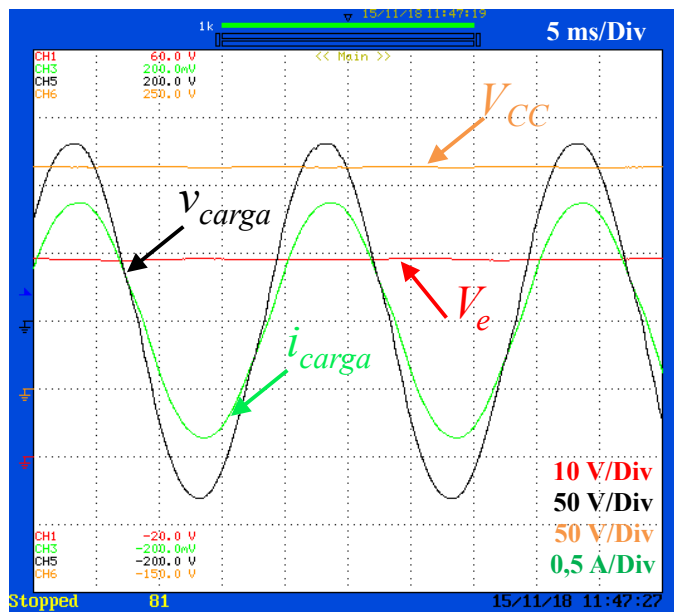
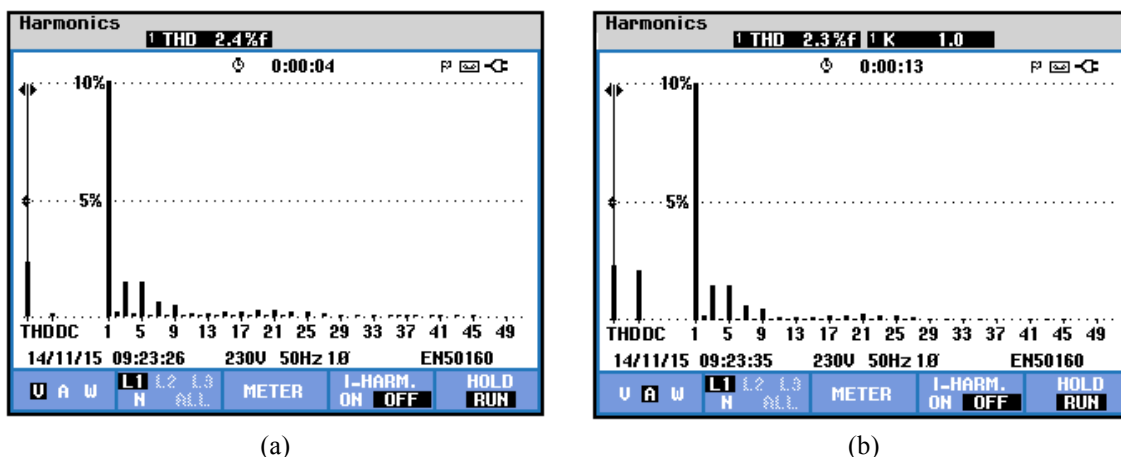


Figura 6.27 – Formas de onda da tensão na carga (v_{carga}), da corrente na carga (i_{carga}), da tensão retificada à entrada do último estágio de conversão (V_{CC}) e da tensão de entrada (V_e) do sistema de alimentação completo da microrrede a operar com uma carga linear resistiva.

Na Figura 6.28 estão apresentados os espectros harmônicos e THD da tensão (Figura 6.28 (a)) e da corrente (Figura 6.28 (b)) na carga. Como é possível verificar, a tensão na carga (v_{carga}) apresenta um THD de 2,4%, e a corrente na carga (i_{carga}) um THD de 2,3%, valores bastante aceitáveis para o sistema pretendido.

Através da Figura 6.29 (a) é possível observar os mesmos resultados traduzidos em valores numéricos, onde se pode confirmar que os resultados obtidos correspondem aos pretendidos. Isto é, a frequência tem o valor de 49,95 Hz e o valor eficaz da tensão de saída é de 93,1 V. Por sua vez, a corrente tem um valor eficaz de 0,62 A, e como tal é de concluir que a carga consome cerca de 58 W. Na Figura 6.29 (b) está apresentado o diagrama fasorial da tensão e da corrente na carga.



(a)

(b)

Figura 6.28 – Resultados experimentais do sistema de alimentação completo da microrrede a operar com uma carga linear resistiva: (a) Espectro harmónico e THD da tensão; (b) Espectro harmónico e THD da corrente.

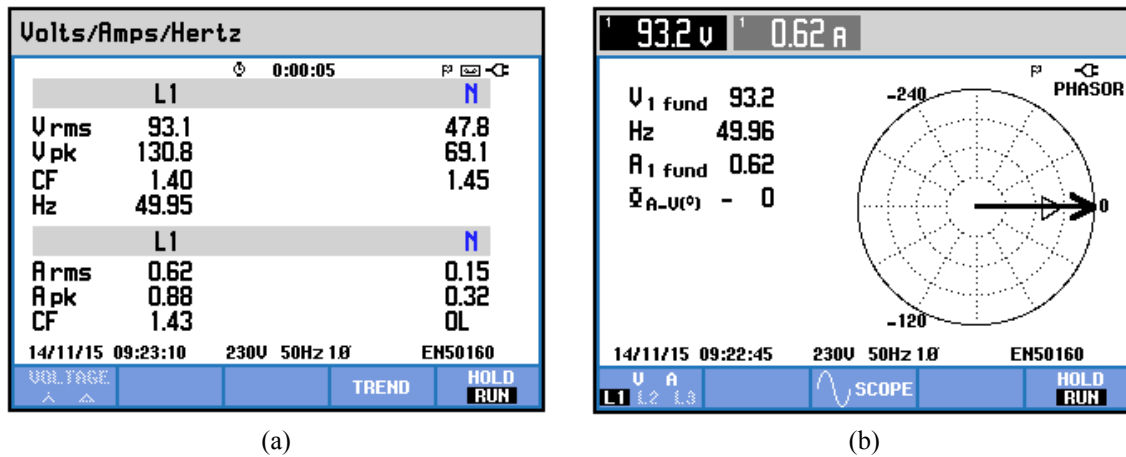


Figura 6.29 – Resultados experimentais do sistema de alimentação completo da microrrede a operar com uma carga linear resistiva: (a) Frequência e valores eficazes e de pico da tensão e corrente na carga; (b) Diagrama fasorial da tensão e corrente na carga.

6.4.2. Carga Linear RL

Num segundo ensaio ao conversor final, foi utilizada uma carga RL (Figura 6.30), para obter uma corrente na carga (i_{carga}) de cerca de 0,5 A atrasada cerca de 49° em relação à tensão na carga (v_{carga}).

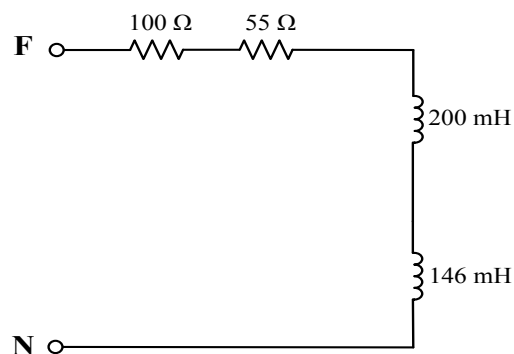


Figura 6.30 – Esquema elétrico da carga linear RL utilizada.

Na Figura 6.31 estão apresentadas as formas de onda da tensão na carga (v_{carga}) e da corrente na carga (i_{carga}), da tensão à entrada do último estágio de conversão (V_{CC}) e da tensão de entrada (V_e). É possível verificar, pela mesma, que a corrente e a tensão na carga se encontram desfasadas com um fator de potência indutivo, tal como pretendido.

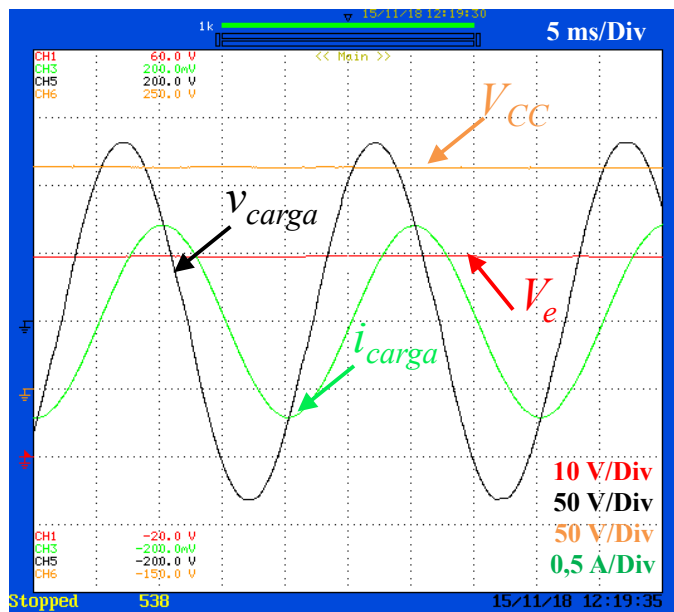
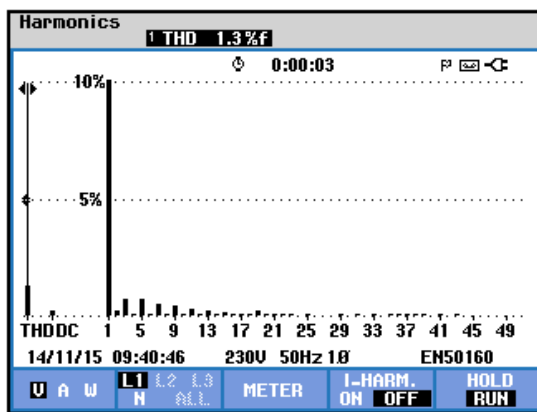
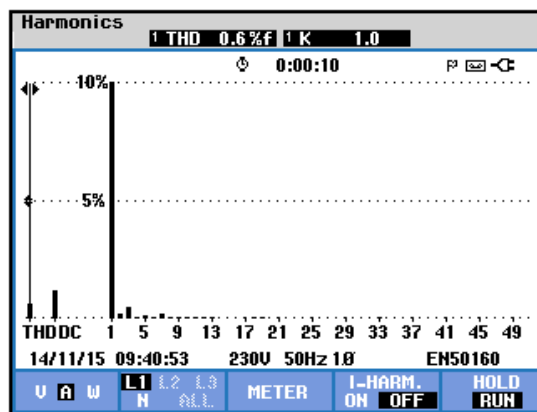


Figura 6.31 – Formas de onda da tensão na carga (v_{carga}), da corrente na carga (i_{carga}), da tensão à entrada do último estágio de conversão (V_{CC}) e da tensão de entrada (V_e) do sistema de alimentação completo da microrrede a operar com uma carga linear RL.

Na Figura 6.32 estão apresentados os espectros harmônicos e THD da tensão (Figura 6.32 (a)) e da corrente (Figura 6.32 (b)) na carga. Como é possível verificar, a tensão na carga (v_{carga}) apresenta um THD de 1,3% e a corrente na carga (i_{carga}) um THD de 0,6%, valores bastante aceitáveis para a aplicação em estudo.



(a)



(b)

Figura 6.32 – Resultados experimentais do sistema de alimentação completo da microrrede a operar com uma carga linear RL: (a) Espectro harmónico e THD da tensão; (b) Espectro harmónico e THD da corrente.

Na Figura 6.33 (a) é possível observar que a frequência tem o valor de 49,95 Hz e o valor eficaz da tensão de saída é de, aproximadamente, 94,1 V. Por sua vez, a corrente tem um valor eficaz de 0,5 A. Na Figura 6.33 (b) está apresentado o diagrama fasorial da tensão e da corrente na carga. Tal como esperado, a corrente na carga está atrasada 49° relativamente à tensão.

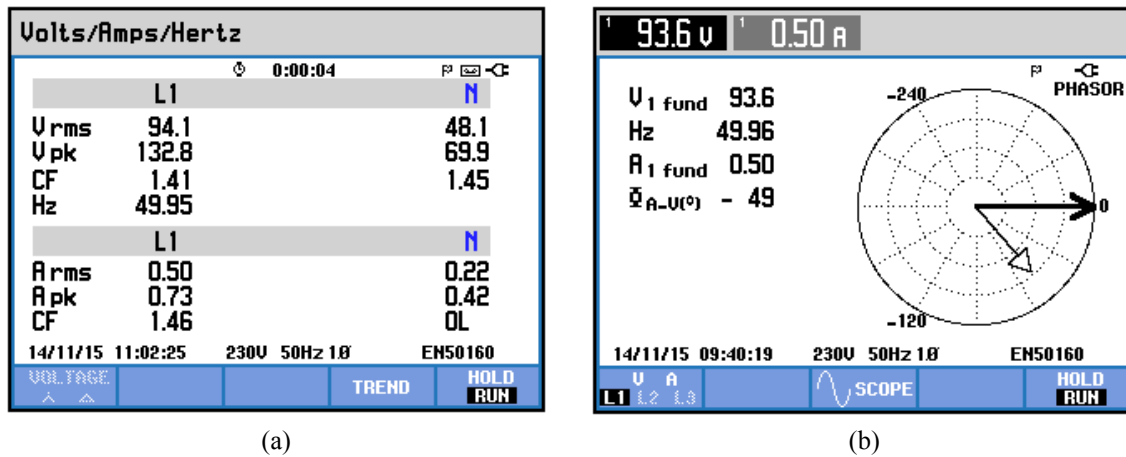


Figura 6.33 – Resultados experimentais do sistema de alimentação completo da microrrede a operar com uma carga linear RL: (a) Frequência e valores eficazes e de pico da tensão e corrente na carga; (b) Diagrama fasorial da tensão e corrente na carga.

6.4.3. Carga Não-Linear

Num último ensaio ao sistema de alimentação da microrrede isolada completo, foi utilizada uma carga não-linear, já existente no GEPE, cujo esquema elétrico pôde ser observado na Figura 6.22. A única diferença para este caso prático está na substituição da resistência de 100 Ω , em paralelo com a carga, por uma resistência de 140 Ω .

Na Figura 6.34 estão apresentadas as formas de onda da tensão na carga (v_{carga}), da corrente na carga (i_{carga}), da tensão à entrada do último estágio de conversão (V_{CC}) e da tensão de entrada (V_e). Como é possível visualizar na figura, apesar da corrente na carga ser muito distorcida, o controlo preditivo *deadbeat* aplicado no andar de saída, permite que a tensão na carga seja praticamente sinusoidal. Além disso, é possível ver nessa figura que o conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*, consegue regular a tensão no barramento CC (V_{CC}) de 160 V a partir de uma tensão de entrada (V_e) de 30 V. Estes resultados provam o bom funcionamento de todo o sistema de alimentação da microrrede isolada a operar com cargas não-lineares.

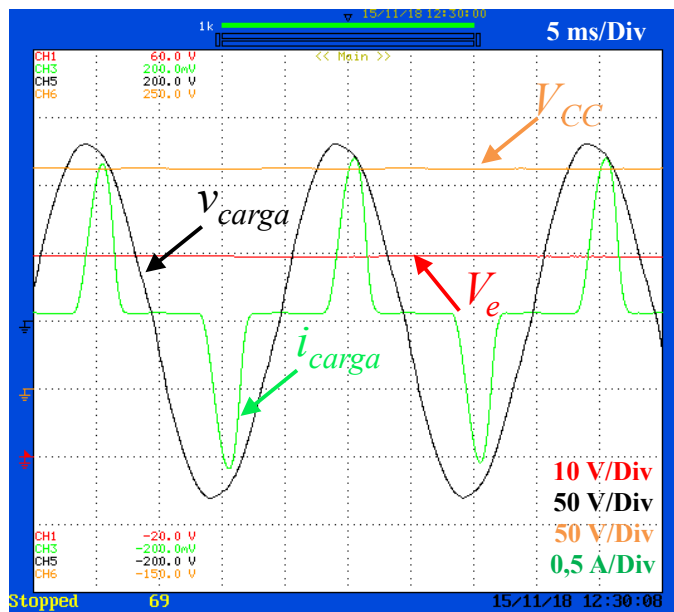


Figura 6.34 – Formas de onda da tensão na carga (v_{carga}), da corrente na carga (i_{carga}), da tensão à entrada do último estágio de conversão (V_{CC}) e da tensão de entrada (V_e) do sistema de alimentação completo da microrrede a operar com uma carga não-linear.

Na Figura 6.35 estão apresentados os espectros harmônicos e THD da tensão (Figura 6.35 (a)) e da corrente (Figura 6.35 (b)) na carga. Como é possível verificar, a tensão na carga (v_{carga}) apresenta um THD de 2,7%, valor bastante aceitável para a aplicação em estudo, mesmo tendo em conta a corrente distorcida (THD de 100,7%) na carga.

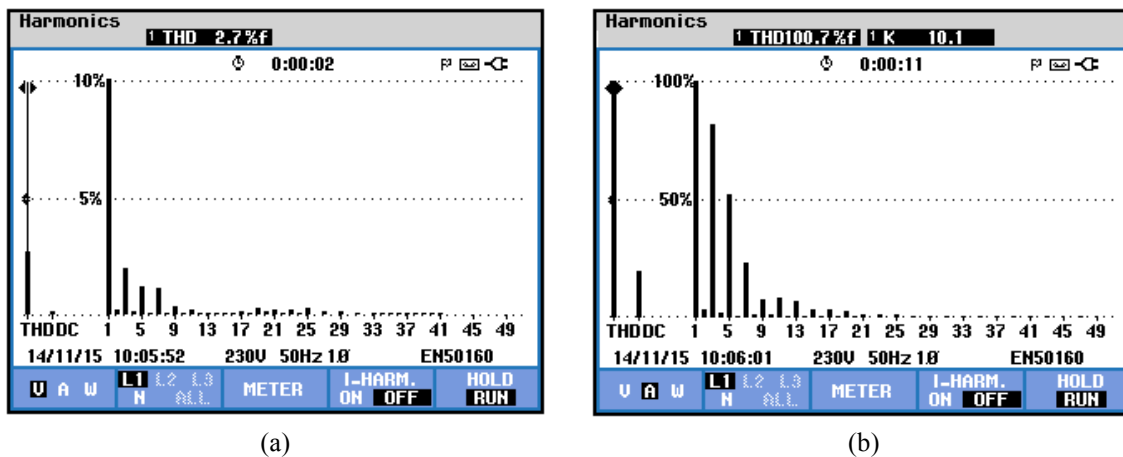


Figura 6.35 – Resultados experimentais do sistema de alimentação completo da microrrede a operar com uma carga não-linear: (a) Espectro harmônico e THD da tensão; (b) Espectro harmônico e THD da corrente.

Na Figura 6.36 (a) é possível observar os mesmos resultados traduzidos em valores numéricos, que corroboram os resultados pretendidos. Nessa figura podemos verificar que a frequência tem o valor de 49,95 Hz e o valor eficaz da tensão de saída é de 93,1 V. Por sua vez, a corrente tem um valor eficaz de 0,48 A. Na Figura 6.26 (b) é apresentado o diagrama fasorial da tensão e corrente na carga onde é possível concluir, uma vez mais, que se encontram desfasadas com um fator de potência indutivo.

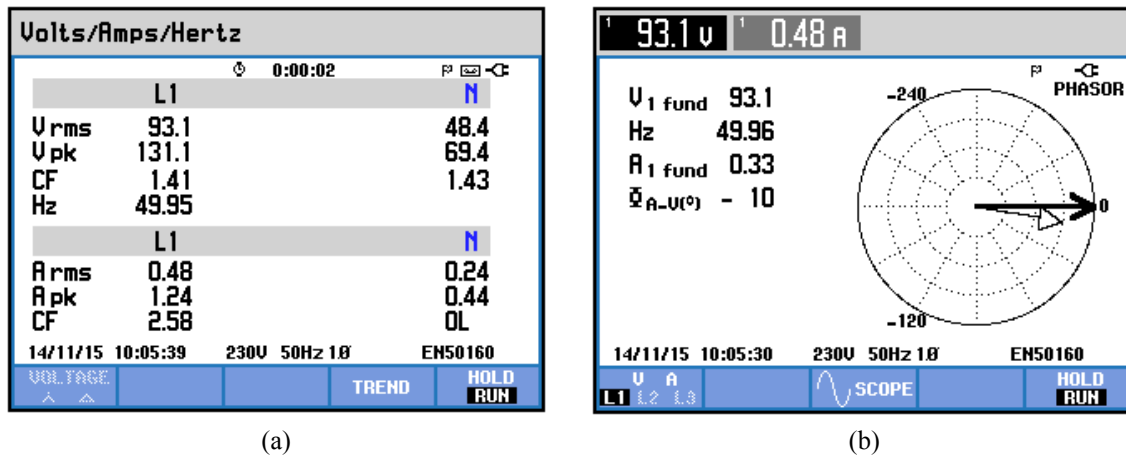


Figura 6.36 – Resultados experimentais do sistema de alimentação completo da microrrede a operar com uma carga não-linear: (a) Frequência e valores eficazes e de pico da tensão e corrente na carga; (b) Diagrama fasorial da tensão e corrente na carga.

6.5. Conclusão

Este capítulo descreve os resultados experimentais obtidos com o protótipo laboratorial do sistema de alimentação da microrrede isolada desenvolvido na presente dissertação.

Numa primeira instância, foram apresentados os resultados experimentais dos testes realizados a cada um dos conversores de potência de forma individual. Para o conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck*, foram realizados ensaios a cada um dos estágios de conversão, de forma iterativa, validando passo-a-passo o funcionamento de cada um dos módulos até ao teste do conversor final. Durante estes testes, foram apresentadas as formas de onda das tensões e correntes características, para diferentes condições de operação. Posteriormente foi testado o controlador PI aplicado ao conversor para regular a tensão à sua saída, durante o processo de pré-carga dos condensadores e após entrada de carga. Os resultados obtidos para este conversor permitiram validar o bom funcionamento tanto do hardware como do controlo PI aplicado, para regular a tensão à saída no conversor CC-CC isolado num valor fixo de 160 V para diferentes condições de operação.

Depois de validado o primeiro conversor, foram realizados ensaios tanto para o conversor CC-CA em ponte completa como para o sistema de alimentação da microrrede completo (interligação de ambos os conversores), para três tipos de carga diferentes: cargas lineares R e RL e carga não-linear. Para cada ensaio foram apresentadas as formas de onda da tensão e corrente na carga bem como os seus respetivos espectros harmónicos e diagramas fasoriais. Os resultados obtidos provam o correto funcionamento do controlo

preditivo *deadbeat* aplicado ao último estágio de conversão, bem como o funcionamento correto de todo o conjunto para os 3 tipos de carga testados.

CAPÍTULO 7

Conclusão

7.1. Conclusões

Neste trabalho de dissertação, foi desenvolvido o sistema de alimentação de um centro social sustentável para uma aldeia rural isolada sem ligação a uma rede de fornecimento de energia elétrica. Para tal, foi implementado um conversor de potência CC-CA de três estágios, assim como todo o seu sistema de controlo digital com recurso ao DSC *TMS320F28335* da *Texas Instruments*.

Numa primeira fase foi feita uma revisão bibliográfica do tema principal da presente dissertação (apresentada no Capítulo 2), onde foram analisadas as vantagens e os desafios ainda por atingir no que diz respeito à produção descentralizada de energia. De seguida, foi realizada uma revisão dos principais sistemas de armazenamento de energia existentes no mercado. Entre os dispositivos disponíveis, as baterias de chumbo-ácido são o sistema mais interessante para um sistema híbrido isolado, devido, entre outros, ao seu custo por unidade de kWh e à sua robustez. Por fim, foi feito um levantamento de microrredes já implementadas um pouco por todo o mundo. Concluiu-se que, embora existam diferentes tipos de combinações de fontes de energia renovável, a combinação mais comum para microrredes isoladas é a energia solar e a energia eólica.

No Capítulo 3 foi apresentado o estudo realizado sobre os conversores de potência, com especial ênfase e pormenor nos mais dedicados para aplicação em sistemas híbridos isolados. Deste estudo concluiu-se que a categoria de conversores CC-CA-CC-CA é a que mais se adequa ao propósito desta dissertação. Tal deve-se, sobretudo, à alta capacidade de elevação de tensão, de potência elevada e isolamento galvânico entre a entrada e a saída.

Posteriormente, neste capítulo, foi apresentado o estudo de cada um dos dois conversores implementados separadamente. Dos conversores CC-CC estudados foi escolhido o conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência do tipo *buck* pois apresenta várias vantagens para este sistema, entre as quais permitir o isolamento galvânico entre as duas partes do sistema através de um transformador de alta-frequência. Quanto ao

inversor monofásico, foi também selecionada a topologia ponte completa. Foram analisadas as técnicas de controlo e modulação aplicadas. No caso do conversor CC-CC foi aplicado um controlador PI e para o controlo do conversor CC-CA foi escolhida a técnica de controlo preditivo *deadbeat* direcionado para aplicações UPS. Para ambos, a técnica de modulação escolhida foi o PWM. Além disso, foram ilustrados os vários modos de operação de cada um dos conversores implementados.

No Capítulo 4, foram apresentados os resultados das simulações efetuadas ao sistema de alimentação da microrrede isolada e descritos os diversos passos efetuados para a sua obtenção. Foram criados os modelos de simulação, quer no que respeita aos conversores de potência, quer no que respeita ao sistema digital de controlo, de modo a obter um comportamento do sistema o mais próximo possível do que seria obtido na prática. Numa primeira fase foram simulados, em separado, os conversores e respetivo sistema de controlo, relativos a cada estágio, e, por fim, foram apresentados os resultados de simulação do sistema completo.

No Capítulo 5, foi descrita a implementação das duas partes fundamentais que constituem o protótipo do sistema de alimentação do centro social sustentável isolado: o sistema de potência e o sistema de controlo.

De forma a simplificar o processo de construção do conversor no seu todo, optou-se por dividir o andar de potência em duas placas separadas. Assim sendo, a primeira placa engloba o primeiro e segundo estágios de conversão, constituindo o conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência controlado a MOSFETs do tipo *buck*. Por sua vez, a outra placa engloba o terceiro estágio de conversão, constituindo o conversor CC-CA em ponte completa controlado a IGBTs.

Relativamente ao sistema de controlo, o uso do DSC *TMS320F28335* permitiu implementar os algoritmos de controlo desenvolvidos, obtendo os sinais necessários do sistema por intermédio de sensores de tensão e corrente de efeito de *Hall*. Os sinais de saída destes sensores são enviados para a placa de condicionamento de sinal, que possui um ADC de 14 bits e que permite ao DSC ter acesso a essas grandezas. Os sinais de PWM gerados pelo DSC são enviados para placas de comando que, em conjunto com os circuitos de *driver*, permitem que os sinais sejam aplicados aos semicondutores de potência.

Por fim, o Capítulo 6 descreve os resultados experimentais obtidos com o protótipo laboratorial do sistema de alimentação da microrrede isolada implementado. Numa primeira instância, foram feitos ensaios a cada um dos estágios de conversão do primeiro conversor (CC-CC), de forma iterativa, validando passo-a-passo o funcionamento de cada

um dos conjuntos até ao conversor final. Os resultados obtidos para este conversor permitiram validar o bom funcionamento do controlo PI aplicado para regular a tensão à saída no conversor CC-CC isolado num valor fixo de 160 V, registando-se potências de saída deste conversor de 256 W.

Depois de validado o primeiro conversor, foram realizados ensaios tanto para o conversor CC-CA em ponte completa como para o sistema completo (interligação de ambos os conversores), para três tipos de carga diferentes: cargas lineares R e RL e carga não-linear. Os resultados obtidos provam o correto funcionamento do controlo preditivo *deadbeat* aplicado ao último estágio de conversão, bem como o funcionamento correto de todo o conjunto para os 3 tipos de carga testados.

De referir que, nos ensaios realizados, não se chegou a atingir as tensões nominais pretendidas: 48 V à entrada elevados para os 400 V à saída do primeiro conversor CC-CC e invertidos para os 230 V eficazes, a uma frequência de 50 Hz através do inversor final. No caso, devido às limitações das fontes utilizadas para emular a tensão do barramento CC, partiu-se de uma tensão de entrada (V_e) de 30 V que foi elevada para os 160 V (V_{CC}). Esta tensão retificada é posteriormente invertida para uma tensão sinusoidal (v_{carga}) de 132 V de pico a uma frequência de 50 Hz, através do inversor monofásico CC-CA, correspondente ao terceiro estágio de conversão. Nestas condições, foi comprovado o conceito e validado o bom funcionamento do sistema de alimentação da microrrede isolada.

O sistema desenvolvido nesta dissertação foi utilizado num projeto com o nome de “*Smart PV*” para concorrer ao concurso “TIIC Europe 2015” da *Texas Instruments* [1]. Este projeto contou com o sistema de alimentação de uma microrrede isolada desenvolvido na presente dissertação e um sistema de produção de energia a partir da energia solar fotovoltaica e circuito de interface com as baterias realizado no âmbito da dissertação de outra aluna de mestrado no GEPE. O projeto apresentado a concurso foi distinguido como um dos 20 melhores, a que correspondeu um prémio monetário de 931,12 €.

7.2. Trabalho Futuro

Através dos ensaios realizados, ficou comprovado o correto funcionamento de todos os constituintes do sistema de alimentação da microrrede isolada implementado nesta dissertação. No entanto, existem partes do sistema que não foram testadas experimentalmente, como é o caso da interligação com as baterias. Para além disto, ainda

é possível melhorar o controlo do primeiro conversor CC-CC, substituindo o controlador digital estacionário PI por um controlo mais efetivo como um PI adaptativo, por exemplo. De igual forma, há a possibilidade de melhorar o controlo usado no inversor monofásico de forma a obter formas de tensão com melhor qualidade para diferentes tipos de cargas.

Ainda como trabalho futuro, pode ser verificado o funcionamento do sistema com as tensões e potências nominais. Para isso seria necessário o uso de baterias com uma corrente nominal muito superior às fontes de alimentação utilizadas nos ensaios laboratoriais.

Além disso, a interligação de todos os sistemas de eletrónica de potência necessários ao bom funcionamento de um centro social sustentável isolado, desde os sistemas de produção de energia ao sistema de alimentação, passando pelo sistema de interface com as baterias, pode ser realizada futuramente. Em seguida, todo esse protótipo poderá ser colocado dentro de um quadro elétrico permeável que permita a separação da parte de eletrónica de potência da parte de controlo para evitar problemas de interferência eletromagnética. Desta forma é possível a aplicação e teste do sistema completo à escala real, podendo ser utilizado e validado em qualquer local remoto. Após a validação em condições reais de operação, o sistema poderá ser industrializado e certificado com vista a ser possível a sua distribuição de modo a propagar a aplicação do conceito do centro social sustentável isolado nos países subdesenvolvidos.

Referências

- [1] ---, “Texas Instruments Innovation Challenge: Europe Design Contest 2015.” [Online]. Disponível em: <https://e2e.ti.com/group/universityprogram/w/contests/2263.analog-design-contest-european>. [Acedido: 01-Ago-2014].
- [2] B. Medeiros, “Operação e controlo de redes em ilha”, 2010. [Online]. Disponível em: <https://fenix.tecnico.ulisboa.pt/downloadFile/395142098108/Disserta%E7%E3o.pdf>. [Acedido: 20-Out-2014].
- [3] L. A. De Souza Ribeiro, O. R. Saavedra, S. L. De Lima, e J. G. De Matos, “Isolated micro-grids with renewable hybrid generation: The case of Lencois island”, *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 2, n. 1, pág. 1–11, 2011.
- [4] ---, “Energy, transport and environment indicators”, *Eurostat, European Union*, 2011.
- [5] M. Brown, M. Levine, e W. Short, “Scenarios for a Clean Energy Future”, vol. 29, n. 2001, p. 371, 2000.
- [6] B. Lasseter, “Microgrids [distributed power generation]”, *IEEE Power Eng. Soc. Winter Meet.*, vol. 1, n. Columbus, Ohio, pág. 146–149.
- [7] J. A. P. Lopes, C. Moreira, e A. Madureira, “Defining Control Strategies for MicroGrids Islanded Operation”, *IEEE Transactions Power Syst.*, vol. 21, pág. 916–924.
- [8] J. T. Saraiva, J. A. P. Lopes, N. Hatziargyriou, e N. Jenkis, “Management of MicroGrids”, *Int. Electr. Equip. Conf. JIEEC 2003*, n. Bilbao, Espanha.
- [9] A. G. Tsikalakis e N. D. Hatziargyriou, “Centralized Control for Optimizing Microgrids Operation”, *Energy Conversion, IEEE Transactions*, vol. 23, n. 1, pág. 241–248.
- [10] H. Ibrahim, A. Ilinca, e J. Perron, “Energy storage systems-Characteristics and comparisons”, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 12, n. 5, pág. 1226–1250, 2008. doi: 10.1016/j.rser.2007.01.023, ISSN: 13640321.
- [11] G. Gardiner, “Energy Storage Systems”, *Composites World Blog*, 2011. [Online]. Disponível em: <http://www.compositesworld.com/blog/post/composite-flywheels-finally-picking-up-speed>. [Acedido: 30-Out-2015].
- [12] F. Díaz-González, A. Sumper, O. Gomis-Bellmunt, e R. Villafáfila-Robles, “A review of energy storage technologies for wind power applications”, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 16, n. 4, pág. 2154–2171, 2012. doi: 10.1016/j.rser.2012.01.029, ISSN: 13640321.
- [13] ---, “Beacon Power.” [Online]. Disponível em: <http://beaconpower.com/carbon-fiber-flywheels/>. [Acedido: 30-Out-2015].
- [14] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook Devices, Circuits, and Applications*, 3.^a ed. 2011.
- [15] ---, “DOE Global Energy Storage Database - Office of Electricity Delivery & Energy Reliability”, 2012. [Online]. Disponível em: <http://www.energystorageexchange.org/>. [Acedido: 30-Out-2015].
- [16] T. M. Masaud, K. L. K. Lee, e P. K. Sen, “An overview of energy storage technologies in electric power systems: What is the future?”, *North Am. Power Symp. NAPS 2010*, vol. 80401, pág. 1–6, 2010. doi: 10.1109/NAPS.2010.5619595.

- [17] ---, “Imagem: Supercondensadores”, *Maxwell*. [Online]. Disponível em: https://jarroddhart.files.wordpress.com/2009/05/800px-maxwell_mc_and_bc_ultracapacitor_cells_and_modules.jpg. [Acedido: 02-Nov-2015].
- [18] ---, “International Power Quality Discussion Forum”, *Power Factor Capacitors and Harmonic Filters – Application Considerations*, 2015. [Online]. Disponível em: <https://www.ipqdf.com/category/power-quality-solution/>. [Acedido: 02-Nov-2015].
- [19] ---, “Imagem: Bateria de Chumbo-Ácido.” [Online]. Disponível em: http://www.daviddarling.info/images/lead-acid_battery.jpg. [Acedido: 02-Nov-2015].
- [20] ---, “Imagem: Bateria de Níquel-Cádmio.” [Online]. Disponível em: http://www.pbdesign.co.uk/userfiles/products/e_9-2.jpg. [Acedido: 02-Nov-2015].
- [21] ---, “Esquema de funcionamento de uma bateria de Níquel-Cádmio.” [Online]. Disponível em: <http://large.stanford.edu/courses/2010/ph240/nie1/images/flbig.gif>. [Acedido: 02-Nov-2015].
- [22] A. R. Sparacino, G. F. Reed, R. J. Kerestes, B. M. Grainger, e Z. T. Smith, “Survey of battery energy storage systems and modeling techniques”, *2012 IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet.*, pág. 1–8, 2012. doi: 54, ISSN: 1944-9925.
- [23] G. Weiss, Z. Qing-Chang, T. C. Green, e J. Liang, “ H^∞ repetitive control of DC-AC converters in microgrids”, *Power Eletronics, IEEE Transations*, vol. 19, n. 1, pág. 219–230.
- [24] Y. Mohamed e E. F. El-Saadany, “Adaptive Decentralized Droop Controller to Preserve Power Sharing Stability of Paralleled Inverters in Distributed Generation Microgrids”, *Power Eletronics, IEEE Transations*, vol. 23, n. 6, pág. 2806–2816.
- [25] C. K. Sao e P. W. Lehn, “Control and Power Management of Converter Fed Microgrids”, *Power Syst. IEEE Transations*, vol. 23, n. 3, pág. 1088–1098.
- [26] D. M. Vilathgamuwa, P. C. Loh, e Y. Li, “Protection of Microgrids During Utility Voltage Sags”, *Ind. Eletronics, IEEE Transations*, vol. 53, n. 5, pág. 1427–1436.
- [27] D. Salomonsson, L. Soder, e A. Sannino, “Protection of Low-Voltage DC Microgrids”, *Power Deliv. IEEE Transations*, vol. 24, n. 3, pág. 1045–1053.
- [28] J. Essandoh-Yeddu, “Sustainable Off-Grid Solar Electrification in Ghana : Wechiau Solar Power Village project as case study”, *Ghana Energy Comm. Email*.
- [29] ---, “UNIDO Renewable Energy Based Electricity Generation for Isolated Mini-Grids (Zambia).” UNIDO.
- [30] V. C. Nelson, K. L. Starcher, R. E. Foster, R. N. Clark, e U. Bushland, “WIND HYBRID SYSTEMS TECHNOLOGY CHARACTERIZATION Table of Contents”, *Renew. Energy*, n. May, 2002.
- [31] N. L. Soutanis, S. a. Papathanasiou, e N. D. Hatzargyriou, “A stability algorithm for the dynamic analysis of inverter dominated unbalanced LV microgrids”, *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 22, n. 1, pág. 294–304, 2007. doi: 10.1109/TPWRS.2006.887961, ISSN: 08858950.
- [32] E. Rikos, S. Tselepis, C. Hoyer-Klick, e M. Schroedter-Homscheidt, “Stability and Power Quality Issues in Microgrids Under Weather Disturbances”, *IEEE J. Sel. Top. Appl. Earth Obs. Remote Sens.*, vol. 1, n. 3, pág. 170–179, 2008. doi: 10.1109/JSTARS.2008.2010557, ISSN: 1939-1404.
- [33] G. Díaz, C. González-Morán, J. Gómez-Aleixandre, e A. Diez, “Scheduling of droop coefficients for frequency and voltage regulation in isolated microgrids”, *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 25, n. 1, pág. 489–496, 2010. doi: 10.1109/TPWRS.2009.2030425, ISSN: 08858950.

- [34] T. Senjyu, T. Nakaji, K. Uezato, e T. Funabashi, “A Hybrid Power System Using Alternative Energy Facilities in Isolated Island”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, n. 2, pág. 406–414, 2005. doi: 10.1109/TEC.2004.837275, ISSN: 0885-8969.
- [35] N. Ahmed e M. Miyatake, “A Stand-Alone Hybrid Generation System Combining Solar Photovoltaic and Wind Turbine with Simple Maximum Power Point Tracking Control”, em *2006 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2006, vol. 1, pág. 1–7. doi: 10.1109/IPEMC.2006.297089.
- [36] G. Boyle, “Renewable: power for a sustainable future”, Oxford, 2004.
- [37] L. Mendez, L. Narvarte, A. G. I. Marsinach, P. Carrasco, L.M., e R. Eyras, “Centralized stand alone PV system in microgrid in Morocco, Photovoltaic Energy Conversion”, *Proc. 3rd World Conf.*, vol. 3, pág. 2326–2328, 2003.
- [38] R. Chedid e S. Raiman, “Unit sizing and control of hybrid wind-solar power systems”, *IEEE Transation Energy Convers.*, vol. 12, n. 1, pág. 79–85, 1997.
- [39] G. La Terra, G. Salvina, e T. G. Marco, “Optimal Sizing Procedure for Hybrid Solar Wind Power Systems Fuzzy Logic”, *IEEE MELEOM 2006, Benalmadena (Malaga), Spain*, pág. 865–868, 2006.
- [40] R. Chedid, H. Akiki, e S. Raiman, “A decision support technique for the design of hybrid solar-wind power system”, *IEEE Transation Energy Convert.*, vol. 13, n. 1, pág. 76–83, 1998.
- [41] S. C. Gupta, Y. Kumar, e G. Agnihotri, “Optimal Sizing of solar-wind hybrid system”, em *IET-UK International Conference on Information and Communication Technology in Eletrical Sciences (ICTES 2007)*, 2007, pág. 282–287.
- [42] ---, “Estado da arte: conversores.” [Online]. Disponível em: https://redmine.fe.up.pt/attachments/download/2597/Estado_da_arte_-_conversores.pdf. [Acedido: 01-Nov-2014].
- [43] S. Lee, K. Choi, e B. Cho, “A Center-Tapped Forward-Flyback DC / DC Converter for Low Power Application”, pág. 4882–4886, 2013.
- [44] R. L. Lin e Y. H. Huang, “Forward-flyback converter with snubber-feedback network for contactless power supply applications”, *2010 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2010 - Proc.*, pág. 1422–1427, 2010. doi: 10.1109/ECCE.2010.5618260.
- [45] L. J. O. da Cruz, “Inversor de Tensão 24V DC - 160V AC”, Dissertação de Mestrado na Universidade do Minho, 2011.
- [46] C. E. A. Silva, D. S. O. Jr, e R. P. T. Bascopé, “A DC-AC Converter with High Frequency Isolation”, *Circuit Des.*, pág. 953–958, 2007.
- [47] M. A. A. Pereira, “Inversor monofásico fonte de corrente controlado a tirístores”, Dissertação de Mestrado na Universidade do Minho, 2010.
- [48] N. Mohan, T. M. Undeland, e W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, 0–471.^a–5840.^a ed. 1995.
- [49] B. Exposto, J. G. Pinto, D. Pedrosa, V. Monteiro, H. Gonçalves, e J. L. Afonso, “Current-Source Shunt Active Power Filter with Periodic-Sampling Modulation Technique”, *38th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, vol. 1, pág. 1274–1279, 2012.
- [50] T. Boutot e L. Chang, “Development of a single-phase inverter for small wind turbines”, em

- Proc. IEEE Electrical and Computer Engineering Canadian Conf. (CCECE'98)*, 1998, pág. 305–308.
- [51] Y. Xue, L. Chang, S. B. Kjaer, J. Bordonau, e T. Shimizu, “Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, n. 1, pág. 1305–1314.
- [52] R. O. Cáceres e I. Barbi, “A boost dc-ac converter: analysis, design, and experimentation”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, pág. 134–141.
- [53] N. Vázquez, J. Almazan, J. Álvarez, C. Aguilar, e J. Arau, “Analysis and experimental study of the buck, boost and buck-boost inverters”, em *Proc. IEEE PESC'99*, 1999, pág. 801–806.
- [54] N. Kasa, T. Iida, e H. Iwamoto, “An inverter using buck-boost type chopper circuits for popular small-scale photovoltaic power system”, em *Proc. IEEE IECON'99*, 1999, pág. 185–190.
- [55] M. Kusakawa, H. Nagayoshi, K. Kamisako, e K. Kurokawa, “Further improvement of a transformerless, voltage-boosting inverter for ac modules”, *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, vol. 67, pág. 379–387, 2001.
- [56] C. M. Wang, “A novel single-stage full-bridge buck-boost inverter”, em *Proc. IEEE APEC'03*, 2003, pág. 51–57.
- [57] G. Cimador e P. Prestifilippo, “An attractive new converter topology for AC/DC, DC/DC & DC/AC power conversion”, em *Proc. INTELEC '90*, 1990, pág. 597–604.
- [58] M. Nagao e K. Harada, “Power flow of photovoltaic system using buck-boost PWM power inverter”, em *Proc. IEEE PEDS'97*, 1997, pág. 144–149.
- [59] R. L. Cardoso e I. Barbi, “New bi-directional DC-AC converters with high frequency isolation”, *Proc. ISSCS 2005*, vol. 2, pág. 593–596, 2005.
- [60] A. Beristáin, J. Bordonau, A. Gilabert, e G. Velasco, “Synthesis and modulation of a single phase dc/ac converter with high frequency isolation in photovoltaic energy applications”, em *Proc. IEEE PESC'03*, 2003, pág. 1191–1196.
- [61] S. Saha e V. P. Sundarsingh, “Novel grid-connected photovoltaic inverter”, *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 143, pág. 219–224, 1996.
- [62] S. Funabiki, T. Tanaka, e T. Nishi, “A new buck-boost-operation based sinusoidal inverter circuit”, em *Proc. IEEE PESC'02*, 2002, pág. 1624–1629.
- [63] S. B. Kjær e F. Blaabjerg, “Design optimization of a single phase inverter for photovoltaic applications”, em *Proc. IEEE PESC'03*, 2003, pág. 1183–1190.
- [64] B. Bell e A. Hari, “Topology Key to Power Density in Isolated DC-DC Converters”, *Power Electron. Technol.*, n. February, pág. 16–20, 2011, ISSN: 15402800.
- [65] R. Beibei, W. Dan, e M. Chengxiong, “Analysis of Full Bridge DC-DC Converter in Power System”, *Sci. Technol.*, pág. 1242–1245, 2011.
- [66] M. Bartoli, A. Reatti, e M. Kazimierczuk, “Hybrid zero-current-switching rectifier for high-frequency DC-DC converter applications”, *Telecommun. Energy Conf. 1995. INTELEC'95., 17th Int.*, pág. 510–517, 1995.
- [67] D. S. Oliveira e I. Barbi, “A three-phase ZVS PWM DC/DC converter with asymmetrical duty cycle associated with a three-phase version of the hybrid rectifier”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, n. 2, pág. 354–360, 2005. doi: 10.1109/TPEL.2004.842996, ISSN: 0885-8993.
- [68] K. B. Park, B. H. Lee, G. W. Moon, e M. J. Youn, “Analysis on center-tap rectifier voltage

- oscillation of LLC resonant converter”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n. 6, pág. 2684–2689, 2012. doi: 10.1109/TPEL.2012.2186614, ISSN: 08858993.
- [69] I. Singh, Bhim Senior Member, B. N. Singh, I. Chandra, Ambrish Senior Member, I. Al-haddad, Kamal Senior Member, A. Pandey, e I. Kothari, Dwarka P Senior Member, “A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC – DC Converters”, *Ieee Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, n. 3, pág. 641–660, 2004. doi: 10.1109/TIE.2004.825341.
- [70] S. H. Shehadeh, H. H. Aly, e M. E. El-Hawary, “Photovoltaic multi-level inverters technology”, *2015 IEEE 28th Can. Conf. Electr. Comput. Eng.*, vol. 2, pág. 648–655, 2015. doi: 10.1109/CCECE.2015.7129351.
- [71] B. I. Baharuddin, “Design and Development of Unipolar Spwm Switching Pulses for Single Phase Full Bridge Inverter Application”, Universiti Sains Malaysia, 2008.
- [72] V. Monteiro, “Operation Modes of Battery Chargers for Electric Vehicles in the Future Smart Grids”, n. Centro Algoritmi – University of Minho – Guimarães, Portugal.
- [73] L. Mihalache, “DSP control method of single-phase inverters for UPS applications”, *APEC. Seventeenth Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (Cat. No.02CH37335)*, pág. 590–596. doi: 10.1109/APEC.2002.989304.
- [74] ---, “Datasheet: MOSFET IXFT50N50P3”, *IXYS*, 2011. [Online]. Disponível em: [http://ixapps.ixys.com/Datasheet/DS100461B\(IXFH-FT-FQ50N50P3\).pdf](http://ixapps.ixys.com/Datasheet/DS100461B(IXFH-FT-FQ50N50P3).pdf). [Acedido: 30-Out-2015].
- [75] J. G. O. Pinto, “Nova Topologia de UPQC sem Transformadores para Compensação de Problemas de Qualidade de Energia Elétrica”, Tese de Doutoramento na Universidade do Minho - Escola de Engenharia, 2011.
- [76] J. A. Pomílio, “Apostila de Fontes Comutadas”, Universidade Estadual de Campinas, 2011.
- [77] C. W. T. MCLYMAN, *TRANSFORMER AND INDUCTOR DESIGN HANDBOOK Third Edition, Revised and Expanded*, 3ª Edição. Idyllwild, California, EUA.: Kg Magnetics, Inc., 2004.
- [78] ---, “Datasheet: Ultrafast recovery diode Main product characteristics”, *STMicroelectronics*, 2006. [Online]. Disponível em: <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00096471.pdf>. [Acedido: 30-Out-2015].
- [79] ---, “Datasheet: IGBT FGA25N120”, *Fairchild*, 2006. [Online]. Disponível em: <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/121732/FAIRCHILD/FGA25N120AN.html>. [Acedido: 30-Out-2015].
- [80] ---, “Datasheet: 2pcs-ERO MKC1862 1uF (1µF) 400V 5% pitch:27.5mm Polycarbonate Capacitor”, *Electricslee*. [Online]. Disponível em: <http://www.ebay.com/itm/2pcs-ERO-MKC1862-1uF-1-F-400V-5-pitch-27-5mm-Polycarbonate-Capacitor-/161426852218>. [Acedido: 08-Set-2015].
- [81] D. C. Martins e I. Barbi, “Electronica de Potencia: Introducao ao Estudo dos Conversores CC-CA”, ed. Florianóp. Ed. dos Autores, vol. 1, 2008.
- [82] A. S. Martins, G. Bonan, e C. Flores, “Estágio Inversor Para Nobreaks”, *CP Eletrônica S.A*, n. 51, pág. 1–13, 2003.
- [83] H. Kim e S. Sul, “A Novel Filter Design for Output LC Filters of PWM Inverters”, *J. Power*

- Electron.*, vol. 11, pág. 74–81, 2011.
- [84] ---, “Datasheet: Metallized Polypropylene Film Capacitors DC-Link Capacitor”, *Vishay Roederstein*, 2012. [Online]. Disponível em: <http://www.vishay.com/docs/28164/mkp1848dcl.pdf>. [Acedido: 30-Out-2015].
- [85] ---, “Datasheet: Vishay MKP1848 20 μ F Polypropylene Film Capacitor 700 V dc \pm 5%”, *RS*. [Online]. Disponível em: <http://img-asia.electrocomponents.com/largeimages/F6842260-01.jpg>. [Acedido: 08-Set-2015].
- [86] ---, “EPCOS MAGNETIC DESIGN TOOL”, *TDK*. [Online]. Disponível em: <http://en.tdk.eu/tdk-en/180490/design-support/design-tools/ferrites/ferrite-magnetic-design-tool>. [Acedido: 09-Set-2015].
- [87] ---, “Manual DSP (TMS320F28335)”, *Texas Instruments*, 2012. [Online]. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/sprs439m/sprs439m.pdf>. [Acedido: 09-Set-2015].
- [88] ---, “Datasheet: Voltage Transducer LV 25-P I PN = 10 mA V PN = 10 .. 500 V”, *LEM*, 2013. [Online]. Disponível em: http://www.lem.com/docs/products/lv_25-p.pdf. [Acedido: 30-Out-2015].
- [89] ---, “Datasheet: Closed Loop Hall Effect Current Transducer, 0 \rightarrow 14 mA, 12 \rightarrow 15 V”, *RS*. [Online]. Disponível em: <http://uk.rs-online.com/web/p/current-transducers/0286361/>. [Acedido: 10-Set-2015].
- [90] ---, “Datasheet: Current Transducer LA 200-SD / SP3 Electrical data”, *LEM*. [Online]. Disponível em: http://www.lem.com/docs/products/la_55-p_e.pdf. [Acedido: 30-Out-2015].
- [91] ---, “Datasheet: 2 . 0 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler Technical Data”, *Hewlett Packard*. [Online]. Disponível em: <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/501977/AVAGO/HCPL-3120.html>. [Acedido: 30-Out-2015].
- [92] ---, “Datasheet: DC / DC Converter”, *TRACO POWER*. [Online]. Disponível em: <http://uk.farnell.com/tracopower/tma-1515d/converter-dc-dc-1w--15v-0-04a/dp/1007530>. [Acedido: 30-Out-2015].