



Universidade do Minho

Luís Carlos da Silva Costa

**Conversor CC-CC para Aplicação em Filtro
Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente**

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

Trabalho realizado sob orientação do
Doutor João Luiz Afonso

dezembro de 17

DECLARAÇÃO

Luís Carlos da Silva Costa

Endereço eletrónico: a58748@alunos.uminho.pt

Título da Dissertação:

Conversor CC-CC para Aplicação em Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente

Orientador:

Doutor João Luiz Afonso

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

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

Universidade do Minho, ___/___/_____

Assinatura: _____

Aos meus pais e ao meu irmão.

Agradecimentos

O contributo e o apoio de várias pessoas durante a elaboração do trabalho apresentado nesta dissertação de mestrado foram fundamentais, e aqui quero expressar os meus mais sinceros agradecimentos.

No âmbito do meu percurso académico, o meu agradecimento ao meu orientador, Doutor João Luiz Afonso, por toda a disponibilidade, exigência e ajuda prestada. Todas as reuniões, conversas e motivações dadas foram importante para o desenrolar de um bom trabalho.

Ao Engenheiro Bruno Exposto, que sem a sua ajuda este trabalho não seria possível. Um grande obrigado por toda a paciência e por me ter ajudado em muito nas várias dificuldades encontradas ao longo da realização do trabalho.

A toda a equipa de investigação do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE), sendo eles Gabriel Pinto, Delfim Pedrosa e Vítor Monteiro por toda a atenção, convívio e boa disposição criada no local de trabalho.

Aos técnicos das oficinas do Departamento de Eletrónica Industrial e de Computadores, Ângela Macedo, Carlos Torres e Joel Almeida, por toda a disponibilidade e ajuda ao longo do meu percurso académico.

A todos os meus colegas de curso que realizaram a dissertação de mestrado no laboratório do GEPE, por proporcionarem um bom ambiente de trabalho e por terem criado um bom espírito de interajuda. Um agradecimento especial ao Luís por todo o apoio prestado.

A todos os meus amigos que estiveram sempre presentes para me apoiar em tudo. Aos meus amigos membros do “The Crew” e aos meus amigos dos “Patos da Sheet” pelo convívio e pela grande amizade. Um obrigado especial à minha parceira e melhor amiga, Bárbara, pela leitura desta dissertação, por todos os conselhos, desabafos e apoio que me deu.

Aos meus pais, irmão e toda a minha família que me apoiaram incondicionalmente e que acreditaram sempre em mim.

Por último, um agradecimento a todas as pessoas que contribuíam direta ou indiretamente para a realização deste trabalho.

Resumo

Atualmente, a utilização de cargas não lineares é cada vez mais frequente. Estas, originam problemas de qualidade de energia elétrica (QEE), resultando em várias consequências, como falhas em equipamentos eletrónicos, podendo causar prejuízos elevados em diversos setores. Os filtros ativos de potência, que também podem fazer interface com fontes de energia renovável, apresentam-se como uma boa solução para mitigar estes problemas.

Nesta dissertação de mestrado apresentam-se as topologias de filtros ativos de potência, tendo sido simulada uma topologia de Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente. Nesta simulação, para além do inversor fonte de corrente (*Current-Source Inverter* - CSI), implementou-se um algoritmo baseado na Teoria $p-q$, bem como a técnica de modulação vetorial (*Space-Vector Modulation* - SVM). Estas técnicas foram as escolhidas para efetuar o controlo e a modulação do Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente.

Nesta dissertação é ainda efetuado um estudo sobre o estado da arte dos conversores CC-CC utilizados em sistemas solares fotovoltaicos, e sobre os sistemas de controlo aplicáveis aos mesmos. Tendo em conta as características do sistema, foi selecionado o conversor CC-CC *push-pull*, sendo o mesmo simulado e implementado. Nesta dissertação é realizado o dimensionamento e a construção do transformador de alta-frequência deste conversor CC-CC. São ainda apresentadas as placas do andar de potência e o sistema de controlo, desenvolvido no DSP *TMS320F28335* da *Texas Instruments*.

A presente dissertação de mestrado apresenta também os testes realizados ao transformador de alta-frequência e ao conversor CC-CC *push-pull* a operar isoladamente. São ainda apresentados resultados experimentais para a operação de todas as placas desenvolvidas.

Palavras-Chave: Filtros Ativos de Potência, Teoria $p-q$, Inversor Fonte de Corrente, CSI (*Current-Source Inverter*), Modulação Vetorial, Energia Solar Fotovoltaica, Conversor CC-CC *Push-Pull*, Transformador de Alta-Frequência, Simulações de Circuitos Eléctricos.

Abstract

Nowadays, the use of no-linear loads in industry and by general consumers is increasingly common. This situation causes Power Quality problems, resulting in various consequences, such as flaws in electronic equipment, which may cause revenue losses in several sectors. Besides that, Power Quality problems contributes to the increase of efficiency losses in domestic and industrial equipment, and also in the electrical installations. The Active Power Filters, which can be incorporated with Renewable Energy solutions, are a good solution to mitigate these problems.

In this Master Thesis are presented the main topologies of Active Power Filters, with Current-Source Shunt Active Power Filter being simulated. In this simulation, in addition to the Current-Source Inverter, an algorithm based on the $p-q$ Theory and the Space Vector Modulation technique was implemented. These techniques were chosen to control and modulate the Current-Source Shunt Active Power Filter.

In this work, it is also made a study about the state of the art of DC-DC Converters used in Photovoltaic Solar Systems, and the control systems that can be applied to them. Considering the characteristics of the system, the DC-DC Push Pull Converter has been selected, where it is simulated and implemented. In this Master Thesis the design and construction of the high-frequency transformer of this converter was developed. The power stage boards and the control system, implemented in the Texas Instruments microcontroller *DSP TMS320F28335*, are also developed and presented.

This work also presents the tests performed for the developed high-frequency transformer and DC-DC Push Pull Converter. Experimental results of all developed circuits are presented.

Keywords: Shunt Active Power Filter, $p-q$ Theory, Current-Source Inverter, Space Vector Modulation, Photovoltaic Energy, DC-DC Push-Pull Converter, High Frequency Transformer, Simulation of Electrical Circuits.

ÍNDICE

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract	ix
Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas	xvii
Acrónimos e Siglas	xix
Nomenclatura	xxi
Capítulo 1 Introdução	1
1.1 Qualidade de Energia Elétrica.....	1
1.2 Filtros Ativos de Potência	1
1.2.1 Inversores de Eletrónica de Potência.....	3
1.3 Energias Renováveis	4
1.4 Motivações	4
1.5 Objetivos e Metodologias	5
1.6 Organização da Dissertação	6
Capítulo 2 Filtros Ativos Paralelos do Tipo Fonte de Corrente e seus Sistemas de Controlo	7
2.1 Introdução	7
2.2 Topologias de Filtros Ativos do Tipo Fonte de Corrente	8
2.2.1 Filtro Ativo de Potência Paralelo.....	8
2.2.2 Filtro Ativo de Potência Série.....	10
2.2.3 Filtro Híbrido de Potência	11
2.2.4 Condicionador Unificado de Qualidade de Energia	12
2.3 Técnicas de Controlo Aplicáveis aos Filtros Ativos Paralelos Fonte de Corrente	12
2.3.1 Teoria $p-q$	13
2.3.2 Método de <i>Fryce - Buchholz - Depenbrock</i> (FBD).....	17
2.4 Técnicas de Modulação Aplicáveis aos Filtros Ativos Paralelos Fonte de Corrente	17
2.4.1 <i>Periodic Sampling</i>	18
2.4.2 <i>Carrier - Based</i> PWM adaptado para o CSI	19
2.4.3 Modulação Vetorial	20
2.5 Malha de Captura de Fase (PLL)	23
2.6 Conclusão.....	24
Capítulo 3 Conversores CC-CC para Interface com Sistemas Solares Fotovoltaicos	25
3.1 Introdução	25
3.2 Sistemas Solares Fotovoltaicos	25
3.2.1 Sistemas Solares Fotovoltaicos Ligados à Rede Elétrica.....	26
3.3 Topologias de Conversores CC-CC para Interface com Sistemas Solares Fotovoltaicos	27
3.3.1 Conversores CC-CC sem Isolamento Galvânico	27
3.3.2 Conversores CC-CC com Isolamento Galvânico.....	28
3.4 Algoritmos de Controlo para MPPT	31
3.4.1 Tensão Constante.....	31
3.4.2 Corrente Constante	32
3.4.3 Perturbação e Observação (P&O).....	33
3.4.4 Condutância Incremental	34
3.5 Conclusão.....	36
Capítulo 4 Simulações do Filtro Ativo do Tipo Fonte de Corrente e Conversor CC-CC	37
4.1 Introdução	37
4.2 Simulações do Algoritmo da Teoria $p-q$	38

4.2.1 Simulação do Algoritmo da Teoria $p-q$ para Compensação de um Sistema Elétrico com uma Carga Trifásica RL	39
4.2.2 Simulação do Algoritmo da Teoria $p-q$ para Compensação de um Sistema Elétrico com um Retificador Trifásico com uma Carga RL.....	41
4.3 Simulação da PLL (<i>Phase-Locked Loop</i>).....	44
4.3.1 Simulação da PLL com Tensões da Rede Elétrica Ideais	44
4.3.2 Simulação da PLL com Tensões da Rede Elétrica Não Ideais	46
4.4 Simulações da Modulação Vetorial.....	48
4.4.1 Simulação da Modulação Vetorial para Sinais de Referência Sinusoidais e Desfasados 120°	49
4.5 Simulação do FAP com Inversor Fonte de Corrente com Controlo de Corrente no Barramento CC	53
4.6 Simulação do Conversor CC-CC <i>Push-Pull</i>	56
4.7 Conclusão.....	60
Capítulo 5 Implementação do Conversor CC-CC <i>Push-Pull</i>.....	61
5.1 Introdução	61
5.2 Desenvolvimento do Hardware de Potência.....	62
5.2.1 Conversor CC-CC <i>Push-Pull</i> de Alta-Frequência	62
5.2.2 Placa de <i>Drive</i> dos IGBTs	68
5.3 Desenvolvimento do sistema de controlo.....	69
5.3.1 Placa de Adaptação do DSP	70
5.3.2 Placa do Sensor de Tensão	71
5.3.3 Placa do Sensor de Corrente.....	72
5.3.4 Placa de Aquisição e Condicionamento de Sinal.....	72
5.3.5 Placa de Comando	73
5.3.6 Placa de DAC	74
5.3.7 Implementação do Sistema de Controlo	75
5.4 Conclusão.....	76
Capítulo 6 Resultados Experimentais	77
6.1 Introdução	77
6.2 Transformador de Alta-Frequência	78
6.3 Conversor CC-CC <i>Push-Pull</i> de Alta-Frequência.....	79
6.3.1 Placa Do Conversor CC-CC <i>Push-Pull</i> no Lado Primário	80
6.3.2 Conversor CC-CC <i>Push-Pull</i> com Transformador de Alta Frequência	81
6.3.3 Conversor CC-CC <i>Push-Pull</i> com Transformador de Alta Frequência e com Retificador Monofásico	82
6.4 Conclusões	85
Capítulo 7 Conclusões e Trabalho Futuro	87
7.1 Conclusões	87
7.2 Sugestões de Trabalhos Futuros.....	88
Referências	91

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Diagramas unifilares simplificados: (a) Filtro Ativo Paralelo; (b) Filtro Ativo Série.	2
Figura 1.2 - Diagramas simplificados dos inversores: (a) Fonte de Tensão; (b) Fonte de Corrente.	3
Figura 1.3 - Esquemático da aplicação do conversor CC-CC desenvolvido no âmbito desta dissertação de mestrado.	4
Figura 2.1 - Diagrama simplificado de um Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente.	9
Figura 2.2 - Esquema elétrico do andar de potência do FAP trifásico com inversor fonte de corrente para sistemas elétricos sem neutro.	10
Figura 2.3 - Diagrama simplificado de um Filtro Ativo Série do Tipo Fonte de Corrente.	11
Figura 2.4 - Diagrama unifilar simplificado de um Filtro Híbrido de Potência.	11
Figura 2.5 - Diagrama simplificado de um UPQC.	12
Figura 2.6 - Componentes das potências instantâneas da Teoria $p-q$ nas coordenadas $a b c$ (imagem baseada em [4]).	14
Figura 2.7 - Algoritmo de controlo de um Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente baseado no algoritmo da Teoria $p-q$ (imagem baseada em [27]).	16
Figura 2.8 - Circuito gerador dos sinais de comando da técnica de modulação <i>periodic sampling</i>	18
Figura 2.9 - Circuito de comando da técnica de modulação <i>periodic sampling</i> para um inversor trifásico (fonte da imagem - [16]).	19
Figura 2.10 - Circuito de comando da técnica <i>carrier-based PWM</i> para o CSI (adaptada da técnica de controlo para o VSI) (fonte da imagem - [29]).	20
Figura 2.11 - Ilustração dos estados de operação de um CSI.	21
Figura 2.12 - Representação do espaço vetorial do CSI (adaptado de [29]).	22
Figura 2.13 - Diagrama de blocos simplificado de uma PLL.	23
Figura 2.14 - Diagrama de blocos da implementação da PLL baseada na Teoria $p-q$	24
Figura 3.1 - Diagrama de blocos ilustrativo da ligação de um sistema solar fotovoltaico à rede elétrica.	26
Figura 3.2 - Diagrama com configurações de sistemas solares fotovoltaicos (imagem baseada em [38]).	27
Figura 3.3 - Esquema elétrico da ligação do sistema solar fotovoltaico à rede elétrica com a utilização de um conversor CC-CC <i>boost</i> não isolado.	28
Figura 3.4 - Esquema elétrico da ligação do sistema solar fotovoltaico à rede elétrica com a utilização de um conversor CC-CC <i>buck-boost</i> não isolado.	28
Figura 3.5 - Esquema elétrico da ligação do sistema solar fotovoltaico à rede elétrica com a utilização de um conversor CC-CC <i>flyback</i> isolado de alta-frequência.	29
Figura 3.6 - Esquema elétrico da ligação do sistema solar fotovoltaico à rede elétrica com a utilização de um conversor CC-CC em meia ponte isolado de alta-frequência.	29
Figura 3.7 - Esquema elétrico da ligação do sistema solar fotovoltaico à rede elétrica com a utilização de um conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência.	29
Figura 3.8 - Esquema elétrico da ligação do sistema solar fotovoltaico à rede elétrica com a utilização de um conversor CC-CC <i>push-pull</i> isolado de alta-frequência.	30
Figura 3.9 - Ilustração do ponto de máxima potência de um painel solar fotovoltaico (adaptado de [38]).	31
Figura 3.10 - Fluxograma do algoritmo de MPPT de tensão constante.	32
Figura 3.11 - Fluxograma do algoritmo de MPPT de corrente constante.	33
Figura 3.12 - Fluxograma do algoritmo de MPPT de perturbação e observação.	34

Figura 3.13 - Fluxograma do algoritmo de MPPT de condutância incremental.	35
Figura 4.1 - Esquema simplificado do circuito de potência e diagramas de blocos do sistema de controlo referente ao Filtro Ativo do Tipo Fonte de Corrente.	38
Figura 4.2 - Circuito utilizado na simulação do algoritmo baseado na Teoria $p-q$ para compensação de um sistema elétrico com uma carga trifásica RL.	39
Figura 4.3 - Formas de onda da tensão e da corrente na fase a , antes do sistema elétrico ser compensado pelo algoritmo baseado na Teoria $p-q$, para uma carga trifásica RL.	40
Figura 4.4 - Formas de onda da tensão e da corrente na fase a , após o sistema elétrico ser compensado pelo algoritmo baseado na Teoria $p-q$, para uma carga trifásica RL.	40
Figura 4.5 - Circuito utilizado na simulação do algoritmo baseado na Teoria $p-q$ para compensação de um sistema elétrico com um retificador trifásico com uma carga RL.	41
Figura 4.6 - Formas de onda das correntes: (a) Fase a ; (b) Compensação de referência (b); (c) Corrente compensada.	42
Figura 4.7 - Formas de onda da tensão e da corrente na fase a após o sistema elétrico ser compensado pelo algoritmo baseado na Teoria $p-q$ para um retificador trifásico com carga RL.	43
Figura 4.8 - Espectro harmónico da corrente da fase a de um sistema elétrico com um retificador trifásico com carga RL: (a) antes da compensação; (b) depois da compensação.	43
Figura 4.9 - Circuito utilizado na simulação da PLL com tensões da rede elétrica ideais.	44
Figura 4.10 - Resultados da simulação da PLL com tensões da rede elétrica ideais: (a) variável fp ; (b) variável wt	45
Figura 4.11 - Formas de onda das tensões simples da rede elétrica e das tensões geradas pelo algoritmo de sincronismo PLL para tensões de rede elétrica ideais.	46
Figura 4.12 - Circuito utilizado na simulação da PLL com Tensões da Rede Elétrica não Ideais.	47
Figura 4.13 - Resultados da simulação da PLL com tensões da rede elétrica não ideais: (a) variável wt ; (b) variável fp	47
Figura 4.14 - Formas de onda das tensões simples da rede elétrica e das tensões geradas pelo algoritmo de sincronismo PLL para tensões de rede elétrica não ideais.	48
Figura 4.15 - Circuito utilizado na simulação da modulação vetorial para sinais de referência sinusoidais.	49
Figura 4.16 - Formas de onda das correntes referência e correntes de saída do inversor: (a) Fase a ; (b) Fase b ; (c) Fase c	50
Figura 4.17 - Formas de onda das variáveis da modulação vetorial: (a) $teta$ e (b) $setor$	51
Figura 4.18 - Formas de onda dos tempos calculadas na simulação da modulação vetorial: (a) t_1 ; (b) t_2 ; (c) t_z	52
Figura 4.19 - Resultado da simulação da soma dos tempos calculados pela modulação vetorial.	53
Figura 4.20 - Circuito utilizado para a simulação do FAP do Tipo Fonte de Corrente com controlo da corrente no barramento CC.	53
Figura 4.21 - Formas de onda obtidas da simulação do Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente: (a) correntes na fonte nas três fases; (b) tensão e corrente na fase a	54
Figura 4.22 - Corrente no barramento CC para uma carga trifásica RL.	55
Figura 4.23 - Correntes de compensação de referência calculadas pelo algoritmo baseado na Teoria $p-q$	55
Figura 4.24 - Formas de onda obtidas da simulação do Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente após a compensação do sistema: (a) correntes na fonte nas três fases; (b) tensão e corrente na fase a	56
Figura 4.25 - Circuito utilizado na simulação do conversor CC-CC <i>push-pull</i>	57
Figura 4.26 - Formas de onda do resultado da simulação do conversor CC-CC <i>push-pull</i> para um <i>duty-cycle</i> de 15%: (a) tensão de entrada (V_{in}), tensão no enrolamento do primário do transformador (V_{p1}) e tensão no secundário do transformador (V_s); (b) sinais PWM aplicados a cada IGBT.	58

Figura 4.27 - Formas de onda do resultado da simulação do conversor CC-CC <i>push-pull</i> para um <i>duty-cycle</i> de 15%: (a) tensão de entrada (V_{in}), tensão no enrolamento do primário do transformador (V_{p1}) e tensão no secundário do transformador (V_s); (b) sinais PWM aplicados a cada IGBT.	58
Figura 4.28 - Formas de onda do resultado da simulação do conversor CC-CC <i>push-pull</i> : (a) tensão aos terminais do IGBT S_1 (v_{s2}); (b) tensão aos terminais do IGBT S_2 (v_{s2}).	59
Figura 4.29 - Formas de onda do resultado da simulação do conversor CC-CC <i>push-pull</i> : Evolução da tensão no barramento CC e do <i>duty-cycle</i>	60
Figura 5.1 - Protótipo desenvolvido e utilizado no âmbito da dissertação de mestrado: (a) Caixa com as placas do sistema de controlo (<i>rack</i>) desenvolvida no GEPE [48][30]; (b) Bancada de testes com o hardware de potência desenvolvido.	61
Figura 5.2 - Esquemático do conversor CC-CC, no lado primário do transformador, desenhado no software <i>PADS Logic</i>	62
Figura 5.3 - Componentes utilizados na implementação do conversor CC-CC <i>push-pull</i> : (a) IGBT <i>FGA25N120ANTD</i> da <i>Fairchild Semiconductor</i> [49]; (b) Varistor <i>V660LA50AP</i> da <i>Littelfuse</i> [50].	63
Figura 5.4 - Circuito de proteção de gate dos IGBTs.	63
Figura 5.5 - <i>Layout</i> da placa do conversor CC-CC <i>push-pull</i> desenhada no software <i>PADS Layout</i>	64
Figura 5.6 – Resultados finais da placa do conversor CC-CC <i>push-pull</i> desenvolvida: (a) visão da parte superior da placa (TOP); (b) visão da parte inferior da placa (BOTTOM).	64
Figura 5.7 - Esquemático do retificador de alta-frequência, no lado secundário do transformador, do conversor CC-CC <i>push-pull</i> desenhado no software <i>PADS Logic</i>	65
Figura 5.8 - Díodo <i>DSEP 29-12A</i> da <i>Ixys</i> utilizado na ponte retificadora [51].	65
Figura 5.9 - <i>Layout</i> da placa do retificador de alta-frequência do conversor CC-CC <i>push-pull</i> desenhada no software <i>PADS Layout</i>	65
Figura 5.10 - Resultados finais da placa do retificador de alta-frequência desenvolvida: (a) visão da parte superior da placa (TOP); (b) visão da parte inferior da placa (BOTTOM).	66
Figura 5.11 - Núcleo de ferrite <i>UF/120/80/40</i> utilizado na construção do transformador de alta-frequência do conversor CC-CC <i>push-pull</i>	66
Figura 5.12 - Transformador de alta frequência para o conversor CC-CC <i>push-pull</i>	68
Figura 5.13 - Ficheiro elaborado no <i>Excel</i> para o cálculo dos parâmetros para o dimensionamento.	68
Figura 5.14 - Placa de <i>drive</i> (desenvolvida no GEPE).	69
Figura 5.15 – DSP <i>TMS320F28335</i> , da <i>Texas Instruments</i>	70
Figura 5.16 - Placa de adaptação de DSP (desenvolvida no GEPE).	70
Figura 5.17 - Placa do sensor de tensão <i>LV 25-P</i> (desenvolvida no GEPE).	71
Figura 5.18 - Placa do sensor de corrente <i>LA 100-P</i> (desenvolvida no GEPE).	72
Figura 5.19 - Placa de aquisição e condicionamento de sinal (desenvolvida no GEPE).	73
Figura 5.20 - Placa de comando (desenvolvida no GEPE).	74
Figura 5.21 - Placa de DAC (desenvolvida no GEPE).	74
Figura 5.22 - Fluxograma do algoritmo de controlo do conversor CC-CC <i>push-pull</i> implementado.	75
Figura 6.1 - Visão geral da bancada de ensaios do conversor CC-CC e do transformador de alta-frequência.	78
Figura 6.2 – Resultados experimentais dos ensaios ao transformador de alta-frequência: (a) Formas de onda das tensões no primário nos dois enrolamentos (CH2 e CH3) e no secundário (CH1) do transformador; (b) Formas de onda das tensões no primário num enrolamento (CH3), no secundário (CH1) e da corrente na carga (CH4) com uma resistência de 680 Ω	79
Figura 6.3 - Formas de onda dos sinais PWM à saída da placa de <i>drive</i> para um <i>duty-cycle</i> fixo de: (a) 15%; (b) 35%.	80
Figura 6.4 - Formas de onda dos PWMs para a comutação dos IGBTs (CH2 e CH3) e das tensões na carga nos dois enrolamentos (CH1 e CH4).	80

Figura 6.5 – Formas de onda da tensão de entrada (CH2) e das tensões no primário (CH3) e secundário (CH4) do transformador do conversor CC-CC para um <i>duty-cycle</i> fixo de: (a) 20%; (b) 35%.....	81
Figura 6.6 – Formas de onda das tensões nos enrolamentos do lado primário (CH2 e CH3) e no secundário (CH4) do transformador do conversor CC-CC.....	82
Figura 6.7 - Formas de onda da tensão de entrada (CH2), tensão no secundário transformador (CH4) e da tensão (CH1) e corrente (CH3) no barramento CC do conversor CC-CC <i>push-pull</i>	83
Figura 6.8 - Formas de onda da tensão de entrada (CH2), tensões no primário (CH3) e no secundário (CH4) do transformador e da tensão no barramento CC (CH1) do conversor CC-CC <i>push-pull</i>	83
Figura 6.9 - Formas de onda dos sinais PWM aplicados aos semicondutores com <i>duty-cycle</i> fixo de: (a) 15%; (b) 35%.....	84
Figura 6.10 – Resultados experimentais da regulação do barramento CC do conversor CC-CC <i>push-pull</i> de alta-frequência: (a) Tensão de referência obtida através do DAC (CH4) e tensão regulada (CH1) em regime transitório; (b) Tensão de referência obtida através do DAC (CH4) e tensão regulada (CH1) em regime permanente.	84

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 - Vetores válidos, semicondutores ativos e valores das correntes de saída da técnica de modulação vetorial de um CSI.	22
Tabela 4.1 – Valor do fator de potência antes e depois da compensação do sistema elétrico para uma carga trifásica RL.	41
Tabela 5.1 - Características do núcleo de ferrite do modelo <i>UFI 120/80/40</i> .	67

Acrónimos e Siglas

Acrónimo / Sigla	Significado
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
CA	Corrente Alternada
CBPWM	<i>Carrier-Based Pulse Width Modulation</i>
CC	Corrente Contínua
CSI	<i>Current-Source Inverter</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
FAP	Filtro Ativo Paralelo
FAS	Filtro Ativo Série
FBD	<i>Fryce-Buchholz-Depenbrock</i>
GEPE	Grupo de Eletrónica de Potência e Energia
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
MV	Modulação Vetorial
P&O	Perturbação e Observação
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RB-IGBT	<i>Reverse-Blocking Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
SHE	<i>Selective Harmonic Elimination</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>

SVC	<i>Static VAr Compensators</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
TPWM	<i>Trapezoidal Pulse with Modulation</i>
TVSS	<i>Transient Voltage Surge Suppressor</i>
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>
UPS	<i>Uninterrupted Power Supply</i>
VCO	<i>Voltage-Controlled Oscillator</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

Nomenclatura

Símbolo	Significado	Unidade
i_a, i_b, i_c	Correntes instantâneas no sistema de coordenadas $a-b-c$	A
v_a, v_b, v_c	Tensões simples instantâneas no sistema de coordenadas $a-b-c$	V
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Correntes instantâneas na fonte	A
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	Tensões simples na fonte	V
$i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*, i_{cn}^*$	Correntes de referência de compensação no sistema de coordenadas $a-b-c$	A
$v_{ca}^*, v_{cb}^*, v_{cc}^*$	Tensões de referência de compensação no sistema de coordenadas $a-b-c$	V
$i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}, i_{cn}$	Correntes de compensação geradas pelo inversor	A
v_{ca}, v_{cb}, v_{cc}	Tensões de compensação geradas pelo inversor	V
i_{cc}	Corrente do barramento CC	A
v_{cc}	Tensão do barramento CC	V
L_s	Indutância de linha	H
L_{fp}	Indutância do filtro passivo do FAP	H
R_{fp}	Resistência do filtro passivo do FAP	Ω
C_{fp}	Capacidade do filtro passivo do FAP	F
L_{cc}	Indutância do barramento CC	H
i_α, i_β, i_0	Correntes instantâneas no sistema de coordenadas $\alpha-\beta-0$	A
v_α, v_β, v_0	Tensões instantâneas no sistema de coordenadas $\alpha-\beta-0$	V
p	Potência real instantânea da Teoria $p-q$	W
q	Potência imaginária instantânea da Teoria $p-q$	VA
p_0	Potência instantânea de sequência zero da Teoria $p-q$	VA
\bar{p}	Valor médio da potência real instantânea da Teoria $p-q$	W
\tilde{p}	Valor alternado da potência real instantânea da Teoria $p-q$	W
\bar{p}_0	Valor médio da potência instantânea de sequência zero	VA
\tilde{p}_0	Valor alternado da potência instantânea de sequência zero	VA
$p_{3\phi}$	Potência trifásica instantânea	W
G	Condutância equivalente do método FBD	
i_G	Corrente na condutância do método FBD	A

T_s	Período de amostragem	s
T_1, T_2, T_z	Tempos de atuação dos vetores ativos e vetor nulo da modulação vetorial	s
m_a	Índice de modulação	
θ	Ângulo entre o valor de referência e o eixo α da modulação vetorial.	rad
$teta$	Variável correspondente ao ângulo θ da modulação vetorial	rad
$setor$	Variável representativa do setor da modulação vetorial	
wt	Ângulo gerado pela PLL (<i>Phase-Locked Loop</i>)	rad
pll_a, pll_b, pll_c	Tensões geradas pela PLL	V
f_p	Variável de erro de fase da PLL	
V_{oc}	Tensão em circuito aberto	V
V_{MPP}	Tensão no ponto de máxima potência dos painéis solares fotovoltaicos	V
I_{sc}	Corrente de curto circuito	A
I_{MPP}	Corrente no ponto de máxima potência dos painéis solares fotovoltaicos	A

Capítulo 1

Introdução

1.1 Qualidade de Energia Elétrica

Nos dias de hoje, a utilização de conversores de eletrónica de potência e de cargas não lineares na indústria e nos consumidores residenciais e comerciais é cada vez mais frequente. Estas cargas, originam uma má qualidade de energia eléctrica (QEE), causando diversos problemas. Estes problemas podem ter várias consequências, como a falha de equipamentos electrónicos, podendo resultar em prejuízos elevados em diversos setores, como por exemplo, em indústrias, escritórios e edifícios [1].

Associado à qualidade de energia eléctrica, podemos encontrar vários problemas: interrupções de energia eléctrica, distorção harmónica, sobretensão, subtensão, flutuações de tensão (*flicker*), transitórios, ruído eletromagnético e inter-harmónicas. O ideal é evitar ou minimizar estes problemas, de forma a melhorar a qualidade de energia entregue aos consumidores finais [1].

Para mitigar as harmónicas de corrente, o uso de filtros passivos é uma solução [2]. Contudo, estes apresentam algumas desvantagens: não são dinâmicos, ou seja, só filtram as frequências para os quais foram dimensionados; a sua operação não pode ser limitada só a uma determinada carga; fenómenos de ressonância podem ocorrer entre os filtros passivos e outras cargas [2][3].

Para a compensação do fator de potência podem ser utilizados bancos de condensadores, mas estes podem provocar problemas ao entrar em funcionamento, tais como transitórios na tensão. Uma solução mais recente é a utilização de Filtros Ativos Paralelos, que permitem compensar dinamicamente as harmónicas de corrente, o fator de potência e os desequilíbrios de corrente [2][4].

1.2 Filtros Ativos de Potência

Os filtros ativos de potência (FAs) são equipamentos de eletrónica de potência utilizados para eliminar ou mitigar problemas de qualidade de energia eléctrica (QEE). Estes podem ser de diversas topologias, sendo as duas principais: o Filtro Ativo Paralelo (FAP) e

o Filtro Ativo Série (FAS) [4]. Na Figura 1.1 apresentam-se os diagramas simplificados do FAP e FAS, respetivamente.

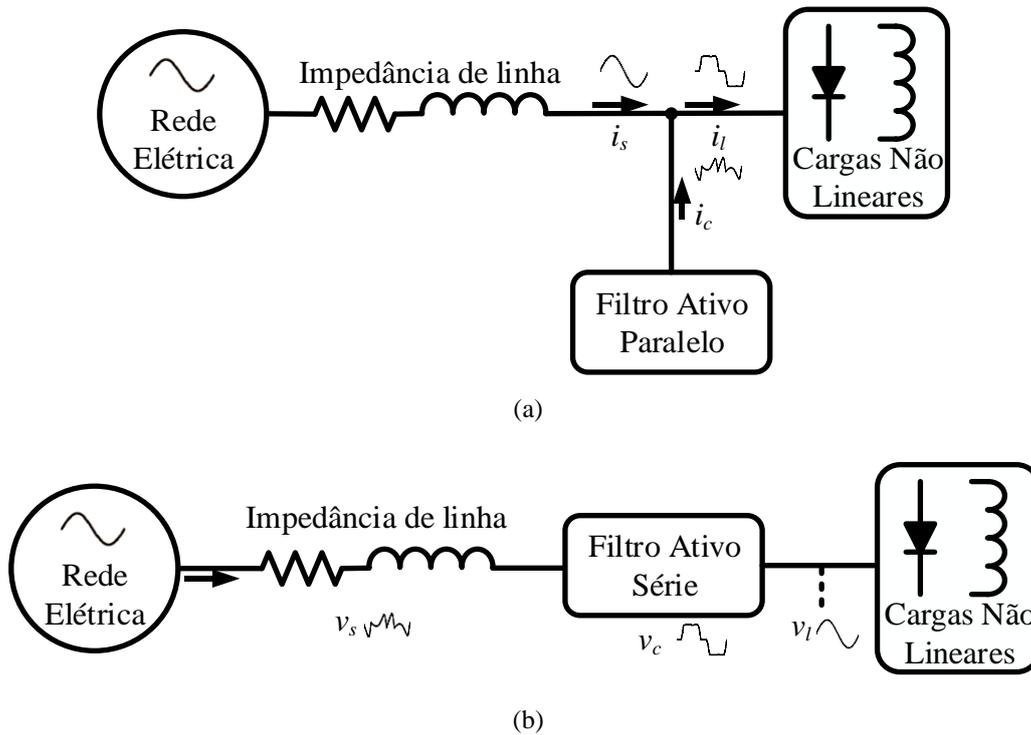


Figura 1.1 - Diagramas unifilares simplificados: (a) Filtro Ativo Paralelo; (b) Filtro Ativo Série.

O FAS efetua as compensações a nível das tensões do sistema elétrico e comporta-se como uma fonte de tensão controlada. Este, permite compensar dinamicamente desequilíbrios de tensão, harmónicas de tensão e outras perturbações na tensão [5].

O FAP comporta-se como uma fonte de corrente [4], injetando corrente na rede elétrica e compensando assim o sistema elétrico relativamente às correntes. Este permite compensar dinamicamente [4]:

- Harmónicas na corrente;
- Fator de potência;
- Desequilíbrios de corrente.

O FAP tem o objetivo de fazer a filtragem das correntes de linha de um sistema trifásico, tornando-as sinusoidais e em fase com a tensão. Este é constituído por um inversor e por um controlador que tem a função de comutar os semicondutores de potência. O inversor tem ainda um elemento armazenador de energia no barramento de corrente contínua (CC), podendo este ser um condensador no caso do inversor do tipo fonte de tensão, ou uma bobina para um inversor do tipo fonte de corrente.

1.2.1 Inversores de Eletrónica de Potência

Os inversores fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*) e os inversores fonte de corrente (CSI – *Current Source Inverter*) são largamente utilizados em aplicações de eletrónica de potência, tais como [6]:

- UPSs (*Uninterruptible Power Supplies*);
- SVC (*Static VAr Compensators*);
- Aplicações de energias renováveis;
- Filtros ativos de potência.

Na Figura 1.2 tem-se representado os diagramas simplificados do VSI e do CSI, respetivamente.

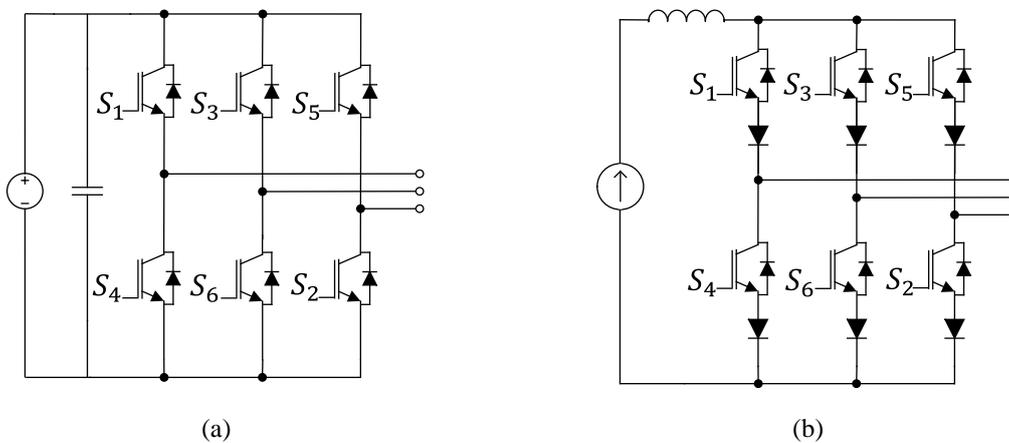


Figura 1.2 - Diagramas simplificados dos inversores: (a) Fonte de Tensão; (b) Fonte de Corrente.

Ao contrário do VSI que utiliza um condensador, o CSI caracteriza-se por utilizar uma bobina no lado CC [7]. Existem várias técnicas de modulação para os CSIs [6]:

- Modulação de largura de pulso trapezoidal (TPWM – *Trapezoidal Pulse with Modulation*);
- Eliminação seletiva de harmónicas (SHE – *Selective Harmonic Elimination*);
- Modulação vetorial (SVM – *Space Vector Modulation*).

A técnica de modulação vetorial apresenta maior flexibilidade de controlo e um melhor desempenho dinâmico do que as restantes.

O CSI é responsável por injetar as correntes de compensação na rede elétrica de maneira a compensar as harmónicas de corrente causadas por cargas não lineares [7].

1.3 Energias Renováveis

As energias renováveis são uma excelente alternativa aos métodos tradicionais para produção de energia elétrica, pois apresentam a vantagem de usarem recursos naturais menos inesgotáveis, como a água, o Sol, o vento e as marés, em comparação com os combustíveis fósseis [8]. O impacto ambiental deste tipo de energias é menor do que o provocado pelas fontes de energia com origem nos combustíveis fósseis, como o carvão, petróleo e o gás [9]. As fontes de energia renováveis permitem também a criação de novos postos de trabalho [9].

Tomando em análise as grandes vantagens das energias renováveis, nesta dissertação de mestrado desenvolveu-se um conversor CC-CC para Sistemas Solares Fotovoltaicos. Na Figura 1.3 é apresentado o esquemático geral simplificado da aplicação deste conversor implementado.

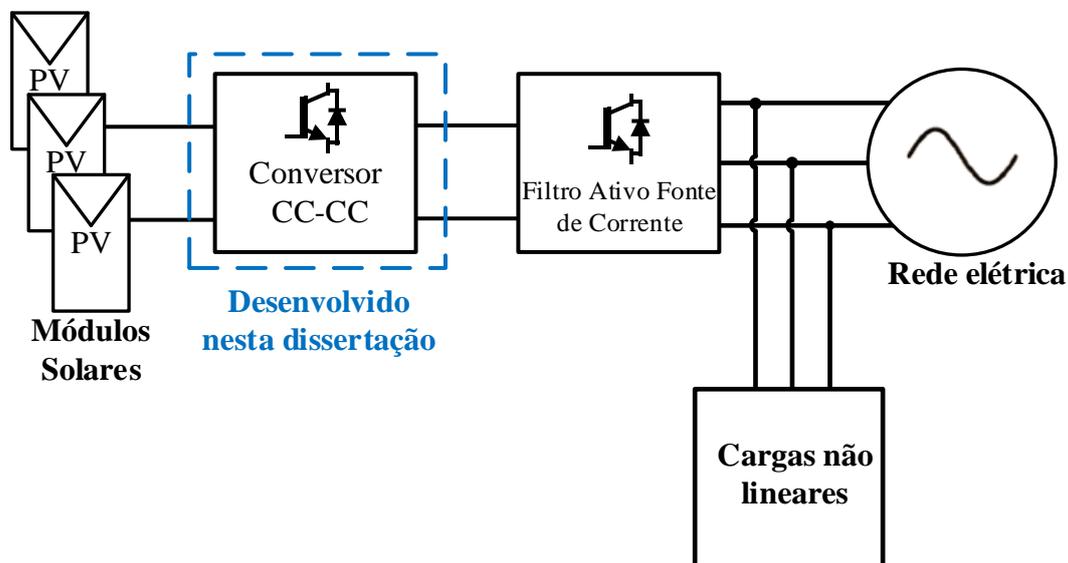


Figura 1.3 - Esquemático da aplicação do conversor CC-CC desenvolvido no âmbito desta dissertação de mestrado.

O conversor CC-CC é responsável por extrair a máxima potência dos painéis solares e por regular a tensão de saída para um valor pretendido, que pode ter uma magnitude superior ou inferior da tensão de entrada.

1.4 Motivações

A constante preocupação com os problemas da QEE levaram à necessidade do estudo e investigação de equipamentos, como filtros ativos de potência, para reduzir, e se possível resolver, os mesmos. Das topologias existentes, a do FAP é das configurações mais utilizadas, permitindo compensar as harmónicas de corrente, corrigir o fator de potência e compensar os desequilíbrios de tensão.

Os sistemas solares fotovoltaicos enquadram-se nas fontes de energia renovável e são cada vez mais uma aposta para a produção de energia elétrica. Estes, têm diversas vantagens, como o facto de apresentarem um menor impacto ambiental e tirarem proveito de recursos naturais e inesgotáveis existentes. Para fazer a interface com os sistemas solares são utilizados conversores de eletrónica de potencia, como os conversores CC-CC. Estes, podem ter como aplicação os filtros ativos de potência.

Assim, esta dissertação tem como motivações:

- Investigar e estudar os Filtros Ativos do Tipo Fonte de Corrente, a fim de aprofundar os conhecimentos sobre as potencialidades dos mesmos;
- Estudar os conversores CC-CC para fazerem a interface entre as fontes de energia renovável e o Filtro Ativo do Tipo Fonte de Corrente, a fim de contribuir para a mitigação dos problemas de qualidade de energia elétrica;

A nível pessoal, pretende-se obter conhecimentos sobre os filtros ativos e sobre os conversores CC-CC, bem como técnicas de controlo associadas aos mesmos. Surge também a motivação de aprofundar os conhecimentos no desenvolvimento de circuitos de eletrónica de potência e sistemas de controlo.

1.5 Objetivos e Metodologias

Neste trabalho de mestrado é simulado, com recurso ao software PSIM, o Filtro Ativo Paralelo do tipo Fonte de Corrente e os seus respetivos sistemas de controlo associados. Para além desta simulação, é desenvolvido um conversor CC-CC para Sistemas Solares Fotovoltaicos, bem como o sistema de controlo para o mesmo.

Assim, são definidos sucintamente os seguintes objetivos deste projeto:

- Levantamento do estado da arte sobre os Filtros Ativos do Tipo Fonte de Corrente e respetivos sistemas de controlo;
- Estudo dos conversores CC-CC para Sistemas Solares Fotovoltaicos e para aplicação em filtros ativos de potência;
- Simulação do FAP com inversor fonte de corrente e algoritmos de controlo;
- Desenvolvimento do andar de potência do conversor CC-CC;
- Implementação do sistema de controlo do conversor, desenvolvido no DSP *TMS320F28335* da *Texas Instruments*;
- Realização de testes e obtenção de resultados experimentais do conversor CC-CC.

1.6 Organização da Dissertação

No Capítulo 1 é realizada uma introdução ao tema da qualidade de energia elétrica (QEE), dos filtros ativos de potência (FAs) e das energias renováveis. Neste capítulo apresentam-se ainda as motivações da dissertação de mestrado, bem como os objetivos e metodologias da mesma.

No Capítulo 2 são apresentadas as principais topologias dos Filtros Ativos do Tipo Fonte de Corrente. Neste capítulo são apresentadas também as técnicas de controlo dos FAPs, como a Teoria $p-q$, e as técnicas de modulação aplicáveis aos Filtros Ativos Paralelos do Tipo Fonte de Corrente, como a técnica de *periodic sampling* e modulação vetorial. Neste capítulo apresenta-se também o funcionamento de uma malha de captura de fase (PLL).

No Capítulo 3 é realizado um levantamento do estado da arte sobre os conversores CC-CC e sobre os sistemas de controlo dos mesmos. É realizado também um pequeno estudo sobre os sistemas solares fotovoltaicos e sobre alguns algoritmos de controlo para MPPT (*Maximum Power Point Tracker*).

No Capítulo 4 são apresentadas as simulações realizadas ao longo deste trabalho. Neste capítulo estão presentes as simulações do Filtro Ativo do tipo Fonte de Corrente e de todo o sistema de controlo necessário para o mesmo.

No Capítulo 5 é apresentada toda a implementação realizada no âmbito desta dissertação de mestrado. São apresentadas a implementação de todo o hardware utilizado para o circuito de potência e a implementação dos algoritmos de controlo desenvolvidos e os respetivos fluxogramas.

No Capítulo 6 são apresentados os resultados experimentais obtidos depois da implementação do sistema. É ainda feita uma comparação com os resultados de simulação obtidos anteriormente.

Por fim, o Capítulo 7 apresenta as conclusões desta dissertação, bem como as propostas de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Filtros Ativos Paralelos do Tipo Fonte de Corrente e seus Sistemas de Controlo

2.1 Introdução

Recentemente, os filtros ativos de potência (têm sido cada vez mais explorados e estudados por engenheiros e investigadores da área de eletrónica de potência [10][5]. Este forte estudo enquadra-se pelo facto da qualidade de energia eléctrica (QEE) ser cada vez mais uma preocupação nos dias de hoje, e devido aos filtros ativos de potência serem equipamentos utilizados para mitigar esses problemas de QEE.

Um filtro ativo de potência é constituído por um controlador, um inversor e um elemento armazenador de energia, como por exemplo um condensador ou uma bobina. A utilização de filtros passivos nos filtros ativos de potência também é bastante comum, pois os mesmos permitem a mitigação do ruído das comutações de alta-frequência dos semicondutores de potência utilizados no inversor [11].

A parte do controlador do é responsável por toda a parte que controla o filtro ativo de potência. Através dos sensores de corrente e de tensão instalados, são extraídas informações que vão ser inseridas e processadas pelo controlador. Este, vai executar o algoritmo de controlo de maneira a gerar os sinais de comando corretos para os semicondutores de potência do inversor. Nos filtros ativos de potência deve-se ter em consideração a estratégia de controlo a adotar, pois a mesma vai ser parte integrante no desempenho do filtro ativo de potência. Os algoritmos utilizados para o controlo destes equipamentos devem ser capazes de processar tensões e correntes desequilibradas e com harmónicas.

No que toca ao inversor, o mesmo é responsável por injetar as correntes de compensação requeridas pela carga, de forma que as correntes da rede sejam equilibradas e sinusoidais. O inversor pode ser classificado de duas formas diferentes: inversor fonte de tensão (*Voltage-Source Inverter*), caso o elemento armazenador de energia seja um condensador; ou inversor fonte de corrente (*Current-Source Inverter*), caso o elemento armazenador de energia seja uma bobina [10][11][12].

O inversor fonte de tensão tem sido o mais estudado e utilizado em aplicações de eletrónica de potência. Este, apresenta um menor custo e volume em comparação com o

inversor tipo fonte de corrente, pois este último possui uma bobina que é mais pesada, volumosa e cara que o condensador utilizado no VSI [10][12][13]. Contudo, recentemente os CSIs têm vindo a ser estudados e explorados cada vez mais, por apresentarem as vantagens de serem mais robustos e de terem um tempo de vida útil maior em comparação com os VSIs [14][15].

2.2 Topologias de Filtros Ativos do Tipo Fonte de Corrente

Um filtro ativo de potência tem como objetivo compensar sistemas elétricos, quer a nível de tensões quer a nível de correntes, dependendo do tipo de filtro ativo utilizado. Estes podem ser classificados segundo o tipo de inversor utilizado, a topologia e o número de fases. Quanto ao número de fases, um Filtro Ativo do Tipo Fonte de Corrente pode ser: (i) Monofásico; (ii) Trifásico sem neutro; (iii) Trifásico com neutro [12]. Quanto à classificação da sua topologia existem duas topologias principais: o Filtro Ativo Paralelo (FAP) e o Filtro Ativo Série (FAS) [10][4]. Existem ainda algumas topologias adicionais, como o Filtro Híbrido de Potência e o Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (*Unified Power Quality* Conditioner - UPQC).

Os Filtros Ativos do Tipo Fonte de Corrente para além de mitigarem os problemas de qualidade de energia elétrica, podem também utilizados para fazer a interface entre as fontes de energia renovável e a rede elétrica [16].

2.2.1 Filtro Ativo de Potência Paralelo

Um Filtro Ativo Paralelo (FAP) comporta-se como uma fonte de corrente controlada, e tem como objetivo compensar simultaneamente as harmónicas nas correntes, os desequilíbrios de corrente e ajustar o valor do fator de potência [11][12][14]. Permite também injetar na rede elétrica a energia proveniente de fontes de energia renovável, como os sistemas solares fotovoltaicos [17].

Na Figura 2.1 é apresentado o diagrama simplificado de um Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente, onde para além do mesmo está representada a rede elétrica, o bloco das cargas e todas as variáveis envolvidas no processo de controlo.

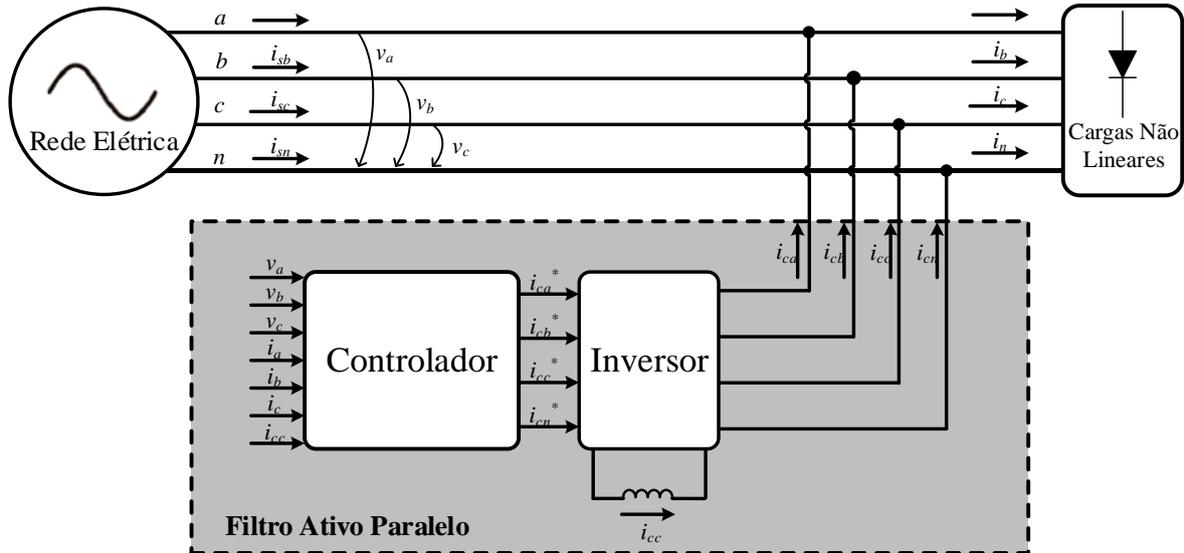


Figura 2.1 - Diagrama simplificado de um Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente.

O objetivo de um FAP consiste em injetar as correntes de compensação sintetizadas pelo controlador no sistema elétrico a compensar [11], de forma que as formas de onda das correntes tornem-se sinusoidais e em fase com as tensões.

Na Figura 2.2 encontra-se o andar de potência de um Filtro Ativo de Potência do Tipo Fonte de Corrente para sistemas trifásicos sem neutro. Esta topologia apresentada trata-se de um inversor em ponte com três braços de semicondutores (num total de seis semicondutores) e uma bobina no barramento CC, que alimenta o inversor de corrente. Os díodos são colocados em série com os semicondutores de potência, neste caso IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), pois estes não têm capacidade de bloqueio inverso e têm de suportar tensões reversas sem se danificarem [16][18]. Em alternativa ao conjunto semicondutor + diodo poderia ser utilizado um RB-IGBT (*Reverse-Blocking Insulated Gate Bipolar Transistor*) [18].

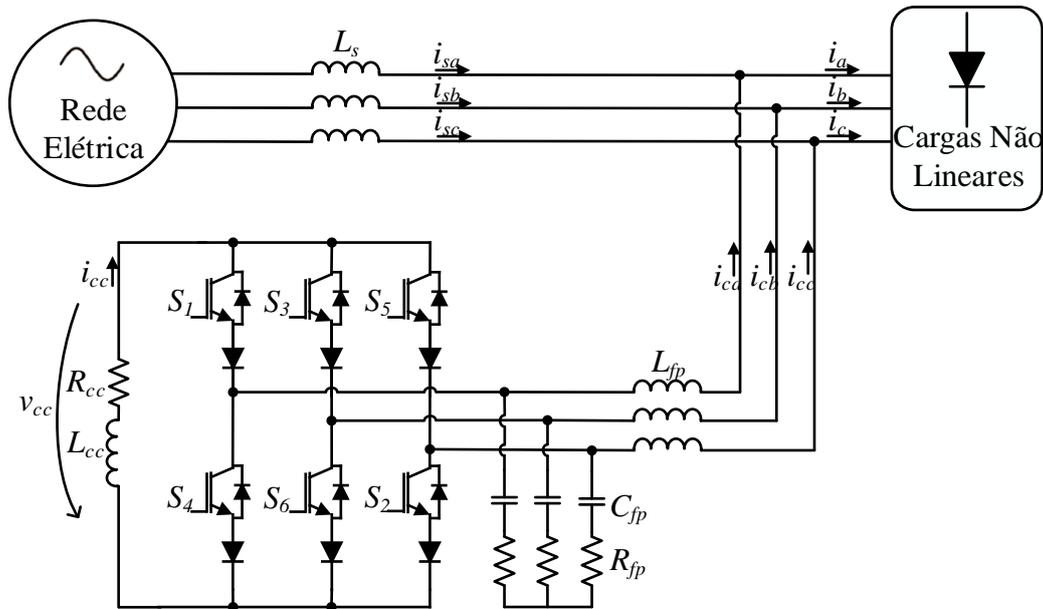


Figura 2.2 - Esquema elétrico do andar de potência do FAP trifásico com inversor fonte de corrente para sistemas elétricos sem neutro.

As correntes de compensação geradas pelo inversor do FA, i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} , são injetadas na rede elétrica de forma a compensar dinamicamente as harmónicas e os desequilíbrios de corrente. Na saída do inversor existem filtros passivos RLC (R_{fp} , L_{fp} e C_{fp}) para filtrar harmónicas resultantes da frequência elevada de comutação dos semicondutores de potência [16].

2.2.2 Filtro Ativo de Potência Série

Um Filtro Ativo Série (FAS) pode ser visto como um dual do Filtro Ativo Paralelo, ou seja, efetua as compensações a nível das tensões do sistema eléctrico e comporta-se como uma fonte de tensão controlada. O FAS é conectado entre a rede eléctrica e as cargas, e permite compensar dinamicamente desequilíbrios, harmónicas e perturbações de tensão [5]. Este, funciona como uma fonte de tensão controlada e é ligado em série com a rede eléctrica através de um transformador [19]. A Figura 2.3 apresenta o diagrama simplificado de um Filtro Ativo Série.

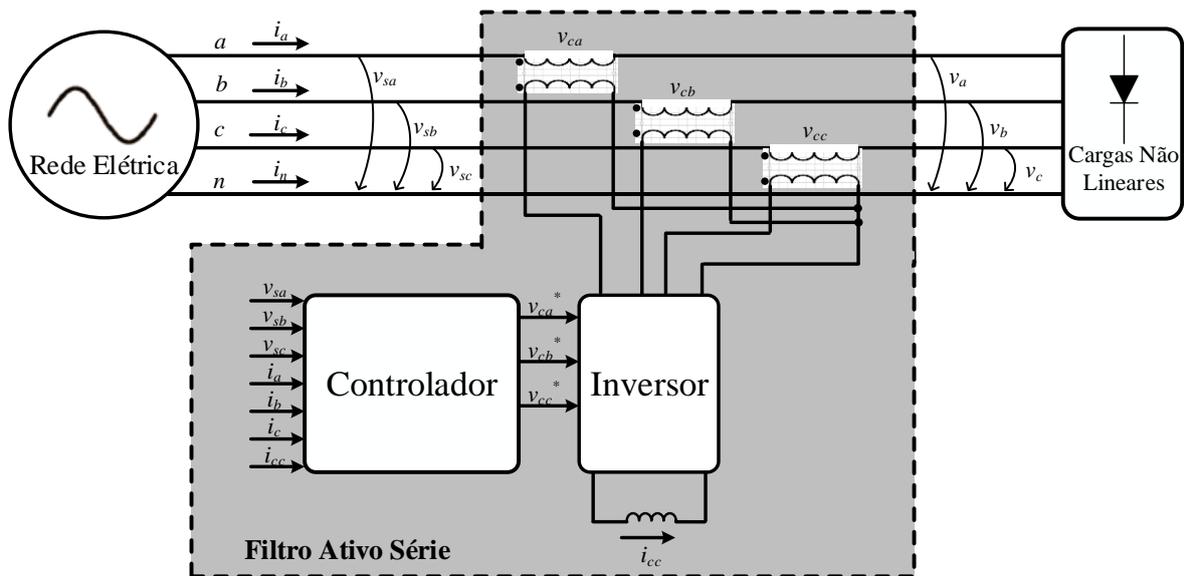


Figura 2.3 - Diagrama simplificado de um Filtro Ativo Série do Tipo Fonte de Corrente.

O objetivo do FAS consiste em injetar, através do inversor, as tensões de referência calculadas pelo controlador. Estas tensões são obtidas tendo por base os valores lidos, pelos sensores, das tensões e das correntes.

2.2.3 Filtro Híbrido de Potência

Um Filtro Híbrido de Potência é constituído por um filtro ativo de potência e por filtros passivos, permitindo assim retirar vantagens de cada um, e podendo utilizar um FAP ou um FAS como elemento ativo, caracterizando-se assim como Filtro Híbrido Paralelo e Filtro Híbrido Série, respetivamente [10]. Na Figura 2.4 é apresentado o diagrama unifilar simplificado de Filtro Híbrido de Potência.

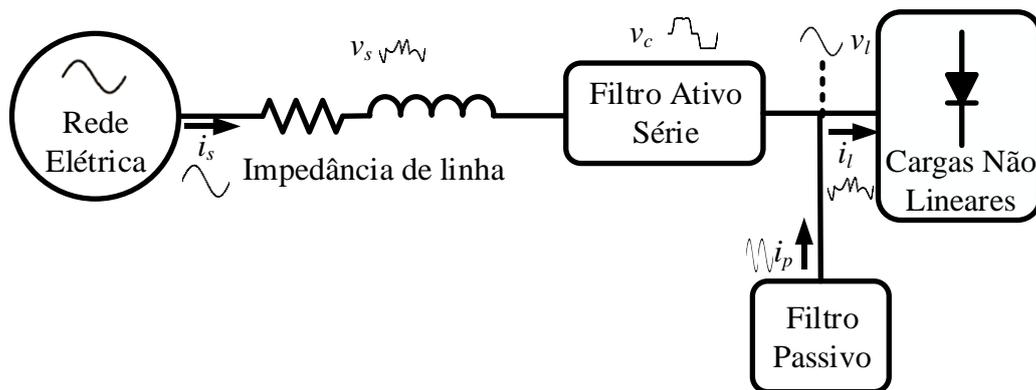


Figura 2.4 - Diagrama unifilar simplificado de um Filtro Híbrido de Potência.

2.2.4 Condicionador Unificado de Qualidade de Energia

O Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (*Unified Power Quality Conditioner* - UPQC) consiste na combinação de um FAP com um FAS, e permite compensar tanto as correntes como as tensões [19]. Esta topologia apresenta dois inversores que partilham o mesmo barramento CC. Um é ligado em série com a rede elétrica através de um transformador, e o outro é ligado à rede elétrica através de indutâncias de acoplamento. Na Figura 2.5 apresenta-se o diagrama simplificado de um UPQC.

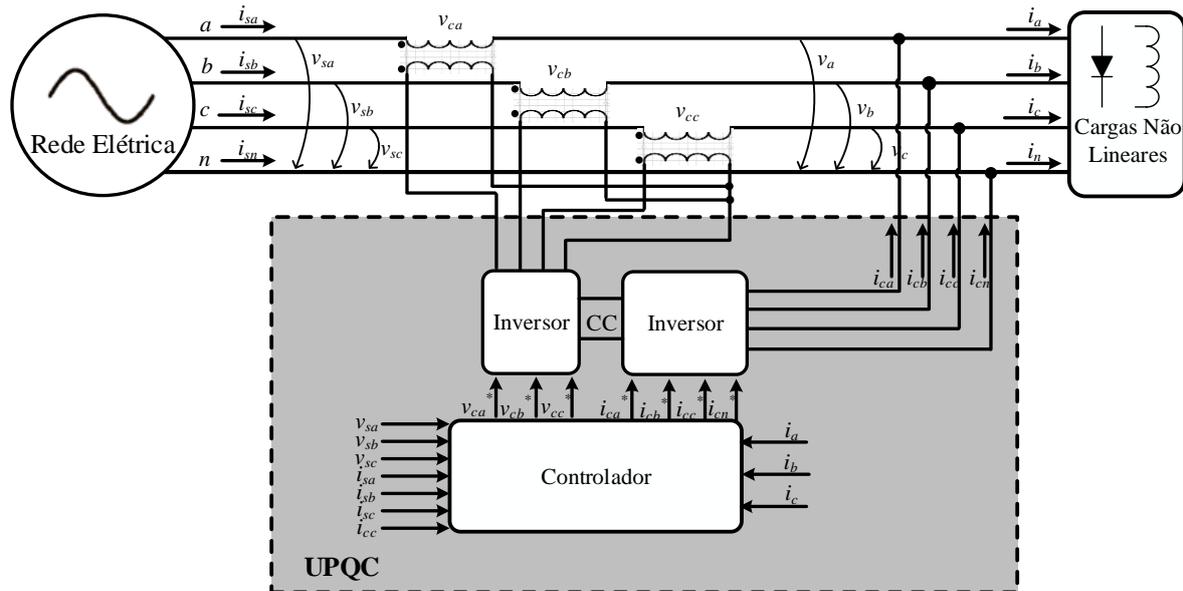


Figura 2.5 - Diagrama simplificado de um UPQC.

2.3 Técnicas de Controlo Aplicáveis aos Filtros Ativos Paralelos Fonte de Corrente

O FAP tem como objetivo injetar corrente na rede elétrica, de maneira a mitigar os problemas de QEE. Para determinar estas mesmas correntes são necessárias teorias de controlo que, através da corrente na carga e da tensão na fonte, calculam a potência que realmente deve ser fornecida pela rede elétrica à carga.

Existem várias teorias de controlo aplicáveis aos Filtros Ativos do Tipo Fonte de Corrente. Estas podem ser obtidas no domínio do tempo ou no domínio das frequências. Nesta secção apresentam-se duas teorias de controlo: a Teoria *p-q* e a teoria do método FBD (*Fryce - Buchholz - Depenbrock*).

2.3.1 Teoria $p-q$

A Teoria $p-q$, ou “Teoria da Potência Instantânea”, foi originalmente apresentada por *Akagi, Kanagawa e Nabae* em 1983 [20]. Mais tarde, esta teoria foi expandida para sistemas trifásicos a 4 fios (sistemas trifásicos com neutro) por *Watanabe e Aredes et al* [21].

Esta teoria tem por base o domínio do tempo, o que a torna válida para o funcionamento em regime permanente ou transitório. É utilizada no controlo dos FA de forma simples e eficaz, uma vez que utiliza apenas cálculos algébricos [22]. Assim, tendo em conta esta simplicidade de controlo, por ser uma técnica no domínio do tempo, e também a sua aplicação, a Teoria $p-q$ é largamente usada no controlo de FAPs. [23][24].

O algoritmo baseado na Teoria $p-q$ começa com numa transformação de coordenadas das tensões e correntes nos eixos de coordenadas $a b c$ para os eixos de coordenadas $\alpha \beta 0$. [4]. Esta transformação designa-se por transformação de *Clarke* e pode ser obtida através das equações (2.1) e (2.2).

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Em que T é determinada pela equação (2.3).

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Tendo por base o cálculo das tensões e correntes neste sistema de coordenadas, a potência real instantânea, p , a potência imaginária instantânea, q , e a potência instantânea de sequência zero, p_0 , são obtidas a partir da equação (2.4) [4][24].

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

A potência trifásica instantânea, $p_{3\phi}$, nas coordenadas $a b c$ é determinada pela equação (2.5) [4].

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (2.5)$$

Esta potência instantânea pode ser separada em duas componentes, como se pode ver na equação (2.7).

$$p_{3\phi} = p + p_0 \quad (2.6)$$

Onde temos:

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (2.7)$$

$$p_0 = v_0 i_0 \quad (2.8)$$

Verifica-se então que a potência trifásica instantânea pode ser obtida pela soma da potência real instantânea, p , e da potência instantânea de sequência zero, p_0 . Num sistema trifásico a três ou quatro fios, quando a corrente e/ou a tensão de sequência zero forem nulas, não existe a potência instantânea de sequência zero, logo, neste caso, a potência trifásica é igual à potência real.

A potência imaginária é dada pela equação (2.9).

$$q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (2.9)$$

E no sistema de coordenadas $a b c$ é dada pela equação (2.10).

$$q(t) = \frac{(v_a - v_b) i_c + (v_b - v_c) i_a + (v_c - v_a) i_b}{\sqrt{3}} \quad (2.10)$$

No caso particular, quando as tensões e correntes do sistema são sinusoidais e equilibradas, a potência imaginária corresponde ao valor da potência reativa convencional.

Cada componente da potência instantânea definida pelo algoritmo baseado na Teoria $p-q$ pode ser separado em dois componentes: valor médio e valor alternado. [25]. Na Figura 2.6 pode-se verificar a troca destas potências entre a fonte de energia e as cargas, no sistema de coordenadas $a b c$ [4].

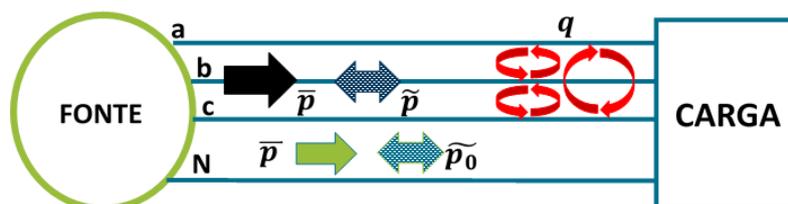


Figura 2.6 - Componentes das potências instantâneas da Teoria $p-q$ nas coordenadas $a b c$ (imagem baseada em [4]).

Cada uma das potências instantâneas definidas pela Teoria $p-q$ tem um significado físico associado [17][25]

- \bar{p} - Valor médio da Potência Real Instantânea. Corresponde à energia por unidade de tempo transferida da fonte de alimentação para a carga, através das fases $a-b-c$.
- \tilde{p} - Valor alternado da Potência Real Instantânea. Corresponde à energia por unidade de tempo trocada entre a fonte e a carga, e vice-versa.
- \bar{p}_0 - Valor médio da Potência Instantânea de sequência zero. Corresponde à energia por unidade de tempo transferida da fonte para a carga através do neutro e de uma ou mais fases.
- \tilde{p}_0 - Valor alternado da Potência Instantânea de sequência zero. Corresponde a uma potência por unidade de tempo trocada entre a fonte e a carga através do neutro e de uma ou mais fases.
- q - Potência imaginária instantânea. Corresponde a uma potência que tem de circular entre as fases $a-b-c$, sem que haja qualquer transferência de energia entre a fonte e a carga.

O ideal num sistema elétrico trifásico seria haver apenas o valor médio da potência real, \bar{p} . De todas as potências da Teoria $p-q$, apenas o valor médio da potência real instantânea e o valor médio da potência de sequência zero precisam de ser fornecidos pela fonte de alimentação, pois apenas estas realizam trabalho junto da carga [4].

As potências alternadas, \tilde{p} e \tilde{p}_0 , estão associadas a trocas de energia entre a fonte de energia e a carga. Com a utilização do FAP, essa energia vai passar a transitar entre a carga e o elemento armazenador de energia. Com esta troca de energia, é conseguida a compensação da potência alternada e da potência alternada de sequência zero, \tilde{p} e \tilde{p}_0 , respetivamente [4].

Baseado no algoritmo da Teoria $p-q$ existem duas técnicas de controlo aplicáveis aos FAP: a estratégia de potência constante na fonte e a de correntes sinusoidais nas linhas [4].

Na estratégia para obter uma potência constante na fonte, calculam-se os valores das tensões e correntes nas coordenadas $\alpha\beta 0$ pela transformada de *Clarke* ($v_\alpha, v_\beta, v_0, i_\alpha, i_\beta, i_0$) através dos valores, lidos pelos sensores, das tensões (v_a, v_b, v_c) e correntes (i_a, i_b, i_c). De seguida, calculam-se os valores da potência real, potência imaginária e potência de sequência zero, p, q e p_0 , respetivamente. Este cálculo pode ser feito de forma analógica, aplicando um filtro *Butterworth*, ou de forma digital, implementando uma janela deslizante. Por fim, calculam-se as correntes de compensação de referência nas coordenadas $\alpha\beta 0$ e efetua-se a transformada de *Clarke* inversa para obtenção das correntes de compensação nas coordenadas $a b c$ [4][26]

A segunda estratégia de controlo, correntes sinusoidais na fonte, tem o objetivo de manter as correntes sinusoidais. Nesta técnica, os cálculos devem ser efetuados com as componentes fundamentais de sequência positiva das tensões, que se obtêm antes de se efetuarem os cálculos algébricos da Teoria $p-q$ [4].

No FAP as correntes de compensação de referência nas coordenadas $\alpha\beta 0$ são calculadas pela equação (2.11).[4].

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_x \\ q_x \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Sabendo que:

$$p_x = \tilde{p} - \bar{p}_0 \quad (2.12)$$

$$q_x = q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (2.13)$$

Para obter as correntes de compensação nas coordenadas $a b c$ basta aplicar a transformada inversa de *Clarke*, apresentada na equação (2.14) [4].

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c0}^* \\ i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Estas correntes são os valores instantâneos de referência que o FAP vai sintetizar para injetar na rede elétrica.

Na Figura 2.7 apresenta-se o diagrama em blocos do algoritmo baseado na Teoria $p-q$ e aplicável ao controlo do Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente [27].

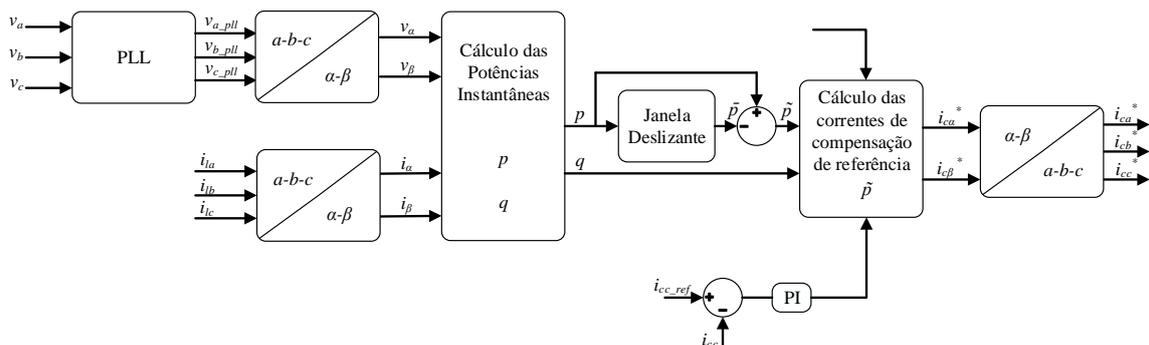


Figura 2.7 - Algoritmo de controlo de um Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente baseado no algoritmo da Teoria $p-q$ (imagem baseada em [27]).

2.3.2 Método de *Fryce - Buchholz - Depenbrock (FBD)*

Para controlar um FAP pode-se aplicar a teoria de controlo *Fryce – Buchholz - Depenbrock (FBD)*. Esta técnica foi originalmente apresentada por *Depenbrock* [28] e baseia-se na substituição da carga a compensar por um conjunto da sua condutância equivalente, de uma reatância indutiva ou capacitiva e de uma fonte de corrente em paralelo [19]. Esta fonte representa as correntes consumidas pela carga e a condutância equivale à potência da carga que deve ser fornecida pela fonte.

Neste método, é necessário calcular então o valor de condutância e o valor da corrente que a percorre, representadas nas equações (2.15) e (2.16) respetivamente [19].

$$G = \frac{\bar{p}}{\bar{v}^2} \quad (2.15)$$

$$i_G = \frac{v}{G} \quad (2.16)$$

Assim, para controlar um Filtro Ativo do Tipo Fonte de Corrente, começa-se por calcular o valor médio da potência consumida pela carga, através da equação (2.17), e o valor quadrático da tensão na carga, pela equação (2.18) [19].

$$\bar{p} = \frac{1}{T} \int_0^T v i \, dt \quad (2.17)$$

$$\bar{v}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T v^2 \, dt \quad (2.18)$$

Sabendo o valor da condutância equivalente e a corrente que a percorre, é então possível calcular a corrente de referência de compensação para o FAP. Esta corrente é a diferença entre a corrente na carga e a corrente calculada pela equação (2.16), que é a corrente desejável de ser fornecida pela fonte. Este valor é assim obtido através da equação (2.19).

$$i_c^* = i - i_G \quad (2.19)$$

2.4 Técnicas de Modulação Aplicáveis aos Filtros Ativos Paralelos Fonte de Corrente

As técnicas de modulação têm a função de selecionar os estados válidos de um inversor para gerar as formas de onda pretendidas [6]. Estas técnicas devem assegurar que apenas os

estados válidos são utilizados [6]. Nos inversores fonte de corrente a corrente no barramento CC não pode ser interrompida e o lado CA do inversor não pode ser curto-circuitado [29].

Assim, tendo em contas estas duas condições, conclui-se que, a qualquer momento, deve existir um e apenas um semicondutor fechado na parte superior e inferior do inversor [18]. Assim, pode-se concluir que existem nove estados possíveis nos CSIs, sendo que seis são estados ativos, ou seja, produzem corrente na saída do inversor, e três são estados não ativos, ou seja não produzem corrente na saída do inversor.

As técnicas de *periodic sampling*, *carrier-based PWM* (CBPWM) e modulação vetorial (MV) são algumas das técnicas aplicáveis aos Filtros Ativos Paralelos do Tipo Fonte de Corrente [30].

2.4.1 *Periodic Sampling*

A amostragem periódica, ou *periodic sampling*, é uma técnica de modulação que utiliza um comparador para efetuar o cálculo da diferença entre a corrente instantânea média e a corrente de referência respectiva. Este valor é aplicado a um *flip-flop* do tipo D, e na saída deste é gerado o sinal PWM a aplicar nos semicondutores de potência. Na Figura 2.8 apresenta-se o circuito equivalente da técnica da amostragem periódica.

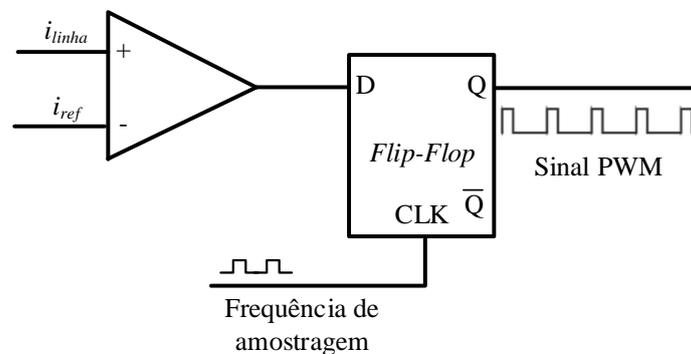


Figura 2.8 - Circuito gerador dos sinais de comando da técnica de modulação *periodic sampling*.

À entrada do *flip-flop* tem-se um sinal de *clock*, que consiste numa onda quadrada, responsável por definir a frequência de amostragem. Este *flip-flop* tem o objetivo de limitar a frequência máxima de comutação [27].

Nesta técnica de modulação define-se um valor de corrente de referência para comparar com o valor de corrente medido. Se esse valor for maior que o valor de referência, é atribuído “0” à saída do *flip-flop*, caso contrário, se for menor, é atribuído “1”. Assim, é possível ligar e desligar os semicondutores de potência consoante o valor lido seja superior ou inferior ao valor de referência, fazendo aumentar ou diminuir a variável medida.

Num inversor trifásico, é necessário aplicar o circuito de modulação *periodic sampling* (Figura 2.8) a cada um dos braços, bem como um circuito combinacional lógico [16]. Na Figura 2.9 é apresentado o circuito equivalente para efetuar a modulação de um inversor trifásico.

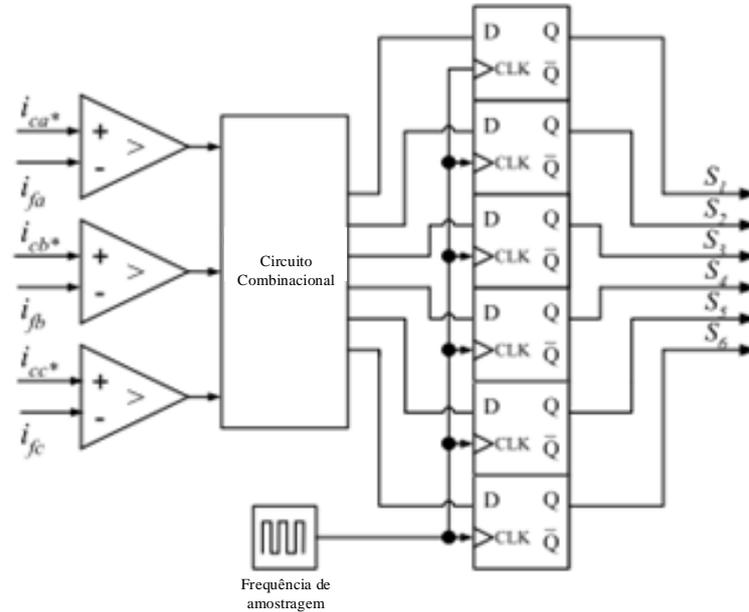


Figura 2.9 - Circuito de comando da técnica de modulação *periodic sampling* para um inversor trifásico (fonte da imagem - [16]).

Comparando com outras técnicas de modulação, esta técnica apresenta um THD (*Total Harmonic Distortion*) de corrente mais elevado [16]. Outra desvantagem da amostragem periódica é a frequência de comutação não ser claramente definida, estando esta limitada à frequência de amostragem do *flip-flop* do tipo D [29].

A grande vantagem desta técnica é que garante o tempo mínimo entre comutações dos semicondutores de potência e o facto de ser um técnica de implementação simples comparando com outras técnicas que se apresentam [29].

2.4.2 *Carrier - Based* PWM adaptado para o CSI

Para comutar os semicondutores de um VSI, pode-se aplicar a técnica de comutação de PWM. Com o desenvolvimento, esta técnica foi estendida e adaptada para os CSI. Assim, esta é uma técnica aplicável à modulação dos Filtros Ativos do Tipo Fonte de Corrente. Na Figura 2.10 pode-se observar o circuito adaptado da modulação de um VSI para comandar um CSI [29].

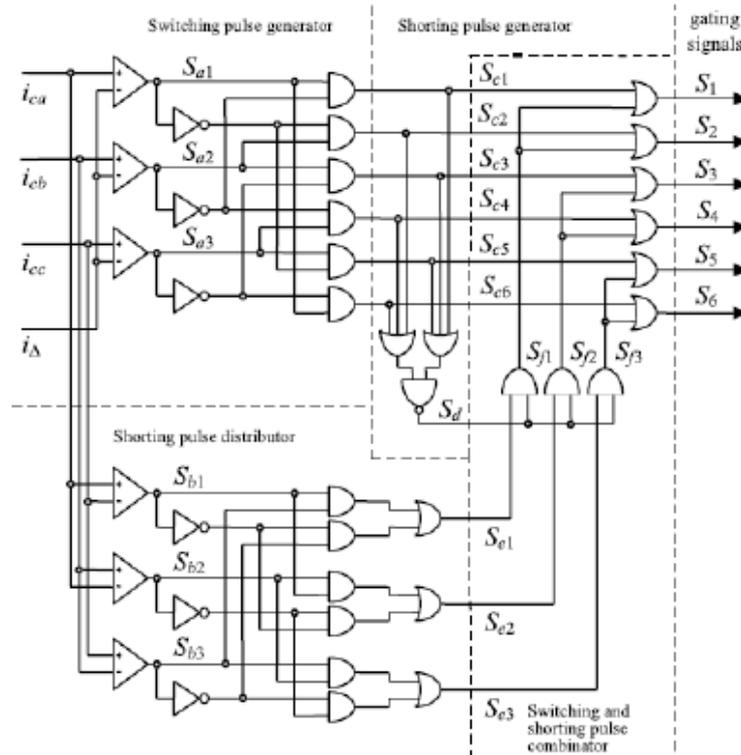


Figura 2.10 - Circuito de comando da técnica *carrier-based* PWM para o CSI (adaptada da técnica de controle para o VSI) (fonte da imagem - [29]).

Esta técnica de modulação divide-se em quatro blocos [29]:

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

No primeiro bloco desta técnica, *Switching Pulse Generator*, são gerados os sinais de comando para os semicondutores de potência do CSI, tendo em conta a comparação das correntes com o valor da corrente de referência. O bloco *Shorting Pulse Generator* tem o objetivo de gerar pulsos caso o primeiro bloco não envie sinais de comando. Isto é necessário para garantir um caminho para a corrente do barramento CC, que não pode ser interrompida.[29]. Para garantir uma distribuição equilibrada entre os braços do inversor, é utilizado o bloco *Shorting Pulse Generator*. O ultimo bloco tem a funcionalidade de combinar os sinais gerados por ambos os blocos acima descritos [29].

2.4.3 Modulação Vetorial

A modulação vetorial (MV), ou *Space-Vector Modulation* (SVM), é uma técnica de modulação digital bastante utilizada para gerar sinais para comutar os semicondutores de potência dos CSIs. Esta técnica, apesar de apresentar um maior grau de complexidade,

apresenta uma maior flexibilidade de controlo e um melhor desempenho, comparando com outras implementações [6]. A MV tem como objetivo sintetizar o vetor de referência que é obtido a partir dos diferentes vetores que constituem o espaço vetorial [29].

No caso do Filtro Ativo do Tipo Fonte de Corrente, o inversor trifásico, com seis semicondutores, apresenta nove estados válidos de comutação [6]. Na Figura 2.11 tem-se representado a ilustração dos estados de comutação dos semicondutores de potência de um CSI.

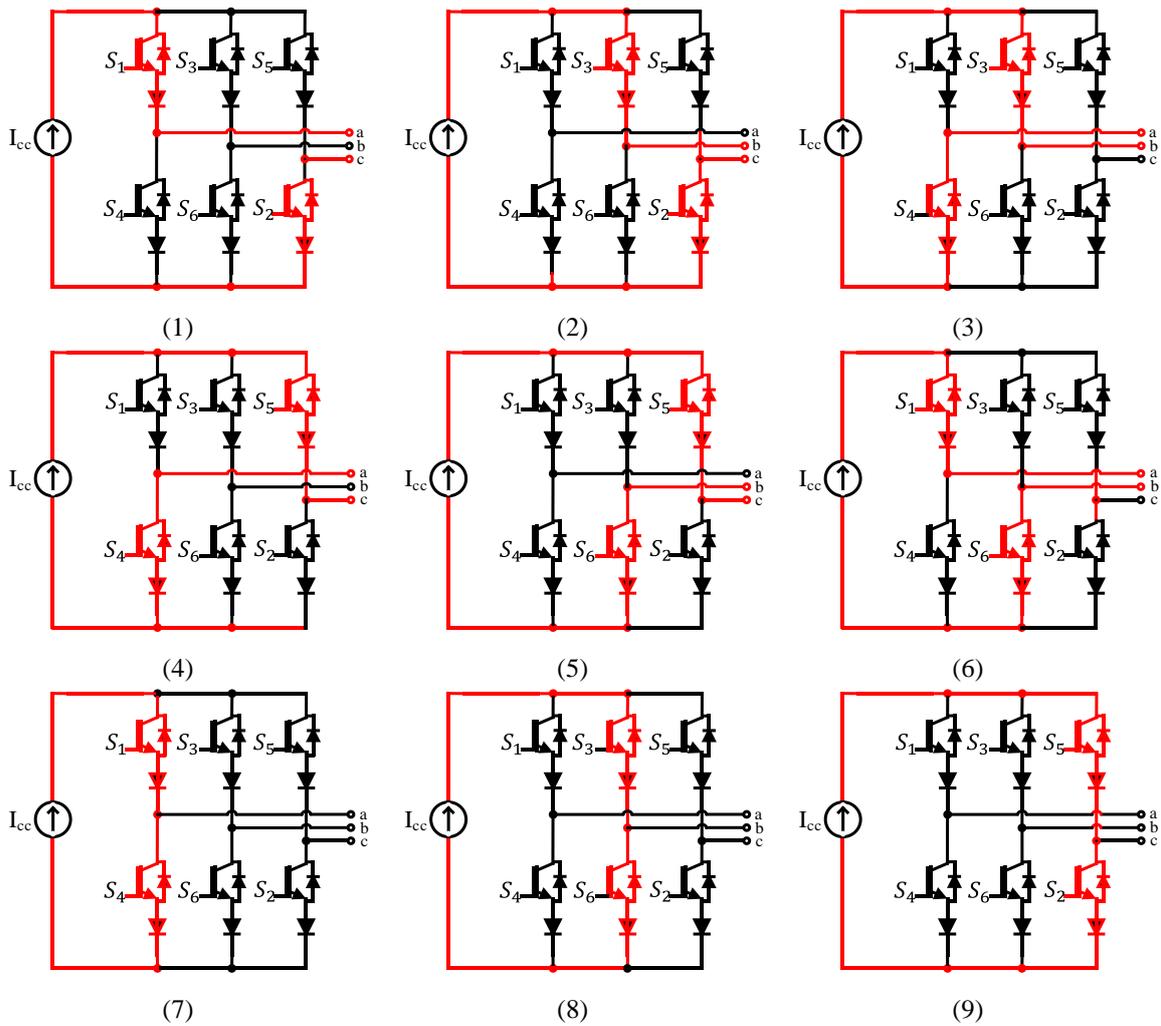


Figura 2.11 - Ilustração dos estados de operação de um CSI.

Destes estados, três combinações de semicondutores apresentam uma corrente de saída nula. Assim, na MV existem seis vetores ativos ($\vec{I}_1, \vec{I}_2, \vec{I}_3, \vec{I}_4, \vec{I}_5, \vec{I}_6$) e três vetores não ativos ($\vec{I}_7, \vec{I}_8, \vec{I}_9$), onde a corrente na saída é nula [6]. Na Tabela 2.1 apresentam-se os nove vetores no espaço vetorial, os respetivos semicondutores de potência comutados e as correntes nas três fases de um CSI.

Tabela 2.1 - Vetores válidos, semicondutores ativos e valores das correntes de saída da técnica de modulação vetorial de um CSI.

Estado	Semicondutores de Potência	Vetor	i_a	i_b	i_c
1	S_1, S_2	\vec{I}_1	I_{cc}	0	$-I_{cc}$
2	S_2, S_3	\vec{I}_2	0	I_{cc}	$-I_{cc}$
3	S_3, S_4	\vec{I}_3	$-I_{cc}$	I_{cc}	0
4	S_4, S_5	\vec{I}_4	$-I_{cc}$	0	I_{cc}
5	S_5, S_6	\vec{I}_5	0	$-I_{cc}$	I_{cc}
6	S_6, S_1	\vec{I}_6	I_{cc}	$-I_{cc}$	0
7	S_1, S_4	\vec{I}_7	0	0	0
8	S_3, S_6	\vec{I}_8	0	0	0
9	S_5, S_2	\vec{I}_9	0	0	0

O espaço vetorial de um CSI é um hexágono constituído pelos seis vetores ativos e pelos três vetores nulos, que estão coincidentes com o centro do mesmo [6][29]. Na Figura 2.12 observa-se a representação do espaço vetorial do CSI.

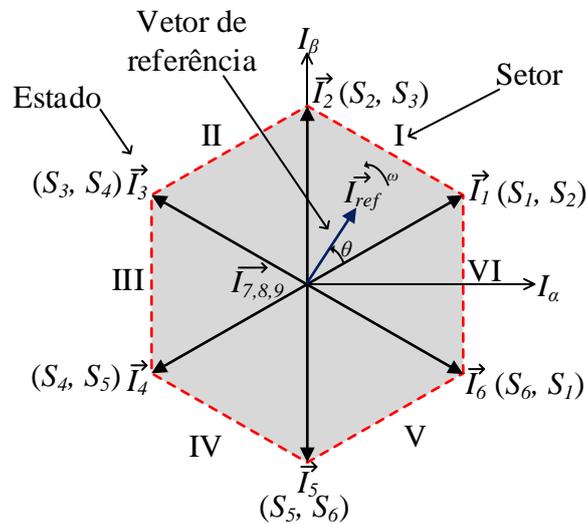


Figura 2.12 - Representação do espaço vetorial do CSI (adaptado de [29]).

Neste espaço tem-se seis setores (I a VI) que são delimitados pelos vetores adjacentes. O vetor de referência, \vec{I}_{ref} , é sintetizado pelos dois vetores ativos que limitam o setor e por um dos três vetores não ativos. Na escolha deste vetor é importante minimizar o número de comutações, ou seja, se por exemplo os vetores ativos tiverem ambos o semicondutor de potência S_2 ativo, deve-se escolher o vetor nulo que tenha também esse semicondutor fechado [6].

Na MV um aspeto a ter em conta é o tempo de permanência (*dwell time*) em que cada vetor fica a conduzir. O vetor de referência deve ser sintetizado no período de amostragem, T_s , composto por T_1 e T_2 (vetores ativos) e T_z (vetores nulos) [6]. Nas equações seguintes ((2.20), (2.21), (2.22)) apresenta-se o cálculo destes mesmos tempos, sendo m_a o índice de modulação [6].

$$T_1 = m_a T_s \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta + (S - 1)\frac{\pi}{3}\right) \quad (2.20)$$

$$T_2 = m_a T_s \sin\left(\frac{\pi}{6} + \theta - (S - 1)\frac{\pi}{3}\right) \quad (2.21)$$

$$T_z = T_s - T_1 - T_2 \quad (2.22)$$

2.5 Malha de Captura de Fase (PLL)

Para sincronizar a tensão ou a corrente a injetar na rede elétrica são propostas várias técnicas na literatura. Entre essas, os algoritmos baseados na malha de captura de fase, ou *Phase Locked Loop* (PLL), são os mais aceites e implementados devido à sua simplicidade, robustez e eficácia [31].

A PLL é uma técnica de controlo, que pode ser implementada analogicamente ou digitalmente, que sincroniza o sinal de saída com a rede elétrica, tanto em frequência como em fase, e que se baseia num sistema em malha fechada. O circuito básico de uma PLL é composto por um detetor de fase, um filtro de malha e um oscilador controlado por tensão (*Voltage-Controlled Oscillator* - VCO) [31]. Na Figura 2.13 tem-se o diagrama básico da técnica de PLL. Todas as PLLs têm esta estrutura básica e diferem apenas nos métodos da implementação do bloco de detetor de fase [32].

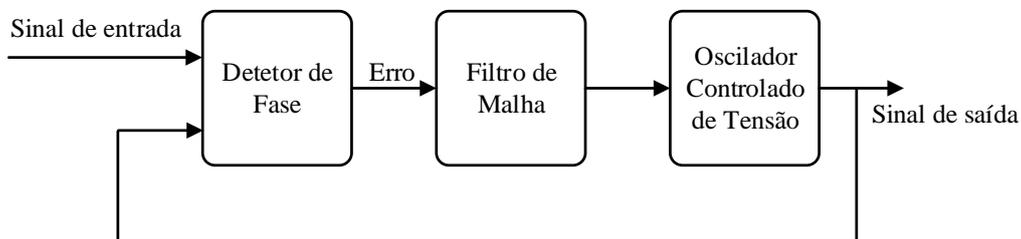


Figura 2.13 - Diagrama de blocos simplificado de uma PLL.

O bloco de detetor de fase compara o sinal de entrada de referência com o sinal gerado pelo VCO. A diferença em tensão, à saída deste bloco, é então filtrada, pelo bloco de filtro de malha, e aplicada ao VCO. O oscilador controlado tem o objetivo de gerar um sinal de saída com uma frequência igual à do sinal de entrada, realizando assim a sincronização.

De todas as PLLs, uma das mais utilizadas é a PLL baseada na Teoria $p-q$ [33], sendo esta indicada para sistemas trifásico. Na Figura 2.14 tem-se representado o diagrama de blocos da implementação de uma PLL baseada na Teoria $p-q$.

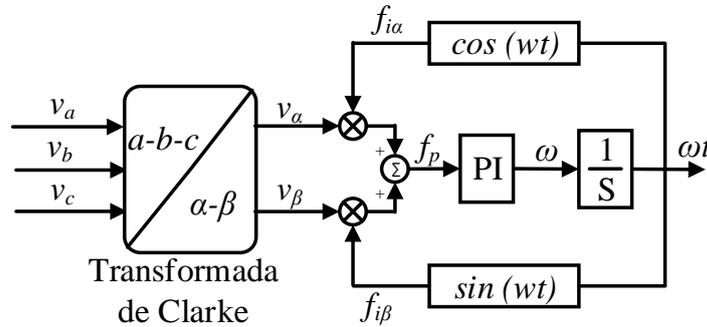


Figura 2.14 - Diagrama de blocos da implementação da PLL baseada na Teoria $p-q$.

2.6 Conclusão

Neste capítulo foi elaborado o levantamento sobre o estado da arte dos Filtros Ativos do Tipo Fonte de Corrente e das técnicas de controlo e de modulação aplicáveis aos mesmos.

Inicialmente foram apresentadas topologias de Filtros Ativos, como o Filtro Ativo Paralelo, Filtro Ativo Série, Filtro Híbrido de Potência e Condicionador Unificado de Qualidade de Energia. Nestas secções apresentaram-se diagramas de cada uma das topologias, e apresentou-se o esquema elétrico do andar de potência do Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente.

De seguida, apresentaram-se duas técnicas de controlo aplicáveis ao Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente: Teoria $p-q$ e método FBD. Nestes tópicos foram apresentadas algumas noções básicas de ambas as técnicas, como as diversas equações para calcular as correntes de compensação. Nesta dissertação de mestrado, pelas vantagens apresentadas, implementa-se o algoritmo baseado na Teoria $p-q$.

Na Secção 2.4 foram apresentadas técnicas de modulação aplicáveis aos Filtros Ativos do Tipo Fonte de Corrente., como *periodic sampling*, *carrier-based PWM* e modulação vetorial. Conclui-se que a modulação vetorial é a que mais se enquadrava no âmbito desta dissertação, pelas vantagens apresentadas e visto a mesma ter sido utilizada em anteriores projetos em que o presente trabalho de dissertação pode ter aplicação [30][34]. Assim, é utilizada esta técnica de modulação na simulação do Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente.

Por fim, foi apresentada a malha de captura de fase, responsável por fazer o sincronismo com a rede elétrica.

Capítulo 3

Conversores CC-CC para Interface com Sistemas Solares Fotovoltaicos

3.1 Introdução

Os conversores CC-CC são muito usados no dia a dia e constituem uma vertente muito importante na evolução do mundo tecnológico. Estes controlam a tensão/corrente numa carga através de um circuito com semicondutores de potência, de modo a manter, através do tempo de abertura e fecho dos mesmos, a saída desejada.

Estes tipo de conversores convertem corrente contínua para corrente contínua e são usualmente utilizados para [29]:

- Converter uma tensão de entrada contínua para uma tensão contínua de saída;
- Regular a tensão de saída pretendida;
- Fornecer isolamento entre a fonte e a carga;
- Proteger a fonte e o sistema de interferências eletromagnéticas.

Os conversores CC-CC podem ter como aplicação a interface entre os sistemas solares fotovoltaicos, sendo responsáveis por extrair a máxima potência dos mesmos, enquanto um Filtro Ativo do Tipo Fonte de Corrente pode injetar essa potência na rede elétrica, e simultaneamente compensar as correntes do sistema elétrico [29][35][36].

Neste Capítulo apresentam-se a descrição dos sistemas solares fotovoltaicos e algumas topologias de conversores CC-CC para aplicação destes. São também apresentados algoritmos de controlo MPPT (*Maximum Power Point Tracker*) para extrair a máxima potência dos módulos solares fotovoltaicos.

3.2 Sistemas Solares Fotovoltaicos

A partir da radiação solar, é possível produzir energia elétrica através de sistemas solares fotovoltaicos. Estes sistemas, dependendo da forma de ligação ou das suas aplicações, podem ser classificados como: sistemas isolados; sistemas híbridos; sistemas com ligação à rede elétrica [37]. No âmbito desta dissertação, apresenta-se apenas o tipo de sistemas fotovoltaicos com ligação e interface à rede elétrica.

3.2.1 Sistemas Solares Fotovoltaicos Ligados à Rede Elétrica

A energia produzida pelos painéis solares fotovoltaicos pode ser utilizada pelo produtor para consumo próprio, diminuindo a dependência da rede elétrica, ou para vender energia a concessionárias da rede elétrica. Esta opção é bastante interessante, pelo fato da energia solar ser, normalmente, produzida em horas centrais do dia, onde coincide com picos elevados de utilização de energia [36]. Assim, os sistemas solares fotovoltaicos podem estar ligados não só às cargas para consumo doméstico, como também à rede elétrica. Na Figura 3.1 tem-se um diagrama simplificado unifilar representativo de um sistema solar fotovoltaico ligado à rede elétrica, utilizando um conversor CC-CC, implementado nesta dissertação, para extrair a máxima potência dos painéis solares fotovoltaicos e regular a tensão à entrada do inversor, e um conversor CC-CA para sintetizar e injetar as correntes na rede elétrica.

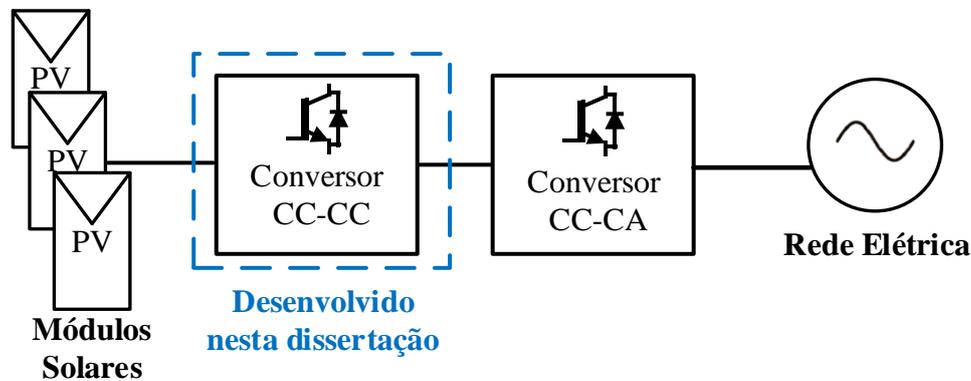


Figura 3.1 - Diagrama de blocos ilustrativo da ligação de um sistema solar fotovoltaico à rede elétrica.

A ligação de um sistema solar fotovoltaico à rede elétrica é feita através de conversores de eletrônica de potência. Nesta interface, pode-se utilizar configurações com topologias com um único estágio, ou seja, apenas utilizar um conversor de potência (conversor CC-CA), ou com topologias de múltiplos estágios, ou seja, utilizar um conversor CC-CC e um conversor CC-CA [35][38], como o exemplo da Figura 3.1. Na Figura 3.2 tem-se representado um diagrama de blocos com as configurações de sistemas solares fotovoltaicos.

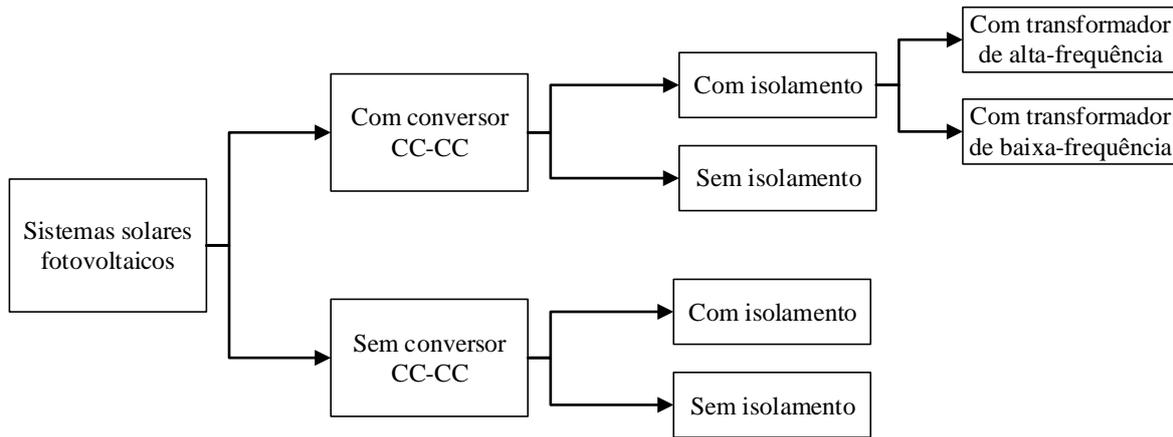


Figura 3.2 - Diagrama com configurações de sistemas solares fotovoltaicos (imagem baseada em [38]).

Nesta dissertação faz-se apenas o levantamento sobre o estado da arte de algumas topologias de múltiplos estágios, nomeadamente no primeiro estágio, isto é, na conversão CC-CC através de um conversor de potência. Assim, são apresentadas topologias de conversores CC-CC para interface de energias renováveis com a rede elétrica.

3.3 Topologias de Conversores CC-CC para Interface com Sistemas Solares Fotovoltaicos

Os sistemas solares fotovoltaicos referem-se essencialmente à conversão da radiação solar em energia elétrica. Os conversores CC-CC utilizados nestes sistemas podem ser caracterizados pelo tipo de isolamento [39][40]. Como conversores não isolados têm-se como principais topologias o conversor: *buck*, *boost* e *buck-boost*. Quando é necessário garantir um isolamento entre a entrada e a saída, normalmente através de um transformador de alta frequência, as topologias utilizadas são: *flyback*, *forward-flyback*, para potências mais baixas, ou *half-bridge*, *full-bridge* e *push-pull* para potências mais elevadas [29]

3.3.1 Conversores CC-CC sem Isolamento Galvânico

Os conversores CC-CC sem isolamento galvânico não garantem isolamento entre a entrada e a saída. Assim, estes conversores não utilizam um transformador de alta frequência.

O conversor CC-CC *boost* é um conversor de potência que garante uma tensão de saída superior à tensão de entrada. Este conversor é constituído por um diodo, um semicondutor de potência e elementos armazenadores de energia. Na Figura 3.3 tem-se representado o esquema elétrico do conversor CC-CC inserido na aplicação dos sistemas solares fotovoltaicos com conversor CC-CA para injetar as correntes na rede elétrica.

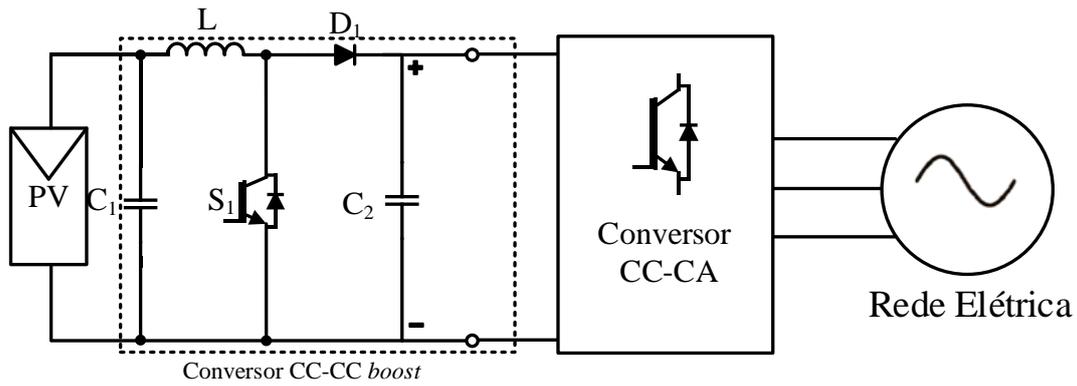


Figura 3.3 - Esquema elétrico da ligação do sistema solar fotovoltaico à rede elétrica com a utilização de um conversor CC-CC *boost* não isolado.

O conversor CC-CC tem o objetivo de adequar o nível de tensão aplicado à entrada do inversor. Para além disso, o algoritmo de controlo MPPT, responsável pelo funcionamento do sistema no ponto de máxima potência, é implementado neste conversor.

Dependendo da aplicação, é possível utilizar um conversor CC-CC do tipo *buck-boost*, representado na Figura 3.4.

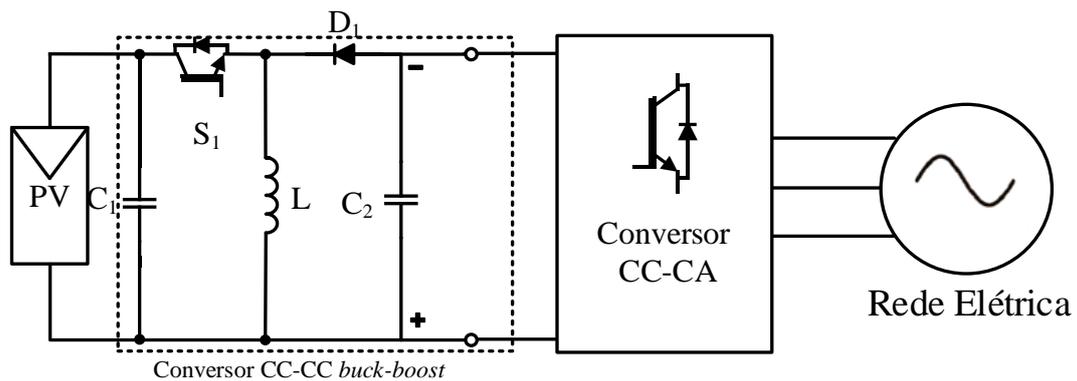


Figura 3.4 - Esquema elétrico da ligação do sistema solar fotovoltaico à rede elétrica com a utilização de um conversor CC-CC *buck-boost* não isolado.

3.3.2 Conversores CC-CC com Isolamento Galvânico

Os conversores com isolamento galvânico utilizam normalmente um transformador de alta-frequência para garantir um isolamento entre a entrada e a saída. Este transformador, ao contrário do isolamento com um transformador de baixa-frequência entre a saída do conversor CC-CA e a rede elétrica, diminui o volume e o peso dos equipamentos.

Para utilização de potências mais elevadas, pode-se utilizar um conversor CC-CC em meia ponte (*half-bridge*), um conversor CC-CC em ponte completa (*full-bridge*) ou um conversor CC-CC *push-pull* [39].

Na Figura 3.5 tem-se a topologia de múltiplos estágios, conversão CC-CC e conversão CC-CA, com o conversor CC-CC *flyback*.

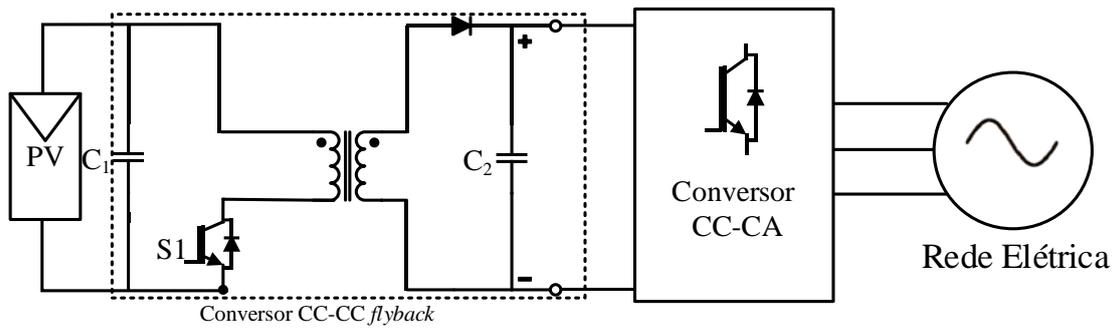


Figura 3.5 - Esquema elétrico da ligação do sistema solar fotovoltaico à rede elétrica com a utilização de um conversor CC-CC *flyback* isolado de alta-frequência.

O conversor CC-CC *flyback* é uma das topologias com isolamento galvânico mais utilizadas em sistemas de baixo custo e para aplicações de baixa potência [41]. Para este conversor apenas é necessário um semicondutor de potência, tornando-o assim num conversor de fácil implementação e de baixo custo, comparado com outros conversores de potência que utilizam mais semicondutores [41].

O conversor CC-CC em meia ponte (ou *half-bridge*) e o conversor CC-CC em ponte completa (ou *full-bridge*) já utilizam mais componentes e são utilizados para potências mais elevadas [41]. Na Figura 3.6 tem-se representado o conversor CC-CC em meia ponte numa topologia de múltiplos estágios.

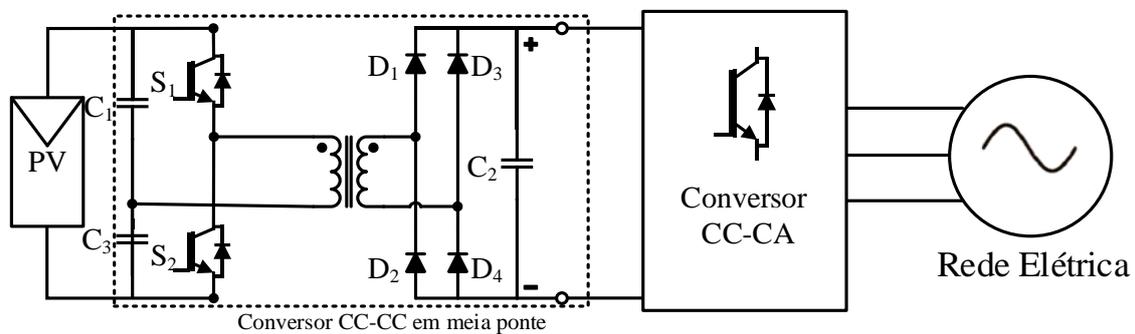


Figura 3.6 - Esquema elétrico da ligação do sistema solar fotovoltaico à rede elétrica com a utilização de um conversor CC-CC em meia ponte isolado de alta-frequência.

Na Figura 3.7 é apresentada a configuração de múltiplos estágios com o conversor CC-CC em ponte completa isolado, através de um transformador de alta frequência.

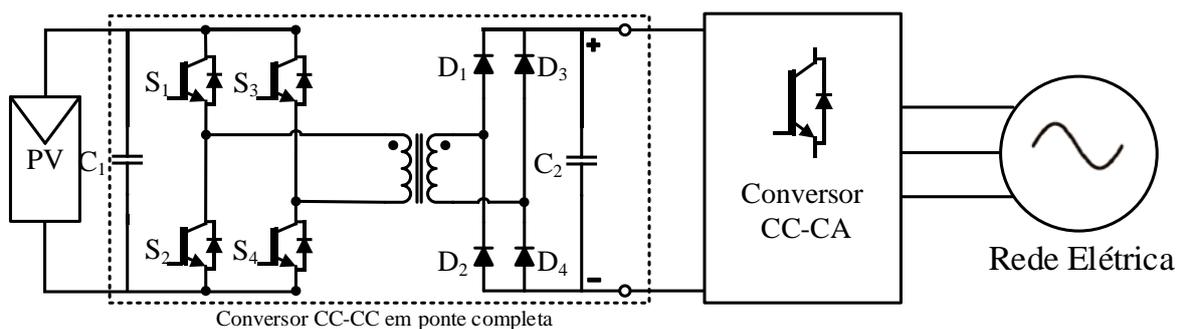


Figura 3.7 - Esquema elétrico da ligação do sistema solar fotovoltaico à rede elétrica com a utilização de um conversor CC-CC em ponte completa isolado de alta-frequência.

Nesta topologia, o conversor CC-CC tem o objetivo de regular o nível de tensão à entrada do inversor, que injeta as correntes na rede elétrica, e de extrair a máxima potência dos painéis solares fotovoltaicos através da implementação do algoritmo de MPPT.

O conversor CC-CC em ponte completa trata-se de uma estrutura isolada, através de um transformador de alta frequência que apresenta um enrolamento primário e um enrolamento secundário. Este conversor é constituído por dois estágios: o primeiro estágio, no lado primário do transformador, que utiliza quatro semicondutores de potência (S_1, S_2, S_3, S_4); e o segundo estágio, no lado secundário do transformador, que é um retificador de alta-frequência em ponte completa com quatro díodos rápidos (D_1, D_2, D_3, D_4). Este conversor é bastante complexo de implementar, pois é necessário controlar quatro semicondutores. O seu custo, comparado com outros conversores que utilizam menos componentes, é elevado, sendo também uma desvantagem deste conversor [41][42].

Uma configuração semelhante ao conversor CC-CC em meia ponte, é a topologia com utilização de um conversor CC-CC *push-pull*, representada na Figura 3.8.

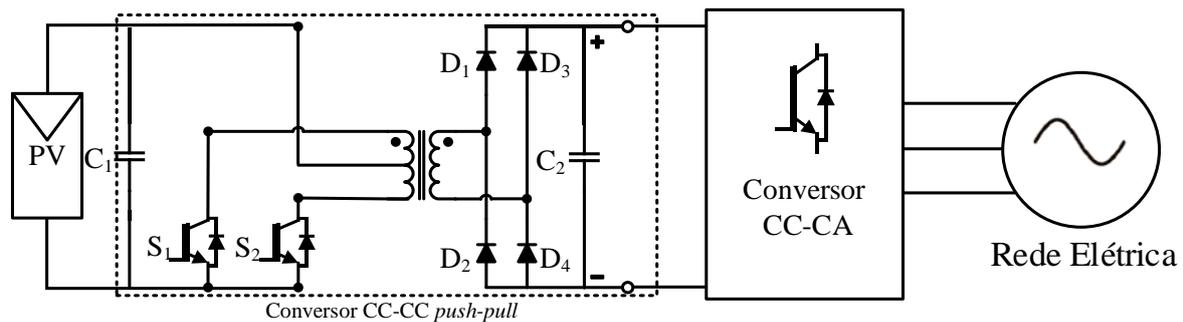


Figura 3.8 - Esquema elétrico da ligação do sistema solar fotovoltaico à rede elétrica com a utilização de um conversor CC-CC *push-pull* isolado de alta-frequência.

Este conversor CC-CC caracteriza-se também por ser isolado através de um transformador de alta-frequência com dois enrolamentos no lado primário e um enrolamento no lado secundário. À semelhança dos conversores CC-CC em meia ponte e ponte completa, é também constituído por dois estágios, sendo que neste caso o primeiro (no lado primário do transformador) utiliza apenas dois semicondutores de potência (S_1, S_2). Este conversor tem a desvantagem dos semicondutores de potência estarem sujeitos a picos elevados de tensão durante a sua comutação [41]. Contudo, é uma topologia menos complexa que o conversor CC-CC *full-bridge*.

3.4 Algoritmos de Controlo para MPPT

Nos sistemas solares fotovoltaicos é importante aproveitar ao máximo os painéis solares fotovoltaicos, possibilitando a utilização mais rentável dos mesmos. A potência máxima que estes painéis podem fornecer varia com diversos fatores, como a temperatura e a radiação solar [43][44].

Um seguidor de máxima potência (*Maximum Power Point Tracker* - MPPT) é utilizado para extrair a máxima potência dos painéis solares fotovoltaicos. O MPPT é uma técnica de controlo que tem o objetivo de encontrar o ponto de operação de máxima potência. Na Figura 3.9 tem-se o ponto de potência máxima de um painel solar fotovoltaico, calculado através das curvas de Potência-Tensão ($I-V$) e Corrente-Tensão ($P-V$), que o algoritmo MPPT deve detetar [38][45].

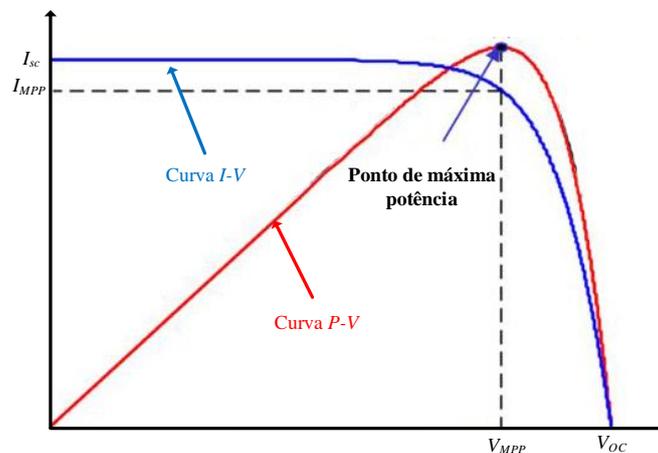


Figura 3.9 - Ilustração do ponto de máxima potência de um painel solar fotovoltaico (adaptado de [38]).

Entre os vários algoritmos de MPPT apresentam-se [46]:

- Tensão Constante
- Corrente Constante
- Perturbação e Observação
- Condutância Incremental

3.4.1 Tensão Constante

Este método baseia-se na observação da curva Corrente-Tensão de um painel solar fotovoltaico. Nesta técnica é medida, com o painel solar isolado, a tensão em circuito aberto, (V_{oc}), e é calculada a tensão no ponto de máxima potência (V_{MPP}) através da equação (3.1), em que K é um valor predefinido [46].

$$V_{MPP} = K V_{oc} \quad (3.1)$$

Este algoritmo tem o objetivo de ajustar a tensão do sistema até este atingir a tensão no ponto de máxima potência (V_{MPP}). Na Figura 3.10 tem-se o fluxograma do algoritmo da tensão constante.

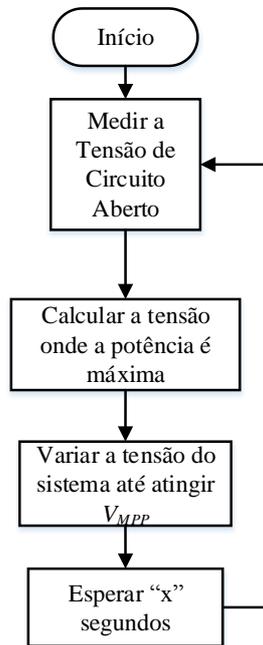


Figura 3.10 -Fluxograma do algoritmo de MPPT de tensão constante.

3.4.2 Corrente Constante

Este algoritmo de MPPT tem um princípio de funcionamento bastante semelhante ao método de controlo da tensão constante. Nesta técnica mede-se a corrente de curto circuito (I_{sc}) e calcula-se a corrente de saída do painel solar fotovoltaico no ponto máxima potência (I_{MPP}), variando a corrente do sistema até este atingir I_{MPP} . Na equação (3.2) tem-se a relação entre I_{MPP} e I_{sc} , onde é assim possível obter o valor da corrente no ponto de operação de máxima potência [46].

$$I_{MPP} = K I_{sc} \tag{3.2}$$

Para implementar o algoritmo tem-se por base o fluxograma que pode ser observado na Figura 3.11.

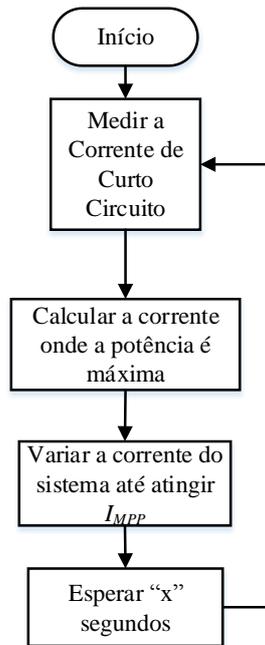


Figura 3.11 - Fluxograma do algoritmo de MPPT de corrente constante.

3.4.3 Perturbação e Observação (P&O)

O algoritmo de perturbação e observação (*P&O*) é simples de implementar e não necessita de conhecimento prévio das características do painel solar fotovoltaico, da temperatura e da intensidade solar [46][47].

Este algoritmo caracteriza-se por criar uma perturbação periódica na variável de referência e por observar o valor da potência de saída, medindo a variação na potência (ΔP). Esta variação é comparada com a potência da iteração anterior, sendo assim possível verificar se a potência aumentou ou diminuiu. Se o valor de ΔP medido é superior a zero, ou seja, se a potência atual calculada é superior à potência anterior, o incremento da variável de referência é positivo, pois a perturbação conduziu o sistema a aproximar-se do ponto de máxima potência. Caso contrário, se o valor ΔP medido é inferior a zero, ou seja, se a potência atual calculada é inferior à potência anterior, o incremento da variável de referência é negativo, pois a perturbação afastou o sistema do ponto de máxima potência [46]. Na Figura 3.12 apresenta-se o algoritmo em fluxograma da técnica de controlo de perturbação e observação.

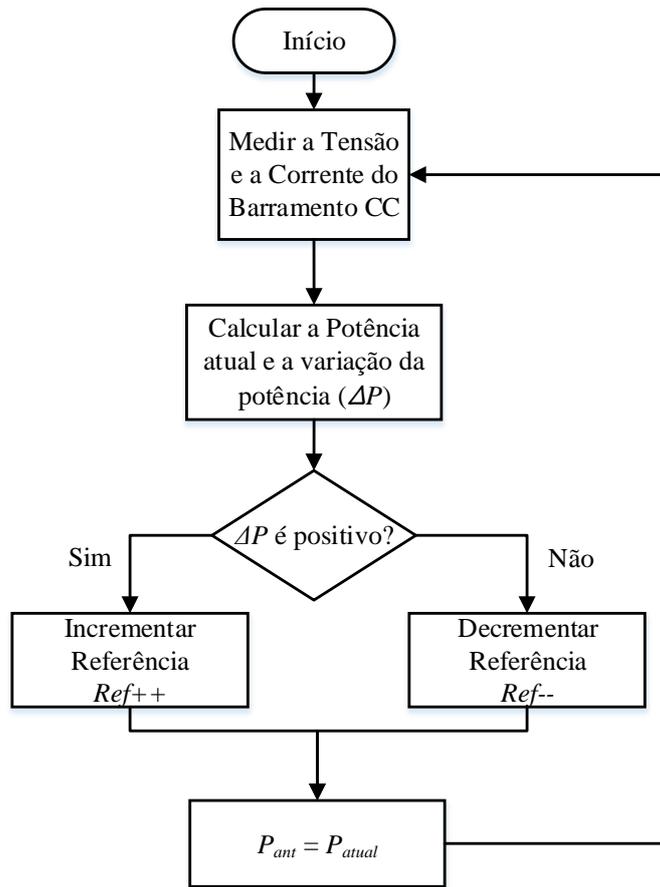


Figura 3.12 - Fluxograma do algoritmo de MPPT de perturbação e observação.

3.4.4 Condutância Incremental

O algoritmo de condutância incremental caracteriza-se pela derivada da potência do painel solar fotovoltaico em relação à tensão ser zero no ponto de máxima potência, apresentada na equação (3.3) [46].

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(V I)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = 0 \quad (3.3)$$

Com base na equação (3.3) tem-se a seguinte equação.

$$\frac{dI}{dV} = - \frac{I}{V} \quad (3.4)$$

Na equação (3.4) tem-se representada a condutância instantânea do painel solar fotovoltaico (I/V) e a sua condutância incremental (dI/dV). Com esta equação é possível determinar as inequações que indicam se a tensão de operação se encontra acima ou abaixo da tensão no ponto de máxima potência (MPP), de maneira ao algoritmo decidir em que direção deve ocorrer a perturbação, através do incremento ou decremento da variável de perturbação [46].

Caso o ponto de operação esteja à esquerda do MPP, tem-se a seguinte equação [46]:

$$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} \text{ e } \frac{dP}{dV} > 0 \quad (3.5)$$

Caso o ponto de operação esteja à direita do MPP, tem-se a seguinte equação [46]:

$$\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V} \text{ e } \frac{dP}{dV} < 0 \quad (3.6)$$

Na Figura 3.13 é apresentado o fluxograma do algoritmo da condutância incremental.

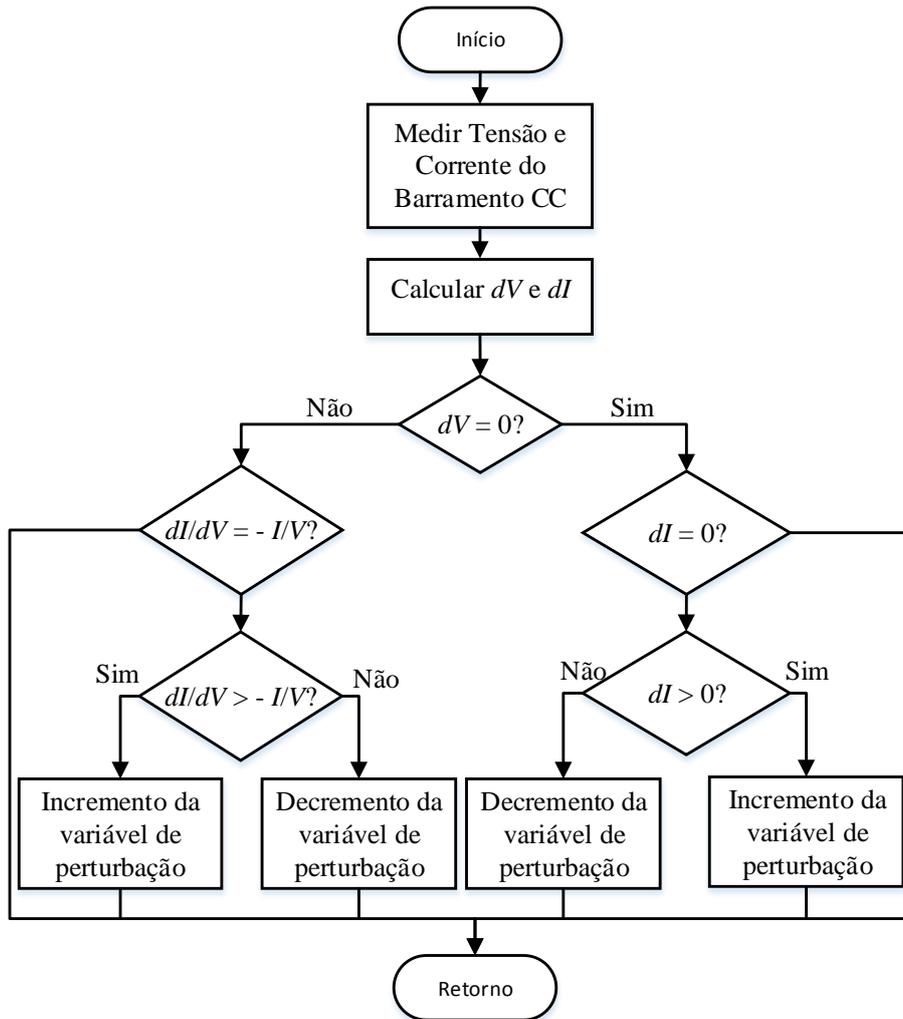


Figura 3.13 - Fluxograma do algoritmo de MPPT de condutância incremental.

3.5 Conclusão

Neste capítulo foi elaborada uma revisão bibliográfica sobre algumas topologias de conversores CC-CC para aplicação em sistemas solares fotovoltaicos, e sobre técnicas de algoritmo de controlo MPPT (*Maximum Power Point Tracker*) para a obtenção da máxima potência dos painéis solares fotovoltaicos.

Inicialmente foram apresentados os tipos de configurações dos sistemas solares fotovoltaicos com ligação à rede elétrica, onde foi abordada em específico a topologia para ligação à rede elétrica através de múltiplos estágios (conversor CC-CC e conversor CC-CA). Para a conversor CC-CC foram apresentadas topologias de conversores CC-CC sem isolamento (sem transformador de alta-frequência), como o *boost* e o *buck-boost*, e topologias de conversores CC-CC com isolamento (com transformador de alta-frequência), como o conversor *flyback*, *half-bridge*, *full-bridge* e *push-pull*.

De seguida, foram apresentados quatro algoritmos de controlo para MPPT: tensão constante, corrente constante, perturbação e observação (P&O) e condutância incremental. Estes algoritmos são utilizados para extrair a máxima potência dos painéis solares fotovoltaicos, e podem ser de implementação simples ou complexa, e diferem na rapidez da obtenção do ponto de operação de máxima potência (MPP).

Capítulo 4

Simulações do Filtro Ativo do Tipo Fonte de Corrente e Conversor CC-CC

4.1 Introdução

No estudo e realização de projetos de circuitos ou sistemas eletrónicos as ferramentas de simulação constituem um importante apoio, pois as mesmas permitem testar e validar várias topologias de circuitos e sistemas de controlo. Através das simulações computacionais, é possível desenvolver soluções que sejam eficientes e próximas da realidade. Com elas, é possível verificar e controlar diferentes circuitos eletrónicos, analisando e antecipando erros de projeto ou de topologia que possam surgir.

Assim, de forma a validar as técnicas de controlo estudadas anteriormente, são realizadas várias simulações do Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente e do conversor CC-CC, bem como das técnicas de controlo aplicáveis aos sistemas desenvolvidos.

Para a realização destas simulações é utilizado o software PSIM, desenvolvido pela empresa *Powersim Inc.* Este é de fácil utilização e dispõe de várias funcionalidades, como blocos genéricos, componentes eletrónicos e blocos de código C, que proporcionam a implementação dos algoritmos na linguagem de programação. Esta é uma característica importante, pois permite a exportação da implementação dos algoritmos de controlo para o microcontrolador.

Neste capítulo são apresentadas simulações da PLL (*Phase-Locked Loop*), modulação vetorial, Teoria $p-q$ e conversor CC-CC. Na Figura 4.1 encontra-se representado um esquema simplificado da simulação do circuito de eletrónica de potência do Filtro Ativo do Tipo Fonte de Corrente e respetivo sistema de controlo.

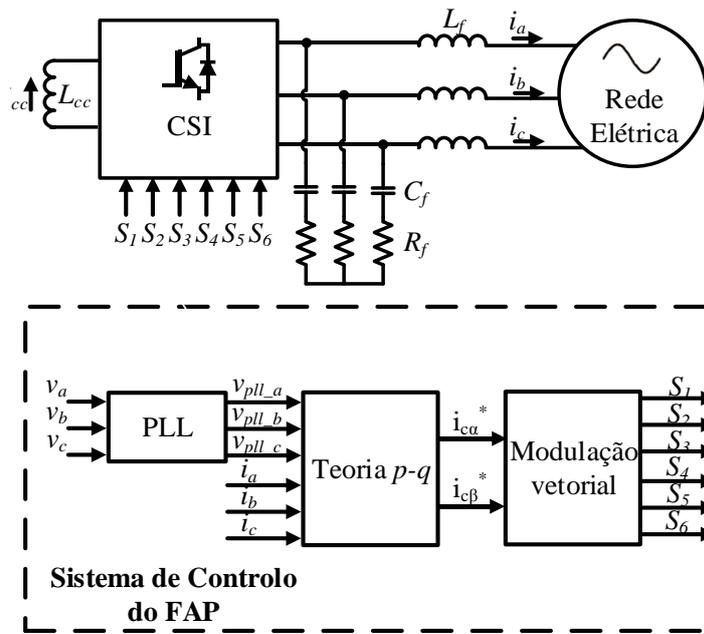


Figura 4.1 - Esquema simplificado do circuito de potência e diagramas de blocos do sistema de controlo referente ao Filtro Ativo do Tipo Fonte de Corrente.

O sistema de controlo do FAP engloba a implementação da PLL, de maneira a efetuar o sincronismo com a rede elétrica, o algoritmo baseado na Teoria $p-q$ e a modulação vetorial, para calcular os sinais de comando dos semicondutores de potência. O diagrama do sistema de controlo implementado encontra-se representado na Figura 2.7 do Capítulo 2.

4.2 Simulações do Algoritmo da Teoria $p-q$

A Teoria $p-q$ é responsável por calcular as correntes de compensação que, posteriormente, devem ser geradas pelo inversor de forma a injetá-las na rede elétrica. Nestas simulações é necessário ter informações das tensões simples da rede elétrica e das correntes na carga. Através destas, calculam-se as correntes de referência necessárias para compensar o sistema elétrico. Nestas simulações, as correntes calculadas não são injetadas na rede elétrica, pois apenas é testada a técnica de controlo, não validando a implementação do inversor. Assim, para comprovar o correto funcionamento da Teoria $p-q$, as correntes de referência calculadas são apenas subtraídas às correntes da fonte correspondentes.

De seguida, são apresentadas duas simulações do algoritmo da Teoria $p-q$, onde se podem ver as formas de onda de várias variáveis para diferentes cargas e modos de operação.

4.2.1 Simulação do Algoritmo da Teoria $p-q$ para Compensação de um Sistema Elétrico com uma Carga Trifásica RL

O circuito utilizado nesta simulação é constituído por uma fonte de tensão trifásica, com valor eficaz de 400 V e frequência de 50 Hz, por uma impedância de linha trifásica RL, com valores de resistência e indutância de 0,1 Ω e 500 μH , respetivamente, e por uma carga trifásica RL desequilibrada.

O algoritmo é implementado em linguagem de programação C no bloco do PSIM. Este, para efetuar os cálculos do sistema de controlo, recebe à entrada as tensões simples da rede elétrica (v_a, v_b, v_c) e as três correntes consumidas pela carga (i_a, i_b, i_c). Estes dados de entrada são adquiridos através de três sensores de tensão e três sensores de corrente, respetivamente. À entrada do bloco “Teoria_p_q” existe ainda um outro denominado “ZOH” (*Zero-Order Hold*), com o valor de 60 kHz, responsável por definir a frequência de execução do código implementado. Na saída do bloco C, têm-se as quatro correntes de referência de compensação ($i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*, i_{cn}^*$) calculadas pelo algoritmo baseado na Teoria $p-q$. Estas, quando subtraídas às correntes da fonte, resultam nas correntes de compensação, que serão sintetizadas pelo inversor, efetuando assim a compensação do sistema elétrico. Na Figura 4.2 é apresentado o circuito utilizado nesta simulação.

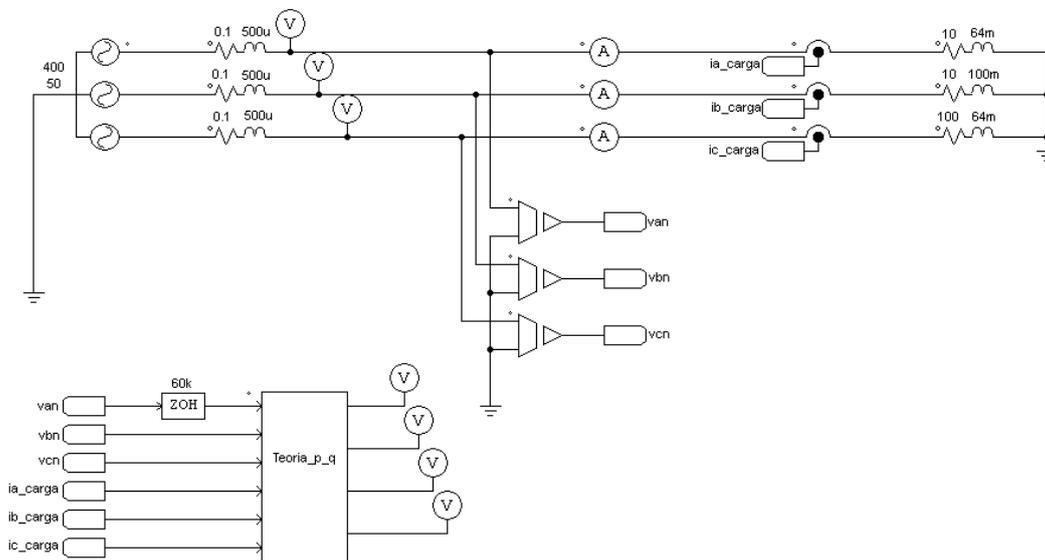


Figura 4.2 - Circuito utilizado na simulação do algoritmo baseado na Teoria $p-q$ para compensação de um sistema elétrico com uma carga trifásica RL.

Para esta simulação utiliza-se à saída do modelo uma carga RL trifásica desequilibrada ligada em estrela, com valores de resistência de 10 Ω , 10 Ω e 100 Ω e valores de indutância de 64 mH, 100 mH e 64 mH, respetivamente para as fases a b e c .

Na Figura 4.3 são apresentadas a corrente e a tensão da fase a antes da compensação do sistema elétrico. A tensão e a corrente encontram-se desfasadas, sendo que a corrente está atrasada em relação à tensão. De notar que as formas de onda são iguais para as três fases, mostrando-se apenas os resultados para a fase a .

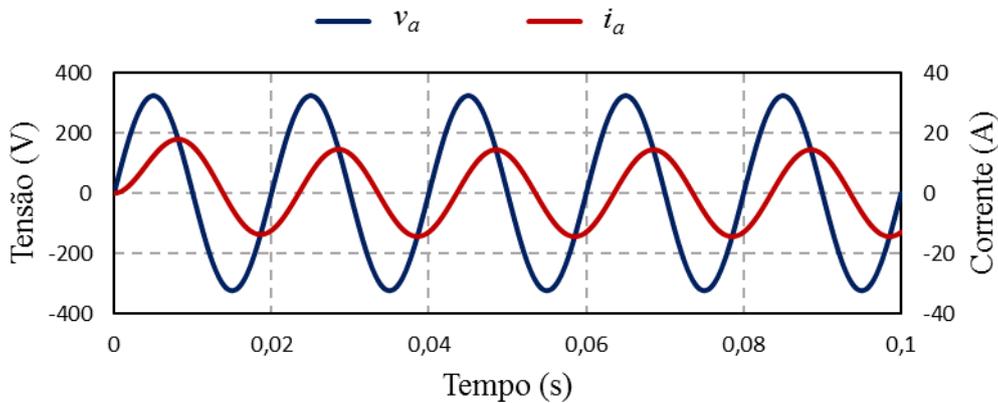


Figura 4.3 - Formas de onda da tensão e da corrente na fase a , antes do sistema elétrico ser compensado pelo algoritmo baseado na Teoria $p-q$, para uma carga trifásica RL.

De maneira a confirmar os cálculos efetuados pela Teoria $p-q$ das correntes de compensação de referência (i_{ca}^* , i_{cb}^* e i_{cc}^*), são apresentadas, na Figura 4.4, as formas de onda da tensão e da corrente, após o sistema elétrico ser compensado. Para a obtenção da corrente na fase a é efetuada a subtração entre a corrente antes da compensação e a corrente de referência, calculada pelo algoritmo baseado na Teoria $p-q$.

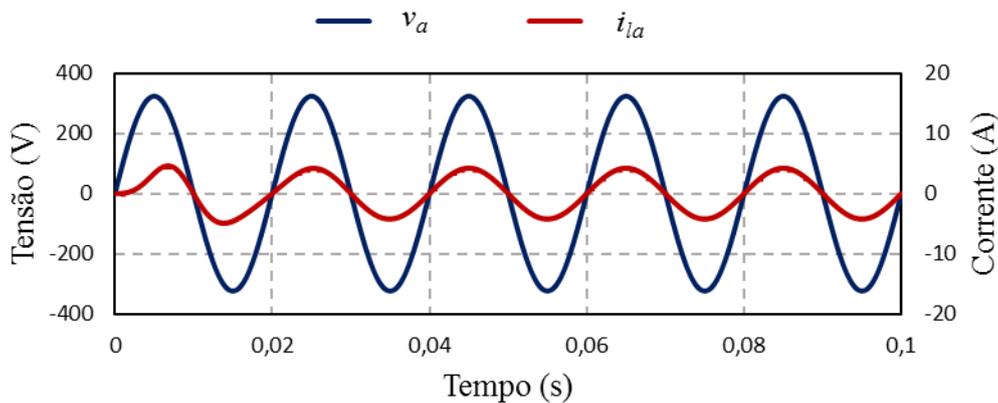


Figura 4.4 - Formas de onda da tensão e da corrente na fase a , após o sistema elétrico ser compensado pelo algoritmo baseado na Teoria $p-q$, para uma carga trifásica RL.

Como se verifica, a tensão e a corrente na fase a já não se encontram desfasadas, o que demonstra que o algoritmo baseado na Teoria $p-q$ está a efetuar corretamente o cálculo das correntes de compensação de referência para este sistema elétrico. Nesta simulação, pode-se também confirmar que, este algoritmo, para além de compensar os desequilíbrios das

correntes, também equilibra o valor do fator de potência. Na Tabela 4.1 apresenta-se a comparação do valor final do fator de potência, antes e depois da compensação.

Tabela 4.1 – Valor do fator de potência antes e depois da compensação do sistema elétrico para uma carga trifásica RL.

	Linha A	Linha B	Linha C
Antes da compensação	0,45	0,30	0,98
Depois da compensação	0,99	0,99	0,99

Pode-se concluir que o algoritmo baseado na Teoria $p-q$ compensou satisfatoriamente o fator de potência para o valor muito próximo do valor unitário, neste caso 0,99.

4.2.2 Simulação do Algoritmo da Teoria $p-q$ para Compensação de um Sistema Elétrico com um Retificador Trifásico com uma Carga RL

De seguida, para continuar a validar o algoritmo é realizada uma simulação para uma diferente carga. Nesta simulação utiliza-se como saída do sistema um retificador trifásico com uma carga RL. O circuito utilizado nesta simulação encontra-se na Figura 4.5.

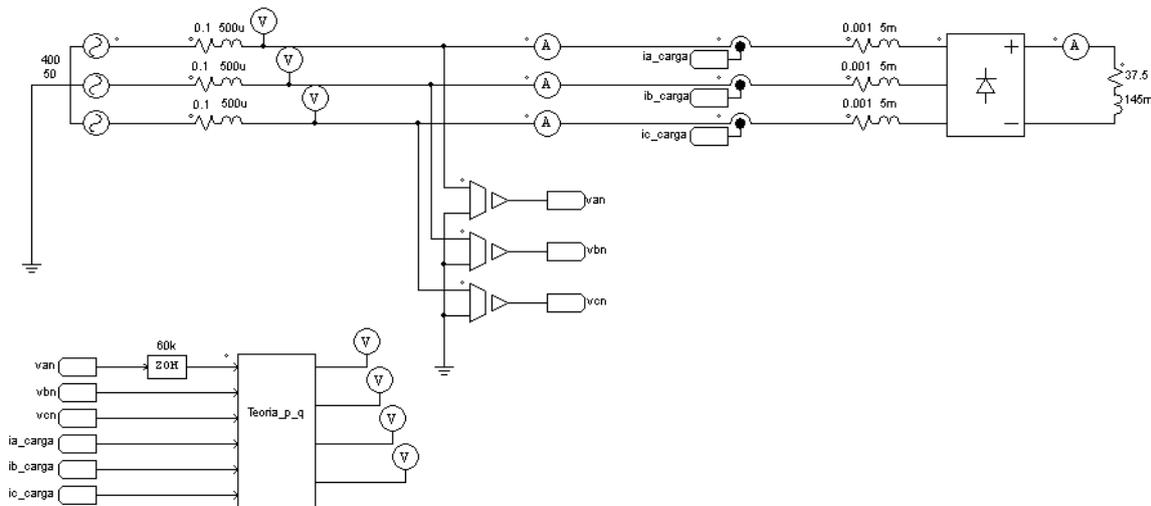


Figura 4.5 - Circuito utilizado na simulação do algoritmo baseado na Teoria $p-q$ para compensação de um sistema elétrico com um retificador trifásico com uma carga RL.

Este é semelhante ao anterior, sendo que a única diferença é a utilização de um retificador trifásico, que é representado no PSIM pelo símbolo de um diodo, ligado à rede elétrica. À saída tem-se uma carga RL, onde o valor da resistência é 37,5 Ω e o valor da indutância é de 145 mH.

Na Figura 4.6 são apresentadas a corrente da fase a , a corrente de compensação de referência e a corrente da fase a compensada pelo algoritmo da Teoria $p-q$. Como se pode

verificar, a corrente encontra-se bastante distorcida, tendo uma THD de aproximadamente 22% (cálculo efetuado pela ferramenta do PSIM).

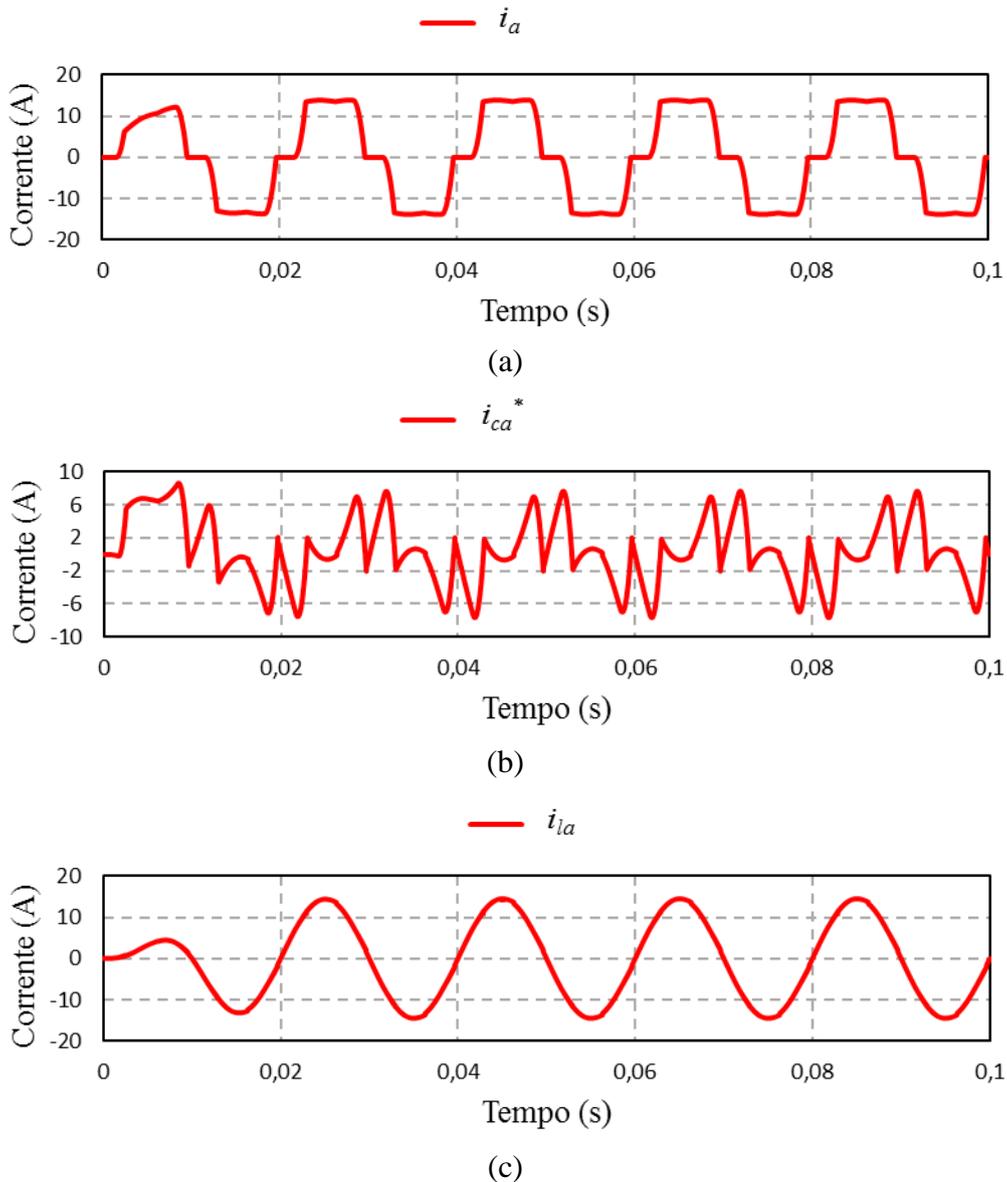


Figura 4.6 - Formas de onda das correntes: (a) Fase a ; (b) Compensação de referência (b); (c) Corrente compensada.

Pela análise das formas de onda resultantes da simulação, o algoritmo baseado na Teoria $p-q$ efetua a compensação da corrente, que se encontrava distorcida, tornando-a sinusoidal. Após a compensação do sistema, verifica-se que a THD da corrente consumida pela carga apresenta um valor de aproximadamente 0,8%, resultando assim num valor do conteúdo harmónico bastante satisfatório.

Nesta simulação verifica-se, após a implementação do algoritmo de controlo, que a corrente compensada é sinusoidal e que está em fase com a tensão simples da rede elétrica. Assim, pode-se concluir que o algoritmo baseado na Teoria $p-q$ calcula corretamente as

correntes de compensação de referência. Na Figura 4.7 têm-se representadas as formas de onda da corrente e da tensão na fase *a* após a compensação do sistema elétrico.

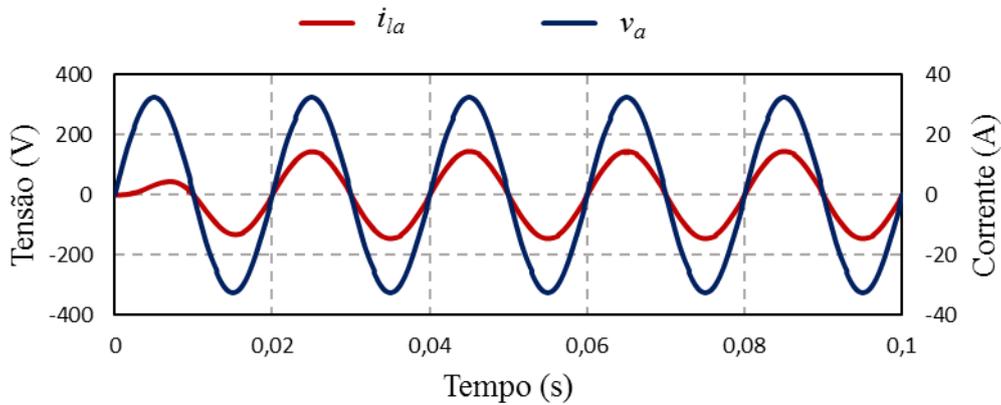
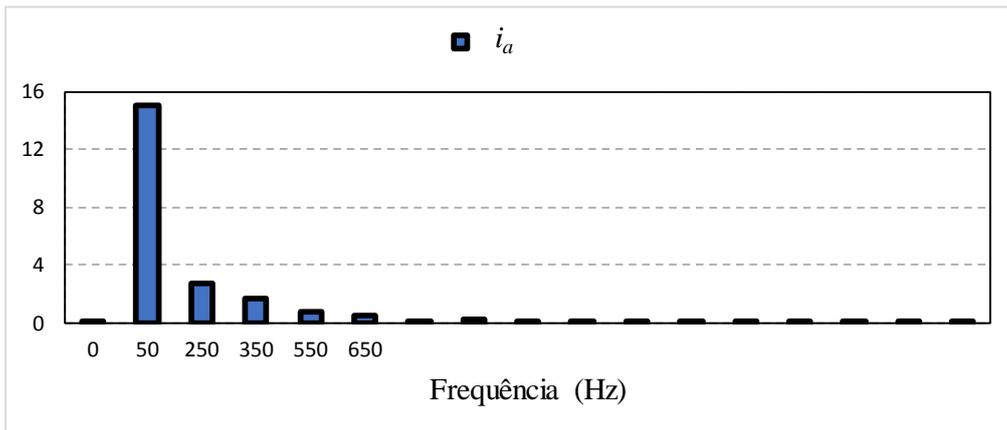
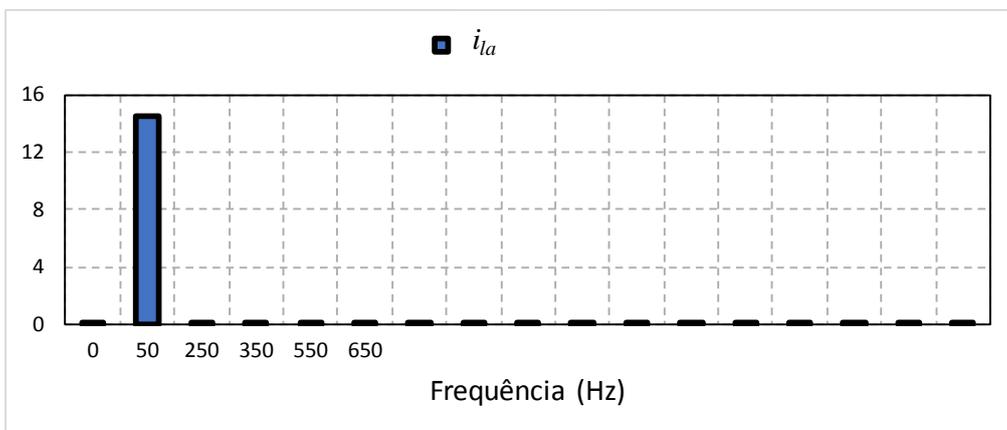


Figura 4.7 - Formas de onda da tensão e da corrente na fase *a* após o sistema elétrico ser compensado pelo algoritmo baseado na Teoria *p-q* para um retificador trifásico com carga RL.

O conteúdo espectral das harmónicas é outro resultado obtido desta simulação. Na Figura 4.8 tem-se o espectro harmónico da corrente da fase *a*, antes e depois de se efetuar a compensação e os cálculos baseados no algoritmo da Teoria *p-q*.



(a)



(b)

Figura 4.8 - Espectro harmónico da corrente da fase *a* de um sistema elétrico com um retificador trifásico com carga RL: (a) antes da compensação; (b) depois da compensação.

Estes gráficos foram obtidos através do PSIM, na ferramenta de cálculo FFT (*Fast Fourier Transform*). Através da mesma, para este caso, obtiveram-se as formas de onda apresentadas, onde se verifica que antes da compensação, aparecem harmónicos de 5^a, 7^a, 11^a ordem. Após o sistema de controlo, conclui-se que esse mesmo conteúdo harmónico desapareceu, ficando evidente a componente fundamental (50 Hz).

4.3 Simulação da PLL (*Phase-Locked Loop*)

A PLL é um detetor de fase que serve para efetuar a sincronização da tensão ou corrente injetada com a tensão da rede elétrica. Dependendo do tipo de ligação (monofásico ou trifásico) a PLL recebe um ou mais sinais e calcula o ângulo de sincronismo. Esta deteta a frequência fundamental e gera sinais sinusoidais que correspondem à sequência positiva. O seu algoritmo implementado encontra-se representado na Figura 2.14 do Capítulo 2.

4.3.1 Simulação da PLL com Tensões da Rede Elétrica Ideais

Na Figura 4.9 encontra-se o circuito utilizado na simulação da PLL com tensões da rede elétrica ideais.

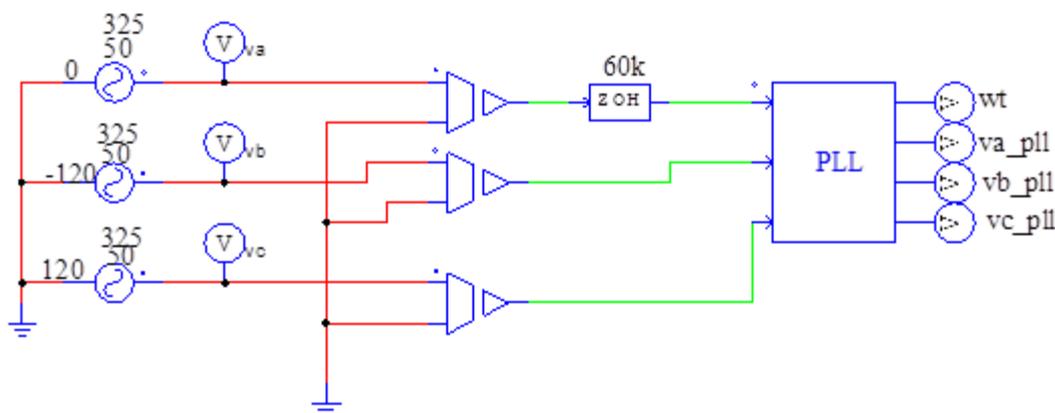
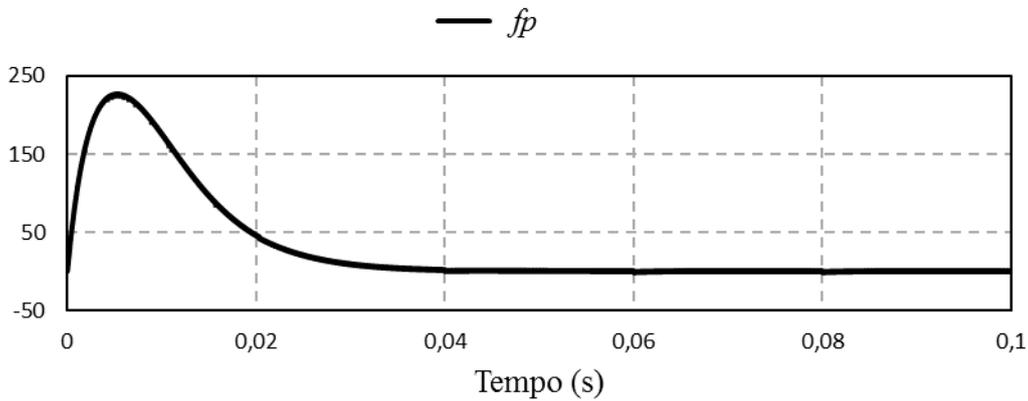


Figura 4.9 - Circuito utilizado na simulação da PLL com tensões da rede elétrica ideais.

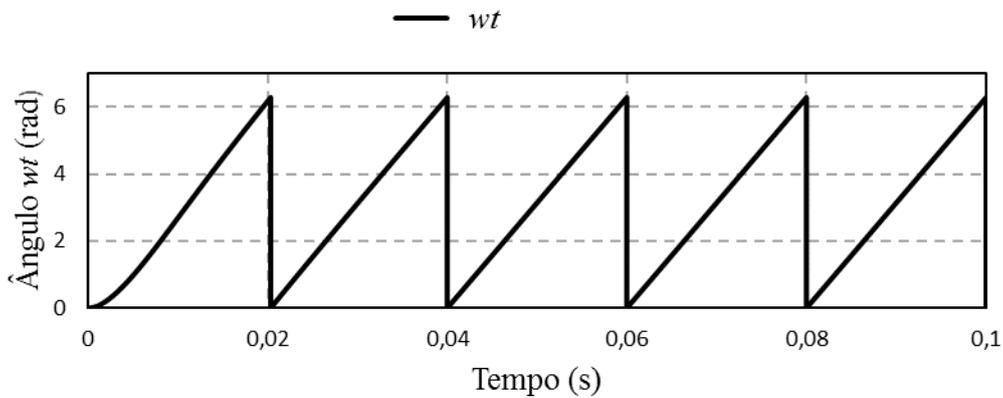
Nesta simulação as tensões da rede elétrica são representadas através de três fontes de tensão de 325 V de valor de pico e desfasadas 120° entre si. O bloco “ZOH” (*Zero-Order Hold*), que é a frequência de amostragem e que determina a que frequência o código é executado, apresenta o valor de 60 kHz. O algoritmo da PLL é executado em código C, no bloco C do PSIM, onde são implementadas várias funções, como um controlador proporcional integral (PI) e um integrador com *reset*. O controlo PI desta PLL é executado com os valores de ganhos: $k_p = 1,5$, $T_i = 0,001$; $k_i = 1,0$. Estes foram escolhidos pois, através

dos resultados da simulação, são os que melhor satisfazem a sincronização do sinal de saída com o sinal de tensão de entrada.

Inicialmente, é analisado o sinal de erro de fase (fp). Na Figura 4.10 (a) apresenta-se a forma de onda deste mesmo sinal, podendo comprovar-se que o mesmo tende para zero ao fim de algum tempo (aproximadamente 0,04 s), indicando assim que a sincronização se encontra finalizada. Se seguida, na Figura 4.10 (b), observa-se a evolução da variável wt . Esta, que é o sinal de saída do integrador, apresenta uma frequência de 50 Hz e encontra-se limitada entre 0 e 2π .



(a)



(b)

Figura 4.10 - Resultados da simulação da PLL com tensões da rede elétrica ideais: (a) variável fp ; (b) variável wt .

Na Figura 4.11 encontram-se representadas as formas de onda das tensões simples da rede elétrica e das tensões geradas pela PLL.

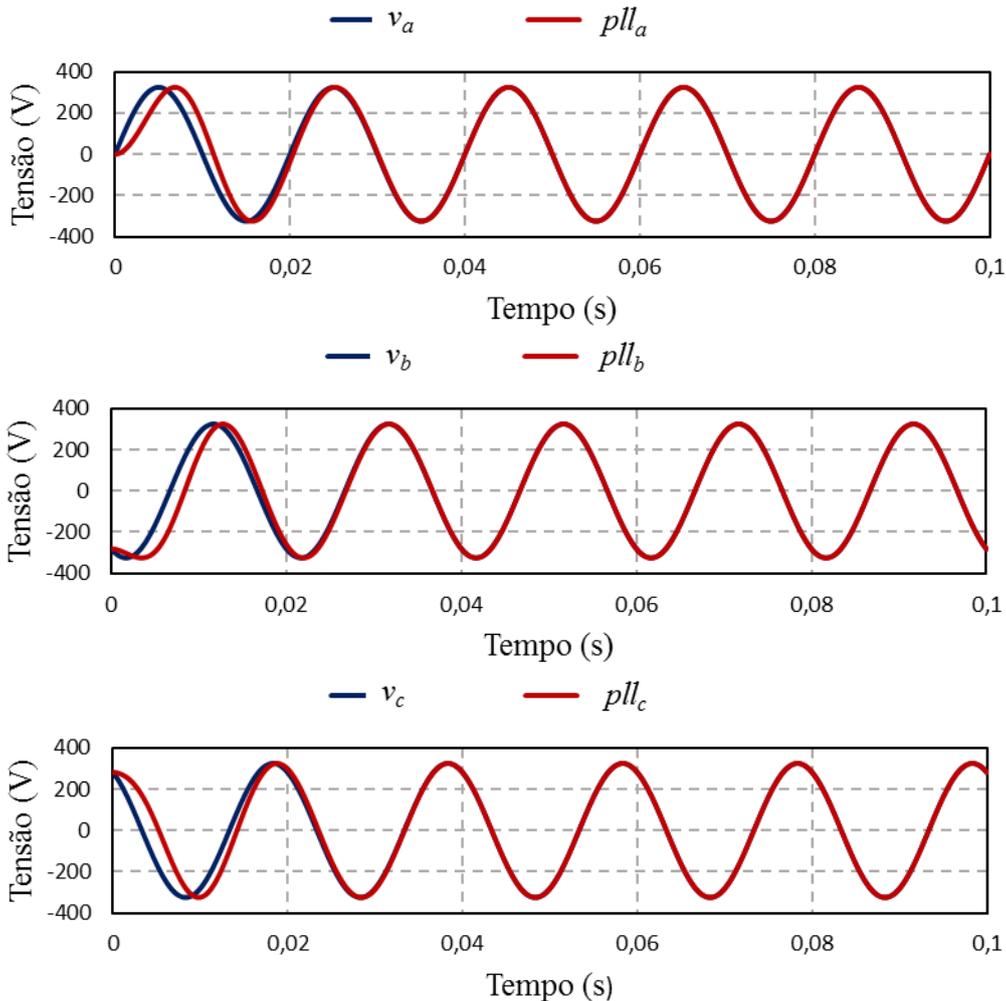


Figura 4.11 - Formas de onda das tensões simples da rede elétrica e das tensões geradas pelo algoritmo de sincronismo PLL para tensões de rede elétrica ideais.

Pode-se concluir que o algoritmo da PLL realiza com sucesso a sincronização das tensões após 0,05 s.

4.3.2 Simulação da PLL com Tensões da Rede Elétrica Não Ideais

Nesta segunda simulação, as tensões da rede elétrica não são ideais. Para obter este efeito utilizam-se três fontes de tensão em série com as fontes de tensão já utilizadas anteriormente. Estas fontes têm uma frequência múltipla de 50 Hz e um valor eficaz inferior ao das anteriormente utilizadas, simulando assim a introdução de harmónicas de corrente. Utilizam-se três fontes com uma frequência de 250 Hz e 35 V e três fontes com uma frequência de 550 Hz e 50 V, todos valores eficazes. Na Figura 4.12 é apresentado o circuito utilizado nesta simulação.

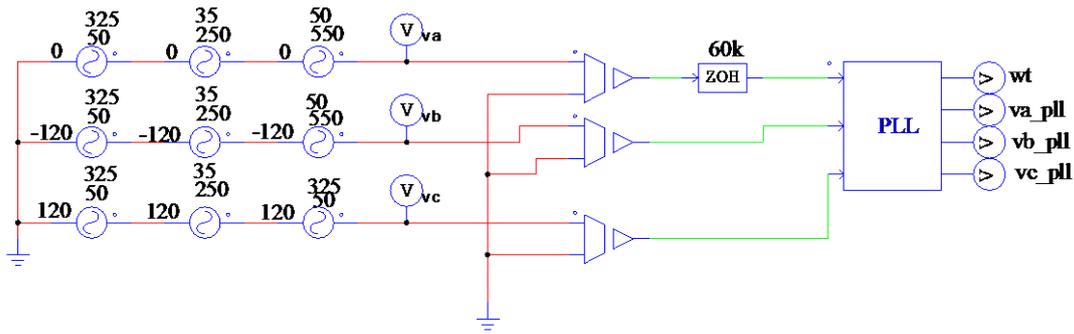


Figura 4.12 - Circuito utilizado na simulação da PLL com Tensões da Rede Elétrica não Ideais.

Na Figura 4.13 têm-se as formas de onda da variável wt e da variável f_p , respetivamente.

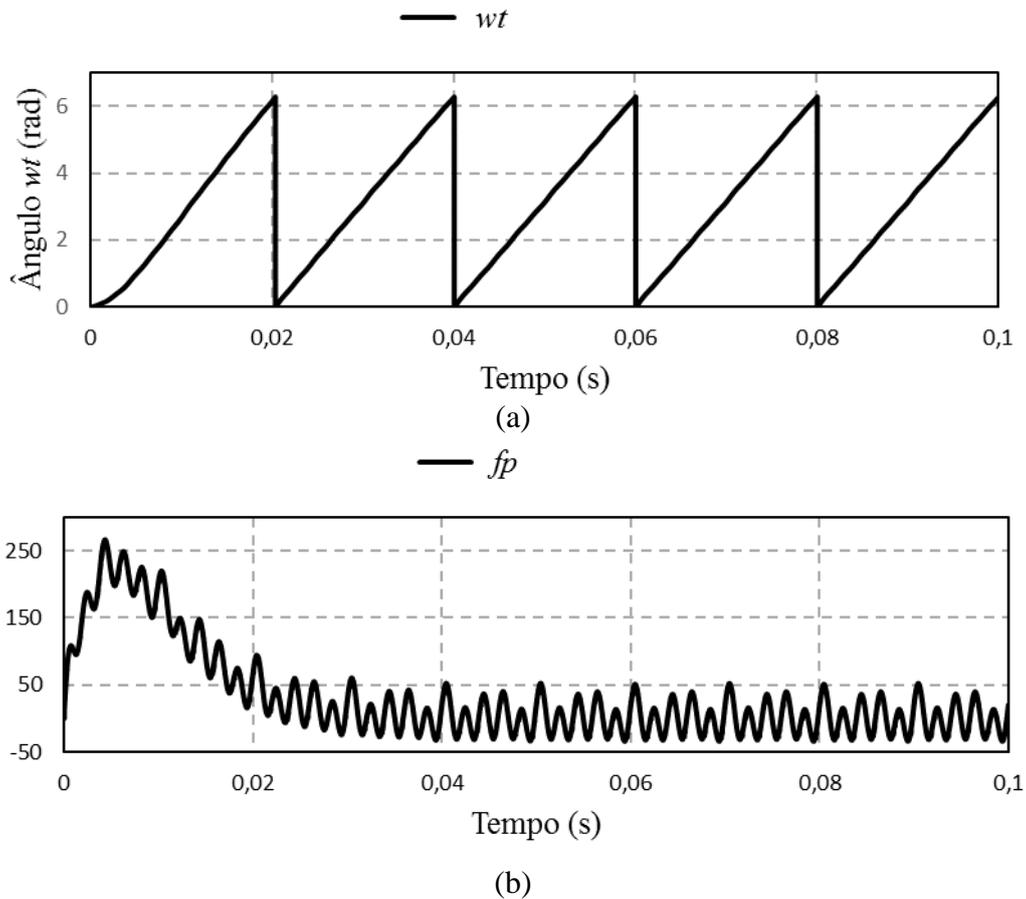


Figura 4.13 - Resultados da simulação da PLL com tensões da rede elétrica não ideais: (a) variável wt ; (b) variável f_p .

Nota-se que a evolução do wt é igual à da simulação anterior, continuando assim a ter um valor satisfatório. Relativamente às tensões, verifica-se que as geradas pela PLL são sinusoidais, têm a frequência pretendida e estão em fase com as tensões simples da rede elétrica, mesmo estas tendo uma distorção harmónica de aproximadamente 18% (calculada pela ferramenta do PSIM). Na Figura 4.14 têm-se representadas as formas de onda das tensões da rede elétrica com conteúdo harmónico e das tensões geradas pela PLL.

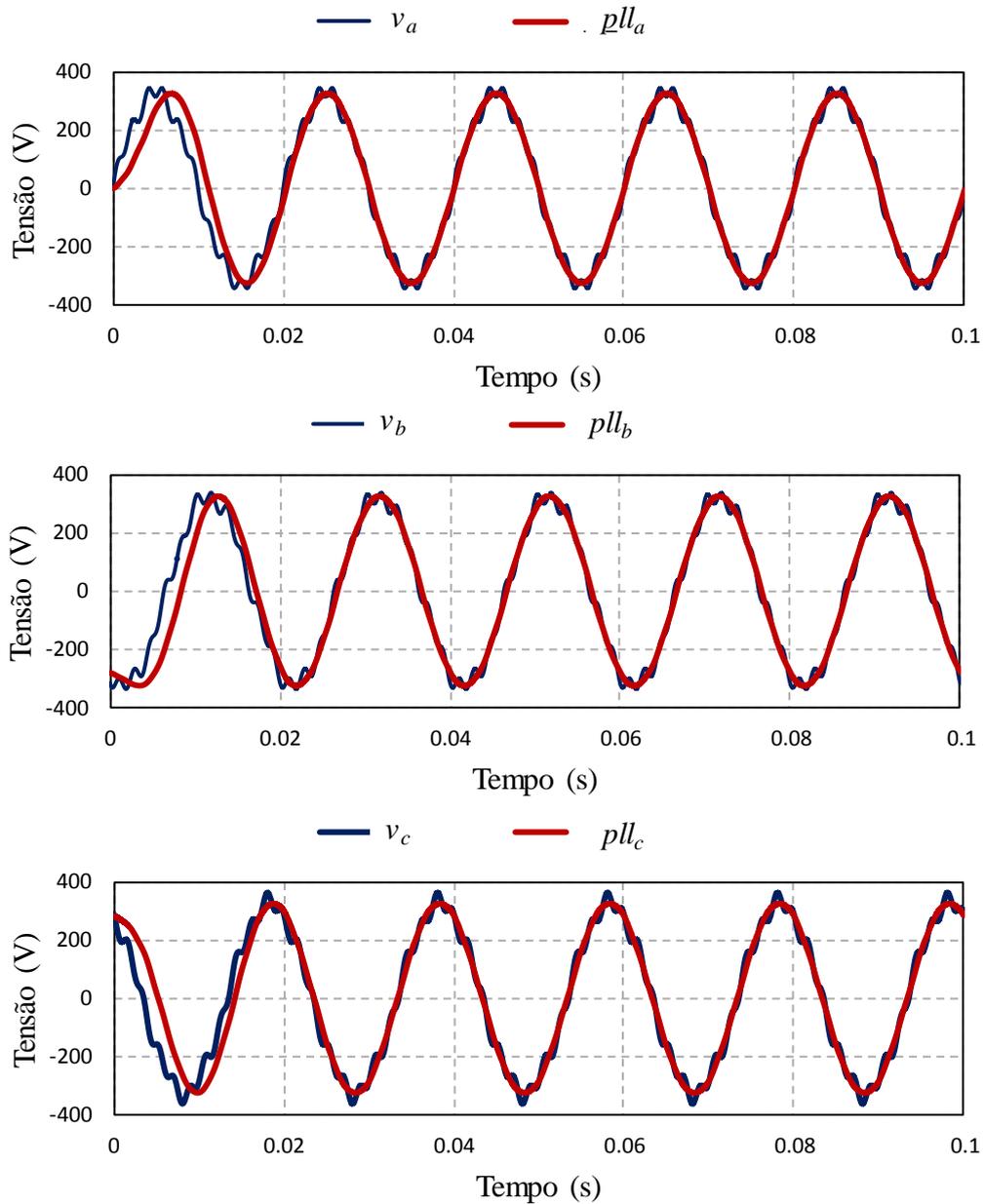


Figura 4.14 - Formas de onda das tensões simples da rede elétrica e das tensões geradas pelo algoritmo de sincronismo PLL para tensões de rede elétrica não ideais.

Assim, pode concluir-se que a PLL está a sincronizar corretamente as tensões, tanto as da rede elétrica ideais como as não ideais.

4.4 Simulações da Modulação Vetorial

A modulação vetorial é uma técnica de modulação digital que gera um vetor de referência num determinado setor, com recurso aos vetores que delimitam esse mesmo setor [6]. O código principal desta simulação é executado a uma frequência de 60 kHz.

4.4.1 Simulação da Modulação Vetorial para Sinais de Referência Sinusoidais e Desfasados 120°

Nesta simulação os sinais de referência são sinusoidais e a modulação tem de sintetizar estas três ondas sinusoidais desfasadas de 120° entre si. Na Figura 4.15 é apresentado o circuito utilizado na simulação. De salientar que todos os componentes utilizados têm características ideais.

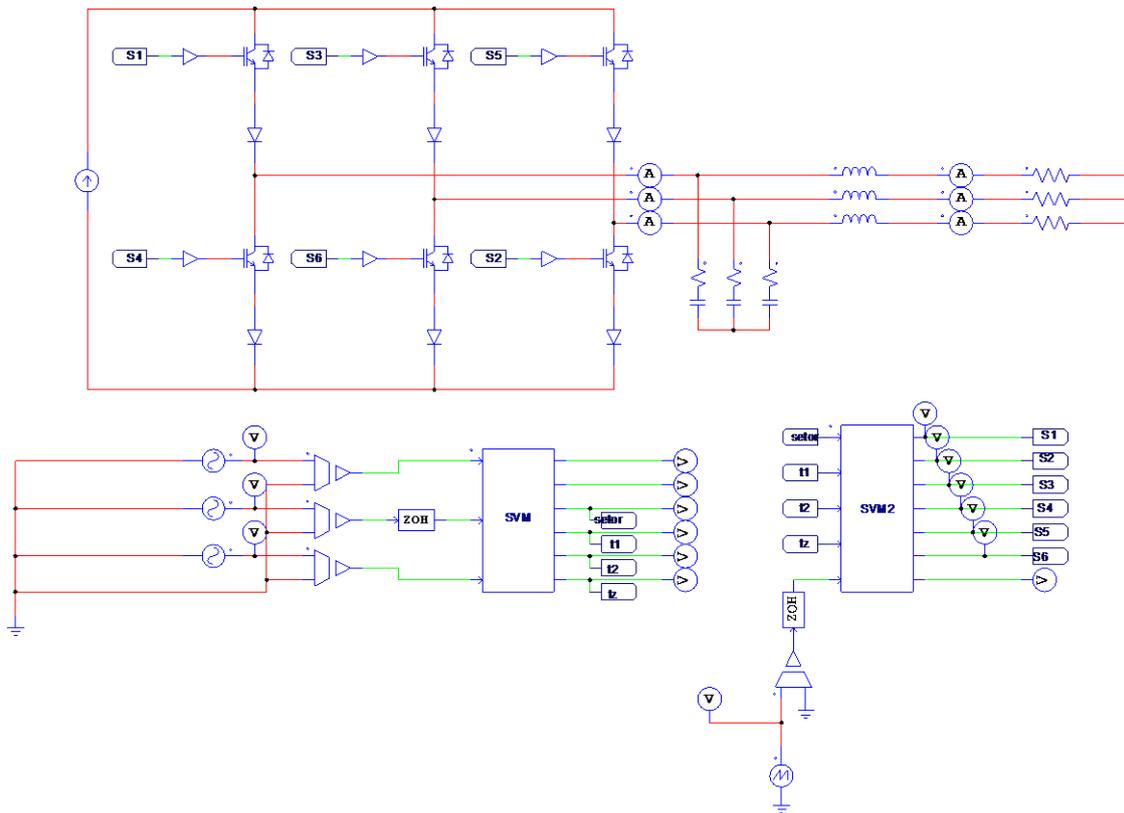


Figura 4.15 - Circuito utilizado na simulação da modulação vetorial para sinais de referência sinusoidais.

Para gerar os três sinais de referência utilizam-se três fontes de tensão desfasadas entre si 120°. Nesta primeira simulação da modulação vetorial, ainda não se utiliza o controlo de corrente no barramento CC, assim, no inversor fonte de corrente usa-se uma fonte de corrente ideal de maneira a existir uma corrente constante no barramento CC.

À saída do inversor encontram-se filtros passivos RLC responsáveis por eliminar o ruído de alta frequência, proveniente das comutações dos IGBTs. Estes são compostos por uma resistência de 1 Ω, por um condensador de 30 μF e por uma bobina de 1 mH. Estes valores são os que melhor satisfazem os resultados da simulação. Na saída utiliza-se uma carga puramente resistiva trifásica equilibrada com valor de resistência de 9,4 Ω.

O bloco “SVM” é o responsável pela execução do código principal. Neste, são adquiridos os valores das correntes de referência, é efetuada uma transformada de *clarke* e calculados o módulo de corrente de referência, o setor e os tempos que o vetor de referência

encontra em cada setor. De seguida, no segundo bloco de C do PSIM (“SVM2”), são determinados quais os semicondutores que estão em condução, através dos tempos e do setor calculados anteriormente.

Na Figura 4.16 são apresentadas as três correntes de referência juntamente com as respetivas correntes à saída do inversor. Estas são sintetizadas pela modulação vetorial de maneira a “seguirem” as primeiras.

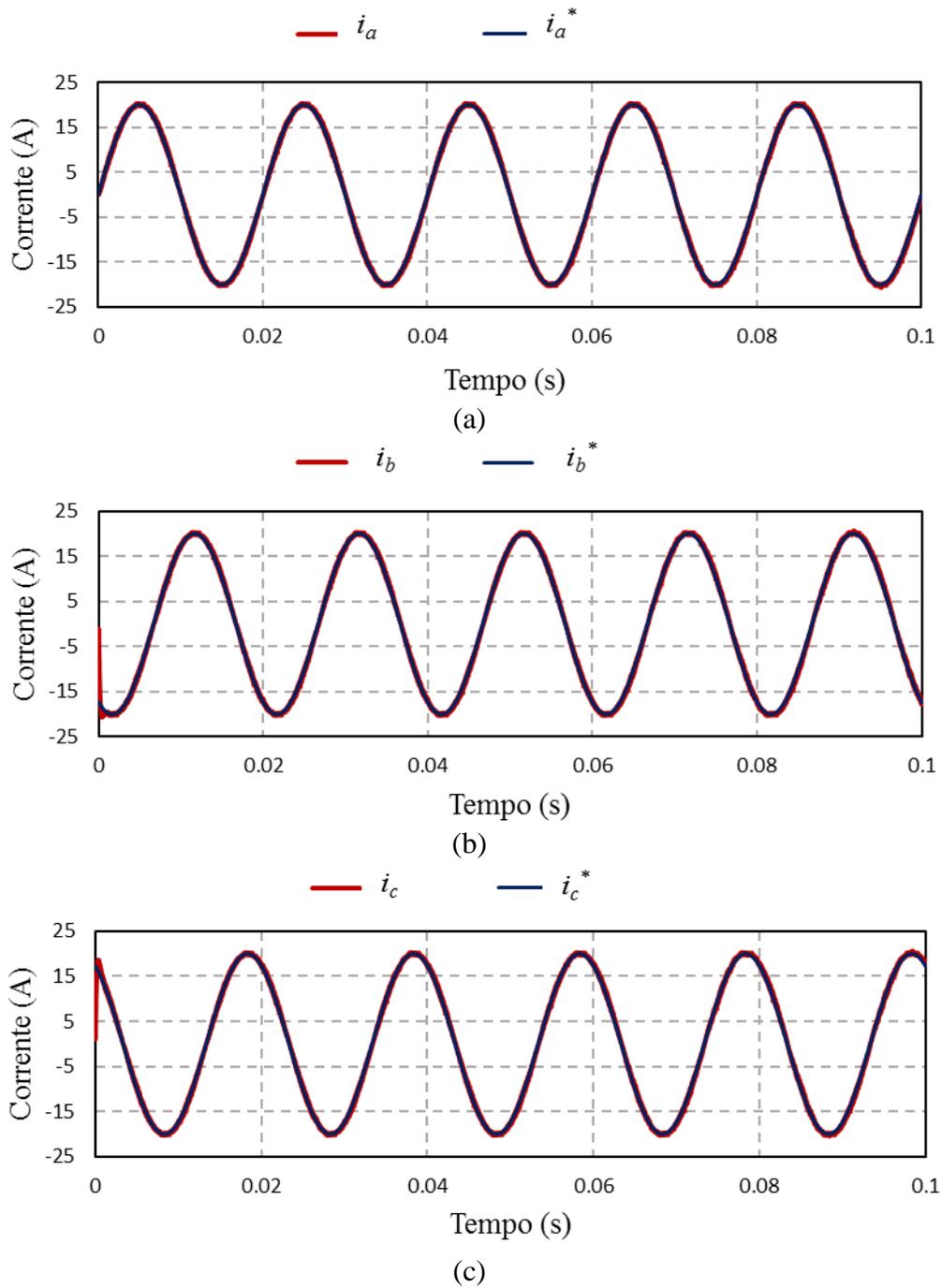


Figura 4.16 -Formas de onda das correntes referência e correntes de saída do inversor: (a) Fase a; (b) Fase b; (c) Fase c.

Como pode observar-se, as correntes sintetizadas têm amplitude e frequência iguais às de referência.

Na Figura 4.17 têm-se as evoluções das variáveis *teta* e *setor* da simulação da modulação vetorial.

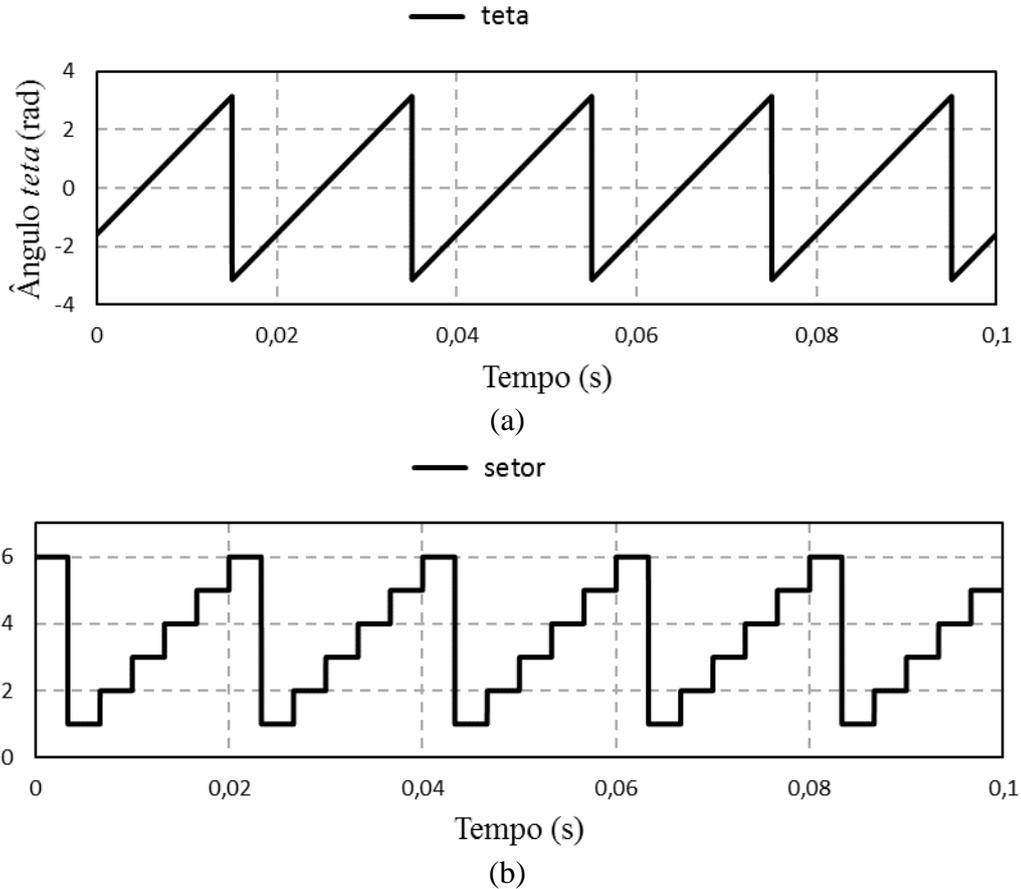


Figura 4.17 - Formas de onda das variáveis da modulação vetorial: (a) *teta* e (b) *setor*.

A variável *teta* é convertida para a gama $[-\pi, \pi]$ e a forma de onda da variável *setor* é semelhante a uns degraus. O setor em que se encontra o vetor está compreendido entre 1 e 6, perfazendo assim os seis setores do espaço vetorial.

A evolução das variáveis dos tempos, t_1 , t_2 e t_0 , em que o vetor de referência se encontra em cada setor, para esta simulação da modulação vetorial encontram-se representados na Figura 4.18. Esta, é uma evolução periódica, com uma frequência seis vezes superior à das correntes de referência (50 Hz), pois o vetor de referência, \vec{I}_{ref} , percorre os seis setores do espaço vetorial de igual forma durante um ciclo dos sinais de referência.

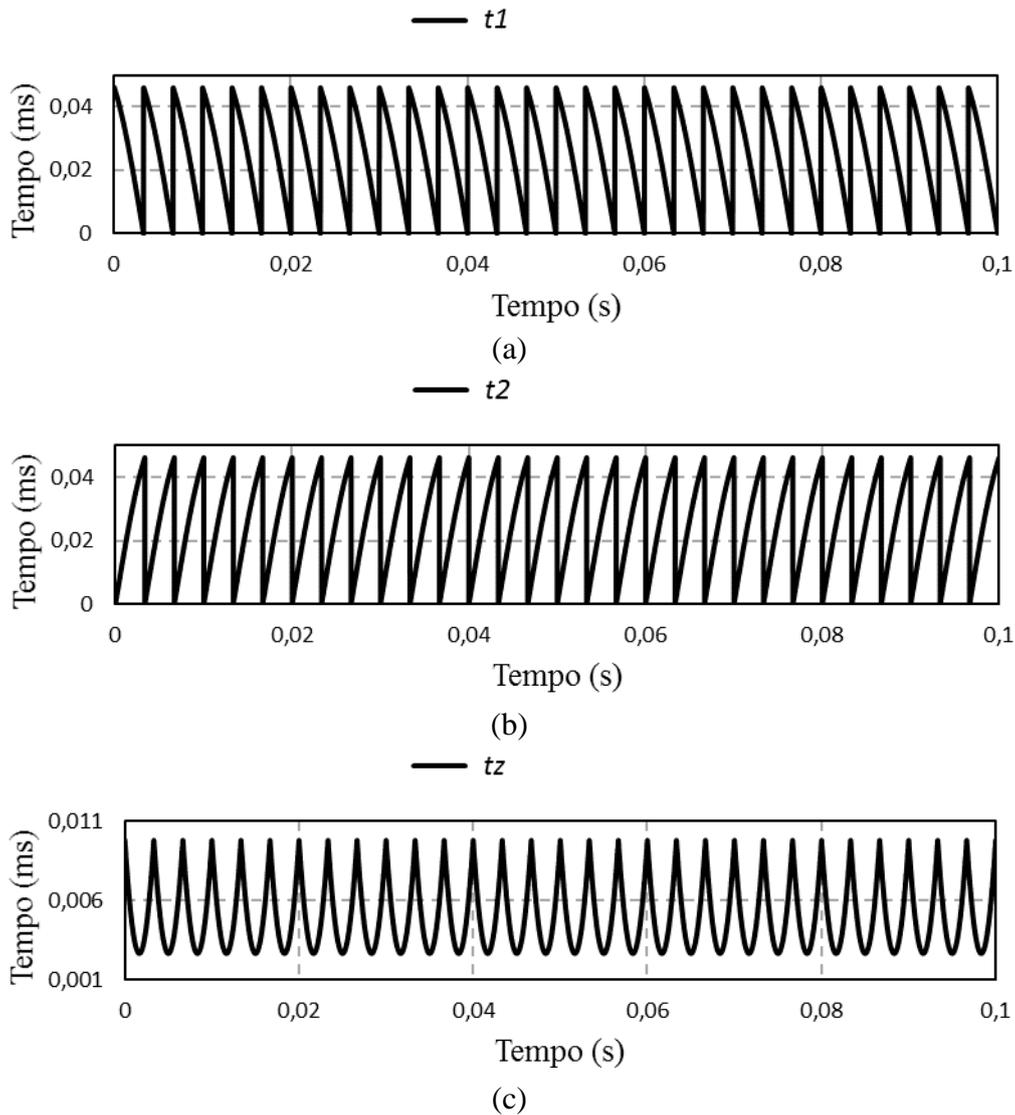


Figura 4.18 - Formas de onda dos tempos calculadas na simulação da modulação vetorial: (a) t_1 ; (b) t_2 ; (c) t_z .

Como se pode observar, os tempos são idênticos e replicam-se 1/6 vezes do período das correntes de referência. De seguida, para comprovar o correto cálculo dos tempos demonstrados, efetua-se a soma dos mesmos, tendo que a mesma dar um valor constante. Na Figura 4.19 é apresentada esta mesma soma, verificando que o período de modulação utilizado é constante.

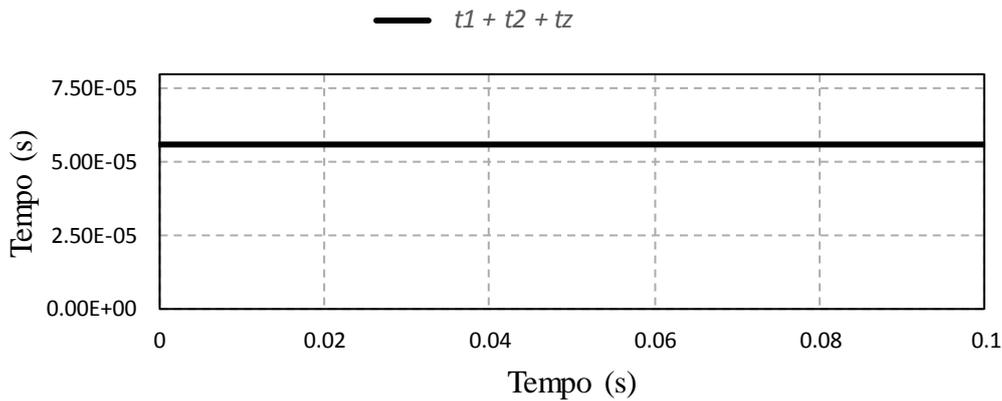


Figura 4.19 - Resultado da simulação da soma dos tempos calculados pela modulação vetorial.

4.5 Simulação do FAP com Inversor Fonte de Corrente com Controlo de Corrente no Barramento CC

Neste tópico é apresentado a simulação do Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente com o controlo da corrente no barramento CC. Nesta simulação têm-se agrupadas as simulações já realizadas, como a Teoria $p-q$, modulação vetorial e PLL. Na Figura 4.20 é apresentado o circuito utilizado.

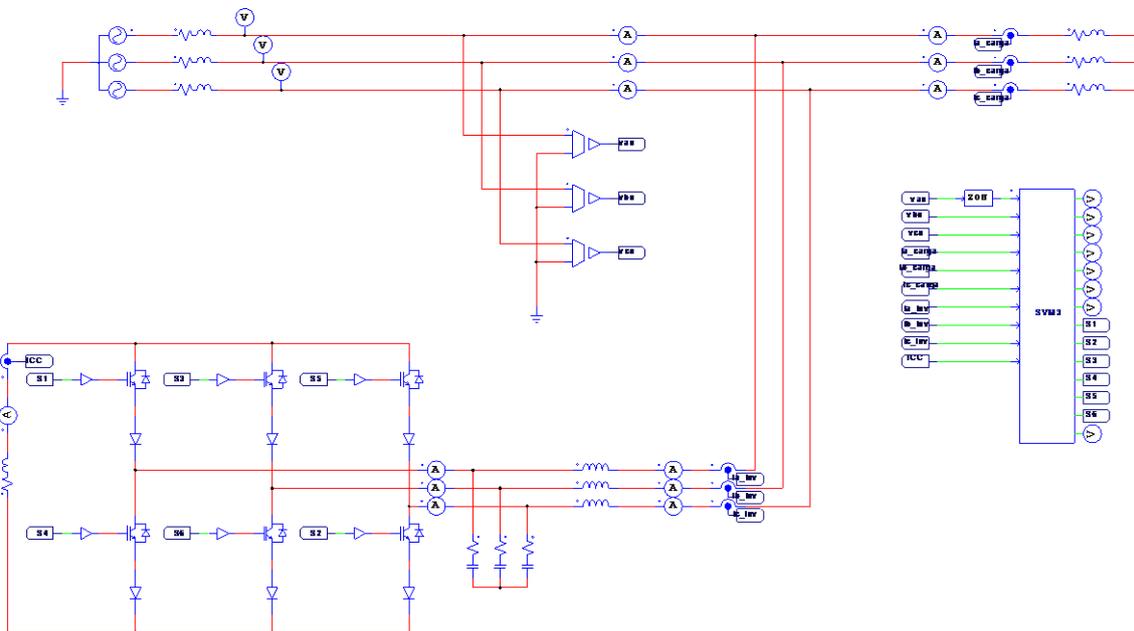


Figura 4.20 - Circuito utilizado para a simulação do FAP do Tipo Fonte de Corrente com controlo da corrente no barramento CC.

Nesta simulação utiliza-se uma carga trifásica RL, com valores de $5,7 \Omega$ e 42 mH , respetivamente de resistência e indutância. No barramento CC, ao invés de se utilizar uma fonte de corrente ideal, usa-se uma bobina em série com uma resistência, em que os valores utilizados são baseados no dos componentes presentes no laboratório. Esta resistência simula a resistência interna presente na bobina. O controlo do barramento CC é uma técnica para

carregar a corrente deste e garantir que a mesma seja constante, no início e durante o funcionamento do inversor. Este controlo deve certificar que as correntes consumidas sejam sinusoidais, o fator de potência seja unitário e que não hajam desfasamentos, ou seja, que as correntes sejam equilibradas. No controlo da corrente foi utilizado um PI, que recebe o valor de referência e o valor real (medida pelo sensor de corrente) da corrente do barramento CC. Na saída do controlo PI tem-se a potência ativa a compensar (p_{reg}), que vai ser introduzida nos cálculos do algoritmo baseado na Teoria $p-q$. Assim, a potência real instantânea a compensar passa a ser definida pela fórmula presente na equação (4.1).

$$p^* = \tilde{p} - p_{reg} \quad (4.1)$$

Para satisfazer uma boa calibração do controlador PI, optou-se por definir os ganhos k_p e k_i com os valores de 0,0001 e 0,1, respetivamente. Estes são os que melhor satisfazem a corrente pretendida (com uma margem de erro aceitável) e os regimes transitórios e permanentes aceitáveis, para várias cargas.

Na Figura 4.21 são apresentadas as correntes na fonte, nas três fases, e a corrente e tensão na fase a, para observar o desfasamento entre elas.

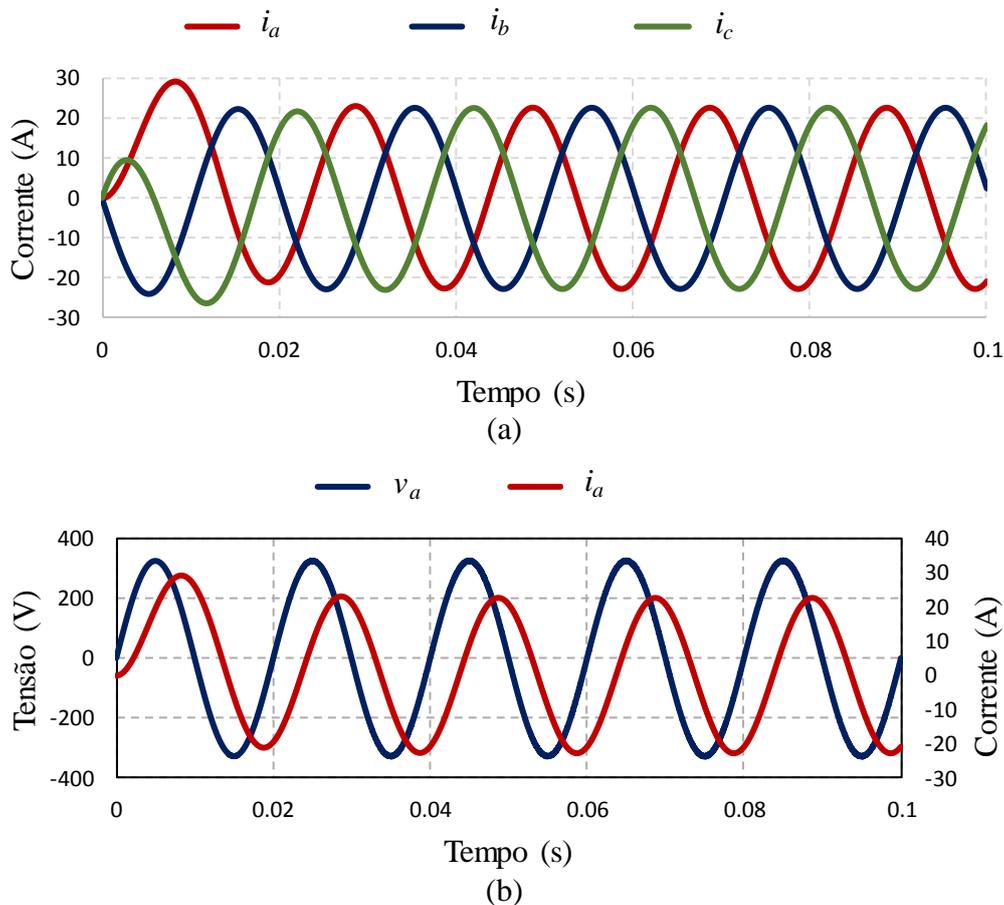


Figura 4.21 - Formas de onda obtidas da simulação do Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente: (a) correntes na fonte nas três fases; (b) tensão e corrente na fase a.

Como se pode constatar, a tensão e a corrente encontram-se desfasadas, ou seja, a corrente no barramento CC ainda não foi carregada e o sistema ainda não foi compensado. Na Figura 4.22 é apresentada a corrente no barramento CC. A corrente de referência é de 25 A e como pode observar-se a corrente no barramento CC estabiliza nesse valor, sendo que a partir desse momento, a compensação do sistema é iniciada.

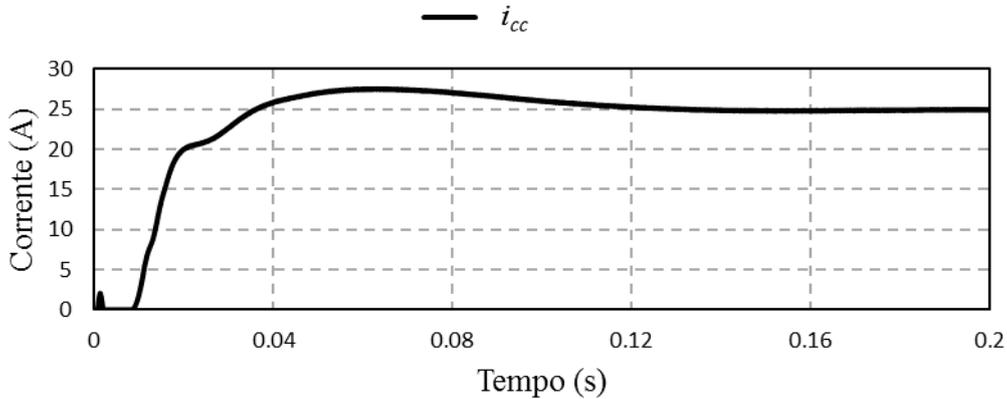


Figura 4.22 - Corrente no barramento CC para uma carga trifásica RL.

De seguida, na Figura 4.23, são apresentadas as correntes de compensação de referência calculadas pelo algoritmo baseado na Teoria $p-q$.

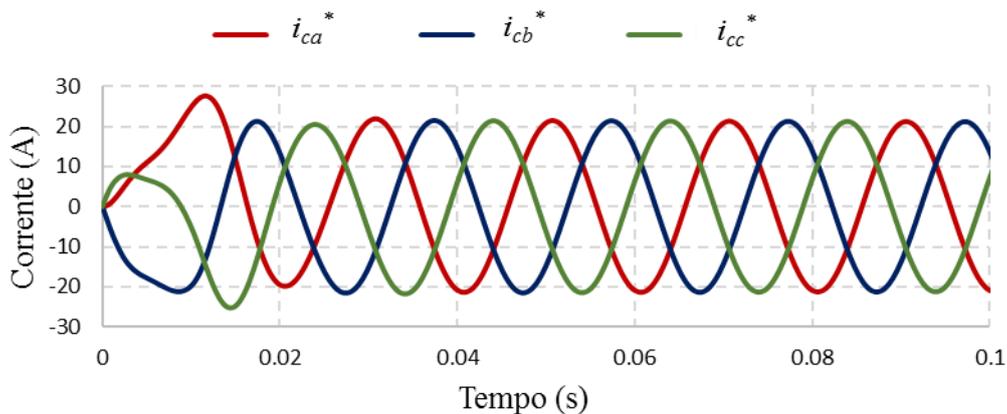


Figura 4.23 - Correntes de compensação de referência calculadas pelo algoritmo baseado na Teoria $p-q$.

As correntes na fonte, depois da compensação do sistema, são apresentadas na Figura 4.24. Como pode observar-se, as correntes na fonte encontram-se sinusoidais e em fase com a tensão, o que demonstra que o sistema está a compensar corretamente e que os cálculos baseados na Teoria $p-q$ estão certos. De notar que é possível observar um aumento da corrente nos primeiros 60 ms da simulação, resultante de um *overshoot* na corrente do barramento CC.

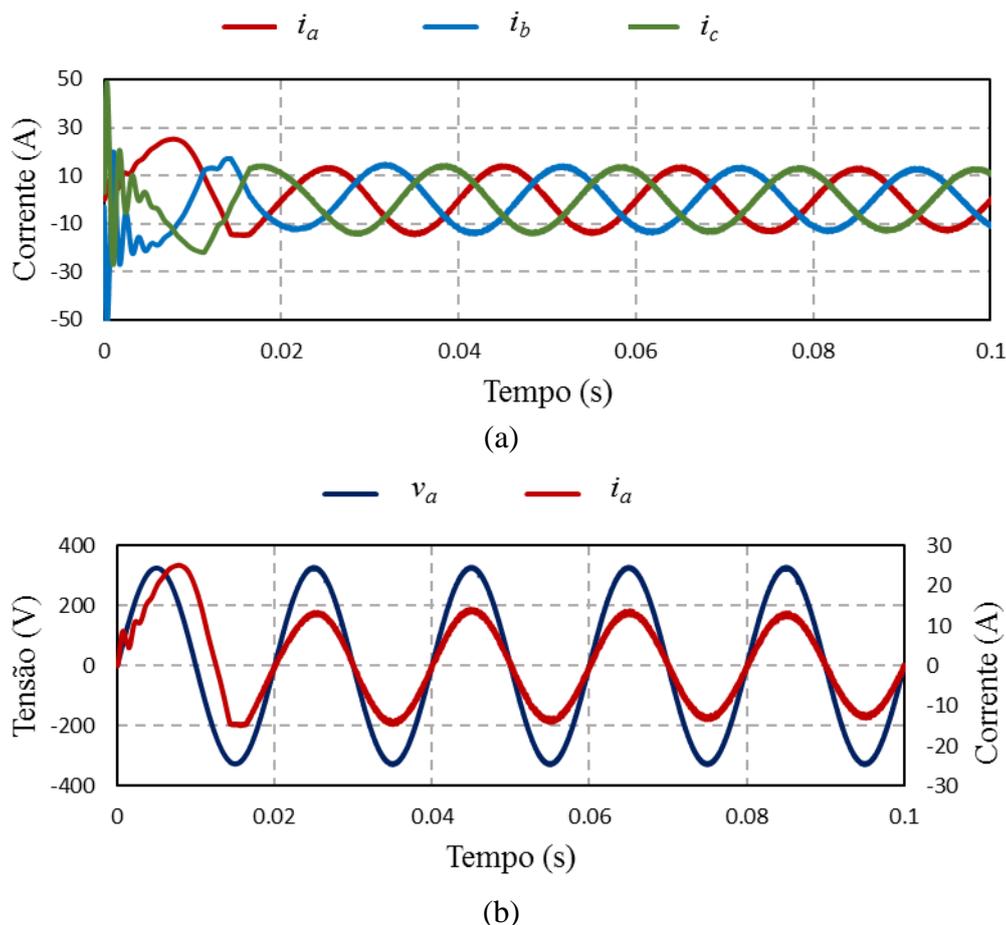


Figura 4.24 - Formas de onda obtidas da simulação do Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente após a compensação do sistema: (a) correntes na fonte nas três fases; (b) tensão e corrente na fase a .

No bloco de linguagem C apresentado, implementam-se todas as funções para o controlo deste circuito. Inicialmente é realizado o controlo da PLL, onde é realizada uma função e feito um controlo PI com integrado com *reset*. De seguida é executada a Teoria p - q , onde são feitas transformadas de *clarke*, calculadas as potências e as correntes de compensação de referência. Para a comutação dos semicondutores realiza-se a técnica de modulação vetorial.

4.6 Simulação do Conversor CC-CC *Push-Pull*

Para fazer a interface entre os painéis solares fotovoltaicos e o Filtro Ativo do Tipo Fonte de Corrente é escolhido o conversor CC-CC *push-pull*, sendo o mesmo simulado e implementado. Este conversor caracteriza-se por utilizar apenas dois semicondutores de potência no lado primário do transformador, ao invés de outras topologias que utilizam quatro semicondutores como a topologia em ponte completa. Assim, para o conversor *push-pull* apenas são necessários dois sinais PWM.

No secundário do transformador de alta frequência, optou-se por implementar um retificador em ponte completa ao invés da topologia retificadora com apenas dois díodos.

Esta escolha deve-se ao facto de esta apresentar uma maior capacidade de tensão, apesar de ter como desvantagem uma maior uso de componentes.

Nesta secção é simulado o conversor CC-CC *push-pull* de maneira a retirar os melhores resultados do mesmo. Este conversor isolado de alta-frequência utiliza apenas dois semicondutores de potência, neste caso utilizam-se IGBTs, com uma frequência de comutação de 40 kHz. Na Figura 4.25 é representado o esquemático utilizado na simulação do conversor CC-CC *push-pull* de alta-frequência.

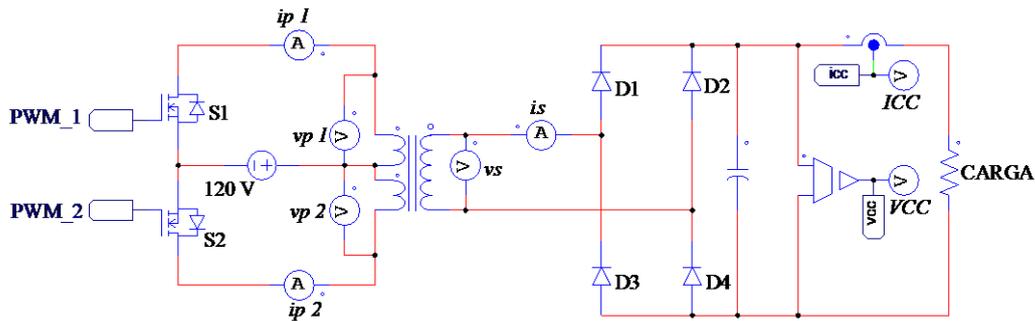
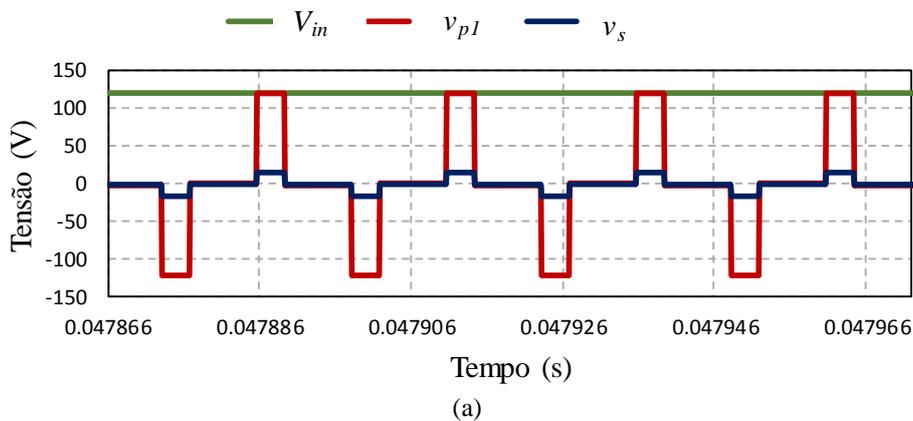
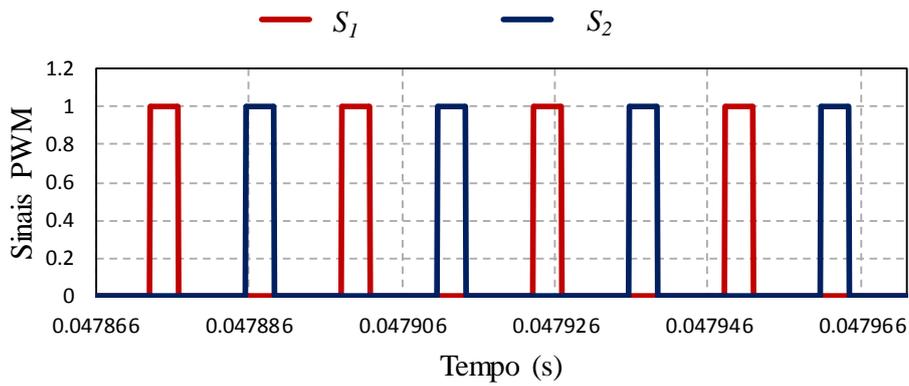


Figura 4.25 - Circuito utilizado na simulação do conversor CC-CC *push-pull*.

Este conversor, para além de ser constituído por dois IGBTs (S_1 e S_2), como já foi referido, é também composto por um transformador de alta-frequência, para garantir um isolamento galvânico, e por uma ponte retificadora de alta-frequência. O transformador, projetado e desenvolvido no âmbito desta dissertação, possui uma relação de espiras de 16:1, baixando assim a tensão de entrada. A ponte retificadora utiliza quatro diodos rápido (D_1, D_2, D_3, D_4). Nesta simulação utiliza-se um condensador no barramento CC de 300 μF . Na Figura 4.26(a) são apresentadas as formas de onda das tensões de entrada (V_{in}), num enrolamento do lado primário do transformador (V_{p1}) e no secundário do transformador (V_s).



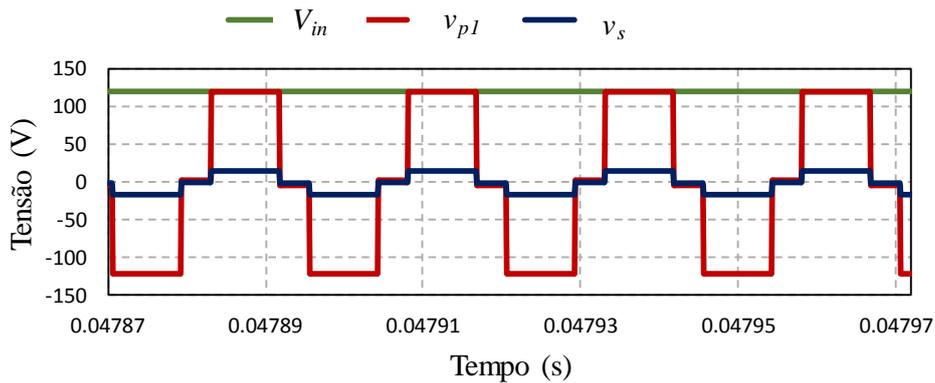


(b)

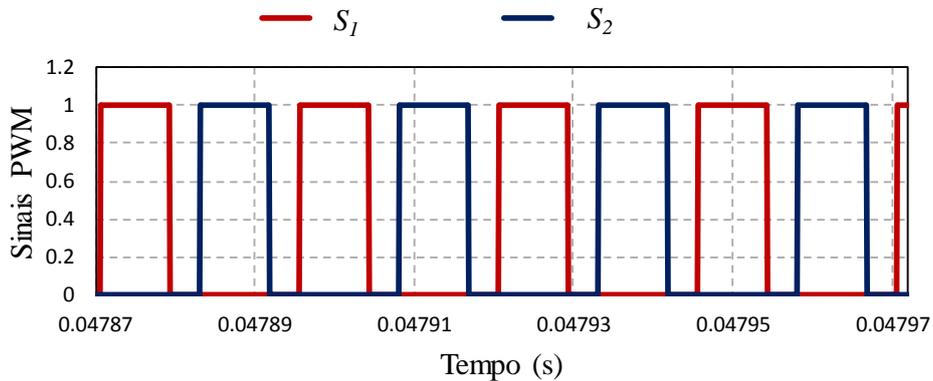
Figura 4.26 - Formas de onda do resultado da simulação do conversor CC-CC *push-pull* para um *duty-cycle* de 15%: (a) tensão de entrada (V_{in}), tensão no enrolamento do primário do transformador (V_{p1}) e tensão no secundário do transformador (V_s); (b) sinais PWM aplicados a cada IGBT.

Na Figura 4.26(b) é possível observarem-se os sinais PWM (S_1 e S_2) aplicados a cada um dos IGBTs do conversor. Nesta simulação aplica-se um *duty-cycle* fixo de 15%.

Para a mesma simulação, apresentam-se os mesmos resultados, mas para um *duty-cycle* superior, com o valor de 35%. Na Figura 4.27 têm-se as formas de onda deste resultado.



(a)



(b)

Figura 4.27 - Formas de onda do resultado da simulação do conversor CC-CC *push-pull* para um *duty-cycle* de 15%: (a) tensão de entrada (V_{in}), tensão no enrolamento do primário do transformador (V_{p1}) e tensão no secundário do transformador (V_s); (b) sinais PWM aplicados a cada IGBT.

Os resultados são retirados com componentes ideais utilizados no PSIM e para um tempo de simulação em regime permanente. Uma desvantagem da topologia do conversor

CC-CC *push-pull* são as sobretensões que aparecem aos terminais *source-drain* nos semicondutores no momento do bloqueio dos mesmos. Estas são provocadas pela energia armazenada na indutância de dispersão do transformador de alta frequência [41]. Na Figura 4.28 - Formas de onda do resultado da simulação do conversor CC-CC *push-pull*: (a) tensão aos terminais do IGBT S_1 (v_{s1}); (b) tensão aos terminais do IGBT S_2 (v_{s2}).

é possível observar este mesmo efeito.

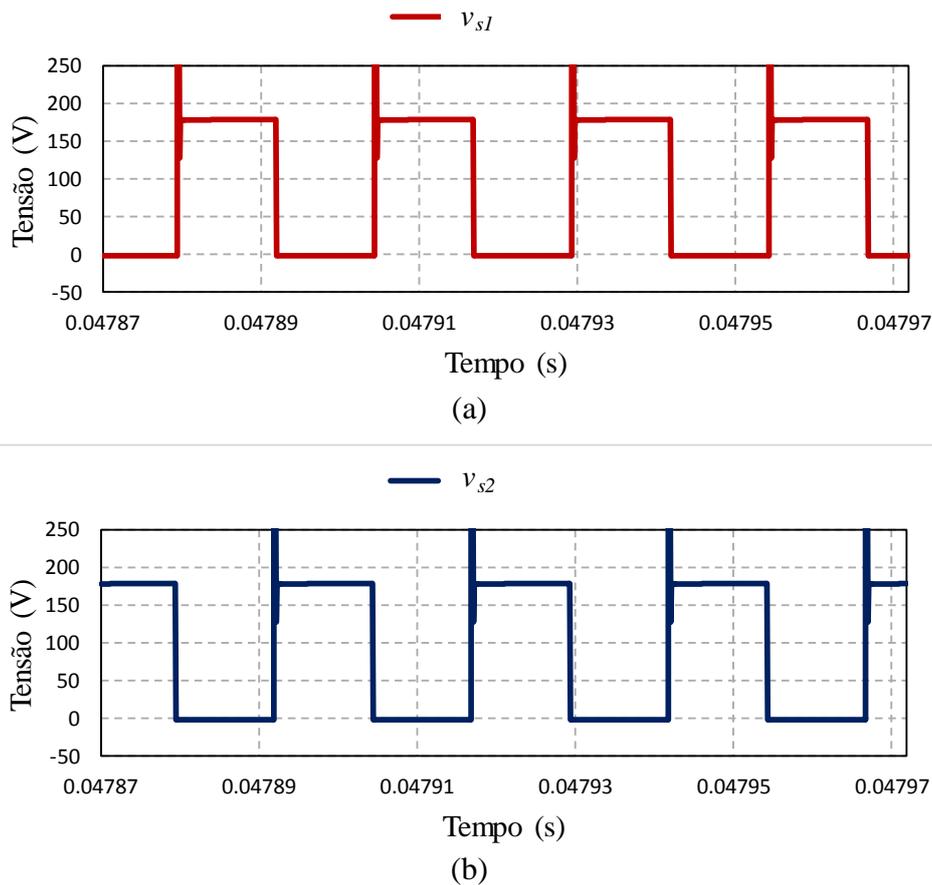


Figura 4.28 - Formas de onda do resultado da simulação do conversor CC-CC *push-pull*: (a) tensão aos terminais do IGBT S_1 (v_{s1}); (b) tensão aos terminais do IGBT S_2 (v_{s2}).

Um outro teste realizado focou-se na evolução do barramento CC. Na Figura 4.29 - Formas de onda do resultado da simulação do conversor CC-CC *push-pull*: Evolução da tensão no barramento CC e do *duty-cycle*.

tem-se essa mesma evolução para um *duty-cycle* fixo de 50%.

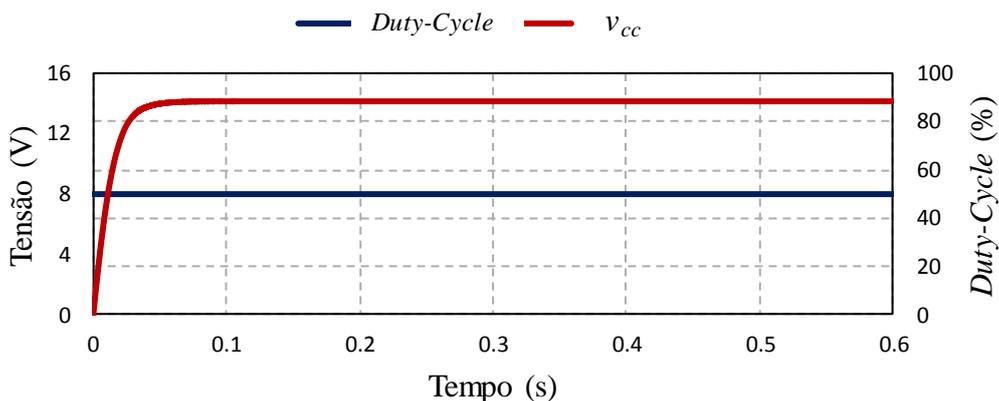


Figura 4.29 - Formas de onda do resultado da simulação do conversor CC-CC *push-pull*: Evolução da tensão no barramento CC e do *duty-cycle*.

4.7 Conclusão

Neste capítulo apresentaram-se as diversas simulações realizadas, de maneira a validar o Filtro Ativo do Tipo Fonte de Corrente, com controlo de corrente no barramento CC e o conversor CC-CC para interface entre os painéis solares fotovoltaicos e o FAP. Nestas simulações foram abordadas e estudadas as técnicas de controlo a aplicar na prática.

No caso do Filtro Ativo do Tipo Fonte de Corrente realizaram-se simulações da técnica de comutação da modulação vetorial e do controlo PI, para ajuste e controlo do barramento CC. No conversor CC-CC aplicou-se também um controlo PI, com uma modulação em PWM, para gerar os pulsos para os semicondutores de potência.

O objetivo deste capítulo e das simulações foi conseguir extrair informações e conceitos importantes para aplicar e comparar os resultados práticos. Assim, com a realização das diversas simulações, conclui-se que o Filtro Ativo Fonte do Tipo de Corrente está a funcionar corretamente e a compensar o sistema, o controlo da corrente no barramento CC está a ajustar-se a um valor de referência (dentro de uma margem) e que o conversor CC-CC também está a funcionar dentro do pretendido.

Capítulo 5

Implementação do Conversor CC-CC *Push-Pull*

5.1 Introdução

Este capítulo descreve o sistema desenvolvido, assente em duas partes cruciais: o circuito de potência e o sistema de controlo.

O circuito de potência é constituído por um conversor CC-CC isolado através de um transformador de alta-frequência, onde o mesmo é dimensionado e desenvolvido no âmbito desta dissertação de mestrado. Assim, neste capítulo são apresentados todos os componentes desenvolvidos para este mesmo efeito. O sistema de controlo é responsável por regular todo o sistema desenvolvido. Neste capítulo são apresentadas também as placas eletrónicas utilizadas na aquisição de sinais, placas de comando do conversor CC-CC e algoritmos de controlo implementados no sistema.

De forma a verificar o sistema proposto, apresenta-se uma espécie de protótipo laboratorial. Na Figura 5.1 são apresentadas a *rack*, desenvolvida em projetos anteriores [48][30], com as placas do sistema de controlo, e a bancada de trabalho com todo o hardware desenvolvido nesta dissertação.

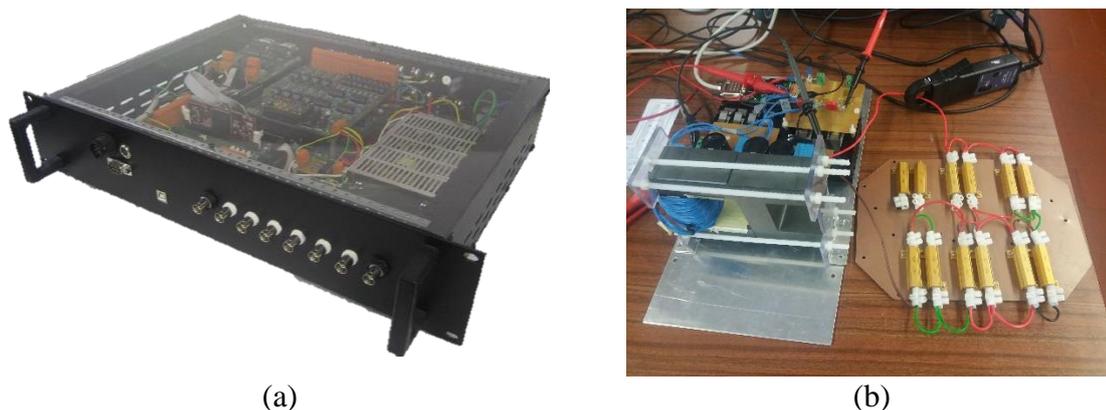


Figura 5.1 - Protótipo desenvolvido e utilizado no âmbito da dissertação de mestrado: (a) Caixa com as placas do sistema de controlo (*rack*) desenvolvida no GEPE [48][30]; (b) Bancada de testes com o hardware de potência desenvolvido.

5.2 Desenvolvimento do Hardware de Potência

O circuito de potência do conversor CC-CC *push-pull* divide-se em três partes: conversor no lado primário do transformador; transformador de alta-frequência; e ponte retificadora de alta frequência com barramento CC, no lado secundário do transformador.

5.2.1 Conversor CC-CC *Push-Pull* de Alta-Frequência

O esquema do conversor CC-CC *push-pull* é apresentado no Capítulo 3 na Figura 3.8. Depois de estabelecido e simulado o circuito, passou-se à implementação da placa de circuito impresso através do software de desenho *PADS PCB Design* da *Mentor Graphics*.

Inicialmente procedeu-se ao desenho do circuito lógico do conversor no lado primário do transformador no software *PADS Logic*. O esquemático deste circuito é apresentado na Figura 5.2.

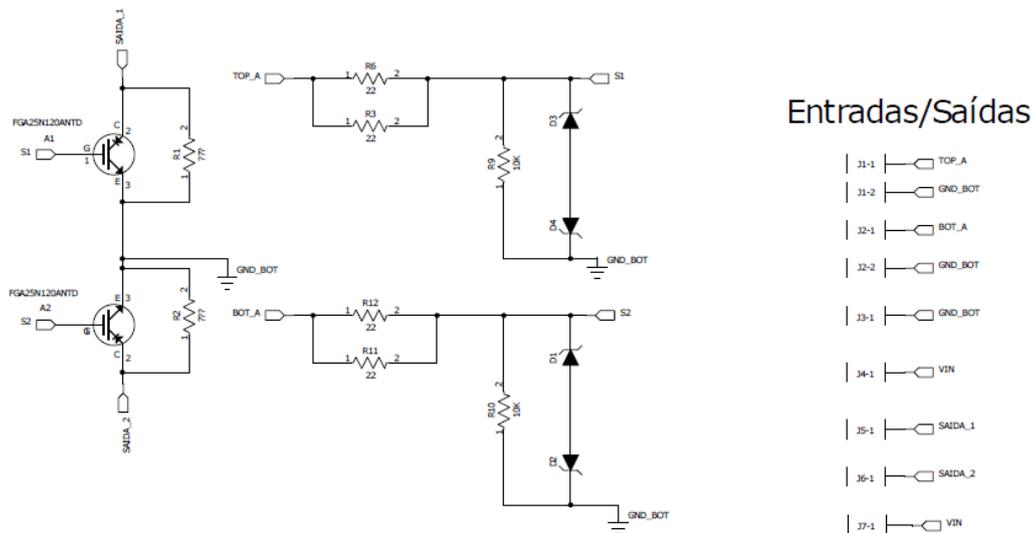


Figura 5.2 - Esquemático do conversor CC-CC, no lado primário do transformador, desenhado no software *PADS Logic*.

Este circuito é composto por dois IGBTs, pelos respectivos circuitos de proteção de *gate*, e por dois varístores ou TVSS (*Transient Voltage Surge Suppressor*) ligados entre o coletor e o emissor do semiconductor de potência. Os IGBTs utilizados são os *FGA25N120ANTD* da *Fairchild Semiconductor* [49] pois suportam tensões até 1200 V e correntes máximas de 30 A. Os varístores têm a finalidade de proteger os IGBTs de picos de tensão que possam ultrapassar os 1200 V. Para este efeito utilizam-se os *V660LA50AP* da *Littelfuse* [50] que têm uma tensão de atuação de 850 V (CC). Na Figura 5.3 têm-se, respetivamente, o IGBT e o varistor utilizados na implementação do conversor CC-CC.



Figura 5.3 - Componentes utilizados na implementação do conversor CC-CC *push-pull*: (a) IGBT *FGA25N120ANTD* da *Fairchild Semiconductor* [49]; (b) Varistor *V660LA50AP* da *Littelfuse* [50].

O circuito de proteção de *gate*, apresentado na Figura 5.4, é constituído por uma resistência de *gate*, R_G , dois díodos *zener* (D_1 e D_2) em série e uma resistência, R , que auxilia na comutação do IGBT. Para a resistência de *gate* utiliza-se duas resistências de $22\ \Omega$ em paralelo, formando assim uma resistência de *gate* de $11\ \Omega$, de acordo com o *datasheet* do IGBT, e para a resistência R utiliza-se uma resistência de $10\ \text{k}\Omega$.

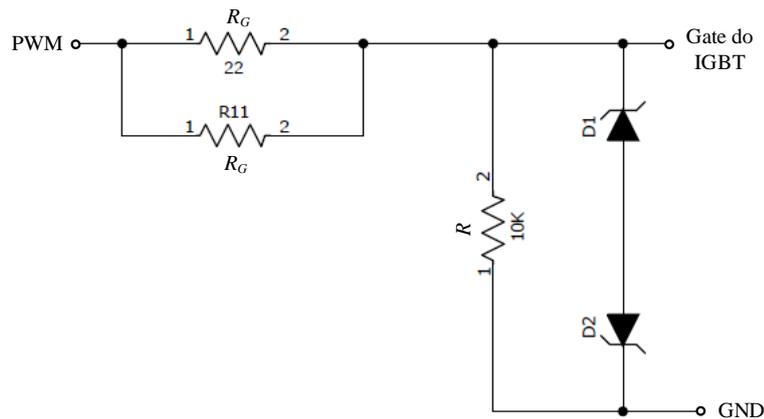


Figura 5.4 - Circuito de proteção de *gate* dos IGBTs.

O *layout* da placa do circuito do conversor CC-CC do lado primário do transformador, desenhado no software *PADS Layout*, é apresentado na Figura 5.5.

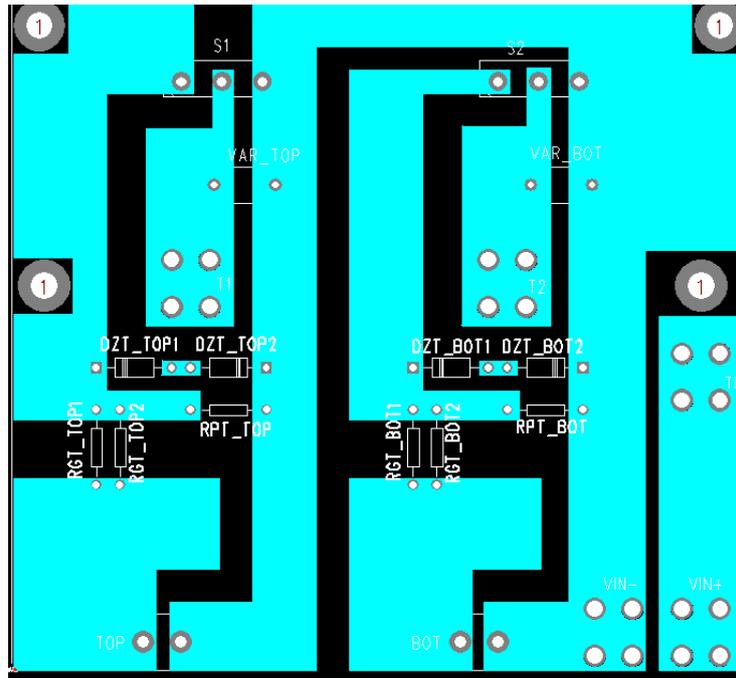
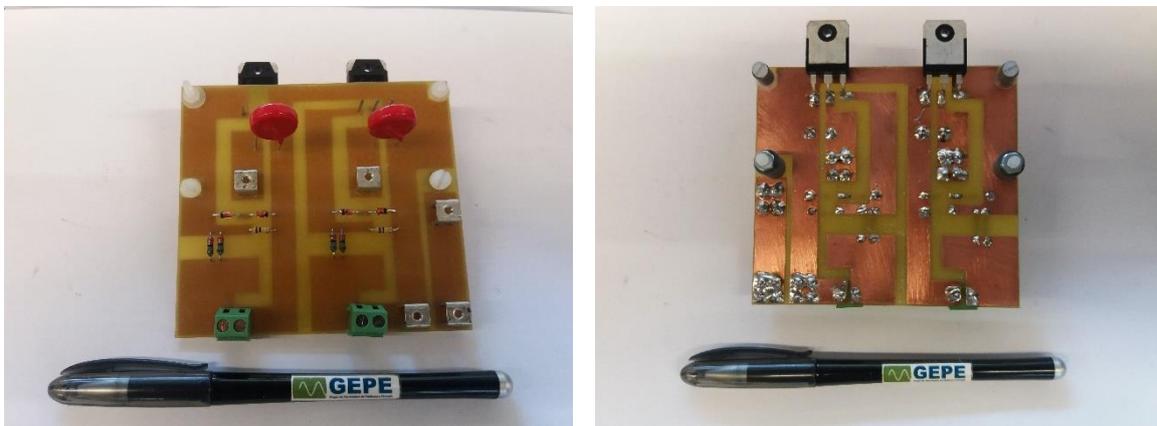


Figura 5.5 - *Layout* da placa do conversor CC-CC *push-pull* desenhada no software *PADS Layout*.

Depois da placa ter sido desenvolvida e impressa, procedeu-se ao processo de soldadura dos componentes utilizados: IGBTs, ligadores, resistências e díodos do circuito de proteção de *gate*. O resultado final é apresentado na Figura 5.6.



(a)

(b)

Figura 5.6 – Resultados finais da placa do conversor CC-CC *push-pull* desenvolvida: (a) visão da parte superior da placa (TOP); (b) visão da parte inferior da placa (BOTOM).

De seguida, procedeu-se à implementação do retificador de alta-frequência com o barramento CC, no lado do secundário do transformador. Para isso desenhou-se o esquemático, apresentado na Figura 5.7 , no *PADS Logic*

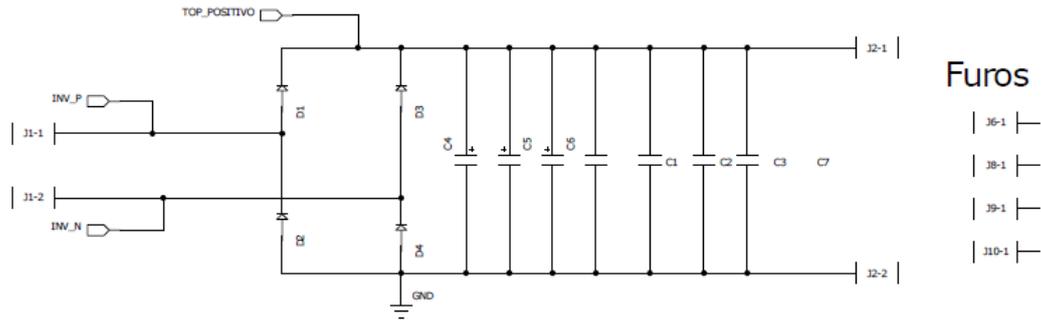


Figura 5.7 - Esquemático do retificador de alta-frequência, no lado secundário do transformador, do conversor CC-CC *push-pull* desenhado no software *PADS Logic*.

Este circuito é composto por quatro diodos rápidos, três condensadores eletrolíticos de $100\ \mu\text{F}$ e quatro condensadores de polipropileno de $470\ \text{nF}$. Os diodos utilizados na ponte retificadora à saída do transformador de alta-frequência são os *DSEP 29-12A*, da *Ixys* [51]. Estes diodos são rápidos, têm uma recuperação suave, com um tempo de recuperação de $40\ \text{ns}$, e permitem tensões reversas de $1200\ \text{V}$ e correntes máximas de $30\ \text{A}$. Na Figura 5.8 pode observar-se o diodo utilizado nesta dissertação.



Figura 5.8 - Diodo *DSEP 29-12A* da *Ixys* utilizado na ponte retificadora [51].

O *layout* da placa do retificador com o barramento CC do conversor CC-CC *push-pull*, do lado secundário do transformador, desenhada no software *PADS Layout*, é apresentado na Figura 5.9.

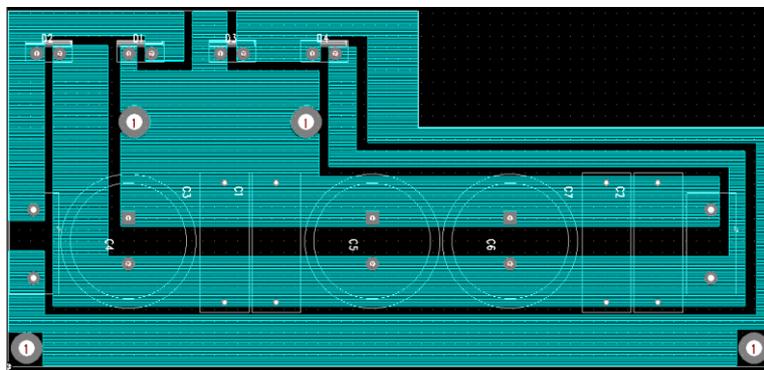


Figura 5.9 - *Layout* da placa do retificador de alta-frequência do conversor CC-CC *push-pull* desenhada no software *PADS Layout*.

O resultado final da placa impressa e com os componentes soldados (diodos, condensadores e ligadores) é apresentada na Figura 5.10.



Figura 5.10 - Resultados finais da placa do retificador de alta-frequência desenvolvida: (a) visão da parte superior da placa (TOP); (b) visão da parte inferior da placa (BOTTOM).

Transformador Isolador de Alta-Frequência

No projeto e desenvolvimento de um transformador existem dois fatores a ter em conta: as perdas no cobre e perdas no ferro. As primeiras dependem essencialmente do tipo de material condutor, do comprimento do condutor, da secção do mesmo e do valor de corrente que o atravessa. Já as segundas, dependem principalmente do tipo de material do núcleo magnético, da densidade de fluxo magnético e da frequência [52].

O material utilizado no projeto do transformador foi a ferrite. O núcleo de ferrite utilizado na construção do transformador é do modelo *UFI 120/80/40*, presente na Figura 5.11, do fabricante *IFCORES*.

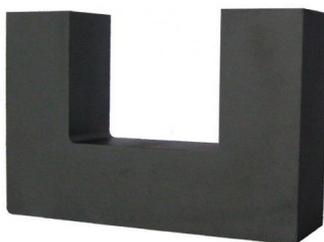


Figura 5.11 - Núcleo de ferrite UF/120/80/40 utilizado na construção do transformador de alta-frequência do conversor CC-CC *push-pull*.

Este núcleo foi escolhido pois o mesmo já se encontrava disponível no laboratório e não havia restrições a nível das dimensões. Na Tabela 5.1 são apresentadas algumas características do núcleo utilizado.

Tabela 5.1 - Características do núcleo de ferrite do modelo *UFI 120/80/40*.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Área Efetiva	A_c	1200 mm ²
Comprimento Efetivo	l_e	440 mm
Volume Efetivo	V_e	528 mm ³
Tamanho	-	2534 g

Para o dimensionamento do transformador define-se uma frequência de 40 kHz. O número de espiras do primário e do secundário são obtidos através da equação (5.1) e (5.2), respetivamente [52].

$$N_p = \frac{V_p (10^4)}{K_f B_{ac} f A_c} \quad (5.1)$$

$$N_s = \frac{N_p V_s}{V_p} \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right) \quad (5.2)$$

Onde tem-se:

V_p - Tensão no lado primário do transformador (V);

V_s – Tensão no secundário do transformador (V)

K_f - Coeficiente de onda de valor 4 (valor predefinido);

B_{ac} - Densidade de fluxo (Tesla);

F - Frequência (Hz);

A_c - Área transversal do núcleo (cm²);

α – Valor de regulação.

No dimensionamento do transformador, para o cálculo da secção de cobre a utilizar nos enrolamentos, admitiu-se uma densidade de corrente máxima no condutor de 3 A/mm². Assim, para o enrolamento primário utiliza-se uma secção de 0,83 mm² e para o enrolamento secundário uma secção de 8,33 mm².

Na Figura 5.12 está apresentado o resultado final do transformador de alta-frequência.



Figura 5.14 - Placa de drive (desenvolvida no GEPE).

Esta placa é composta por dois optoacopladores (um para cada semiconductor de potência) e duas fontes isoladas. O optoacoplador utilizado foi o *ACPL J313*, da *Avago* [53], tendo como principais características o facto de ter um isolamento de 1230 V, uma tensão de alimentação entre 15 V e 30 V e uma corrente máxima de saída de 2,5 A. Em série com o foto-díodo do optoacoplador foi colocada uma resistência de maneira a limitar a corrente que o percorre, garantindo assim que está de acordo com as especificações. As fontes isoladas CC-CC escolhidas são do modelo *MEVID1515SC*, da *Murata Power* [54]. Estas fontes têm um isolamento de 3 kV e têm 3 saídas: +15 V, -15 V e GND.

Neste circuito podem ser utilizadas uma ou duas fontes isoladas, pois existe a possibilidade da alimentação de um semiconductor ser partilhada com a do outro braço. Neste caso, como se trata de um conversor CC-CC *push-pull* (apenas dois semicondutores), utilizam-se duas fontes isoladas para alimentar cada um dos IGBTs do conversor.

Nesta placa é colocado um LED verde, com o objetivo de sinalizar e verificar a alimentação da mesma.

5.3 Desenvolvimento do sistema de controlo

Para o desenvolvimento do sistema de controlo são utilizadas placas já desenvolvidas pelo GEPE como: placa de adaptação do DSP, placa do sensor de tensão, placa do sensor de corrente, placa de aquisição e condicionamento de sinal, placa de comando e placa de DAC (*Digital to Analog Converter*). Para controlar o conversor CC-CC apresenta-se o fluxograma do algoritmo implementado.

5.3.1 Placa de Adaptação do DSP

A placa de adaptação de DSP (*Digital Signal Processor*) foi projetada para ser compatível com o DSP *TMS320F28335*, da *Texas Instruments* [55]. Na Figura 5.15 tem-se o DSP utilizado.

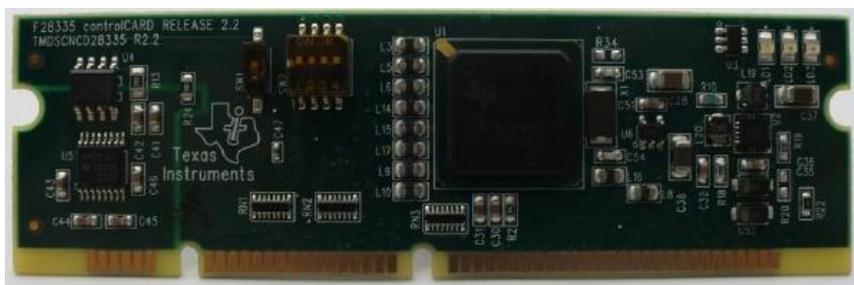


Figura 5.15 – DSP *TMS320F28335*, da *Texas Instruments*.

O DSP *TMS320F28335* possui vários recursos e funcionalidades, entre eles:

- *Clock* de 150 MHz (cada ciclo corresponde a 6,67 ns);
- Unidade de vírgula flutuante;
- 1 módulo de SPI (*Serial Peripheral Interface*);
- 3 Temporizadores de 32-bits;
- 18 Sinais PWM;
- 16 Canais de ADC (*Analog to Digital Converter*) de 12-bits e com um tempo de conversão de 80 ns;
- 88 Pinos de uso geral;
- 8 Interrupções externas que podem ser conectadas a qualquer pino;
- *Debug* em tempo real.

Na Figura 5.16, apresenta-se a placa de adaptação de DSP, desenvolvida no GEPE e utilizada nesta dissertação.



Figura 5.16 - Placa de adaptação de DSP (desenvolvida no GEPE).

Esta placa foi projetada para utilizar algumas funcionalidades e recursos do DSP. Esta tem 2 fichas *header* que são utilizadas para os 12 sinais PWM, sendo que cada saída tem uma amplitude máxima e mínima de +3,3 V e 0 V respetivamente.

Os sinais de ADC internos têm uma resolução de 12-bits e um tempo de conversão de 80 ns, mas têm a desvantagem de não permitirem entradas com valores negativos. Assim, e como é necessário medir valores positivos e negativos pelos sensores, foram utilizadas placas de ADC externas, conectadas à placa de adaptação de DSP através de uma ficha *header*.

5.3.2 Placa do Sensor de Tensão

A placa do sensor de tensão permite a medição dos valores de tensão de forma isolada. Para a realização desta placa optou-se por utilizar os sensores da *LEM*, *LV 25-P* [56]. Estes são do tipo efeito de Hall e apresentam uma boa precisão, linearidade, uma corrente nominal no primário de 10 mA e uma relação de tensão de 2500:1000. A alimentação do secundário deste sensor pode ser feita a 12 V ou a 15 V, mas como a fonte de alimentação é de 15 V, optou-se por os alimentar com esta mesma tensão.

Tendo em conta a gama de valores de tensão que se pretende medir, calculou-se o valor da resistência a colocar no primário de cada sensor. Definiu-se uma tensão a media de 276 V (valor eficaz). Este valor foi decidido tendo em conta o valor eficaz da tensão nominal da rede elétrica, 230 V, mas como existem flutuações de tensão, garantiu-se uma margem de segurança de 20%, obtendo-se os 276 V. Com base nele, calculou-se então a resistência a colocar no lado primário.

$$R_p = \frac{276 V}{10 mA} = 27,6 k\Omega \quad (5.3)$$

Tendo em conta a equação, definiu-se um valor de 28 Ω para a resistência do primário, composta pela série de uma resistência de 18 k Ω com uma resistência de 10 k Ω . Estas placas, já utilizadas noutros projetos do GEPE, encontravam-se disponíveis para serem utilizadas. Na Figura 5.17 podemos ver a placa do sensor de tensão utilizada.

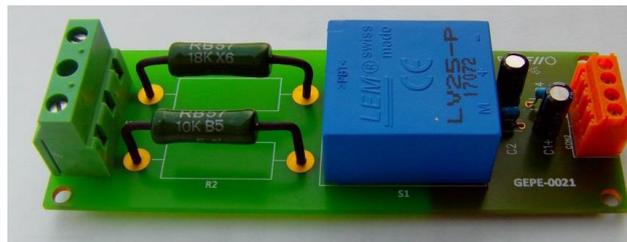


Figura 5.17 - Placa do sensor de tensão *LV 25-P* (desenvolvida no GEPE).

Esta placa tem dois conectores, um verde do lado primário e um laranja do lado secundário. A tensão de entrada, que se pretende medir, e o neutro são ligados no conector verdes, na entrada positiva e negativa respetivamente. O conector laranja possui 4 terminais: alimentação +15 V, alimentação -15 V, GND e saída do sensor de tensão.

5.3.3 Placa do Sensor de Corrente

Para adquirir os valores de corrente utiliza-se a placa de sensor de corrente, que permite media a correr de uma forma isolada.

Esta placa foi projetada para ser compatível com o sensor de corrente *LA 100-P*, da *LEM* [57]. Estes sensores de efeito Hall têm uma excelente precisão, $\pm 45\%$ (com a corrente nominal do primário), e uma boa linearidade. Estes apresentam uma corrente nominal de 100 A (valor eficaz) e uma relação de tensão de 1:2000.

A alimentação destes sensores pode ser feita a ± 12 V ou ± 15 V no lado secundário. Da mesma maneira que os sensores de tensão, optou-se por alimentar estes sensores a 15 V pois este valor coincide com o valor fornecido pela fonte de alimentação utilizada. Na Figura 5.18 é apresentada a placa do sensor de corrente, com todos os seus componentes.

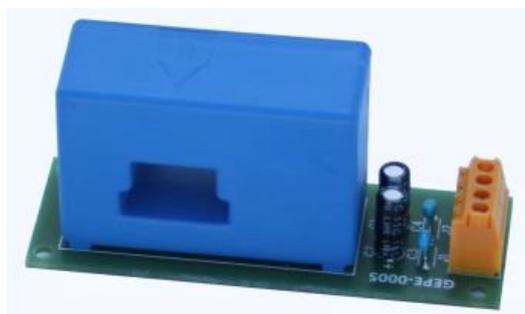


Figura 5.18 - Placa do sensor de corrente *LA 100-P* (desenvolvida no GEPE).

Esta placa possui um conector laranja com 4 terminais: uma para a alimentação +15 V, outros para a alimentação -15 V, outro para o GND e outro para a saída do sensor de corrente.

5.3.4 Placa de Aquisição e Condicionamento de Sinal

A placa de condicionamento de sinal utilizada contém 8 canais de leitura, sendo constituída por 8 circuitos de ADC e 8 circuitos de deteção de erros. Estas placas são habitualmente utilizadas em outros projetos do GEPE, e assim as mesmas já se encontravam disponíveis para serem utilizadas. Na Figura 5.19 tem-se a representação desta mesma placa.

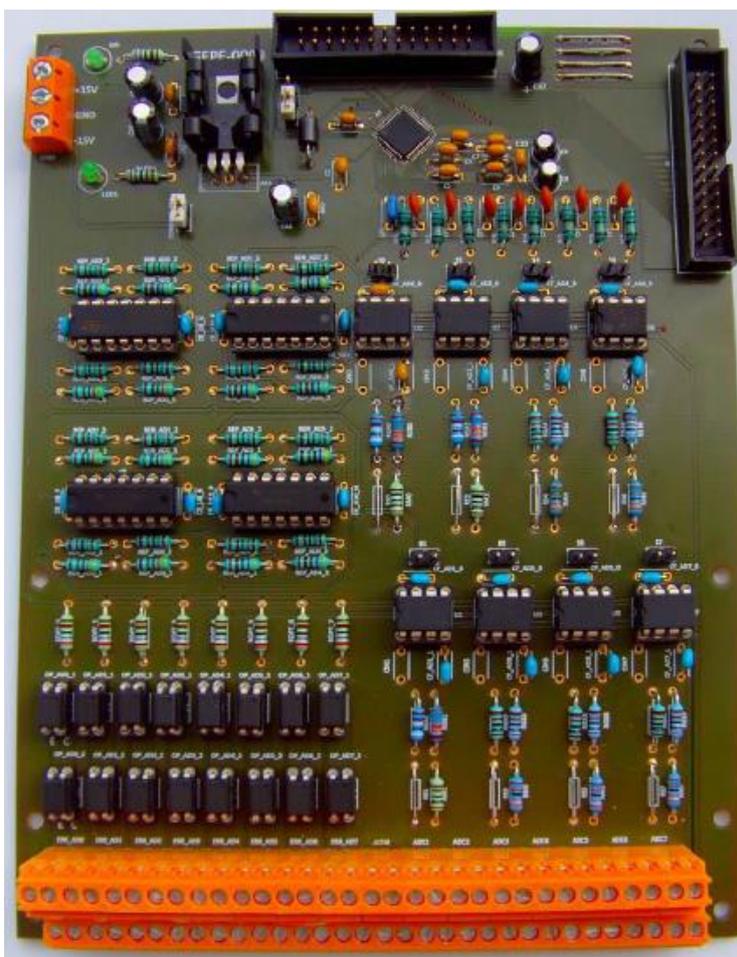


Figura 5.19 - Placa de aquisição e condicionamento de sinal (desenvolvida no GEPE).

5.3.5 Placa de Comando

A placa de comando, mostrada na Figura 5.20, é responsável por fazer a adaptação dos sinais de PWM provenientes do DSP, que se encontram entre 0 e 3,3 V, para os circuitos de *drive* dos IGBTs, que recebe os sinais entre 0 e 15 V. Esta placa é capaz de receber até 4 sinais de PWM e adaptá-los, de maneira que a cada um seja aplicado num IGBT.



Figura 5.20 - Placa de comando (desenvolvida no GEPE).

5.3.6 Placa de DAC

Na obtenção de resultados experimentais é bastante útil ter um *feedback* e uma análise das variáveis de controlo internas do DSP. Assim, foi desenvolvida no GEPE a placa de DAC (*Digital-to-Analog Converter*) que permite a visualização de 8 canais analógicos (com recurso a um osciloscópio). Na Figura 5.21 é apresentada a placa de DAC utilizada nesta dissertação de mestrado.

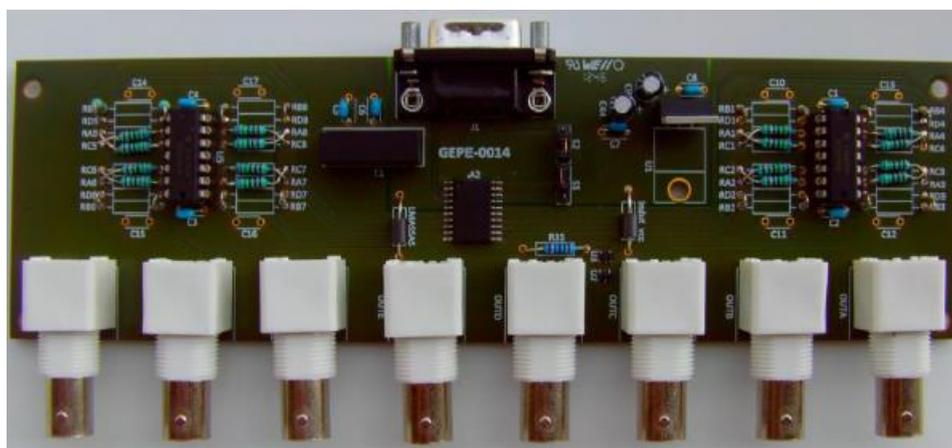


Figura 5.21 - Placa de DAC (desenvolvida no GEPE).

A comunicação entre a placa de DAC e a placa de adaptação de DSP é efetuada com recurso a um protocolo de SPI (*Serial Peripheral Interface*) e é efetuada através de uma ficha DB9. Em cada saída da placa de DAC encontra-se conectada uma ficha BNC fêmea, podendo assim os sinais analógicos serem observados.

Os sinais de saída do DAC estão limitados em -5 V e $+5\text{ V}$, logo no desenvolvimento do código há que ter esse aspeto da escala em conta.

5.3.7 Implementação do Sistema de Controlo

Uma das partes fundamentais na elaboração de circuitos de eletrónica de potência são os sistemas de controlo, pois estes são responsáveis pelo correto funcionamento dos semicondutores de potência e consequentemente do sistema a implementar. Os algoritmos de controlo são implementados em linguagem C no DSP *TMS320F28335* da *Texas Instruments* recorrendo ao software *Code Composer Suite*. Este código é desenvolvido para controlar e comutar os semicondutores de potência do conversor CC-CC *push-pull*.

Em primeiro lugar foram feitas as configurações iniciais do sistema, como a configuração do timer, do ADC e das entradas e saídas. Após as configurações iniciais passa-se ao código propriamente dito. Nesta parte configura-se o PWM para a frequência desejada e implementa-se o controlo do barramento CC através de um controlo PI. Na Figura 5.22 é apresentado o algoritmo de controlo implementado, representado em fluxograma.

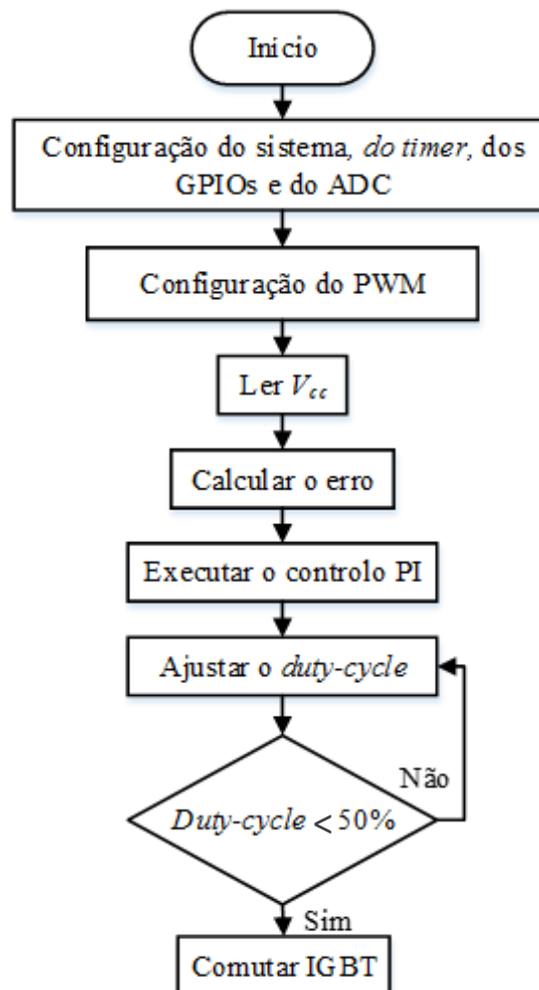


Figura 5.22 - Fluxograma do algoritmo de controlo do conversor CC-CC *push-pull* implementado.

5.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as etapas de implementação do conversor CC-CC *push-pull*. Numa primeira fase foram abordados os aspetos da implementação dos circuitos de potência, onde foram apresentadas as placas desenvolvidas, e numa segunda fase foi apresentado o sistema de controlo, desenvolvido para comutar os semicondutores de potência, e todas as placas suas constituintes.

Como circuitos de potência, realizou-se o desenho, no software *PADS*, de duas placas: a placa do conversor CC-CC, no lado primário do transformador, e a placa do retificador em ponte completa, no lado secundário do transformador. Nesta fase foi necessário adquirir conhecimentos práticos da ferramenta de desenho de PCBs (*Printed Circuit Board*). Estas placas foram posteriormente impressas e os seus componentes respetivos foram soldados. De salientar que foram também implementados circuitos de proteção de *gate* para os semicondutores de potência. Neste capítulo foram também apresentados o dimensionamento e a construção do transformador de alta-frequência utilizado no conversor CC-CC.

Quanto ao sistema de controlo, foram apresentadas as placas constituintes do mesmo. Estas placas foram anteriormente desenvolvidas pelos investigadores do GEPE (Grupo de Eletrónica de Potência e Energia). Por fim, foi apresentado o algoritmo de controlo, implementado no DSP *TMS320F28335*, da *Texas Instruments*, do conversor CC-CC *push-pull*.

Capítulo 6

Resultados Experimentais

6.1 Introdução

Finalizadas as implementações do conversor CC-CC *push-pull*, do transformador de alta-frequência, e do sistema de controlo, procedeu-se aos testes e recolha de resultados experimentais.

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais do transformador de alta-frequência, onde o mesmo é validado, e do conversor CC-CC *push-pull* a operar isoladamente. Inicialmente, para a comutação dos IGBTs do conversor, aplicou-se um controlo em malha aberta, ajustando o *duty-cycle* a um valor fixo, sendo apresentados os resultados do mesmo. De seguida são apresentados resultados do conversor CC-CC com controlo em malha fechada, através da implementação de um controlo PI para regulação do barramento CC.

Todos os resultados experimentais apresentados foram obtidos no laboratório do GEPE (Grupo de Eletrónica de Potência e Energia). Para visualização dos resultados experimentais foi utilizado o osciloscópio *Tektronic TPS2024* disponível no laboratório. Para alimentação do conversor CC-CC foram utilizadas duas fontes de tensão, também disponíveis no laboratório.

Na Figura 6.1 apresentam-se algumas fotografias da bancada de ensaios do conversor CC-CC e do transformador de alta-frequência.

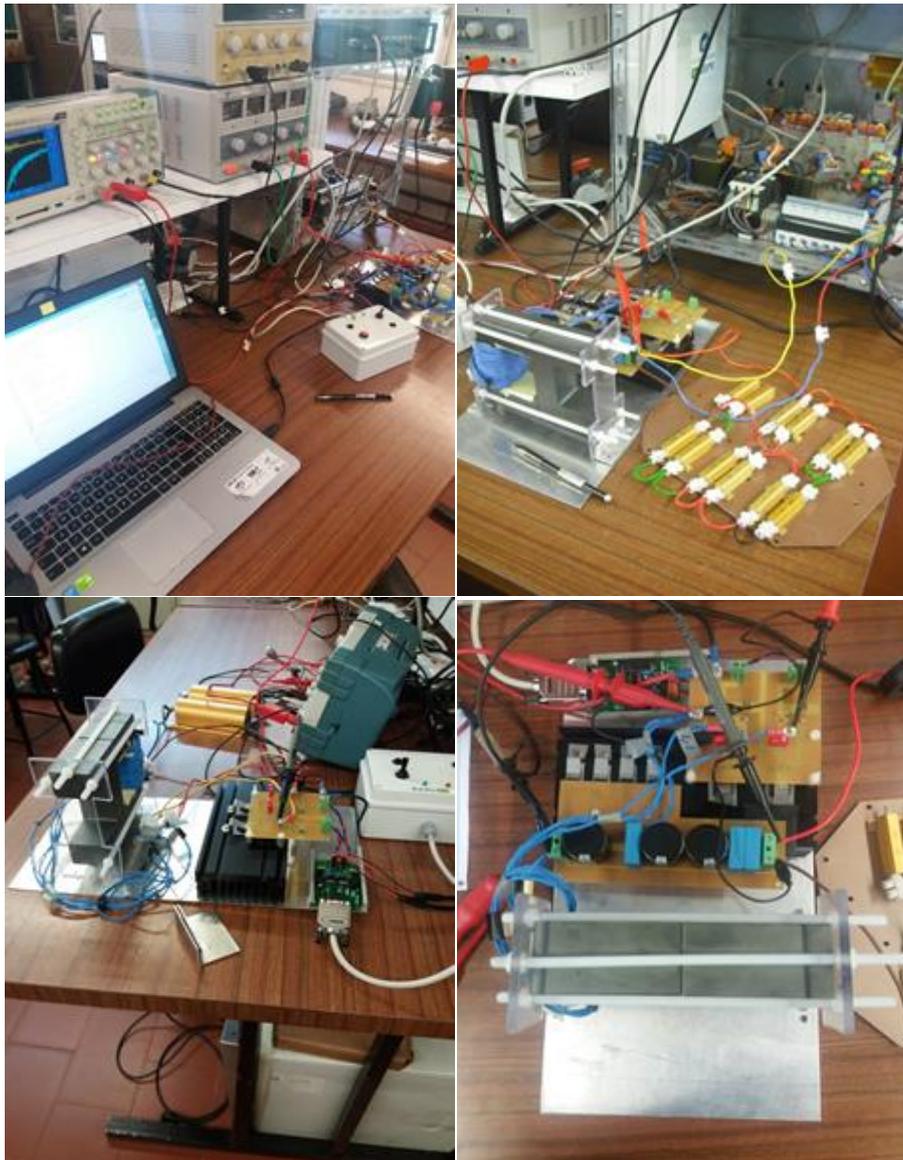


Figura 6.1 - Visão geral da bancada de ensaios do conversor CC-CC e do transformador de alta-frequência.

6.2 Transformador de Alta-Frequência

O transformador de alta-frequência, dimensionado e construído, é responsável por garantir o isolamento galvânico do conversor de potência. Depois de construído, foi necessário validar o mesmo, realizando testes em vazio e em carga, de forma a garantir o seu bom funcionamento. Inicialmente realizou-se o teste de polaridade do transformador. Assim, como primeiro teste, aplica-se uma tensão sinusoidal de 40 kHz ao secundário do transformador, através de um gerador de sinais e de um amplificador analógico. De seguida, noutro teste realizado, aplica-se uma carga resistiva de 680Ω no lado primário do transformador e introduz-se uma tensão no lado secundário, com um valor de pico de 7,20 V e com uma frequência de 40 kHz. Neste teste mediram-se os valores das tensões nos enrolamentos do transformador e da corrente na carga.

Na Figura 6.2 são apresentados os resultados dos ensaios experimentais realizados ao transformador de alta-frequência. O objetivo é validar a razão de transformação pretendida (1:16) e verificar se não ocorre saturação do transformador para uma frequência de comutação de 40 kHz.

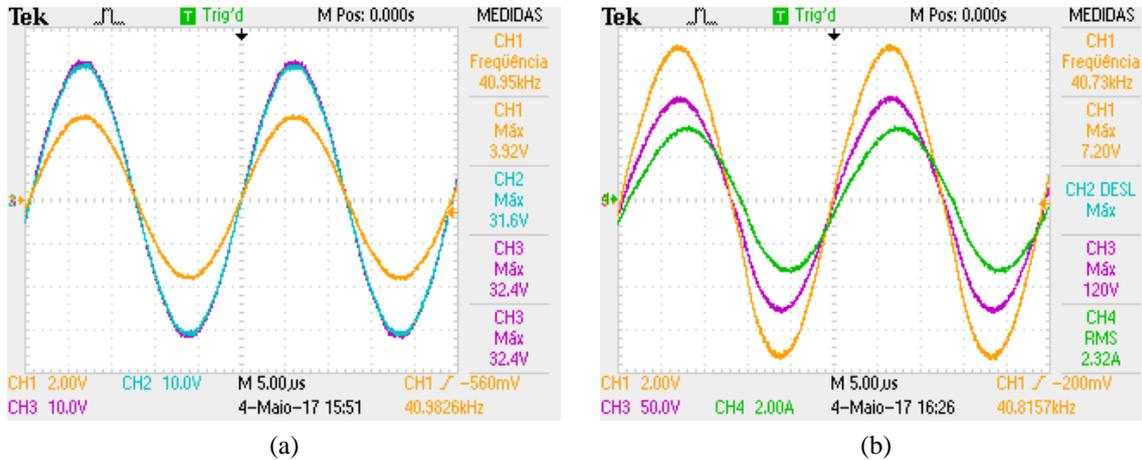


Figura 6.2 – Resultados experimentais dos ensaios ao transformador de alta-frequência: (a) Formas de onda das tensões no primário nos dois enrolamentos (CH2 e CH3) e no secundário (CH1) do transformador; (b) Formas de onda das tensões no primário num enrolamento (CH3), no secundário (CH1) e da corrente na carga (CH4) com uma resistência de 680 Ω .

Na Figura 6.2 b) é possível observar a tensão de entrada aplicada ao secundário do transformador (CH1), a tensão do lado primário (CH3), ou seja, aos terminais da resistência, e a corrente presente no lado secundário do transformador. A tensão na carga apresenta um valor de pico de 120 V, satisfazendo a razão de transformação de 16:1, e a corrente um valor eficaz de 2,32 A. Como pode observar-se, na Figura 6.2 b), a corrente apresenta um pequeno desfasamento em relação à tensão, cerca de 13%. Este desfasamento deve-se ao facto de haver um pequeno valor de indutância.

Após os testes realizados, tanto em vazio como em carga, pode concluir-se que a razão de transformação se encontra dentro dos valores dimensionados e considerados aceitáveis.

6.3 Conversor CC-CC *Push-Pull* de Alta-Frequência

Seguindo o trabalho realizado, e depois de validado e apresentado os resultados experimentais do transformador de alta-frequência, são apresentados de seguida os resultados experimentais relativos ao funcionamento do conversor CC-CC *push-pull*. Os testes realizam-se de forma iterativa, ou seja, primeiro é testada a comutação dos IGBTs, de seguida acrescenta-se o transformador de alta-frequência e por fim é adicionada a ponte retificadora de alta-frequência com o barramento de condensadores. Em cada uma destas fases são obtidos resultados experimentais

Neste tópico são apresentados os resultados experimentais referentes ao funcionamento do conversor CC-CC implementado.

6.3.1 Placa Do Conversor CC-CC *Push-Pull* no Lado Primário

Para validar a configuração do PWM do sistema de controlo são testados, através das placas de comando e de drive, os sinais PWMs gerados. Estes sinais são configurados a uma frequência de 40 kHz. Na Figura 6.3 têm-se os dois sinais PWM gerados pela placa de comando com um *duty-cycle* fixo de 15% e 30%, respetivamente.

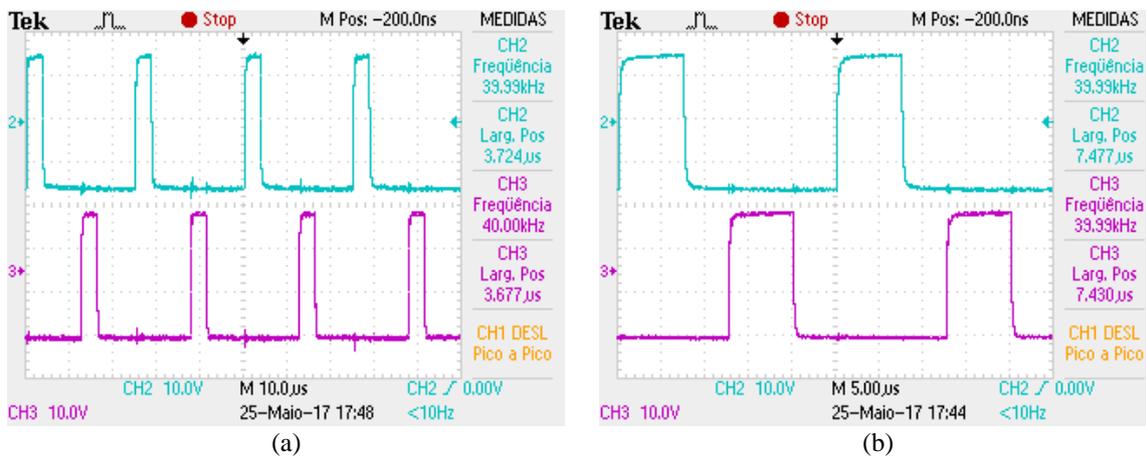


Figura 6.3 - Formas de onda dos sinais PWM à saída da placa de drive para um *duty-cycle* fixo de: (a) 15%; (b) 35%.

Após validada a configuração do PWM, é realizado, isoladamente, o ensaio à placa do conversor CC-CC no lado primário. Este teste tem o objetivo de enviar pulsos para os IGBTs, de maneira a validar as comutações dos mesmos. Para este ensaio é ligada uma carga de 680 Ω na saída e aplicada uma tensão de entrada constante de 15 V. Na Figura 6.4 são apresentadas as formas de onda dos PWMs enviados aos IGBTs e das tensões na carga.

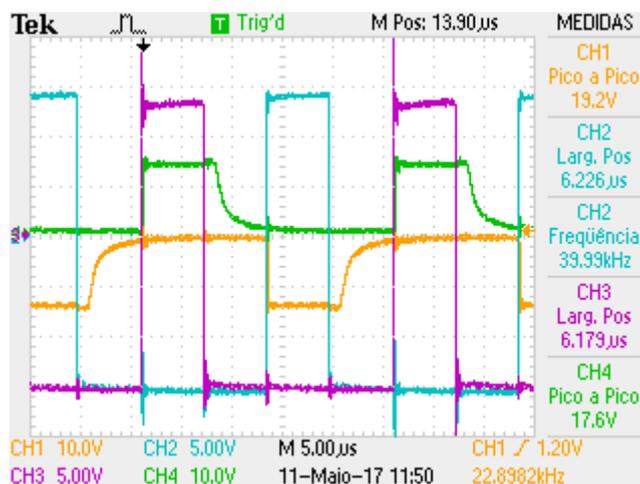


Figura 6.4 - Formas de onda dos PWMs para a comutação dos IGBTs (CH2 e CH3) e das tensões na carga nos dois enrolamentos (CH1 e CH4).

Como pode observar-se, a frequência de comutação encontra-se dentro do valor esperado (40 kHz) e os IGBTs encontram-se a comutar devidamente.

6.3.2 Conversor CC-CC *Push-Pull* com Transformador de Alta Frequência

Validados os sinais PWM e a comutação dos IGBTs é necessário validar a placa desenvolvida a funcionar com o transformador de alta-frequência. Para este ensaio é utilizada uma carga resistiva de 4 Ω e uma tensão de entrada constante de 120 V. O objetivo deste teste é validar a comutação dos semicondutores e o transformador de alta-frequência, verificando se o mesmo não entra em saturação com o funcionamento do sistema. Na Figura 6.5 é possível observar as formas de onda da tensão num enrolamento primário (CH3) e no secundário (CH4) do transformador do conversor CC-CC quando aplicada uma tensão de entrada constante (CH2) de 120 V, para um *duty-cycle* fixo de 20% e 35%, respetivamente.

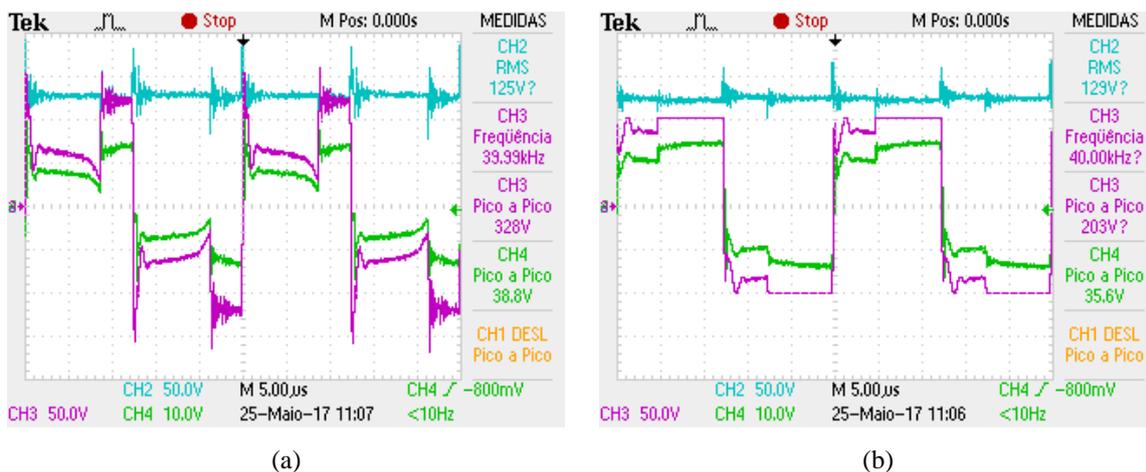


Figura 6.5 – Formas de onda da tensão de entrada (CH2) e das tensões no primário (CH3) e secundário (CH4) do transformador do conversor CC-CC para um *duty-cycle* fixo de: (a) 20%; (b) 35%.

Em ambos os casos a frequência de comutação correspondeu ao valor pretendido, 40 kHz, e a tensão de pico da tensão no secundário correspondeu aproximadamente à tensão de pico da tensão no primário dividida pela razão de transformação, o que era o esperado.

Na Figura 6.6 tem-se mais um resultado experimental. São apresentadas as formas de onda das tensões nos dois enrolamentos do lado primário (CH2 e CH3) e no secundário do transformador de alta-frequência.

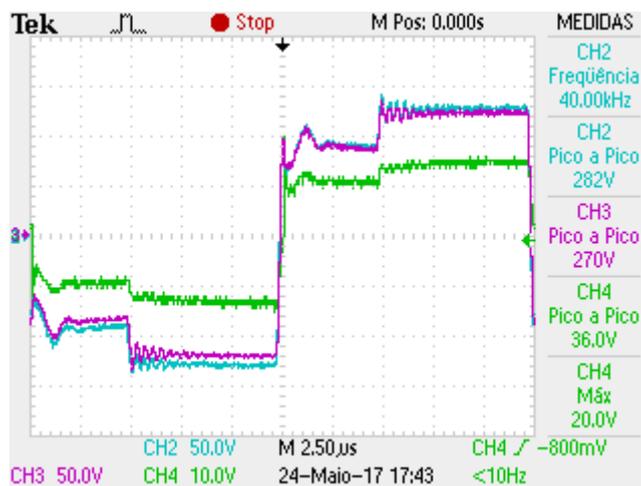


Figura 6.6 – Formas de onda das tensões nos enrolamentos do lado primário (CH2 e CH3) e no secundário (CH4) do transformador do conversor CC-CC.

Pode concluir-se que o conversor CC-CC com o transformador de alta-frequência encontra-se a funcionar de forma esperada.

6.3.3 Conversor CC-CC *Push-Pull* com Transformador de Alta Frequência e com Retificador Monofásico

Seguidamente, foi adicionada a ponte retificadora e o barramento com os condensadores ao sistema. Por se tratar de frequências elevadas, a ponte retificadora é constituída por díodos rápidos, e no barramento CC é utilizada uma capacidade de cerca de 300µF. Assim, com a realização destes ensaios, valida-se o conversor CC-CC *push-pull* com o transformador de alta-frequência. Tal como nos testes realizados anteriormente, aplica-se uma tensão de entrada de 120 V e uma carga resistiva de 4 Ω na saída do conversor CC-CC.

Inicialmente valida-se o conversor CC-CC *push-pull* com um controlo em malha, aberta não controlando o barramento CC, ou seja, apenas aplica-se um *duty-cycle* fixo para comutar os IGBTs. Na Figura 6.7 são apresentadas as formas de onda da tensão no secundário do transformador (CH4) e da tensão (CH1) e corrente (CH3) no barramento CC, quando aplicada uma tensão de entrada de 120 V.

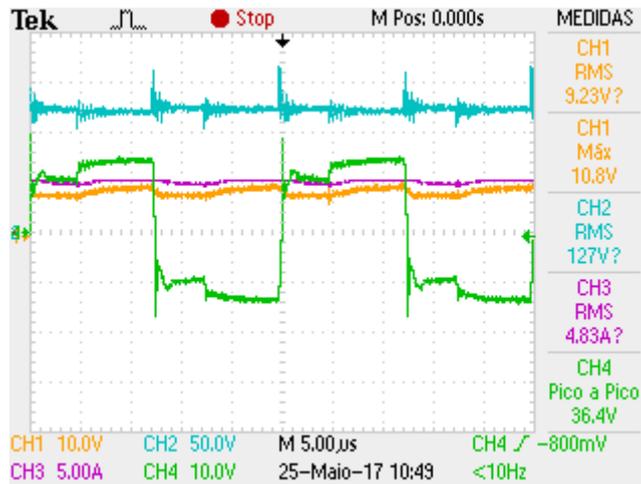


Figura 6.7 - Formas de onda da tensão de entrada (CH2), tensão no secundário transformador (CH4) e da tensão (CH1) e corrente (CH3) no barramento CC do conversor CC-CC *push-pull*.

Na Figura 6.8 é apresentado mais um resultado experimental, onde pode observar-se a relação entre as tensões nos enrolamentos primário e secundário quando aplicada uma tensão de entrada constante.

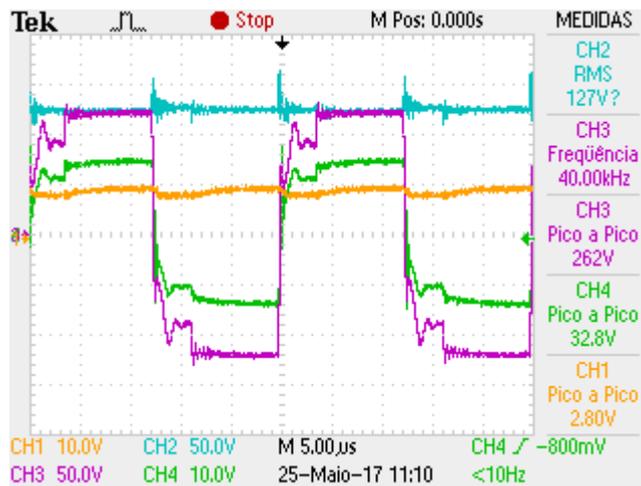


Figura 6.8 - Formas de onda da tensão de entrada (CH2), tensões no primário (CH3) e no secundário (CH4) do transformador e da tensão no barramento CC (CH1) do conversor CC-CC *push-pull*.

Foram também verificados os sinais PWMs à saída da placa de comando para um *duty-cycle* fixo de 15% e 35%. Na Figura 6.9 é apresentado este resultado experimental.

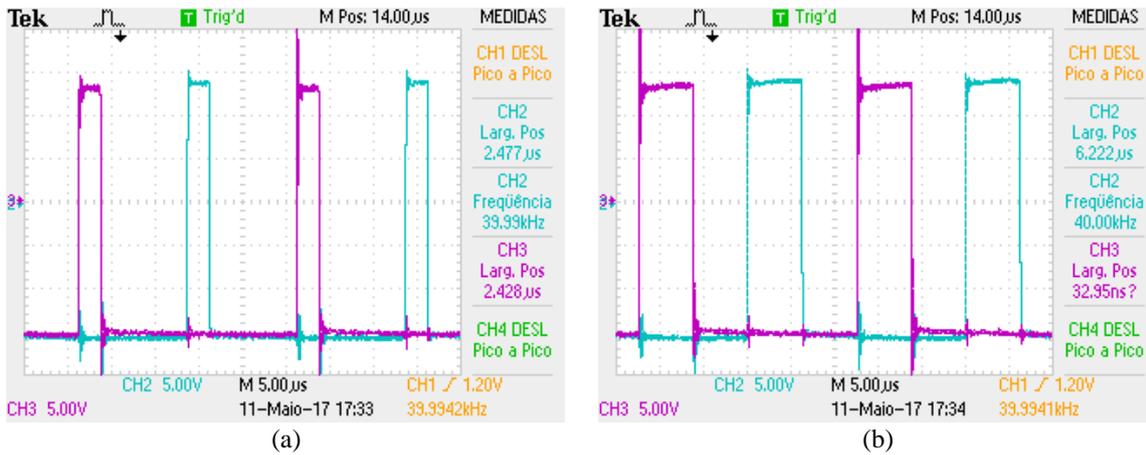


Figura 6.9 - Formas de onda dos sinais PWM aplicados aos semicondutores com *duty-cycle* fixo de: (a) 15%; (b) 35%.

De seguida, fez-se o ensaio do conversor CC-CC a operar com controlo em malha fechada. Neste controlo aplica-se um PI e compara-se a tensão lida no barramento CC, através de um sensor de tensão, com um valor de referência. O objetivo desde teste é controlar a tensão no barramento CC. Na Figura 6.10 são apresentadas as formas de onda da tensão no barramento CC e do valor da tensão de referência obtida através do DAC. São apresentados resultados em regime transitório e em regime permanente, respetivamente.

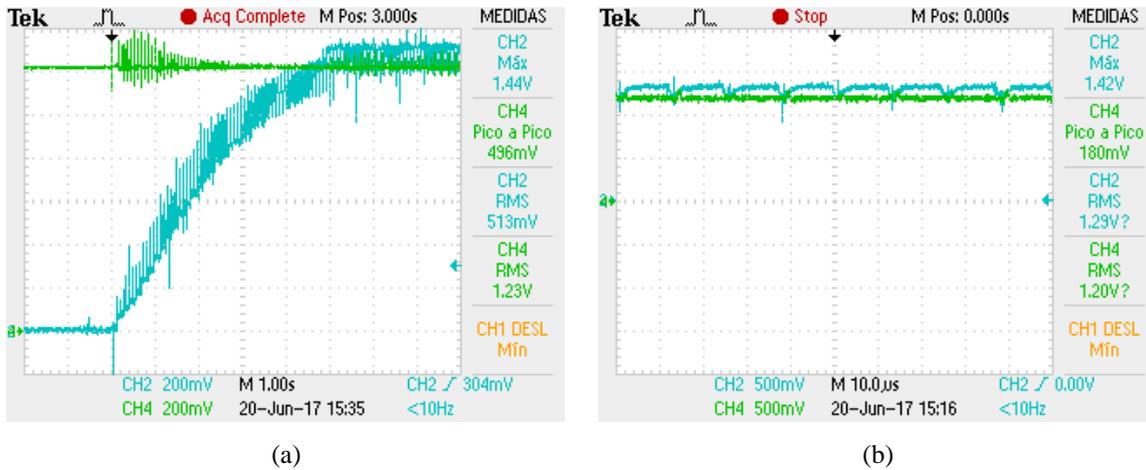


Figura 6.10 – Resultados experimentais da regulação do barramento CC do conversor CC-CC *push-pull* de alta-frequência: (a) Tensão de referência obtida através do DAC (CH4) e tensão regulada (CH1) em regime transitório; (b) Tensão de referência obtida através do DAC (CH4) e tensão regulada (CH1) em regime permanente.

6.4 Conclusões

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais do transformador de alta-frequência e do conversor CC-CC *push-pull*. Estes resultados foram obtidos dos testes realizados a cada uma das placas desenvolvidas de forma individual.

Numa primeira fase realizaram-se testes em vazio e em carga do transformador de alta-frequência. O objetivo destes foi validar a razão de transformação e a polaridade do transformador. Durante estes testes, foram apresentadas as formas de onda das tensões nos enrolamentos do transformador. Posteriormente foi testada a placa no lado primário do transformador, onde foram validadas as configurações dos PWMs do sistema de controlo e verificada as comutações dos IGBTs. Por fim, foi inserida a placa com o circuito retificador e com o barramento CC no sistema. Com todas as placas do conversor CC-CC *push-pull* foram realizados testes do circuito em malha aberta e em malha fechada, apresentando-se resultados experimentais para ambos os casos.

Capítulo 7

Conclusões e Trabalho Futuro

7.1 Conclusões

No âmbito desta dissertação de mestrado foram desenvolvidos um conversor CC-CC *push-pull* e um transformador de alta-frequência para garantir o isolamento galvânico do mesmo. Este conversor pode ter como aplicação a interface entre os sistemas solares fotovoltaicos e o Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente, implementado em simulação nesta dissertação de mestrado, aproveitando assim a potência produzida pelos painéis solares fotovoltaicos para injetar a mesma na rede elétrica, melhorando os problemas de qualidade de energia elétrica (QEE).

No Capítulo 1 foi apresentada uma pequena introdução aos temas da qualidade de energia elétrica, filtros ativos de potência e energias renováveis.

No Capítulo 2 foi elaborada uma revisão bibliográfica dos Filtros Ativos do Tipo Fonte de Corrente, onde foram apresentadas e estudadas algumas topologias dos mesmos, destacando o Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente. Neste capítulo foi realizado também um levantamento sobre o estado da arte dos sistemas de controlo e de modulação aplicáveis aos Filtros Ativos do Tipo Fonte de Corrente. Nas técnicas de controlo foram estudadas e apresentadas a Teoria $p-q$ e o método FBD (*Fryce-Buchholz-Depenbrock*). Já nas técnicas de modulação foram analisadas a técnica de *periodic sampling*, modulação vetorial e *carrier-based PWM*. A Teoria $p-q$ e a modulação vetorial foram os algoritmos escolhidos para implementar em simulação o controlo e a modulação do FAP. Por fim apresentou-se o algoritmo de uma malha de captura de fase (*Phase Locked Loop* - PLL) responsável pelo sincronismo do sistema com as tensões da rede elétrica.

No Capítulo 3 foram apresentadas algumas topologias de conversores CC-CC para aplicação em sistemas solares fotovoltaicos. Foram apresentadas topologias de conversores sem isolamento galvânico, como o conversor CC-CC *boost* e o conversor CC-CC *buck-boost*, e com isolamento galvânico, como o conversor CC-CC em ponte completa e o conversor CC-CC *push-pull*, utilizado e implementado nesta dissertação de mestrado. Realizou-se também um levantamento do estado da arte sobre os algoritmos de controlo MPPT (*Maximum Power Point Tracker*) para a obtenção do ponto de máxima potência dos sistemas solares

fotovoltaicos. Para este controlo foram apresentados os algoritmos: tensão constante, corrente constante, perturbação e observação (P&O) e condutância incremental.

No Capítulo 4 foram apresentadas todas as simulações computacionais realizadas através do software PSIM. Numa primeira fase foram simuladas as técnicas de controlo da Teoria $p-q$, da modulação vetorial e da malha de captura de fase. Validadas todas estas técnicas de controlo, simulou-se o Filtro Ativo Paralelo com o inversor fonte de corrente a compensar um sistema elétrico. Neste capítulo foram apresentados também os resultados de simulação do conversor CC-CC *push-pull*.

No Capítulo 5 foram apresentadas a implementação do conversor CC-CC *push-pull* e do transformador de alta-frequência. Foram apresentadas as placas de circuito impresso (PCBs - *Printed-Circuit Board*) desenvolvidas e os componentes utilizados nas mesmas. Apresentou-se também o sistema de controlo do conversor e as placas envolventes no mesmo, desenvolvidas pelos investigadores do GEPE (Grupo de Eletrónica de Potência e Energia) em anteriores projetos.

No Capítulo 6 foram apresentados os resultados experimentais do sistema desenvolvido. Inicialmente realizaram-se os testes ao transformador de alta-frequência, onde se realizou o teste da polaridade e onde se apresentou alguns resultados experimentais das tensões nos enrolamentos, validando assim a razão de transformação. De seguida foram apresentados os testes das placas do conversor CC-CC *push-pull*. Foram apresentados resultados experimentais do conversor em malha aberta, com valores de *duty-cycle* fixos e em malha fechada, com um controlo PI (proporcional integral) para regulação do barramento CC.

No geral pode concluir-se que, apesar de algumas limitações, o conversor CC-CC *push-pull* isolado pelo transformador de alta-frequência apresentou resultados satisfatórios e dentro do esperado.

7.2 Sugestões de Trabalhos Futuros

Devido a algumas limitações e dificuldades encontradas, não foi possível implementar o sistema para fazer interface entre os painéis solares fotovoltaicos e o Filtro Ativo do Tipo Fonte de Corrente. Nesta dissertação de mestrado não foi possível também validar o conversor CC-CC *push-pull* com o algoritmo de MPPT e em condições nominais.

Esta dissertação de mestrado tem uma grande capacidade de evolução e de melhoria, pois faltou implementar o Filtro Ativo Paralelo do Tipo Fonte de Corrente, tendo sido apenas feito o estudo teórico e a simulação do mesmo. Assim, para trabalhos futuros propõem-se:

- Implementar o Filtro Ativo do Tipo Fonte de Corrente com o conversor CC-CC;
- Validar e otimizar o conversor CC-CC *push-pull* com controlo de MPPT;
- Melhorar a técnica de controlo do conversor CC-CC;
- Criar um protótipo com a integração de todo o sistema: sistema solar fotovoltaico, conversor CC-CC e FAP com inversor fonte de corrente;
- Criar uma interface gráfica da integração do sistema.

Sobre o estudo bibliográfico realizado, poderiam ser estudados e apresentados outras topologias de conversores CC-CC para fazer interface com as fontes de energia renovável. Poderia ser realizado um estudo mais intensivo, apresentado com mais detalhe vantagens, desvantagens e diferenças a nível da eficiência e do custo

Nas simulações computacionais é importante estudar e implementar outras técnicas de controlo e modulação do Filtro Ativo do Tipo Fonte de Corrente, de maneira a fazer-se uma comparação mais aprofundada das mesmas.

Relativamente à implementação do conversor CC-CC propõem-se a realização de mais ensaios experimentais com diversas cargas, de forma a melhorar o desempenho do mesmo. Em relação ao software, poderiam ser testadas outras técnicas de controlo, de maneira a comparar os resultados experimentais obtidos.

Referências

- [1] E. Fuchs and M. Masoum, *Power Quality in Power Systems and Electrical Machines*, 1st ed. Elsevier, 2008, ISBN: 9780123695369.
- [2] S. Dineshkumar and N. Senthilnathan, “Three Phase Shunt Active Filter Interfacing Renewable Energy Source with Power Grid,” in *2014 Fourth International Conference on Communication Systems and Network Technologies*, 2014, pp. 1026–1031, ISBN: 978-1-4799-3070-8.
- [3] J. L., J. G., and H. Goncalves, “Active Power Conditioners to Mitigate Power Quality Problems in Industrial Facilities,” in *Power Quality Issues*, A. Zobaa, Ed. April 17, 2013. doi: 10.5772/53189.
- [4] J. Afonso, C. Couto, and J. Martins, “Active Filters with Control Based on the p-q Theory,” *IEEE Industrial. Electronics. Society. newsletter.*, vol. 47, pp. 5–10, 2000, ISSN: 0746-1240.
- [5] D. Figueroa, L. Moran, P. Ruminot, and J. Dixon, “A series active power filter scheme for current harmonic compensation,” in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 3587–3591. doi: 10.1109/pesc.2008.4592511, ISSN: 0275-9306.
- [6] D. C. Pham, S. Huang, and K. Huang, “Modeling and Simulation of Current Source Inverters with Space Vector Modulation,” in *International Conference on Eletrical Machines and Systems (ICEMS), 2010*, pp. 320–325, ISBN: 978-1-4244-7720-3.
- [7] B. Exposto, V. Monteiro, J. G. Pinto, D. Pedrosa, A. A. N. Meléndez, and J. L. Afonso, “Three-Phase Current-Source Shunt Active Power Filter with Solar Photovoltaic Grid Interface,” *IEEE ICIT Industrial Technology Conference*, pp.1211-1215, Seville, Spain, March 2015. ISBN: 978-1-4799-7799-4.
- [8] Associação Portuguesa de Energias Renováveis (Apren), “Energias Renováveis. O que são?” [Online]. Available: <http://apren.pt/pt/energias-renovaveis/o-que-sao/>. [Accessed: 12-Sep-2016].
- [9] Portal Energia, “Vantagens e desvantagens das energias renováveis.” [Online]. Available: <http://www.portal-energia.com/vantagens-e-desvantagens-das-energias-renovaveis/>. [Accessed: 23-Nov-2016].
- [10] H. Akagi, “New trends in active filters for power conditioning,” *Industry Applications, IEEE Transactions*, vol. 32, no. 6, pp. 1312–1322, 1996. doi: 10.1109/28.556633, ISSN: 00939994.
- [11] P. Parkatti, M. Salo, and H. Tuusa, “A novel vector controlled current source shunt active power filter and its comparison with a traditional topology,” in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, pp. 1–9. doi: 10.1109/EPE.2007.4417399.
- [12] H. Akagi, “Active Harmonic Filters,” *Proc. IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2128–2141, Dec. 2005. doi: 10.1109/JPROC.2005.859603, ISSN: 0018-9219.
- [13] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, “A review of active filters for power quality improvement,” *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 46, pp. 960–971, 1999.
- [14] M. Kazerani, “A multilevel current-source inverter based grid-connected photovoltaic system,” *2011 North Am. Power Symp.*, pp. 1–6, 2011. doi: 10.1109/NAPS.2011.6025164.
- [15] M. Salo and S. Pettersson, “Current-Source Active Power Filter with an Optimal DC Current Control,” *Power Electron. Spec. Conf. 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pp. 1–4, 2006. doi: 10.1109/PESC.2006.1711975, ISSN: 0275-9306.
- [16] B. Exposto, J. G. Pinto, D. Pedrosa, V. Monteiro, H. Gonçalves, and J. L. Afonso, “Current-Source Shunt Active Power Filter with Periodic-Sampling Modulation Technique,” *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 1274–1279, 2012, ISBN: 978-1-4673-2420-5.

- [17] J. G. Pinto, R. Pregitzer, L. F. C. Monteiro, and J. L. Afonso, “3-Phase 4-Wire Shunt Active Power Filter with Renewable Energy Interface Key words,” *ICREPQ'07- International Conference Renewable Energies and Power Quality*, no. 1, pp. 28–30, 2007, ISBN: 978-84-611-4707-6.
- [18] M. Routimo, M. Salo, and H. Tuusa, “Comparison of voltage-source and current-source shunt active power filters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 636–643, 2007. doi: 10.1109/TPEL.2006.890005, ISSN: 0885-8993.
- [19] J. G. 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.
- [20] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three Phase Circuits,” *IPEC'83 - Int. Power Electron. Conf, Tokyo, Japan*, pp. 1375–1386, 1983.
- [21] E. H. Watanabe, R. M. Stephan, and M. Aredes, “New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Power in Electrical Systems With Generic Loads,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 8, 1993.
- [22] J. L. Afonso, M. J. S. Freitas, and J. S. Martins, “p-q Theory Power Components Calculations,” *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Rio de Janeiro, Brasil, pp. 9–11, 2003, ISBN: 0-7803-7912-8.
- [23] B. Exposto, J. G. Pinto, V. Monteiro, D. Pedrosa, H. Gonçalves, and J. L. Afonso, “Experimental and Simulation Results of a Current-Source Three-Phase Shunt Active Power Filter using Periodic-Sampling,” *Annual Seminar on Automation Industrial Electronics Instrumentation*, Guimarães, Portugal, pp. 380-385, 2012, ISBN: 978-972-98603-5-5.
- [24] B. Exposto, B. Exposto, H. Gonçalves, J. G. Pinto, J. L. Afonso, and C. Couto, “Three Phase Four Wire Shunt Active Power Filter from Theory to Industrial Facility Tests,” *Electric Power Quality Utilization Conference*, Lisboa, Portugal, 2011, doi: 10.1109/EPQU.2011.6128881.
- [25] J. G. Pinto, B. Exposto, V. Monteiro, L. F. C. Monteiro, C. Couto, and J. L. Afonso, “Comparison of Current-Source and Voltage-Source Shunt Active Power Filters for Harmonic Compensation and Reactive Power Control,” *38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Societ*, pp. 5143–5148, Montreal, Canada, 2012, ISBN: 978-1-4673-2420-5.
- [26] E. H. Watanabe, S. Member, J. L. Afonso, J. G. Pinto, and S. Member, “Instantaneous p-q Power Theory for Control of Compensators in Micro-Grids,” *International School on NONSINUSOIDAL Currents Compensation*, Lagow, Polónia, 2010, ISBN:978-1-4244-5435-8.
- [27] B. Exposto, H. Carneiro, G. Pinto, C. Couto, and J. L. Afonso, “Simulations of a current-source Shunt Active Power Filter with Carrier-Based PWM and Periodic Sampling modulation techniques,” *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Application*, pp.1-8, 2011.
- [28] M. Depenbrock, “The FBD-method, a generally applicable tool for analyzing power relations,” *ICHPS V International Conference on Harmonics in Power Systems*, vol. 8, pp. 135–141, 1992.
- [29] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Academic Press Series in Engineering, 2001, ISBN: 0125816502.
- [30] F. R. de C. G. Pinto, “Desenvolvimento de um Filtro Ativo Paralelo com CSI e Controlo de Corrente no Barramento CC,” Dissertação de Mestrado na Universidade do Minho - Escola de Engenharia, 2013.
- [31] S. Golestan, M. Monfard, F. D. Freijedo, and J. M. Guerrero, “Design and tuning of modified power based PLL for single phase grid connected power conditioning system,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 8, pp. 3639–3650, 2012.
- [32] T. Thacker, D. Boroyevich, R. Burgos, and F. Wang, “Phase-locked loop noise reduction via

- phase detector implementation for single-phase systems,” *IEEE Transactions Industry Electronics.*, vol. 58, no. 6, pp. 2482–2490, 2011, ISSN: 02780046.
- [33] L. G. B. Rolim, D. R. Da Costa, and M. Aredes, “Analysis and software implementation of a robust synchronizing PLL circuit based on the pq theory,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 6, pp. 1919–1926, 2006, ISSN: 0278-0046.
- [34] R. Rodrigues, “Inversor Fonte de Corrente para Sistemas Solares Fotovoltaicos,” Universidade do Minho, Dissertação de Mestrado na Universidade do Minho - Escola de Engenharia, 2014.
- [35] M. R. Patel, *Wind and Solar Power Systems: Design, Analysis, and Operation*. Taylor & Francis Group, 2006, ISBN: 9780849315701.
- [36] A. Luque and S. Hegedus, *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*. 2011, p. 1162, ISBN: 0471491969.
- [37] DGS, *Planning and Installing Photovoltaic Systems: A guide for Installers, Architects, and Engineers*, 2012, p.396.
- [38] F. Blaabjerg, F. Lov, R. Teodorescu, and Z. Chen, "Power Electronics in Renewable Energy Systems" in *Power Electronics and Motion Control*, 2006, pp-1-17.
- [39] M. do C. B. Rodrigues, E. C. Teixeira, and H. A. Braga, “Uma Visão Topológica Sobre Sistemas Fotovoltaicos Monofásicos Conectados à Rede de Energia Elétrica,” *Proc. 5th Latin-Amer. Congr. Electr. Gen. Transm.*, 2003.
- [40] P. A. Batschauer, “Eletrônica de Potência Conversores CC-CC,” pp. 1–36.
- [41] B. Bell and A. Hari, “Topology Key to Power Density in Isolated DC-DC Converters,” in *Power Electronics Technology*, 2011, ISSN:15402800.
- [42] A. K. Vijayan, S. Sreedharan, and P. Philip, “A New Full Bridge DC / DC Converter Topology with ZVZCS Features,” *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 9, no. 1, pp. 46–54, 2014, ISSN: 2320-3331.
- [43] R. A. Cullen, “What is Maximum Power Point Tracking (MPPT) and How Does it Work?,” *Blue Sky Energy*, vol. 1, pp. 1–2, 2010.
- [44] J. Jiang, T. Huang, Y. Hsiao, and C. Chen, “Maximum Power Tracking for Photovoltaic Power Systems,” *Tamkang Journal of Science and Engineering*, vol. 8, no. 2, pp. 147–153, 2005. doi: 10.1109/IAS.2002.1042685, ISSN: 15606686.
- [45] K. S. Tey and S. Mekhilef, “Modified Incremental Conductance MPPT Algorithm to Mitigate Inaccurate Responses Under Fast-changing Solar Irradiation Level,” *Elsevier Solar Energy*, vol. 101, pp. 333–342, 2014, doi: 10.1016/j.solener.2014.01.003, ISSN: 0038092X.
- [46] D. P. Hohm and M. E. Ropp, “Comparative study of maximum power point tracking algorithms,” *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 11, no. 1, pp. 47–62, 2003, doi: 10.1002/pip.459, ISSN: 10627995.
- [47] M. Hlaili and H. Mechergui, “Comparison of Different MPPT Algorithms with a Proposed One Using a Power Estimator for Grid Connected PV Systems,” *Internation Journal Photoenergy*, p. 10, 2016.
- [48] B. Exposto, “Filtro Activo Paralelo com Inversor do Tipo Fonte de Corrente,” Dissertação de Mestrado na Universidade do Minho - Escola de Engenharia, 2010.
- [49] Fairchild Semiconductor, Datasheet do IGBT FGA25N120ANTD [Online]. Available: <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/121732/FAIRCHILD/FGA25N120AN.html>. [Accessed: 05-Oct-2016].
- [50] Littelfuse, Datasheet do TVSS V660LA50AP.” [Online]. Available: [http://www.littelfuse.com/~media/electronics/datasheets/varistors/littelfuse_varistor_la_data sheet.pdf](http://www.littelfuse.com/~media/electronics/datasheets/varistors/littelfuse_varistor_la_data_sheet.pdf). [Accessed: 06-Oct-2016].
- [51] Ixys, Datasheet do DSEP 29-12A. [Online]. Available: <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/10d5/0900766b810d572d.pdf>. [Accessed: 03-Oct-2016].

-
- [52] W. T. McLyman and C. W. M. T. Mclyman, *Transformer and inductor design handbook*. 2004. doi: doi:10.1201/b10865-8, ISSN: 0033-8362.
- [53] Avago, Datasheet ACPL-J313-000E. [Online]. Available: <https://www.broadcom.com/products/optocouplers/industrial-plastic/isolated-gate-drive-optocouplers/gate-drives/acpl-j313-000e>. [Accessed: 07-Oct-2016].
- [54] Murata, Datasheet MEV1D1515SC. [Online]. Available: http://power.murata.com/data/power/ncl/kdc_mev.pdf. [Accessed: 09-Oct-2016].
- [55] T. Instruments, “Datasheet do DSP TMS320F28335.” [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf>. [Accessed: 12-Jan-2016].
- [56] LEM, Datasheet LV 25-P [Online]. Available: http://www.lem.com/docs/products/lv_25-p.pdf [Accessed: 09-Oct-2016].
- [57] LEM, Datasheet LA 100-P [Online]. http://www.lem.com/docs/products/lah_100-p.pdf [Accessed: 09-Oct-2016].