

Filipe Manuel Peixoto Ferreira

Desenvolvimento de um Filtro Activo Paralelo Trifásico  
a 4 Fios com 6 IGBTs e 2 Condensadores do lado CC



**Universidade do Minho**  
**Novembro de 2007**

# Desenvolvimento de um Filtro Activo Paralelo Trifásico a 4 Fios com 6 IGBTs e 2 Condensadores do lado CC

Filipe Manuel Peixoto Ferreira

Tese submetida na Universidade do Minho  
para a obtenção do grau de  
Mestre em  
Engenharia Electrónica Industrial



**Universidade do Minho**

Novembro de 2007

À minha família:  
minha esposa Catarina Ferreira  
e meu filho,  
Miguel Ângelo



## **AGRADECIMENTOS**

Ao Professor João Luiz Afonso, meu orientador nesta dissertação, pelo seu incentivo, compreensão e exigência demonstrada ao longo de todo o trabalho.

Ao amigo e companheiro Luís Monteiro, pelo seu apoio e orientação ao longo deste trabalho, contribuindo muito para o bom andamento do trabalho.

Aos meus colegas de laboratório Domingos Gonçalves, Renato Alves, Raul Almeida, Pedro Neves, Gabriel Pinto, por toda ajuda e disponibilidade demonstrada.

Ao Eng. José Cunha pela troca de informação, e sugestões dadas.

À minha esposa pela paciência, compreensão e amor que me dedicou ao longo deste trabalho.

Aos meus pais Alberto e Albina, aos meus sete irmãos, Conceição, Ana Maria, Alberto, Justina, Carla, Cândida, Filipa, pelo apoio e incentivo ao longo da minha vida.

Aos meus sogros Arlindo e Maria da Conceição.

Aos familiares e amigos não mencionados.



## Resumo

O uso crescente de conversores de electrónica de potência nas indústrias e nos consumidores em geral resulta na perda da qualidade de energia presente no sistema eléctrico. Nesse sentido têm sido desenvolvidos equipamentos que minimizam esses efeitos, dentre os quais se inclui o Filtro Activo de Potência do Tipo Paralelo.

Esta dissertação descreve a implementação de um Filtro Activo de Potência do Tipo Paralelo a 4 fios com 2 condensadores do lado CC, onde o fio de neutro é conectado no ponto médio destes condensadores. Este equipamento tem a particularidade de utilizar apenas 6 semicondutores de potência do tipo IGBTs (constituindo 3 ramos de 2 IGBTs), e continuar a ter a capacidade de fazer com que as correntes na fonte tornem-se sinusoidais, equilibradas e em fase com as componentes fundamentais de sequência positiva das tensões do sistema.

Ao longo deste trabalho são apresentados os algoritmos que foram utilizados no sistema de controlo do Filtro Activo Paralelo. Estes algoritmos determinam, em tempo real, as correntes de referência a serem injectadas pelo filtro activo. Os algoritmos para determinação das correntes de referência foram implementados para sistemas eléctricos onde as tensões do sistema e as correntes da carga podem apresentar distorções ou desequilíbrios.

São também apresentados algoritmos de controlo para regulação das tensões nos condensadores do lado CC do inversor de potência. Devido à topologia do inversor de potência, com o fio de neutro conectado ao ponto médio de 2 condensadores do lado CC, é necessário manter as tensões destes condensadores reguladas e equilibradas, de modo a evitar um mau funcionamento do filtro activo. É importante ressaltar que um destes algoritmos consiste numa contribuição original deste trabalho.

São apresentados resultados de simulação e resultados experimentais do filtro activo implementado de forma a validar e comparar os algoritmos de controlo para determinação das correntes de referência e para regulação das tensões nos condensadores do lado CC.

**Palavras-Chave:** Qualidade da Energia Eléctrica, Filtros Activos, Sistemas de Controlo em Tempo Real, DSP.



## Abstract

The widespread use of power electronics converters in industries, offices and residences have contributed to deteriorate the power quality of the electrical power grids. Therefore, to mitigate such effects, power conditioners have been developed, like, for instance as the shunt active power filter.

This work describes a laboratorial prototype of a three-phase four-wire shunt active filter, where the neutral wire is connected to the middle point of two dc-link capacitors of the power inverter. Thus, the power inverter is composed of only six switching semiconductor devices (IGBTs). With this configuration it is still possible for the shunt active to compensate, in real time, harmonics and unbalances observed at the load currents, and to correct the power factor as well.

This dissertation presents also control algorithms that constitute the control system of the shunt active filter. These algorithms are designed to determine the reference currents that are injected by the shunt active filter and also to keep the dc-link voltages regulated and balanced.

The algorithms to determine the reference currents are also composed by a synchronizing circuit (PLL – *Phase Locked Loop*) that generates, in real time, sinusoidal waveforms synchronized with the fundamental positive-sequence component of the system voltages. Thus the compensated source currents became sinusoidal and balanced independently of harmonics or distortions observed at the system voltages.

Due to the applied power inverter topology, with the neutral wire connected at the middle point of the dc-link voltage capacitors, it is necessary to design control algorithms that keep the dc-link capacitors regulated and balanced. It is important to comment that one of the introduced algorithms to regulate the dc-link voltages is an original contribution of this work.

Simulation and experimental results from the implemented shunt active filter are presented in order to observe its performance and to analyze the performance of the aforementioned control algorithms used to determine the reference currents and to regulate the dc-link voltages.

**Keywords:** Power Quality, Shunt Active Filters, Real Time Control Algorithms, DSP.



Resumo .....	v
Abstract .....	vii
Lista de Figuras .....	xi
Lista de Tabelas .....	xvi
CAPÍTULO 1 Introdução .....	1
1.1. Identificação do Problema .....	1
1.2. Motivações do Trabalho .....	3
1.3. Objectivos do Trabalho .....	4
1.4. Organização da Tese .....	4
CAPÍTULO 2 Algumas Definições para as Potências Eléctricas no Domínio do Tempo .....	7
2.1. Introdução .....	7
2.2. Análise das Potências Definidas nas Coordenadas $\alpha$ - $\beta$ - $0$ .....	8
2.2.1. Significado Físico das Potências Instantâneas da Teoria p-q .....	10
2.3. Definições para as Potências Instantâneas Activa e Não Activa de Fryze .....	12
2.4. Uso do Método dos Multiplicadores de Lagrange para Determinação da Corrente Activa e Não Activa .....	14
2.5. Conclusão .....	15
CAPÍTULO 3 Filtro Activo de Potência do Tipo Paralelo .....	17
3.1. Introdução .....	17
3.2. Circuito de Potência do Filtro Activo Paralelo .....	18
3.3. Sistema de Controlo do Filtro Activo Paralelo .....	20
3.4. Algoritmo para o Cálculo das Correntes de Referência com Base na Teoria da Potência Instantânea .....	21
3.5. Cálculo das Correntes de Referência com Base no Algoritmo Correntes Sinusoidais de Fryze .....	24
3.6. Análise Comparativa entre os Algoritmos de Controlo .....	25
3.7. Circuito de Sincronismo .....	28
3.8. Algoritmos para Regular a Tensão do Lado CC .....	29
3.9. Técnica de Comutação para Controlo das Correntes de Referência .....	33
3.10. Conclusão .....	34
CAPÍTULO 4 Simulações Computacionais .....	37
4.1. Introdução .....	37
4.2. Modelo de Simulação do Circuito de Potência .....	38
4.3. Modelos de Simulação do Sistema de Controlo .....	39
4.3.1. Modelo de Simulação da Técnica de Comutação Implementada .....	41
4.4. Resultados de Simulação .....	42
4.4.1. Sistema de Controlo Composto pelo Algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte” e com o Algoritmo Reg <sub>CC-1</sub> (1º Caso) .....	43
4.4.2. Sistema de Controlo Composto pelo Algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze” com o Algoritmo Reg <sub>CC-1</sub> (2º Caso) .....	47
4.4.3. Sistema de Controlo Composto pelo Algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze” com o Algoritmo Reg <sub>CC-2</sub> (3º Caso) .....	52
4.5. Conclusão .....	57
CAPÍTULO 5 Implementação do Filtro Activo de Potência do Tipo Paralelo .....	59
5.1. Introdução .....	59
5.2. Circuito de Potência .....	60
5.2.1. Inversor .....	60

---

5.2.2.	Indutâncias de Acoplamento.....	63
5.2.3.	Condensadores do Lado CC do Inversor .....	64
5.2.4.	Circuito Limitador de Vcc .....	65
5.3.	Sistema de Controlo .....	66
5.3.1.	Sensor de Efeito Hall de Corrente .....	66
5.3.2.	Sensor de Efeito Hall de Tensão.....	67
5.3.3.	Circuito de Condicionamento de Sinais.....	68
5.3.4.	DSP/Microcontrolador.....	69
5.4.	Circuito de Comando.....	72
5.5.	Conclusão .....	73
CAPÍTULO 6 Resultados Experimentais .....		75
6.1.	Introdução.....	75
6.2.	Resultados Experimentais a 50 V .....	77
6.2.1.	Sistema de Controlo Composto pelo Algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte” com o Algoritmo $Reg_{CC-1}$ .....	77
6.3.	Resultados Experimentais a 115 V .....	82
6.3.1.	Sistema de Controlo Composto pelo Algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte” com o Algoritmo $Reg_{CC-1}$ (1º Caso).....	84
6.3.2.	Sistema de Controlo Composto pelo Algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze” com o Algoritmo $Reg_{CC-1}$ (2º Caso).....	89
6.3.3.	Sistema de Controlo Composto pelo Algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze” com o Algoritmo $Reg_{CC-2}$ (3º Caso) .....	92
6.4.	Conclusão .....	95
CAPÍTULO 7 Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros.....		97
7.1.	Conclusões.....	97
7.2.	Sugestões para Trabalhos Futuros .....	99
REFERÊNCIAS .....		101

## Lista de Figuras

Figura 1.1 - Princípio de funcionamento do Filtro Activo de Potência do Tipo Paralelo.....	2
Figura 1.2 – Diagrama de blocos do Filtro Activo Paralelo implementado.....	2
Figura 2.1 - Potências da teoria p-q nas coordenadas $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$ .....	11
Figura 2.2 - Potências da teoria p-q nas coordenadas $a\text{-}b\text{-}c$ .....	11
Figura 3.1 - Princípio de funcionamento do Filtro Activo Paralelo.....	17
Figura 3.2 - Diagrama unifilar do sistema eléctrico com Filtro Activo de Potência Paralelo.....	18
Figura 3.3 - Circuito de Potência do Filtro Activo Paralelo.....	19
Figura 3.4 – Diagrama simplificado do bloco DSP.....	21
Figura 3.5 – Diagrama de potências envolvidas num sistema eléctrico com harmónicos e desequilíbrios com filtro activo em operação.....	22
Figura 3.6 – Diagrama de blocos do algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte”.....	22
Figura 3.7 – Diagrama de blocos do algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze”.....	24
Figura 3.8 – Tensões no sistema e correntes nas fases da carga: (a) tensões no sistema ( $v_a, v_b, v_c$ ); (b) correntes nas três fases da carga ( $i_a, i_b, i_c$ ); (c) corrente no neutro na carga ( $i_n$ ).....	26
Figura 3.9 – Formas de onda para o algoritmo “Corrente Sinusoidal na Fonte”(Teoria p-q): (a) Correntes na Fonte ( $i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc}, i_{Sn}$ ); (b) Tensão no Sistema e corrente na fonte na fase $a$ ( $v_a, i_{Sa}$ ); (c) Potência instantânea trifásica na carga e na fonte ( $P_{carga}, P_{fonte}$ ); (d) Potência instantânea de sequência zero na carga e na fonte ( $P_{0\_carga}, P_{0\_fonte}$ ); (e) Potência imaginária na carga e na fonte ( $q_{carga}, q_{fonte}$ ).....	27
Figura 3.10 – Formas de onda para o algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze”: (a) Correntes na fonte ( $i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc}, i_{Sn}$ ); (b) Tensão no sistema e corrente na fonte na fase $a$ ( $v_a, i_{Sa}$ ); (c) Potência activa na carga e na fonte ( $P_{w\_carga}, P_{w\_fonte}$ ); (d) Potência não activa na carga e na fonte ( $P_{q\_carga}, P_{q\_fonte}$ ).....	28
Figura 3.11 – Diagrama de blocos do circuito PLL.....	29
Figura 3.12 – Algoritmo Reg <sub>CC-1</sub> para regulação das tensões do lado CC inserido no algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze”.....	30
Figura 3.13 - Algoritmo Reg <sub>CC-1</sub> para regulação das tensões do lado CC inserido no algoritmo “Correntes sinusoidais na Fonte”.....	31
Figura 3.14 - Algoritmo Reg <sub>CC-2</sub> inserido no algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze”.....	33
Figura 3.15 – Algoritmo Reg <sub>CC-2</sub> para a fase “a”.....	33
Figura 3.16 – <i>Periodic Sampling</i> para comandar o ramo da fase $a$ de um inversor trifásico.....	34
Figura 4.1 – Ambiente de simulação do programa PSCAD.....	37
Figura 4.2 – Circuito de potência implementado no PSCAD.....	38

Figura 4.3 – Sistema de controlo implementado no PSCAD baseado no algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte” (teoria p-q), com o algoritmo $Reg_{CC-1}$ (para regulação das tensões do lado CC). .....	40
Figura 4.4 – Sistema de controlo implementado no PSCAD baseado nas “Correntes Sinusoidais de Fryze” com o algoritmo $Reg_{CC-1}$ (para regulação das tensões do lado CC). .....	40
Figura 4.5 – Sistema de controlo implementado no PSCAD baseado nas “Correntes Sinusoidais de Fryze” com o algoritmo $Reg_{CC-2}$ (para regulação das tensões do lado CC). .....	41
Figura 4.6 – Técnica de comutação “ <i>Periodic Sampling</i> ” implementada no PSCAD. ....	42
Figura 4.7 – Tensões do sistema e correntes na carga: (a) Tensões nas 3 fases do sistema; (b) correntes nas 3 fases e neutro da carga - inicialmente apenas o rectificador trifásico está ligado até $t = 0,25$ s e a carga monofásica é ligada em $t = 0,25$ s. ....	43
Figura 4.8 – Transitório de ligação do filtro activo: (a) Corrente na carga ( $i_a$ ), corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e corrente na fonte ( $i_{Sa}$ ); (b) Corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e corrente no filtro activo ( $i_{Fa}$ ); (c) Correntes nas 3 fases e neutro da fonte ( $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, i_{sn}$ ) (1º Caso). ....	44
Figura 4.9 – Potência instantânea trifásica e potência imaginária instantânea num sistema eléctrico: (a) Potência instantânea trifásica na carga e na fonte; (b) Potência imaginária instantânea na carga e na fonte (1º Caso). ....	45
Figura 4.10 – Transitório de ligação da carga monofásica: (a) Correntes nas 3 fases e neutro da carga ( $i_a, i_b, i_c, i_n$ ); (b) Corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e corrente no filtro ( $i_{Fa}$ ); (c) Correntes nas 3 fases e neutro da fonte ( $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, i_{sn}$ ) (1º Caso). ....	46
Figura 4.11 - THD da corrente na fonte na fase $a$ ( $i_{Sa}$ ) – Transitório de ligação do filtro activo (em $t = 0,15$ s) e ligação da carga monofásica (em $t = 0,25$ s) (1º Caso). ....	46
Figura 4.12 – Transitório de ligação do filtro activo (em $t = 0,15$ s) e ligação da carga monofásica (em $t = 0,25$ s): formas de onda das tensões nos dois condensadores do lado CC ( $V_{cc1}$ e $V_{cc2}$ ) (1º Caso). ....	47
Figura 4.13 - Tensões do lado CC com o filtro activo a actuar em regime permanente (1º Caso). ....	47
Figura 4.14 - Transitório de ligação do filtro activo: (a) Corrente na carga ( $i_a$ ), corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e corrente na fonte ( $i_{Sa}$ ); (b) Corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e corrente no filtro activo ( $i_{Fa}$ ); (c) Correntes nas 3 fases e neutro da fonte ( $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, i_{sn}$ ) (2º Caso). ....	48
Figura 4.15 – Potência instantânea trifásica e potência imaginária instantânea num sistema eléctrico: (a) Potência instantânea trifásica na carga e na fonte; (b) Potência imaginária instantânea na carga e na fonte (2º Caso). ....	49
Figura 4.16 – Transitório de ligação da carga monofásica: (a) Correntes nas 3 fases e neutro da carga ( $i_a, i_b, i_c, i_n$ ); (b) Corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e corrente no filtro ( $i_{Fa}$ ); (c) Correntes nas 3 fases e neutro da fonte ( $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, i_{sn}$ ) (2º Caso). ....	50
Figura 4.17 - THD da corrente na fonte na fase $a$ ( $i_{Sa}$ ) – Transitório de ligação do filtro activo (em $t = 0,15$ s) e ligação da carga monofásica (em $t = 0,25$ s) (2º Caso). ....	50
Figura 4.18 - Transitório de ligação do filtro activo (em $t = 0,15$ s) e ligação da carga monofásica (em $t = 0,25$ s): formas de onda das tensões nos dois condensadores do lado CC ( $V_{cc1}$ e $V_{cc2}$ ) (2º Caso). ....	51
Figura 4.19 - Tensões do lado CC com o filtro activo a actuar em regime permanente (2º Caso). ....	51
Figura 4.20 - Tensões do lado CC com uma variação no valor de referência (em $t = 0.8$ s) para 250 V (2º Caso). ....	52

Figura 4.21 - Transitório de ligação do filtro activo: (a) Corrente na carga ( $i_a$ ), corrente de referência ( $i_{refa}$ ) e corrente na fonte ( $i_{sa}$ ); (b) Corrente de referência ( $i_{refa}$ ) e corrente no filtro activo ( $i_{fa}$ ); (c) Correntes nas 3 fases e neutro da fonte ( $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, i_{sn}$ ) (3º Caso).....	54
Figura 4.22 - Transitório de ligação da carga monofásica: (a) Correntes nas 3 fases e neutro da carga ( $i_a, i_b, i_c, i_n$ ); (b) Corrente de referência ( $i_{refa}$ ) e corrente no filtro ( $i_{fa}$ ); (c) Correntes nas 3 fases e neutro da fonte ( $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, i_{sn}$ ) (3º Caso).....	54
Figura 4.23 - THD da corrente na fonte na fase $a$ ( $i_{sa}$ ) – Transitório de ligação do filtro activo (em $t = 0,15$ s) e ligação da carga monofásica (em $t = 0,25$ s) (3º Caso).....	55
Figura 4.24 - Transitório de ligação do filtro activo (em $t = 0,15$ s) e ligação da carga monofásica (em $t = 0,25$ s): formas de onda das tensões nos dois condensadores do lado CC ( $V_{cc1}$ e $V_{cc2}$ ) (3º Caso).....	55
Figura 4.25 - Tensões do lado CC do inversor com o filtro activo a operar em regime permanente (3º Caso).....	56
Figura 4.26 - Tensões do lado CC do inversor com uma variação no valor de referência (em $t = 0.8$ s) para 250 V (3º Caso).....	57
Figura 5.1 – Bancada do Filtro Activo Paralelo implementado.....	59
Figura 5.2 – Circuito de potência implementado em bancada.....	60
Figura 5.3 – Sistema de controlo implementado em bancada.....	60
Figura 5.4 – Esquemático do módulo de IGBTs.....	61
Figura 5.5 – Placa de interface entre os <i>drivers</i> e os sinais de comando: (a) vista de lado; (b) vista de cima.....	61
Figura 5.6 – Tensão sintetizada pelo inversor: $v_a, v_b, v_c$ .....	62
Figura 5.7 – Montagem efectuada para realização do ensaio no inversor em malha aberta.....	63
Figura 5.8 - Indutâncias de acoplamento.....	63
Figura 5.9 – Resposta em frequência das indutâncias de acoplamento: (a) Resistência em função da frequência; (b) Indutância em função da frequência; (c) Impedância em função da frequência; (d) Fase da Impedância em função da frequência.....	64
Figura 5.10 – Condensadores aplicados ao do lado CC do inversor filtro activo.....	65
Figura 5.11 – Circuito limitador de Vcc.....	66
Figura 5.12 – Esquema de ligação do sensor de corrente LA 55-P.....	67
Figura 5.13 – Esquema de ligação do sensor de tensão LV 25-P.....	67
Figura 5.14 - Placa para fazer a aquisição dos sinais de tensão.....	68
Figura 5.15 - Circuito de Condicionamento de Sinais.....	68
Figura 5.16 – Diagrama de blocos dos diversos módulos internos que constituem o DSP/microcontrolador.....	70
Figura 5.17 – kit eZdsp2812 com placa desenvolvida acoplada.....	70
Figura 5.18 – Ambiente de simulação Code Composer.....	71

Figura 5.19 – Fluxograma simplificado dos algoritmos implementados no DSP.....	72
Figura 5.20 – Circuito de comando. ....	73
Figura 6.1 – Diagrama unifilar do circuito utilizado nos ensaios a 50 V do Filtro Activo Paralelo. ....	76
Figura 6.2 – Diagrama unifilar do circuito utilizado nos ensaios a 115 V do Filtro Activo Paralelo. ....	77
Figura 6.3 – Tensão no sistema na fase $a$ ( $v_a$ ): (a) Filtro activo desligado; (b) Filtro activo ligado. ....	78
Figura 6.4 – Formas de onda na fase $a$ para operação com o filtro activo ligado e desligado ( $v_a$ – tensão, $i_{Refa}$ – corrente de referência, $i_{Fa}$ – corrente no filtro, $i_{sa}$ – corrente na fonte): (a) Filtro activo desligado; (b) Filtro activo ligado. ....	79
Figura 6.5 – Corrente no filtro activo, $i_F$ , e corrente de referência, $i_{Ref}$ ; (a) Fase $a$ ; (b) Fase $b$ . ....	79
Figura 6.6 – Tensão do sistema na fase $a$ ( $v_a$ ) e corrente da fonte na fase $a$ ( $i_{sa}$ ) no transitório de ligação do filtro activo. ....	80
Figura 6.7 – Correntes nas 3 fases e neutro na fonte, $i_{sa}$ , $i_{sb}$ , $i_{sc}$ , $i_{sn}$ , antes e após o filtro activo entrar em funcionamento. ....	81
Figura 6.8 – Tensões do lado CC ( $v_{cc1}$ , $v_{cc2}$ ) com o filtro activo a operar em regime permanente.....	81
Figura 6.9 - Correntes das 3 fases e no neutro na carga $i_a$ , $i_b$ , $i_c$ , $i_n$ . ....	83
Figura 6.10 – Tensão do sistema $v_a$ e sinal de controlo gerado pelo circuito de sincronismo, $v_{aPLL}$ , para a fase $a$ . ....	84
Figura 6.11 – Sinais de controlo gerados pelo circuito de sincronismo para as tensões das 3 fases $v_{aPLL}$ , $v_{bPLL}$ , $v_{cPLL}$ . ....	84
Figura 6.12 – Formas de onda na fase $a$ com o filtro activo desligado: $i_a$ – corrente na carga, $i_{refa}$ – corrente de referência, $i_{sa\_teorico}$ – corrente ideal na fonte (1º Caso). ....	85
Figura 6.13 – Formas de onda na fase $a$ ( $v_a$ – tensão do sistema, $i_{sa}$ – corrente na fonte): (a) Filtro activo desligado; (b) Transitório de ligação do filtro activo (1º Caso). ....	86
Figura 6.14 – Corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e no inversor ( $i_{Fa}$ ) para a fase $a$ , antes e após o filtro activo ser ligado (1º Caso). ....	86
Figura 6.15 – Formas de onda das correntes nas 3 fases e neutro na fonte: (a) No transitório de ligação do filtro activo; (b) Com o filtro activo em regime permanente (1º Caso). ....	87
Figura 6.16 – Tensões do lado CC do inversor com o filtro activo a operar apenas com o rectificador trifásico como carga (1º Caso). ....	88
Figura 6.17 – Tensões do lado CC do inversor com o filtro activo a operar com carga desequilibrada: (a) Transitório de ligação do filtro activo; (b) Com filtro activo em regime permanente (1º Caso). ....	88
Figura 6.18 - Formas de onda na fase $a$ ( $v_a$ – tensão do sistema, $i_{sa}$ – corrente na fonte): (a) Filtro Activo no transitório de ligação; (b) Filtro activo a operar em regime permanente (2º Caso). ....	89
Figura 6.19 - Corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e no inversor ( $i_{Fa}$ ) para a fase $a$ , antes e após o filtro activo ser ligado (2º Caso). ....	90
Figura 6.20 – Formas de onda das correntes na fonte: (a) Transitório de ligação do filtro activo; (b) Filtro activo em regime permanente (2º Caso). ....	90

Figura 6.21 - Tensões do lado CC do inversor com o filtro activo a operar apenas com o rectificador trifásico como carga (2º Caso).....91

Figura 6.22 – Tensões do lado CC do inversor com o filtro activo a operar com carga desequilibrada: (a) Transitório de ligação do filtro activo; (b) Filtro activo em regime permanente (2º Caso). .....92

Figura 6.23 - Formas de onda na fase  $a$  ( $v_a$  – tensão do sistema,  $i_{sa}$  – corrente na fonte): (a) Filtro Activo no transitório de ligação; (b) Filtro activo a operar em regime permanente (3º Caso). .....93

Figura 6.24 - Corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e no filtro activo ( $i_{Fa}$ ) para a fase  $a$ , antes e após o filtro activo ser ligado (3º Caso).....93

Figura 6.25 – Formas de onda das correntes nas 3 fases e neutro na fonte: (a) Transitório de ligação do filtro activo; (b) Filtro activo em regime permanente (3ºCaso). .....94

Figura 6.26 – Tensões do lado CC do inversor com o filtro activo a operar apenas com o rectificador trifásico como carga (3º Caso).....94

Figura 6.27 - Tensões do lado CC do inversor com o filtro activo a operar com carga desequilibrada: (a) Transitório de ligação do filtro activo; (b) Filtro activo em regime permanente (3º Caso). .....95

## Lista de Tabelas

Tabela 6.1 – Valores eficazes das correntes na fonte e THD. ....	82
Tabela 6.2 – Valores eficazes das correntes na fonte e THD (1º Caso).....	89
Tabela 6.3 – Valores eficazes das correntes na fonte e THD (2º Caso).....	92
Tabela 6.4 - Valores eficazes das correntes na fonte e THD (3º Caso). ....	95

# CAPÍTULO 1

## Introdução

### 1.1. Identificação do Problema

O avanço da tecnologia dos dispositivos semicondutores de potência proporcionou o desenvolvimento de novos equipamentos utilizados tanto nas indústrias como nas instalações comerciais de serviços e residenciais. Nas indústrias estes equipamentos estão concentrados nos sofisticados processos de automação. Nas residências há uma presença cada vez maior de computadores, impressoras, electrodomésticos, lâmpadas fluorescentes com balastros electrónicos, entre outros. Estes equipamentos são denominados cargas não-lineares.

A presença dessas cargas não-lineares nos sistemas eléctricos resulta em efeitos indesejáveis, como o aumento das perdas nos cabos de distribuição, redução da qualidade da tensão eléctrica fornecida ao consumidor, interferências electromagnéticas, redução da vida útil dos equipamentos eléctricos, entre outros problemas. Estes problemas resultam em custos económicos elevados para as empresas distribuidoras de energia eléctrica e para os consumidores [1] [2]. Neste sentido, têm sido desenvolvidos nos últimos anos condicionadores de Electrónica de Potência que atenuam estes efeitos indesejáveis, entre os quais se inclui o Filtro Activo de Potência do Tipo Paralelo.

A Figura 1.1 mostra o princípio de funcionamento do Filtro Activo Paralelo. A corrente na fonte está representada por  $i_s$ , a corrente do filtro activo por  $i_f$  e a corrente da carga não-linear por  $i$ . Basicamente, o Filtro Activo de Potência do Tipo Paralelo injecta no sistema, em tempo real, uma corrente controlada  $i_f$  de modo a que a corrente na fonte,  $i_s$ , apresente uma forma de onda sinusoidal, e em fase com a componente fundamental de sequência positiva das tensões do sistema. Com isso o factor de potência é corrigido e os harmónicos das correntes na fonte são compensados.

Na Figura 1.2 é apresentado o esquema eléctrico do Filtro Activo Paralelo a 4 fios implementado no âmbito desta dissertação. Basicamente é constituído por um inversor do tipo fonte de tensão controlado por corrente (que utiliza dois condensadores do lado CC), e por um sistema de controlo. O inversor é conectado ao sistema eléctrico através de indutâncias de acoplamento ( $L_c$ ). A partir da medida dos valores instantâneos das

tensões do sistema ( $v_a, v_b, v_c$ ) e das correntes da carga ( $i_a, i_b, i_c$ ), o sistema de controlo calcula em tempo real as correntes de referência ( $i_{Refa}, i_{Refb}, i_{Refc}$ ) que o inversor tem de sintetizar. O filtro activo ao injectar estas correntes no sistema, faz com que os harmónicos de corrente sejam compensados, o factor de potência seja corrigido, para além de compensar a componente de sequência zero das correntes. Sendo assim as correntes na fonte tornam-se sinusoidais, equilibradas e em fase com a componente fundamental das tensões do sistema, eliminando assim a corrente de neutro na fonte.

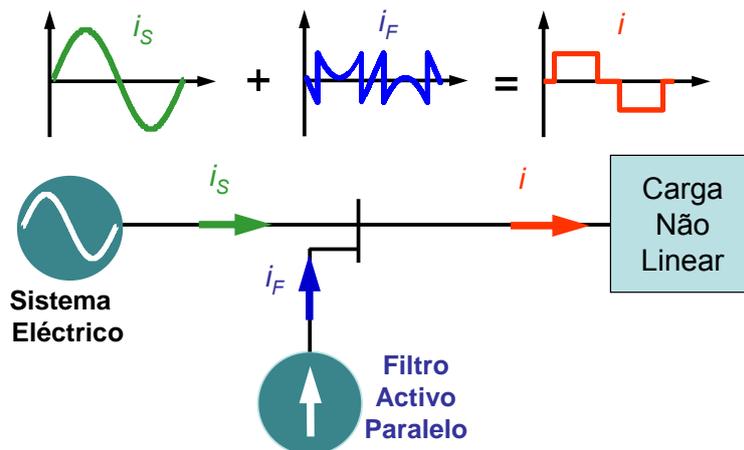


Figura 1.1 - Princípio de funcionamento do Filtro Activo de Potência do Tipo Paralelo

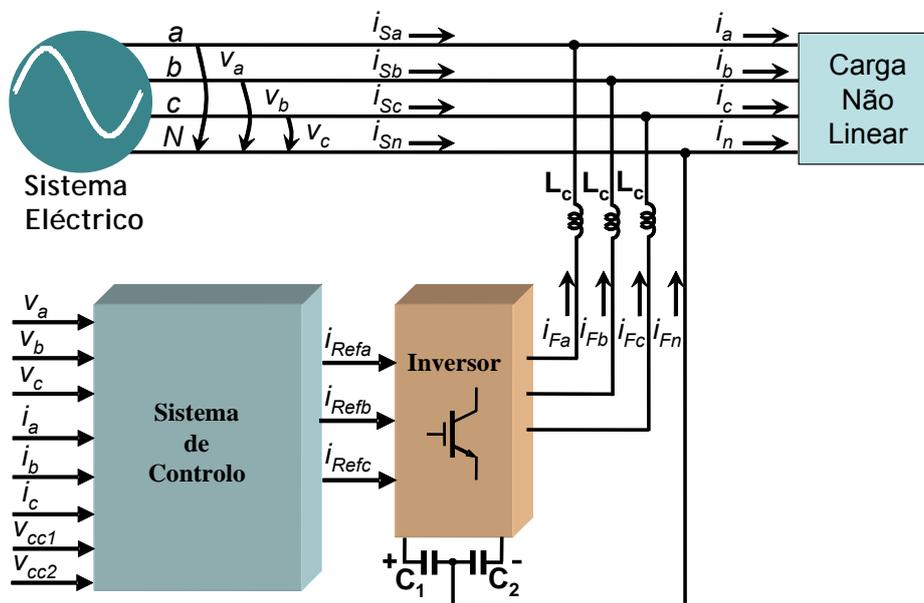


Figura 1.2 – Diagrama de blocos do Filtro Activo Paralelo implementado.

## 1.2. Motivações do Trabalho

A principal motivação deste trabalho foi implementar um Filtro Activo Paralelo a 4 fios com uma topologia diferente das utilizadas no Laboratório de Electrónica de Potência da Universidade do Minho. O facto de utilizar esta topologia resultou na implementação de algoritmos de controlo diferentes dos algoritmos utilizados.

Além da Electrónica de Potência envolvida, a montagem desse equipamento faz uso de circuitos de medição, condicionamento de sinais, para além do uso de um DSP/microcontrolador para o processamento, em tempo real, das grandezas eléctricas envolvidas. Com isto foram também abordados conhecimentos relacionados com electrónica de instrumentação, processamento de sinais, programação, teorias para potência eléctrica no domínio do tempo, sistemas de controlo em tempo real, entre outros aspectos. Nesse sentido observa-se que a implementação deste equipamento foi feita com base em conhecimentos obtidos nas diversas áreas existentes na Electrónica.

Outra das motivações deste trabalho também consiste na concepção de algoritmos para manter as tensões do lado CC do inversor de potência reguladas e equilibradas. O inversor a ser utilizado neste trabalho apresenta o neutro conectado no ponto médio dos condensadores do lado CC. Deste modo, caso as tensões destes condensadores não estejam reguladas, o inversor não actua de forma adequada, comprometendo assim o desempenho do filtro activo. Por esse motivo há então a necessidade de implementar algoritmos de controlo que forcem uma troca de energia activa entre o inversor e o sistema eléctrico, de modo a que as tensões do lado CC se mantenham reguladas e equilibradas.

Uma outra motivação deste trabalho consiste em comparar o desempenho do Filtro Activo Paralelo com o uso de dois algoritmos para a determinação das correntes de referência. Estes algoritmos estão descritos no Capítulo 3 deste trabalho e são denominados por “Correntes Sinusoidais na Fonte” [3] [4] e “Correntes Sinusoidais de Fryze” [5]. Estes algoritmos implementados resultam de definições para as potências eléctricas no domínio do tempo. O sistema de controlo do Filtro Activo Paralelo deve ser composto por algoritmos que dêem a capacidade ao filtro activo de poder actuar em tempo real. O desempenho do Filtro Activo Paralelo com uso destes algoritmos será analisado com base nos resultados de simulação e experimentais a serem apresentados neste trabalho.

### 1.3. Objectivos do Trabalho

Para a realização da implementação do Filtro Activo Paralelo é necessário que os objectivos descritos em baixo sejam alcançados:

- Implementação e teste de um Filtro Activo Paralelo Trifásico a 4 fios, utilizando apenas um inversor com 6 semicondutores de potência do tipo IGBTs com 2 condensadores do lado CC, onde o neutro é conectado no ponto médio desses condensadores.
- Implementação de um sistema de supervisão e protecção do filtro activo, os quais correspondem a possíveis sobretensões ou sobrecorrentes que possam ocorrer.
- Descrição de algumas definições para as potências eléctricas no domínio do tempo.
- Estudo preliminar do Filtro Activo Paralelo com recurso a simulações computacionais, para reduzir o tempo gasto na sua implementação.
- Apresentação dos algoritmos de controlo “Correntes Sinusoidais na Fonte” baseado na Teoria da Potência Instantânea e “Correntes Sinusoidais de Fryze”.
- Descrição de estratégias de controlo para regular as tensões do lado CC.
- Implementação dos algoritmos descritos no Capítulo 3 deste trabalho, num DSP/microcontrolador.
- Realização de testes do Filtro Activo Paralelo com os algoritmos de controlo apresentados no Capítulo 3 deste trabalho.
- Avaliação do desempenho do filtro activo, quando em operação com os diferentes algoritmos para determinar as correntes de referência, como para manter as tensões do lado CC reguladas.
- Comparar os resultados obtidos no Filtro Activo Paralelo implementado, com os diferentes algoritmos descritos no Capítulo 3 deste trabalho.

### 1.4. Organização da Tese

O Capítulo 2 introduz algumas definições de potências eléctricas no domínio do tempo. Os algoritmos para calcular as correntes de referência a serem sintetizadas pelo

inversor são obtidos a partir destas definições para as potências eléctricas no domínio do tempo, justificando assim um estudo preliminar acerca destas definições.

No Capítulo 3 é feita uma descrição do circuito de potência e do sistema de controlo do filtro activo. No sistema de controlo são apresentados os algoritmos aplicados para o cálculo das correntes de referência para além dos algoritmos aplicados para regular as tensões no lado CC. Também é apresentada a técnica de comutação utilizada.

O Capítulo 4 apresenta a implementação do Filtro Activo Paralelo no programa PSCAD/EMTDC. Também são apresentados os resultados de simulação com o filtro activo a operar com os algoritmos de controlo descritos no Capítulo 3 deste trabalho.

No Capítulo 5 é descrita a implementação do andar de potência e do sistema de controlo do Filtro Activo Paralelo

O Capítulo 6 apresenta os resultados experimentais. Com base nos resultados experimentais é feita uma análise do comportamento do filtro activo, quando este faz uso dos algoritmos de controlo descritos neste trabalho.

O Capítulo 7 apresenta as principais conclusões obtidas com a realização deste trabalho, para além de sugestões para trabalhos futuros.



# CAPÍTULO 2

## Algumas Definições para as Potências Eléctricas no Domínio do Tempo

### 2.1. Introdução

As definições convencionais de potência activa, reactiva e aparente baseiam-se em teorias desenvolvidas e viabilizadas nos anos 40 do século XX [6] [7]. Tais definições têm sido aplicadas por Engenheiros Electrotécnicos em sistemas onde as tensões e as correntes são sinusoidais e equilibradas. Contudo, nos dias de hoje o cenário dos sistemas eléctricos é bem diferente devido ao uso de conversores de electrónica de potência utilizados pelas indústrias e pelos consumidores em geral. Em resultado disso observa-se uma enorme deterioração das formas de onda da tensão e da corrente dos sistemas de potência. Desse modo, nos últimos anos tem-se efectuado vários debates acerca das definições das potências para sistemas com tensões e correntes não sinusoidais [8] [9].

Para sistemas não sinusoidais foram desenvolvidas teorias para as potências eléctricas no domínio da frequência e no tempo. *Budeanu* propôs um conjunto de definições para as potências em condições não sinusoidais, no domínio da frequência nos finais dos anos 20 [7] [10], e *Fryze* no domínio do tempo no início dos anos 30 [6]. No domínio da frequência também foram propostas por *Kimbark* em 1971 [11], *Shepherd* em 1972 [12], *Czarnecki* em 1988 [13], entre outros. No domínio do tempo há também contribuições propostas por *Depenbroc* em 1962 [14], *Tenti et al.* em 1986 [15], *Akagi et al.* em 1983 [3], *Willems* em 1992 [16], *Peng et al.* em 1996 [17], entre outros. *Czarnecki* contribuiu para as definições tanto no domínio do tempo como no da frequência [18].

Neste trabalho é feita uma descrição das potências eléctricas propostas por *Akagi* e por *Fryze*. O entendimento destas definições é necessário uma vez que os sistemas de controlo do Filtro Activo Paralelo, implementados neste trabalho, são compostos por algoritmos de controlo baseados nestas definições. Inicialmente são introduzidas as definições propostas por *Akagi* e de seguida as apresentadas por *Fryze*.

## 2.2. Análise das Potências Definidas nas Coordenadas $\alpha$ - $\beta$ - $0$

A Teoria da Potência Instantânea, ou teoria p-q, foi originalmente proposta por *Akagi* em 1983 para sistemas trifásicos a 3 fios, com uma pequena abordagem para sistemas a 4 fios [3]. Em 1993 *Watanabe* e *Aredes* fizeram um estudo detalhado da teoria p-q, expandindo os seus resultados para sistemas trifásicos desequilibrados a 4 fios, considerando a potência de sequência zero [4] [19]-[22].

Esta teoria começa por fazer uma transformação de um sistema de referências estacionário  $a$ - $b$ - $c$  para um sistema de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ - $0$ . Esta transformação foi proposta pela Engenheira *Edith Clark* em 1943 [20] [23], ficando assim conhecida como transformação de Clark em homenagem à sua autora. Tal transformação também produz um sistema de referência estacionário, onde as coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  são ortogonais entre si e a coordenada  $0$  corresponde à componente de sequência zero. A transformação das tensões do sistema e das correntes da carga nas coordenadas  $a$ - $b$ - $c$  para  $\alpha$ - $\beta$ - $0$  são determinadas de acordo com:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Esta transformação tem a vantagem de permitir separar as componentes de sequência zero presentes nas tensões e nas correntes ( $v_0$  e  $i_0$ ). Uma vez determinadas as tensões e as correntes nas coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ - $0$ , pode-se calcular a potência real instantânea ( $p$ ), a potência imaginária instantânea ( $q$ ) e a potência de sequência zero ( $p_0$ ), conforme é apresentado de seguida:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Onde:

$$p_0 = v_0 \cdot i_0 \quad (2.4)$$

$$p = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \quad (2.5)$$

$$q = v_\beta \cdot i_\alpha - v_\alpha \cdot i_\beta \quad (2.6)$$

A potência trifásica instantânea num sistema trifásico de 3 ou 4 fios é definida pela multiplicação entre os valores instantâneos das tensões do sistema pelas correntes da carga em cada fase, sendo esta definida nas coordenadas  $a-b-c$  por:

$$p_3 = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c \quad (2.7)$$

Nas coordenadas  $\alpha-\beta-0$  a potência ( $p_3$ ) é dada por:

$$p_3 = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta + v_0 \cdot i_0 = p + p_0 \quad (2.8)$$

É importante comentar que a potência instantânea trifásica ( $p_3$ ) corresponde à soma da potência real instantânea ( $p$ ) e da potência de sequência zero ( $p_0$ ). A potência de sequência zero apenas existe quando estamos perante um sistema que contenha tensão e corrente de sequência zero. Deste modo, se alguma destas grandezas eléctricas não tiver componente de sequência zero a potência instantânea trifásica ( $p_3$ ) é numericamente igual à potência real instantânea ( $p$ ).

A potência imaginária instantânea ( $q$ ) pode ser entendida como uma potência que flui entre fases no sistema eléctrico, e dessa forma não produz trabalho. De seguida é apresentada a equação da potência imaginária instantânea ( $q$ ) nas coordenadas  $a-b-c$ , conforme apresentado em [24].

$$q = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left( v_a - \frac{v_b}{2} + \frac{v_c}{2} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot (i_a - i_c) - \frac{1}{\sqrt{2}} (v_b - v_c) \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left( i_a - \frac{i_b}{2} + \frac{i_c}{2} \right) \quad (2.9)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot [(v_a - v_c) \cdot i_c + (v_b - v_c) i_a + (v_c - v_a) \cdot i_b] \quad (2.10)$$

A potência reactiva convencional, conforme apresentado em [24], corresponde a um caso particular da potência imaginária instantânea ( $q$ ), quando estamos perante um sistema com tensões e correntes sinusoidais equilibradas.

Uma vez que a potência real instantânea ( $p$ ), a potência imaginária instantânea ( $q$ ) e a potência instantânea de sequência zero ( $p_0$ ) foram determinadas, é possível separar as componentes reais e imaginárias das correntes em função dessas potências. Em (2.11) e (2.12) são determinadas as correntes reais e imaginárias nos eixos  $\alpha-\beta-0$ , e em (2.13) (2.14) as correntes reais e imaginárias nas coordenadas  $a-b-c$ .

$$\begin{bmatrix} i_{p\alpha} \\ i_{p\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} i_{q\alpha} \\ i_{q\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} i_{pa} \\ i_{pb} \\ i_{pc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{p\alpha} \\ i_{p\beta} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\begin{bmatrix} i_{qa} \\ i_{qb} \\ i_{qc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{q\alpha} \\ i_{q\beta} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

As correntes reais e imaginárias apresentadas em (2.11) e (2.12), não dependem da potência de sequência zero. As tensões podem ser obtidas de forma análoga às correntes, onde estas não têm qualquer dependência das componentes de sequência zero. A teoria da potência instantânea tem a facilidade de poder compensar, separadamente, as potências  $(p, q, p_0)$ . Sendo assim esta teoria ganha uma enorme liberdade em termos de componentes que se pretende compensar. É também possível separar as componentes medias e oscilantes existentes em cada potência, como apresentado em (2.15).

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ p_0 &= \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Por exemplo, caso se pretenda obter as correntes de referência nas coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  em função da potência imaginária instantânea ( $q$ ) junto com a componente oscilante da potencia real ( $\tilde{p}$ ) basta utilizar as equação apresentada em (2.16).

$$\begin{bmatrix} i_{Ref\alpha} \\ i_{Ref\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ q \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

A equação (2.16) apresenta-nos as correntes de referência que permitem compensar a componente oscilante da potência real instantânea ( $\tilde{p}$ ) e toda e potência imaginária instantânea ( $q$ ).

### 2.2.1. Significado Físico das Potências Instantâneas da Teoria p-q

Para uma melhor percepção desta teoria é feita uma breve descrição do significado físico de cada uma das potências eléctricas. Na Figura 2.1 e Figura 2.2 são mostradas as potencias que existem num sistema eléctrico nas coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ -0 e no sistema de referências  $a$ - $b$ - $c$ , conforme descrito em [24] [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 coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ , ou pelas fases  $a$ - $b$ - $c$  do sistema trifásico.

$\tilde{p}$  - Valor oscilante da potência real instantânea. Corresponde à energia por unidade de tempo trocada entre a fonte e a carga e vice-versa, através das coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  ou através das fases  $a$ - $b$ - $c$ .

$\bar{p}_0$  - Valor médio da potência instantânea de sequência zero. Corresponde à energia por unidade de tempo transferida da fonte para a carga através da coordenada zero, do sistema de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ - $0$ . Nas coordenadas  $a$ - $b$ - $c$  esta energia é transportada através do neutro.

$\tilde{p}_0$  - Valor oscilante da potência instantânea de sequência zero. Corresponde à energia por unidade de tempo trocada entre a fonte e a carga através da coordenada zero do sistema de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ - $0$ . Nas coordenadas  $a$ - $b$ - $c$  esta energia é transportada através do neutro.

$q$  - Potência imaginária instantânea. Corresponde à energia por unidade de tempo trocada entre as coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  das coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ - $0$ , e entre as fases  $a$ - $b$ - $c$  no sistema eléctrico trifásico, sem que com isso haja qualquer transferência de energia entre a fonte e a carga. Esta potência também pode ser dividida numa componente média e outra oscilante.

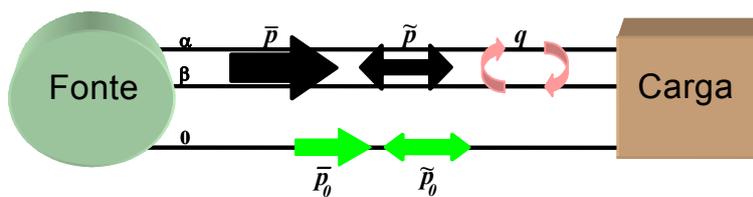


Figura 2.1 - Potências da teoria p-q nas coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ - $0$ .

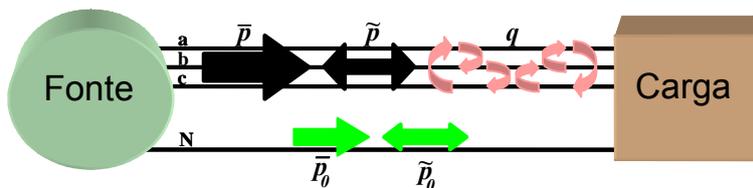


Figura 2.2 - Potências da teoria p-q nas coordenadas  $a$ - $b$ - $c$ .

### 2.3. Definições para as Potências Instantâneas Activa e Não Activa de Fryze

Nos anos 30, Fryze propôs um conjunto de definições de potência activa e não activa para cargas genéricas no domínio do tempo [6]. Estas definições apresentam vários aspectos interessantes uma vez que se trata de uma decomposição no domínio do tempo, sem o uso da decomposição do sinal nos seus harmónicos (Análise de Fourier). Este último factor é interessante uma vez que em 1932 não existiam instrumentos que realizassem tais análises.

No domínio do tempo o valor eficaz da tensão e da corrente é dado por:

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} \quad I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} \quad (2.17)$$

A partir dos valores eficazes da tensão e da corrente e do valor médio da potência instantânea apresentada em (2.18), Fryze propôs a seguinte decomposição:

$$\text{Potência Activa} \quad P_w = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \quad (2.18)$$

$$\text{Potência Aparente} \quad P_s = V \cdot I \quad (2.19)$$

$$\text{Factor de Potência Activa} \quad \lambda_a = \frac{P_w}{P_s} \quad (2.20)$$

$$\text{Potência não Activa} \quad P_q = \sqrt{P_s^2 - P_w^2} \quad (2.21)$$

$$\text{Factor de Potência não Activa} \quad \lambda_q = \sqrt{1 - \lambda_a^2} = \frac{P_q}{P_s} \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} \text{Tensão e Corrente Activa} \quad V_w &= \lambda_a \cdot V \\ I_w &= \lambda_a \cdot I \end{aligned} \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned} \text{Tensão e Corrente não Activa} \quad V_q &= \lambda_q \cdot V \\ I_q &= \lambda_q \cdot I \end{aligned} \quad (2.24)$$

Com base nas equações apresentadas a cima, a potência activa ( $P_w$ ) pode ser obtida directamente em função das tensões e correntes activas ( $V_w, I_w$ ), para além do factor de potência activa ( $\lambda_w$ ). Do mesmo modo, a potência não activa ( $P_q$ ) pode ser obtida a partir das tensões e correntes não activas ( $V_q, I_q$ ), para além do factor de potência não activa ( $\lambda_q$ ).

A equação apresentada em (2.21) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$P_S^2 = P_w^2 + P_q^2 \quad (2.25)$$

Fazendo a multiplicação da tensão activa pela corrente activa ilustradas em (2.23) obtém-se:

$$V_w \cdot I_w = \lambda_a^2 \cdot V \cdot I \therefore V_w \cdot I_w = \lambda_a^2 \cdot P_S \quad (2.26)$$

Substituindo  $P_S$  pela relação existente em (2.20), obtém-se ( $P_w$ ) em função da tensão e corrente activa e factor de potência activa:

$$P_w = \frac{V_w \cdot I_w}{\lambda_a} \quad (2.27)$$

A potência não activa é obtida de forma análoga à potência activa, conforme apresentado abaixo. Fazendo a multiplicação entre a tensão e a corrente não activa obtém-se:

$$V_q \cdot I_q = \lambda_q^2 \cdot V \cdot I \therefore V_q \cdot I_q = \lambda_q^2 \cdot P_S \quad (2.28)$$

Substituindo  $P_S$  pela relação existente em (2.22), obtém-se a potência não activa em função de tensão e corrente não activa e o factor de potência não activa, conforme apresentada em (2.29).

$$P_q = \frac{V_q \cdot I_q}{\lambda_q} \quad (2.29)$$

É importante comentar que as tensões e as correntes são compostas por componentes ortogonais entre si, conforme apresentado abaixo:

Relação de	$V^2 = V_w^2 + V_q^2$	(2.30)
Ortogonalidade	$I^2 = I_w^2 + I_q^2$	

Fryze entendeu que a potência não activa ( $P_q$ ) pode ser expressa por todas as porções da tensão e da corrente que não contribuem para a potência activa, ou seja as tensões e correntes activas não produzem potência não activa. Do mesmo modo, as tensões e correntes não activas não produzem potência activa. Estas características podem ser observadas com mais detalhe, quando é efectuado o método de minimização, para determinação das correntes activa e não activa. Este método é denominado por “Multiplicadores de Lagrange”, sendo descrito no próximo tópico deste trabalho.

## 2.4. Uso do Método dos Multiplicadores de Lagrange para Determinação da Corrente Activa e Não Activa

Neste tópico é apresentado um método para determinar as componentes activa e não activa da corrente da carga, sendo este designado por método multiplicador de Lagrange [28]. A componente não activa num sistema eléctrico não produz trabalho, mas provoca um aumento da amplitude da corrente que por sua vez provoca um aumento das perdas nos cabos eléctricos [29]. Para fazer a formulação deste método é considerado que as correntes na carga tenham componente activa e componente não activa.

A formulação das correntes da carga é dado por  $i_k$  para  $k = (a,b,c)$ , suas componentes activas  $i_{Lwk}$  e, suas componentes não activas  $i_{qk}$ . Logo a corrente na carga pode ser equacionada por:

$$i_k = i_{wk} + i_{qk}; \text{ para } k=(a,b,c) \quad (2.31)$$

Esta tarefa consiste em determinar o mínimo de:

$$L(i_{qa}, i_{qb}, i_{qc}) = (i_a - i_{qa})^2 + (i_b - i_{qb})^2 + (i_c - i_{qc})^2 \quad (2.32)$$

Para ser possível determinar as correntes não activa este método deve garantir a condição de restrição apresentada em (2.33).

$$g(i_{qa}, i_{qb}, i_{qc}) = v_a \cdot i_{qa} + v_b \cdot i_{qb} + v_c \cdot i_{qc} = 0 \quad (2.33)$$

Por meio do uso dos multiplicadores de Lagrange, este problema é resolvido pelo sistema de equações:

$$\begin{cases} \frac{\partial L}{\partial i_{qa}} + \gamma \cdot \frac{\partial g}{\partial i_{qa}} = 0 \\ \frac{\partial L}{\partial i_{qb}} + \gamma \cdot \frac{\partial g}{\partial i_{qb}} = 0 \\ \frac{\partial L}{\partial i_{qc}} + \gamma \cdot \frac{\partial g}{\partial i_{qc}} = 0 \end{cases} \quad (2.34)$$

A partir destas condições, é obtida a matriz apresentada em (2.35).

$$\begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & v_a \\ 0 & 2 & 0 & v_b \\ 0 & 0 & 2 & v_c \\ v_a & v_b & v_c & \gamma \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qa} \\ i_{qb} \\ i_{qc} \\ \gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2i_a \\ 2i_b \\ 2i_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Resolvendo a matriz apresentada em (2.35) é obtido o factor  $\gamma$  apresentado em (2.36).

$$\gamma = \frac{2 \cdot (v_a \cdot i_a) + (v_b \cdot i_b) + (v_c \cdot i_c)}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} = \frac{2 \cdot p_3}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \quad (2.36)$$

O valor da potência activa trifásica obtido através do produto entre as correntes activas  $(i_{wa}, i_{wb}, i_{wc})$  e as tensões do sistema  $(v_a, v_b, v_c)$ , é o mesmo quando este é obtido através do produto entre as tensões do sistema e as correntes da carga  $(i_a, i_b, i_c)$ .

$$\begin{bmatrix} i_{wa} \\ i_{wb} \\ i_{wc} \end{bmatrix} = \frac{p_3}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

A diferença existente entre estas duas resulta no facto de as correntes activas não produzirem potência não activa, o que leva a corrente a ter um valor eficaz inferior. Com isso, se a componente não activa da corrente da carga for compensada o mais próximo possível da carga, a fonte apenas passa a fornecer as correntes activas, o que resulta em perdas menores no sistema de distribuição [28].

## 2.5. Conclusão

Neste capítulo foi feita uma descrição das potências eléctricas propostas por Akagi e Fryze. O entendimento destas definições é necessário uma vez que os sistemas de controlo do filtro activo, implementados neste trabalho, são compostos por algoritmos de controlo baseados nestas definições. As definições propostas por Akagi tem a particularidade do uso da transformada de Clarke que permite separar a potência de sequência zero ( $p_0$ ) da potência instantânea real ( $p$ ). Esta versatilidade da teoria da potência instantânea permite o seu uso em equipamentos de electrónica de potência e na implementação de estratégias de controlo que necessitam de compensar independentemente, a potência activa e reactiva. As definições propostas por Fryze não tem esta versatilidade, mas apresentam uma simplicidade comparadas com a teoria da potência instantânea.



# CAPÍTULO 3

## Filtro Activo de Potência do Tipo Paralelo

### 3.1. Introdução

O Filtro Activo de Potência do Tipo Paralelo é um equipamento com a capacidade de minimizar, em tempo real, as distorções e desequilíbrios presentes nas correntes consumidas pela carga, para além de fazer a correcção do factor de potência. Na Figura 3.1 é ilustrado o princípio de funcionamento deste equipamento de potência. A corrente do sistema está representada por  $i_s$ , a corrente de compensação do Filtro Activo Paralelo por  $i_F$ , e a corrente da carga não-linear por  $i$ .

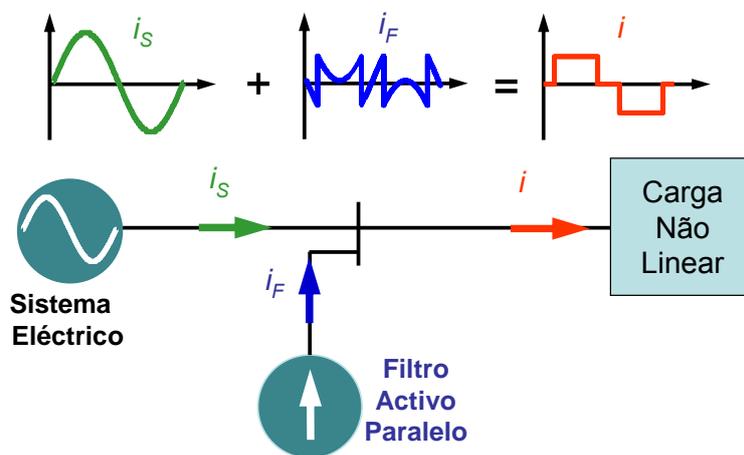


Figura 3.1 - Princípio de funcionamento do Filtro Activo Paralelo.

Este condicionador de potência é conectado em paralelo com a carga. No caso de um filtro activo trifásico a 4 fios, este injecta correntes nas três fases e no neutro, de modo que as correntes da fonte fiquem sinusoidais, equilibradas e em fase com a componente fundamental de sequência positiva das tensões do sistema. Deste modo, considerando que as tensões do sistema são sinusoidais e equilibradas, a fonte passa a ver o conjunto composto pelo filtro activo e pela carga como se fosse uma carga linear, puramente resistiva e equilibrada. Isto ocorre uma vez que o Filtro Activo Paralelo passa a fornecer os harmónicos e os reactivos que a carga consome, além de equilibrar as correntes nas três fases, eliminando a corrente de neutro.

O filtro activo é composto por um circuito de potência e por um sistema de controlo, conforme apresentado na Figura 3.2. O circuito de potência e o sistema de controlo são descritos ao longo deste capítulo.

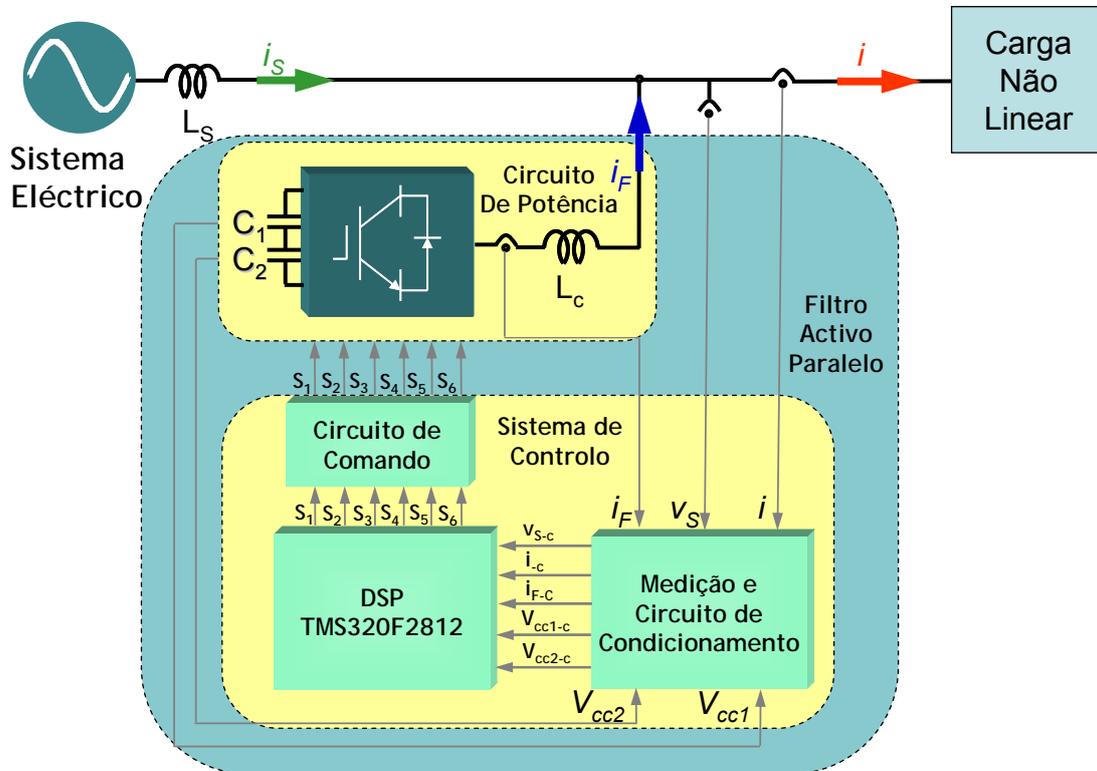


Figura 3.2 - Diagrama unifilar do sistema eléctrico com Filtro Activo de Potência Paralelo.

### 3.2. Circuito de Potência do Filtro Activo Paralelo

O circuito de potência é constituído por um inversor, indutâncias de acoplamento, e dois condensadores do lado CC, conforme ilustrado na Figura 3.3. Neste trabalho foi utilizado um inversor do tipo fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*), uma vez que já têm sido utilizadas topologias no laboratório de electrónica de potência da Universidade do Minho similares à utilizada neste trabalho. Este inversor é constituído por 6 interruptores semicondutores de potência do tipo IGBT (*Insulated-Gate Bipolar Transistor*). Mediante a comutação desses IGBTs é possível sintetizar as correntes de referência, dando origem às correntes de compensação, injectadas na rede. O acoplamento entre o inversor e a rede eléctrica é feito através de indutâncias, de forma a minimizar os valores de *ripple* existentes nas correntes sintetizadas pelo inversor.

É importante comentar o facto da topologia do conversor utilizado apresentar apenas 3 ramos de IGBTs e dois condensadores no lado CC. O problema que existe

nesta topologia é o facto da corrente do neutro retornar pelo ponto médio do lado CC. A injeção de corrente pelo neutro faz com que exista desequilíbrios de tensão em cada um dos condensadores. Com isto os três ramos do inversor deixam de funcionar simetricamente, com a tensão de saída de cada um dos ramos apresentando uma componente contínua.

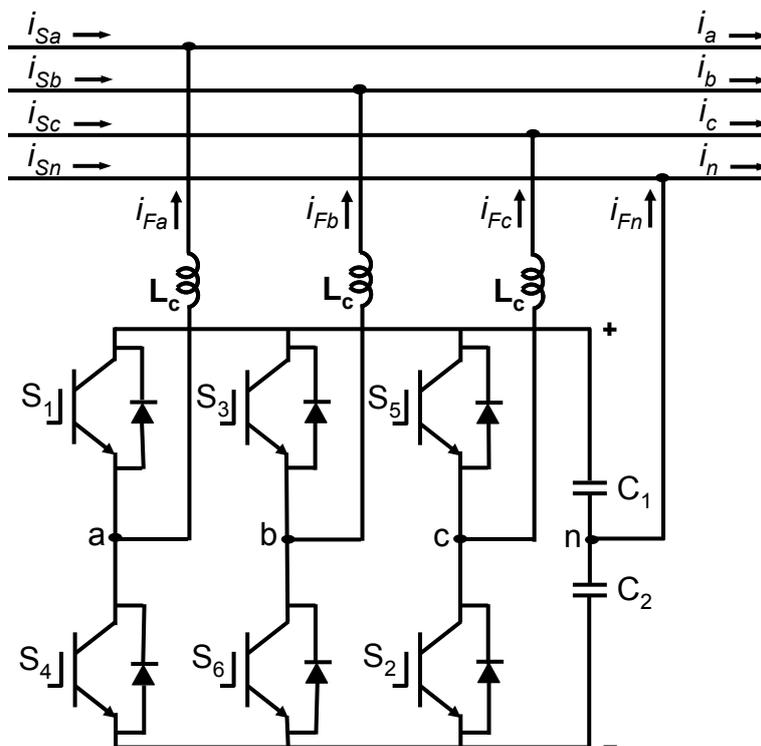


Figura 3.3 - Circuito de Potência do Filtro Activo Paralelo.

O desequilíbrio de tensão existente nos condensadores do lado CC do inversor pode causar problemas graves quando o valor absoluto nos condensadores for suficientemente baixo, passando a haver uma perda de controlo nas correntes injectadas pelo filtro activo. Nesse caso, a corrente injectada pode atingir valores elevados que podem danificar os semicondutores de potência [38].

As limitações desta topologia, ilustrada na Figura 3.3, poderia levar-nos a pensar que não é adequada para implementar filtros activos, mas na realidade não é bem assim, visto esta topologia ser utilizada com sucesso em sistemas de media e baixa potência. Existem fabricantes que com esta topologia conseguem injectar correntes de 120 A por fase em redes de 400 V [37].

### 3.3. Sistema de Controlo do Filtro Activo Paralelo

O sistema de controlo é constituído pelos circuitos de medição e de condicionamento das grandezas eléctricas, por um DSP/microcontrolador, e pelo circuito de comando do conversor de potência. As tensões e correntes são medidas através de sensores de efeito Hall. Estas grandezas eléctricas são enviadas para o circuito de condicionamento onde são convertidas em valores compreendidos entre 0 e 3V, visto que o DSP/microcontrolador utilizado apenas funciona dentro dessa gama de valores, para que assim o DSP/microcontrolador possa fazer a aquisição dessas grandezas eléctricas. O DSP utilizado corresponde ao modelo TMS320F2812 da *Texas Instruments* [39]. Este DSP tem como principais características a capacidade de realizar em simultâneo a leitura de 16 sinais já condicionados, uma frequência de *clock* de 150 MHz, CPU com capacidade de processar sinais de 32 bits, e capacidade de comando simultâneo de 12 dispositivos semicondutores.

A programação desse DSP/microcontrolador pode ser feita em C++ ou Assembler. Os primeiros DSPs/microcontroladores apresentavam um melhor desempenho quando a programação era feita em Assembler. Contudo com os DSPs/microcontroladores actuais não há mais essa diferença de desempenho, de modo que um programa escrito em C++ tem o mesmo desempenho de um escrito em Assembler.

A Figura 3.4 ilustra de forma simplificada o bloco DSP apresentado na Figura 3.2. Este bloco contém o algoritmo para calcular as correntes de referência, e o algoritmo que implementa a técnica de comutação a ser utilizada. O algoritmo utilizado para regular a tensão do lado CC, é para equilibrar as tensões nos dois condensadores e está inserido no algoritmo para calcular as correntes de referência. Estes algoritmos, incluindo o da técnica de comutação, são descritos ao longo deste capítulo. De seguida são descritos os algoritmos de controlo para determinar as correntes de referência, sem levar em consideração os algoritmos utilizados para regulação da tensão do lado CC, sendo estes últimos algoritmos apresentados posteriormente, com seus diagramas de blocos inseridos nos apresentados para calcular as correntes de referência.

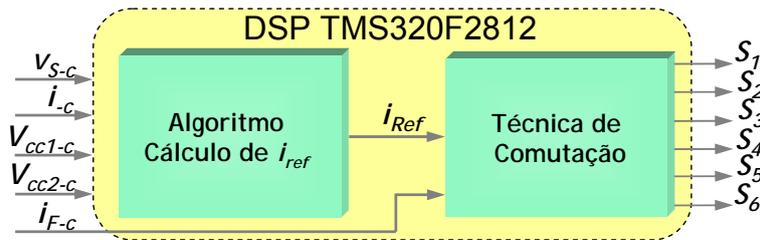


Figura 3.4 – Diagrama simplificado do bloco DSP.

### 3.4. Algoritmo para o Cálculo das Correntes de Referência com Base na Teoria da Potência Instantânea

A teoria da potência instantânea (Teoria p-q) permite dois algoritmos de controlo para filtros activos paralelos, sendo denominados por: “Potência Constante na Fonte” e “Correntes Sinusoidais na Fonte”. Neste trabalho foi utilizado o algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte”. Este algoritmo tem como objectivo tornar as correntes na fonte sinusoidais e equilibradas, independentemente das distorções ou desequilíbrios presentes nas tensões do sistema. Em contrapartida a potência real instantânea entregue pela fonte à carga não poderá ser constante nos casos em que as tensões do sistema são não sinusoidais e equilibradas. Além disso, nestes casos a fonte passa também a fornecer à carga uma potência imaginária instantânea.

A Figura 3.5 apresenta as potências eléctricas num sistema com o Filtro Activo Paralelo a injectar correntes com base no algoritmo “Potência Constante na Fonte”. Conforme ilustrado nessa figura, apenas os valores médios da potência real instantânea ( $\bar{p}$ ) e da potência instantânea de sequência zero ( $\bar{p}_0$ ) são fornecidos pela fonte. Todas as outras potências da teoria p-q podem ser compensadas com uso de um Filtro Activo Paralelo. A compensação das componentes oscilantes da potência real instantânea ( $\tilde{p}$ ) e da potência de sequência zero ( $\tilde{p}_0$ ) faz com que as mesmas deixem de ser trocadas entre a carga e a fonte e passem a ser trocadas entre a carga e os dois condensadores do filtro activo.

A potência imaginária instantânea ( $q$ ) é compensada sem a necessidade de armazenamento de energia nos condensadores. Com a compensação, as correntes associadas a esta potência, que circulavam entre as fases *a-b-c* do sistema trifásico, passam a fazê-lo através do inversor do filtro activo, e não mais pela rede eléctrica.

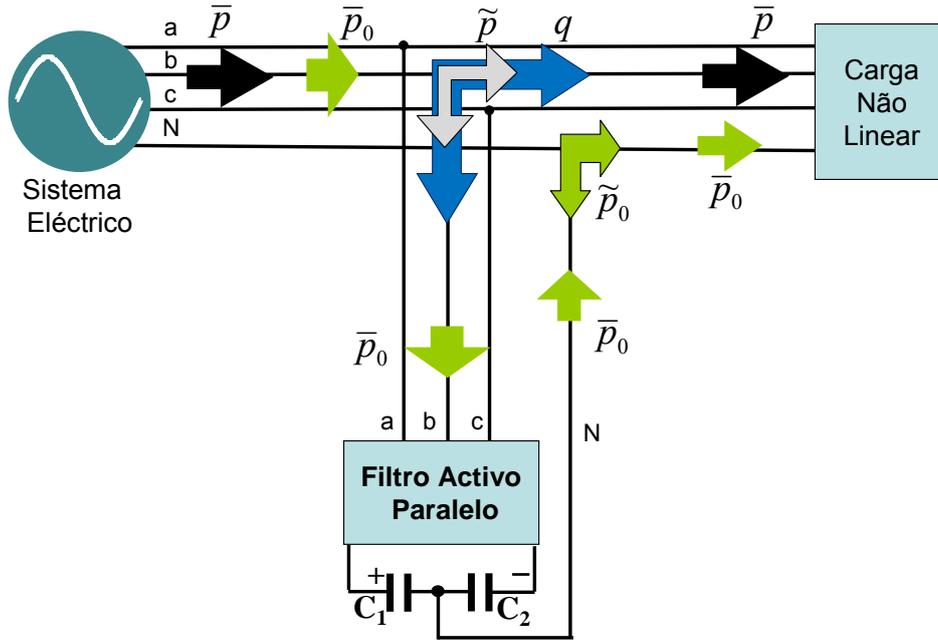


Figura 3.5 – Diagrama de potências envolvidas num sistema eléctrico com harmónicos e desequilíbrios com filtro activo em operação.

Conforme ilustrado na Figura 3.6, os sinais de tensão aplicados ao algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte” passaram antes por um circuito de sincronismo denominado PLL, que tem a função de, a partir das tensões do sistema ( $v_a, v_b, v_c$ ), gerar sinais sincronizados com a componente fundamental de sequência positiva dessas tensões ( $v_{PLL\alpha}, v_{PLL\beta}, v_{PLLc}$ ). Estes sinais são usados nos cálculos das potências  $p$  e  $q$ . A potência  $p_0$  deve ser calculada a partir dos valores reais das tensões do sistema, ou assumiria um valor nulo, já que o valor calculado de  $v_0$  seria igual a zero.

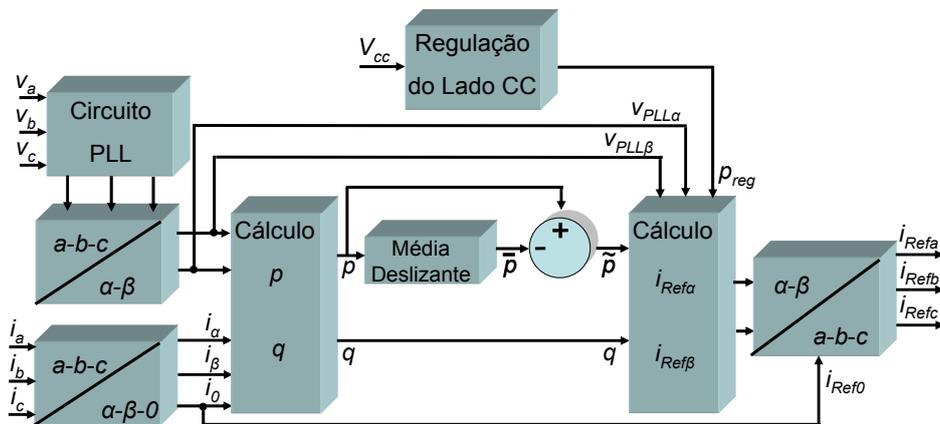


Figura 3.6 – Diagrama de blocos do algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte”.

Em (3.1) e (3.2) é feita a transformação das coordenadas  $a-b-c$  para as coordenadas  $\alpha-\beta-0$ .

$$\begin{bmatrix} v_{PLL\alpha} \\ v_{PLL\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{PLL a} \\ v_{PLL b} \\ v_{PLL c} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

A partir das correntes e tensões já convertidas para as coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ - $0$  são calculadas a potência real instantânea ( $p$ ) e a potência imaginária instantânea ( $q$ ), conforme representado em (3.3) e (3.4), respectivamente.

$$p = v_{PLL\alpha} \cdot i_\alpha + v_{PLL\beta} \cdot i_\beta \quad (3.3)$$

$$q = v_{PLL\beta} \cdot i_\alpha - v_{PLL\alpha} \cdot i_\beta \quad (3.4)$$

O facto de as correntes da carga serem distorcidas ou desequilibradas, faz com que a potência real instantânea seja constituída por uma componente média ( $\bar{p}$ ) e outra oscilante ( $\tilde{p}$ ), por isso é utilizado um filtro média deslizante para extrair  $\bar{p}$ . De seguida  $\tilde{p}$  é obtida, conforme apresentado em (3.5).

$$\begin{aligned} p &= \tilde{p} + \bar{p} \\ \tilde{p} &= p - \bar{p} \end{aligned} \quad (3.5)$$

As correntes de referência ( $i_{Re\ f\alpha}$ ) e ( $i_{Re\ f\beta}$ ) são calculadas com base nas potências  $\tilde{p}$  e  $q$  em conjunto com os valores  $v_{PLL\alpha}$  e  $v_{PLL\beta}$ , conforme é apresentado em (3.6).

$$\begin{bmatrix} i_{Re\ f\alpha} \\ i_{Re\ f\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{PLL\alpha}^2 + v_{PLL\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{PLL\alpha} & v_{PLL\beta} \\ v_{PLL\beta} & -v_{PLL\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ q \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$i_{Re\ f0} = i_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (i_a + i_b + i_c) \quad (3.7)$$

As correntes de referência indicadas na equação (3.6) fazem a correcção do factor de potência ( $\bar{q}$ ) para além de compensarem parcialmente as componentes oscilantes da potência real ( $\tilde{p}$ ) e imaginária ( $\tilde{q}$ ). Estas componentes são provenientes do produto entre os desequilíbrios e as componentes harmónicas das correntes da carga pelos sinais gerados pelo circuito de sincronismo. A corrente de referência de sequência zero ( $i_{Re\ f0}$ ) é calculada com base na equação (3.7). Esta equação permite a compensação da corrente do neutro mesmo nos casos em que não existe tensão de sequência zero ( $v_0$ ).

As correntes de compensação nas coordenadas  $a$ - $b$ - $c$  são obtidas a partir da transformação inversa de Clarke:

$$\begin{bmatrix} i_{Re\,fa} \\ i_{Re\,fb} \\ i_{Re\,fc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Re\,f0} \\ i_{Re\,f\alpha} \\ i_{Re\,f\beta} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$i_{Re\,fn} = -(i_a + i_b + i_c) \quad (3.9)$$

Estas correntes são os valores instantâneos de referência que o inversor do filtro activo utiliza para sintetizar as correntes  $(i_{Fa}, i_{Fb}, i_{Fc})$  a serem injectadas na rede eléctrica.

Para o caso em que as tensões do sistema não são sinusoidais e equilibradas é fisicamente impossível obter na fonte simultaneamente potência constante e correntes sinusoidais.

### 3.5. Cálculo das Correntes de Referência com Base no Algoritmo Correntes Sinusoidais de Fryze

O algoritmo denominado “Correntes Sinusoidais de Fryze” gera correntes de referência de modo que as correntes da fonte sejam proporcionais às tensões do sistema. Este algoritmo tem a vantagem de reduzir o esforço computacional para determinar as correntes de referência, uma vez que não necessita de fazer a transformada de Clarke. Sendo assim, este algoritmo é mais simples quando comparado com o algoritmo implementado com base na Teoria p-q. A Figura 3.7 apresenta o diagrama de blocos para determinação das correntes de referência.

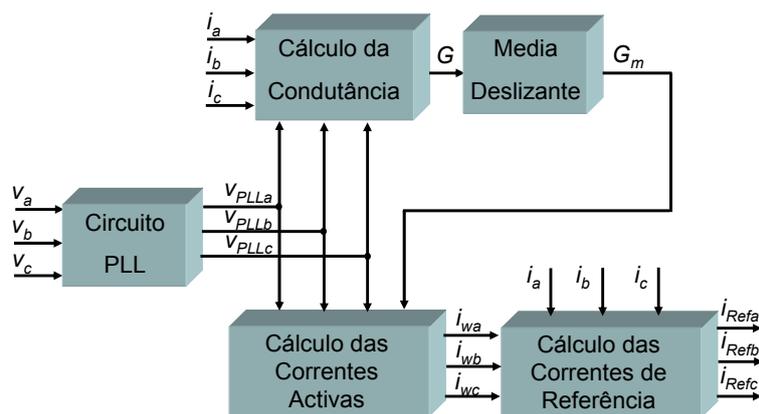


Figura 3.7 – Diagrama de blocos do algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze”.

A condutância  $G$  é calculada com base nas correntes da carga  $(i_a, i_b, i_c)$  e com os sinais de controlo obtidos pelo circuito de sincronismo (circuito PLL)  $(v_{PLL a}, v_{PLL b}, v_{PLL c})$ , conforme apresentado em (3.10).

$$G = \frac{v_{PLL a} \cdot i_a + v_{PLL b} \cdot i_b + v_{PLL c} \cdot i_c}{v_{PLL a}^2 + v_{PLL b}^2 + v_{PLL c}^2} \quad (3.10)$$

Assim como foi feito no algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte”, este algoritmo também faz uso de um filtro media deslizante devido ao facto das tensões do sistema serem distorcidas. As correntes activas ( $i_{wa}$ ,  $i_{wb}$ ,  $i_{wc}$ ) são obtidas através do produto entre o valor médio da condutância ( $G_m$ ) e os sinais de controlo ( $v_{PLL a}$ ,  $v_{PLL b}$ ,  $v_{PLL c}$ ) conforme apresentado em (3.11).

$$\begin{aligned} i_{wa} &= G_m \cdot v_{PLL a} \\ i_{wb} &= G_m \cdot v_{PLL b} \\ i_{wc} &= G_m \cdot v_{PLL c} \end{aligned} \quad (3.11)$$

As correntes de referência sintetizadas pelo inversor são determinadas pela diferença entre as correntes da carga ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ) e as correntes activas ( $i_{wa}$ ,  $i_{wb}$ ,  $i_{wc}$ ), conforme apresentado em (3.12).

$$\begin{aligned} i_{Re fa} &= i_a - i_{wa} \\ i_{Re fb} &= i_b - i_{wb} \\ i_{Re fc} &= i_c - i_{wc} \end{aligned} \quad (3.12)$$

O uso do circuito de sincronismo permite que as correntes activas ( $i_{wa}$ ,  $i_{wb}$ ,  $i_{wc}$ ) sejam sinusoidais e equilibradas, e que estejam em fase com a componente fundamental de sequência positiva das tensões do sistema.

De seguida é feita uma análise comparativa entre os dois algoritmos utilizados para determinar as correntes de referência.

### 3.6. Análise Comparativa entre os Algoritmos de Controlo

Com o objectivo de validar os algoritmos “Correntes Sinusoidais na Fonte” baseado na Teoria p-q e “Correntes Sinusoidais de Fryze”, recorre-se ao uso de simulações utilizando o *Matlab*. A frequência da componente fundamental é de 50 Hz. O caso simulado apresenta tensões com, 5 % de desequilíbrio de sequência zero e 5% de 5º harmónico (sequência negativa). A corrente apresentada é a do tipo de um rectificador trifásico. Para obter uma potência instantânea de sequência zero ( $p_0$ ), também foi inserido 5% de desequilíbrio de sequência zero na corrente. Esta simulação tem como objectivo validar os algoritmos utilizados no sistema de controlo, ou seja, mostrar que as correntes da fonte ficam sinusoidais e equilibradas, independente de

possíveis distorções e desequilíbrios presentes nas tensões do sistema. A Figura 3.8 apresenta as tensões no sistema e as correntes na carga utilizadas para validar os dois algoritmos.

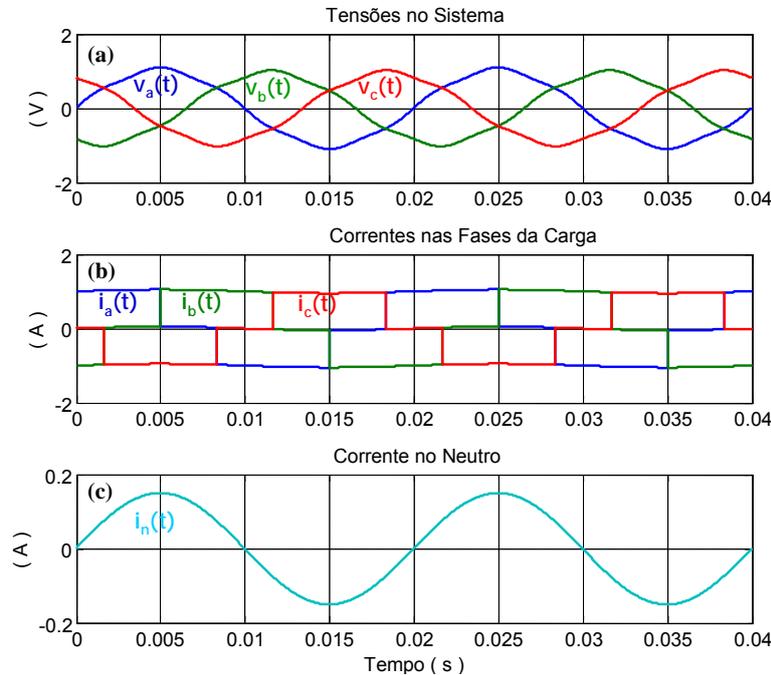


Figura 3.8 – Tensões no sistema e correntes nas fases da carga: (a) tensões no sistema ( $v_a, v_b, v_c$ ); (b) correntes nas três fases da carga ( $i_a, i_b, i_c$ ); (c) corrente no neutro na carga ( $i_n$ ).

A Figura 3.9 apresenta o resultado do algoritmo “ Correntes Sinusoidais na Fonte”. Este algoritmo tem a função de colocar as correntes na fonte sinusoidais e equilibradas, e anular a corrente presente no neutro. A potência na fonte além do seu valor médio ( $\bar{p}$ ), também apresenta uma pequena componente oscilante ( $\tilde{p}$ ). Esta potência oscilante surge devido à multiplicação entre as componentes distorcidas na tensão pelas correntes da fonte, que são sinusoidais e equilibradas. As tensões no sistema e as correntes da carga apresentam componentes de sequência zero, o que resulta numa corrente de neutro e uma potência de sequência zero. Esta potência tem uma amplitude muito reduzida devido ao facto de estar a trabalhar com um sistema que não representa uma situação real. Mesmo assim é possível confirmar que quando o filtro se encontra em operação, esta apresenta valor nulo. A potência imaginária instantânea na fonte não apresenta valor nulo, mas contém uma componente oscilante com amplitude bastante reduzida, em relação à componente oscilante existente na carga.

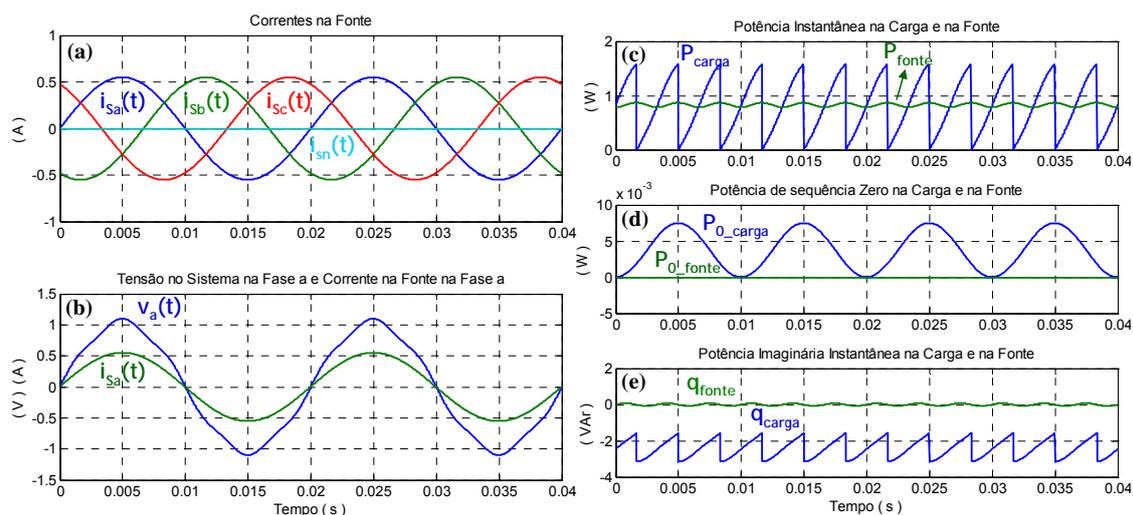


Figura 3.9 – Formas de onda para o algoritmo “Corrente Sinusoidal na Fonte”(Teoria p-q): (a) Correntes na Fonte ( $i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc}, i_{Sn}$ ); (b) Tensão no Sistema e corrente na fonte na fase  $a$  ( $v_a, i_{Sa}$ ); (c) Potência instantânea trifásica na carga e na fonte ( $P_{carga}, P_{fonte}$ ); (d) Potência instantânea de sequência zero na carga e na fonte ( $P_{0\_carga}, P_{0\_fonte}$ ); (e) Potência imaginária na carga e na fonte ( $q_{carga}, q_{fonte}$ ).

O algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze” é validado de forma análoga ao algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte”. A Figura 3.10 mostra o resultado deste algoritmo quando este se encontra em operação. Como é possível observar as correntes na fonte tornam-se sinusoidais, equilibradas e em fase com a tensão do sistema, eliminando a corrente no neutro. Do mesmo modo como foi explicado no caso anterior, a potência activa na fonte além do seu valor médio ( $\bar{p}$ ), também apresenta uma pequena componente oscilante ( $\tilde{p}$ ). Este valor oscilante apresenta um valor reduzido em relação à componente oscilante existente na carga. A potência não activa não é compensada na totalidade, mas também apresenta uma componente oscilante muito reduzida na fonte.

Depois de ter efectuado esta análise, conclui-se que os dois algoritmos, “Correntes Sinusoidais na Fonte” e “Correntes Sinusoidais de Fryze”, apresentam o mesmo comportamento, mesmo com tensões e correntes desequilibradas e distorcidas.

As correntes na fonte com o filtro activo em operação permanecem sinusoidais e equilibradas, colocando a corrente no neutro nula. Estes algoritmos apenas conseguem manter as correntes sinusoidais e equilibradas na fonte devido ao uso de um circuito de sincronismo explicado no próximo tópico deste capítulo.

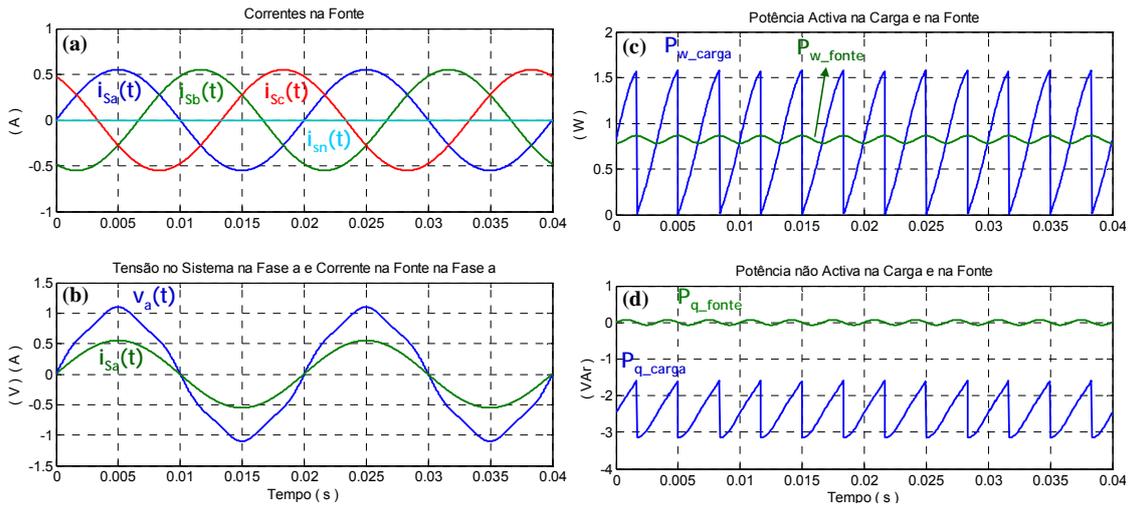


Figura 3.10 – Formas de onda para o algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze”: (a) Correntes na fonte ( $i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc}, i_{Sn}$ ); (b) Tensão no sistema e corrente na fonte na fase a ( $v_a, i_{Sa}$ ); (c) Potência activa na carga e na fonte ( $P_{w\_carga}, P_{w\_fonte}$ ); (d) Potência não activa na carga e na fonte ( $P_{q\_carga}, P_{q\_fonte}$ ).

A potência activa não apresenta somente um valor constante na fonte devido ao produto existente entre as tensões distorcidas do sistema pelas correntes da fonte. Mesmo assim o valor oscilante da potência activa na fonte apresenta um valor muito menor em relação à potência oscilante na carga. As potências imaginária instantânea e não activa não são compensada na totalidade, mas apresentam um valor oscilante reduzido, em relação à componente oscilante da carga.

As definições apresentadas por Fryze não tem a mesma versatilidade que as apresentadas por Akagi, isto é, não é possível separar a componente de sequência zero existente na potência activa. Deste modo este algoritmo não pode compensar isoladamente a parcela pretendida. Contudo, este aspecto não inviabiliza o uso do algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze”, conforme foi exemplificado por meio de resultados de simulações apresentados neste tópico.

### 3.7. Circuito de Sincronismo

O circuito de sincronismo (circuito PLL) determina em tempo real, a frequência e o ângulo de fase da componente fundamental de sequência positiva da tensão do sistema. As entradas do circuito são as tensões ( $v_{ab} = v_a - v_b$ ) e ( $v_{cb} = v_c - v_b$ ). O algoritmo utilizado é baseado no cálculo das potências activas instantâneas trifásicas. É importante deixar claro que esta potência consiste num sinal de controlo. As grandezas

eléctricas existentes nesta equação são as tensões do sistema ( $v_a, v_b, v_c$ ). As correntes de controlo ( $i_a, i_b, i_c$ ) apresentam soma igual a zero.

$$p_{PLL} = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c = v_{ab} \cdot i_a + v_{cb} \cdot i_c \quad (3.13)$$

Os sinais  $i_a(\omega t)$  e  $i_c(\omega t)$  são gerados pelo circuito PLL, e apresentam a mesma amplitude sendo esta unitária. O sinal  $i_c(\omega t)$  está adiantada de  $120^\circ$  em relação a  $i_a(\omega t)$ . A presença do controlador PI faz com que não haja erro em regime permanente, isto é, com o sistema estabilizado, o valor médio de ( $p_{PLL}$ ) é igual a zero. Sendo assim, este circuito converge para um ponto de estabilidade onde o sinal de saída contem a frequência fundamental do sistema e o sinal  $i_a(\omega t)$  fica adiantado de  $90^\circ$  em relação à componente fundamental de sequência positiva da tensão ( $v_a$ ) [26] [28].

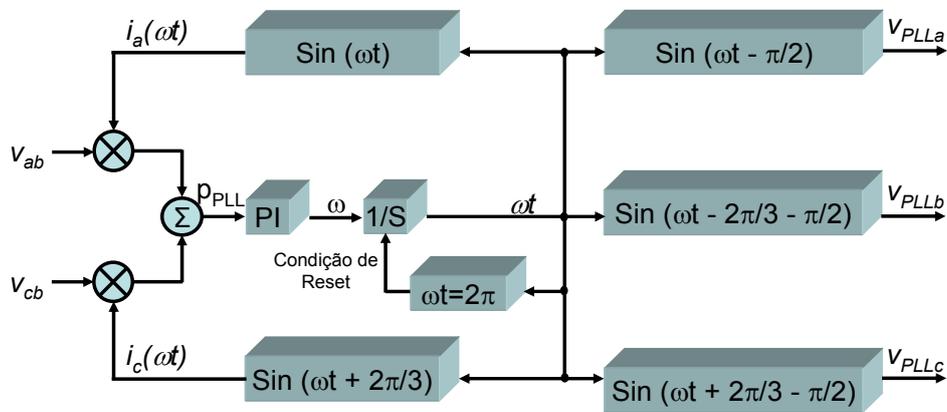


Figura 3.11 – Diagrama de blocos do circuito PLL.

### 3.8. Algoritmos para Regular a Tensão do Lado CC

Ao longo deste tópico são apresentados dois algoritmos para regulação do lado CC, onde um deles é similar ao introduzido em [40]. Na literatura podem ser observados outros algoritmos de regulação das tensões do lado CC para conversores com topologia similar à utilizada neste trabalho [26]. Estes algoritmos têm a função de manter as tensões nos condensadores  $C_1$  e  $C_2$  reguladas e equilibradas. Conforme foi visto na descrição do conversor utilizado, o desempenho do conversor fica comprometido se as tensões nos condensadores  $C_1$  e  $C_2$  apresentarem amplitudes diferentes.

A Figura 3.12 apresenta o primeiro algoritmo para regulação das tensões do lado CC, com base no introduzido em [40]. Este algoritmo é denominado neste trabalho por

Reg<sub>CC-1</sub>, onde é inserido no diagrama de blocos para determinação das correntes de referência com base no algoritmo “Correntes sinusoidais de Fryze”.

O sinal de controlo  $V_{cc}$  corresponde à soma das tensões  $V_{cc1}$  e  $V_{cc2}$ . A soma destas tensões está regulada no valor pré estabelecido quando o erro entre  $V_{ref}$  e  $V_{cc}$  for nulo. Do mesmo modo, quando o erro entre  $V_{cc1}$  e  $V_{cc2}$  também for nulo, pode-se dizer que estas tensões estão equilibradas. O sinal de controlo  $P_{reg1}$  força uma troca de energia entre o sistema e o conversor de potência. Por outro lado  $P_{reg2}$  faz com que as correntes de referência apresentem uma componente contínua, se o erro entre  $V_{cc1}$  e  $V_{cc2}$  for diferente de zero.

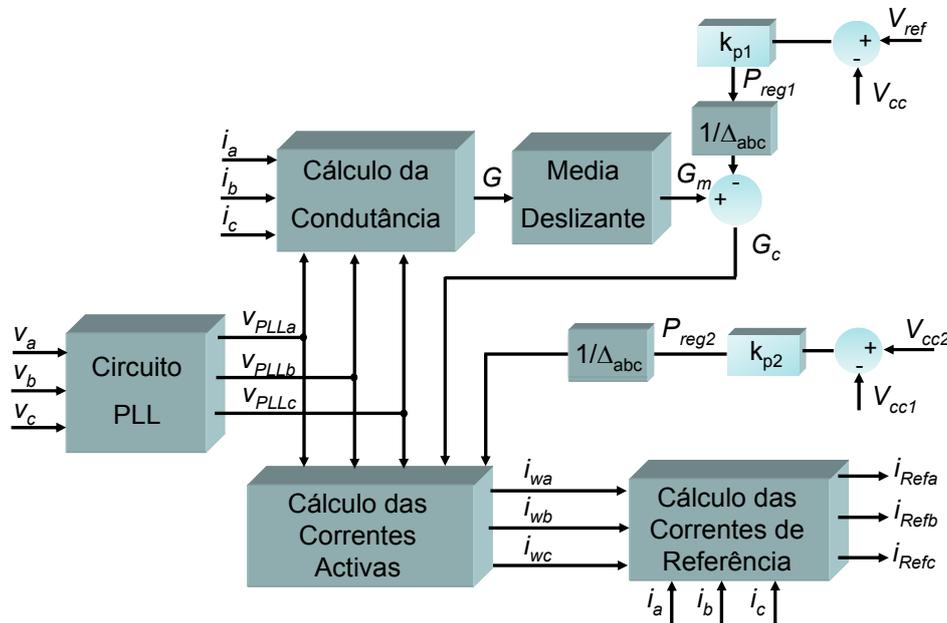


Figura 3.12 – Algoritmo Reg<sub>CC-1</sub> para regulação das tensões do lado CC inserido no algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze”.

Com a inserção do algoritmo Reg<sub>cc-1</sub> as correntes activas são obtidas da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 i_{wa} &= \left( G_m - \frac{P_{reg1}}{\Delta_{abc}} \right) \cdot v_{PLL a} - \frac{P_{reg2}}{\Delta_{abc}} \\
 i_{wb} &= \left( G_m - \frac{P_{reg1}}{\Delta_{abc}} \right) \cdot v_{PLL b} - \frac{P_{reg2}}{\Delta_{abc}} \\
 i_{wc} &= \left( G_m - \frac{P_{reg1}}{\Delta_{abc}} \right) \cdot v_{PLL c} - \frac{P_{reg2}}{\Delta_{abc}}
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

Onde:

$$\Delta_{abc} = v_{PLL a}^2 + v_{PLL b}^2 + v_{PLL c}^2 \tag{3.15}$$

$$P_{reg1} = (V_{ref} - V_{CC}) \cdot k_{p1} \quad (3.16)$$

$$P_{reg2} = (V_{CC2} - V_{CC1}) \cdot k_{p2} \quad (3.17)$$

A Figura 3.13 apresenta o algoritmo  $Reg_{CC-1}$  para regular as tensões do lado CC, agora inserido no diagrama de blocos para determinação das correntes de referência com base no algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte” da teoria da potência instantânea.

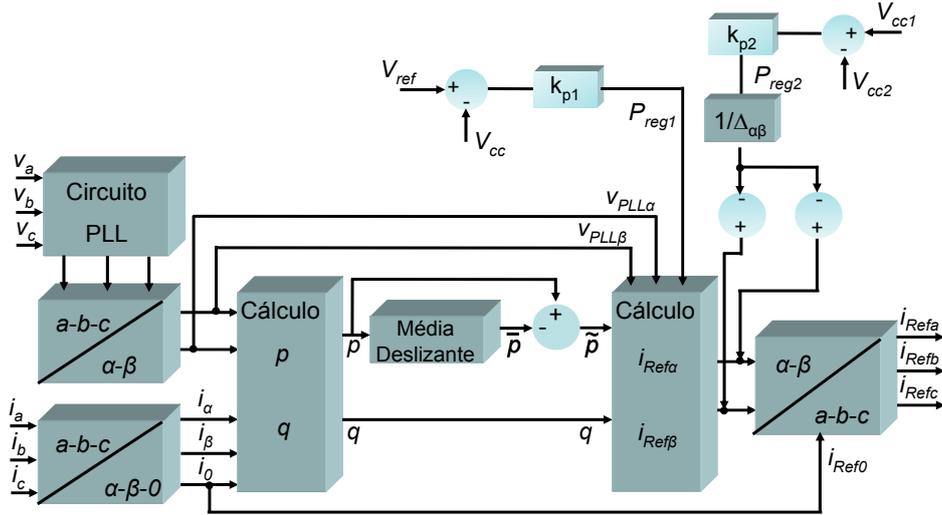


Figura 3.13 - Algoritmo  $Reg_{CC-1}$  para regulação das tensões do lado CC inserido no algoritmo “Correntes sinusoidais na Fonte”.

As correntes de referência quando o algoritmo  $Reg_{cc-1}$  é inserido no seu cálculo são obtidas nas coordenadas  $\alpha\text{-}\beta$  em (3.18), e nas coordenadas  $a\text{-}b\text{-}c$  em (3.19).

$$\begin{bmatrix} i_{Re\ fa} \\ i_{Re\ fb} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta_{\alpha\beta}} \begin{bmatrix} v_{PLL\alpha} & v_{PLL\beta} \\ v_{PLL\beta} & -v_{PLL\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_x \\ q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{P_{reg2}}{\Delta_{\alpha\beta}} \\ \frac{P_{reg2}}{\Delta_{\alpha\beta}} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$\begin{bmatrix} i_{Re\ fa} \\ i_{Re\ fb} \\ i_{Re\ fc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Re\ f0} \\ i_{Re\ fa} \\ i_{Re\ fb} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Onde:

$$\Delta_{\alpha\beta} = v_{PLL\alpha}^2 + v_{PLL\beta}^2 \quad (3.20)$$

$$p_x = \tilde{p} - P_{reg1} \quad (3.21)$$

A Figura 3.14 apresenta o segundo algoritmo de controlo para regular as tensões do lado CC, com base no introduzido em [35]. Este algoritmo é denominado neste

trabalho por  $\text{Reg}_{\text{CC-2}}$ , e está inserido no diagrama de blocos para determinação das correntes de referência “Correntes sinusoidais de Fryze”. A Figura 3.15 apresenta o diagrama de blocos do algoritmo  $\text{Reg}_{\text{CC-2}}$ , para regular as tensões do lado CC. Este utiliza os sinais gerados pelo circuito de sincronismo para cada fase, mas a Figura 3.15 apenas ilustra o seu funcionamento para a fase “a”. Este algoritmo é obtido de forma análoga para as restantes fases como é possível observar em (3.23), (3.24) e (3.25). O algoritmo  $\text{Reg}_{\text{CC-2}}$  ilustrado na Figura 3.15 apresenta dois sinais de controlo  $P_{\text{reg1}}$  e  $P_{\text{reg2}}$ . O sinal  $P_{\text{reg1}}$  actua quando a tensão do sistema se encontra no semi ciclo positivo e  $P_{\text{reg2}}$  quando a tensão do sistema está no semi ciclo negativo. Desse modo, observa-se que os sinais de controlo actuam sobre os dois condensadores a todo o instante, mantendo-os regulados no valor de referência pré estabelecido.

As correntes activas quando é inserido o algoritmo  $\text{Reg}_{\text{CC-2}}$  são obtidas da seguinte forma:

$$\begin{aligned} i_{wa} &= \left( G_m - \frac{P_{\text{reg}a}}{\Delta_{abc}} \right) \cdot v_{\text{PLL}a} \\ i_{wb} &= \left( G_m - \frac{P_{\text{reg}b}}{\Delta_{abc}} \right) \cdot v_{\text{PLL}b} \\ i_{wc} &= \left( G_m - \frac{P_{\text{reg}c}}{\Delta_{abc}} \right) \cdot v_{\text{PLL}c} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Onde:

$$P_{\text{reg}a} = P_{\text{reg}1} \cdot v_{\text{PLL}a} + P_{\text{reg}2} \cdot (-v_{\text{PLL}a}) \quad (3.23)$$

$$P_{\text{reg}b} = P_{\text{reg}1} \cdot v_{\text{PLL}b} + P_{\text{reg}2} \cdot (-v_{\text{PLL}b}) \quad (3.24)$$

$$P_{\text{reg}c} = P_{\text{reg}1} \cdot v_{\text{PLL}c} + P_{\text{reg}2} \cdot (-v_{\text{PLL}c}) \quad (3.25)$$

$$P_{\text{reg}1} = (V_{\text{ref}} - V_{\text{CC1}}) \cdot k_p \quad (3.26)$$

$$P_{\text{reg}2} = (V_{\text{ref}} - V_{\text{CC2}}) \cdot k_p \quad (3.27)$$

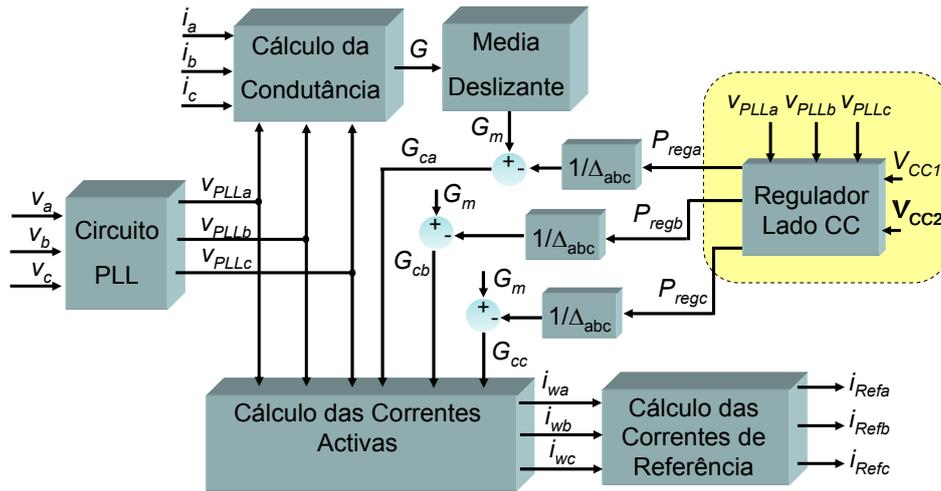


Figura 3.14 - Algoritmo Reg<sub>CC-2</sub> inserido no algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze”.

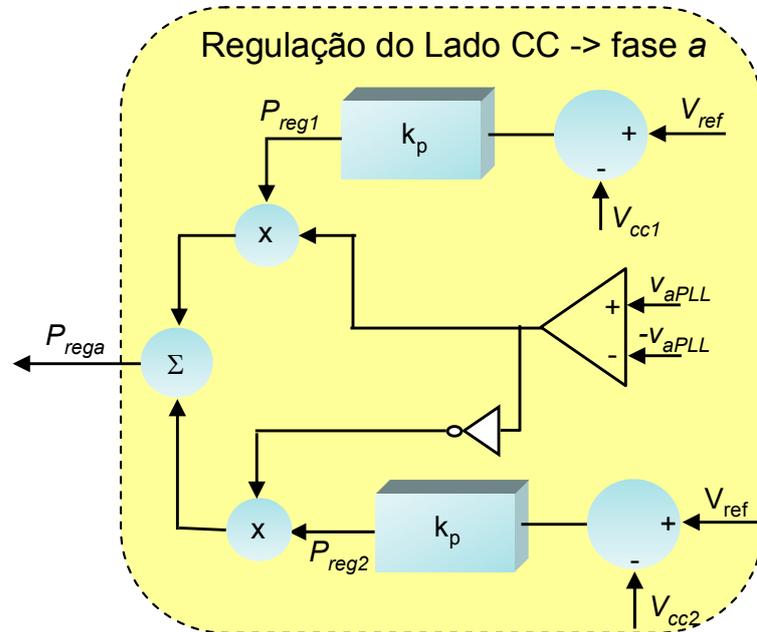


Figura 3.15 – Algoritmo Reg<sub>CC-2</sub> para a fase “a”.

De seguida é apresentada a técnica de comutação utilizada na implementação deste protótipo.

### 3.9. Técnica de Comutação para Controlo das Correntes de Referência

A Figura 3.16 mostra a técnica de comutação, denominada por *Periodic Sampling*, que é utilizada para comandar o inversor para a fase *a*. O mesmo princípio é aplicado para as outras fases. O comando dos IGBTs é feito com base no erro entre as correntes de referência e as correntes do inversor. Conforme está ilustrado na Figura 3.16, quando

o erro entre a corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e a corrente no inversor ( $i_{Fa}$ ) for positivo, o IGBT  $S_1$  apresenta o estado ON e o IGBT  $S_4$  apresenta o estado OFF. Deste modo, a amplitude da corrente no filtro activo aumenta, minimizando o erro entre a corrente de referência e a medida. Por outro lado quando  $i_{Refa}$  é menor que  $i_{Fa}$ , o IGBT  $S_1$  apresenta o estado OFF e o IGBT  $S_4$  apresenta o estado ON, reduzindo a amplitude de  $i_{Fa}$ . Deste modo a corrente no filtro activo “acompanha” a corrente de referência. A saída deste comparador é ligada a um flip-flop tipo D para limitar a frequência máxima de comutação. Esta técnica de comutação foi implementada de acordo com a apresentada em [24] [36].

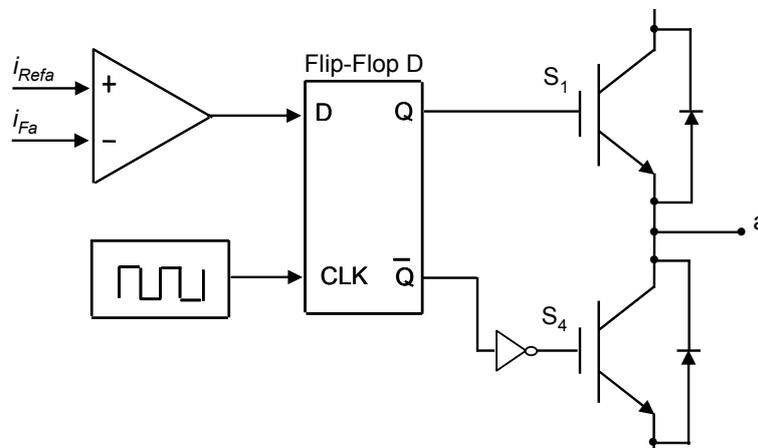


Figura 3.16 – *Periodic Sampling* para comandar o ramo da fase *a* de um inversor trifásico.

### 3.10. Conclusão

Este capítulo teve como objectivo ilustrar o princípio de funcionamento do Filtro Activo de Potência do Tipo Paralelo e mostrar como este condicionador pode, de facto, minimizar o conteúdo harmónico das correntes da fonte. Foi observado que para o conversor operar em condições normais é necessário o uso de algoritmos, de modo a manter as tensões nos condensadores do lado CC reguladas e equilibradas.

Foi realizada uma comparação entre os dois algoritmos, e verificou-se que os dois obtiveram os mesmos resultados. Estes algoritmos tinham o objectivo de apresentar correntes sinusoidais no sistema independentemente de possíveis distorções existentes nas tensões do sistema. Para que tal acontecesse é utilizado um circuito de sincronismo, denominado por PLL, que tem a função de determinar em tempo real a frequência e o ângulo de fase da componente fundamental de sequência positiva da tensão do sistema. Também foi descrita a técnica de comutação a ser utilizada.

No capítulo 4 são apresentados resultados de simulação do Filtro Activo Paralelo com o circuito de potência e os algoritmos que constituem o sistema de controlo descrito neste capítulo.



# CAPÍTULO 4

## Simulações Computacionais

### 4.1. Introdução

Com a complexidade cada vez maior dos sistemas eléctricos, cada vez mais se recorre a ferramentas de simulação para se realizar estudos aprofundados e mais próximos da realidade dos sistemas a implementar. O uso de simuladores permite uma análise preliminar do comportamento dos equipamentos quando em operação nos sistemas eléctricos, sendo possível o ajuste de certos parâmetros para um melhor desempenho dos mesmos, sem que haja qualquer risco para os seres humanos ou para os equipamentos envolvidos. Sendo assim, os perigos e os custos podem ser reduzidos, bem como o tempo dedicado ao desenvolvimento dos equipamentos.

A implementação dos modelos de simulação do Filtro Activo Paralelo foi feita no programa para transitórios electromagnéticos PSCAD (*Power Systems Computer Assisted Design*). Este programa apresenta uma interface gráfica amigável, com capacidade de solucionar equações diferenciais no domínio do tempo com passo de integração fixo. Outro aspecto interessante consiste na possibilidade de implementar algoritmos de controlo similares aos utilizados no DSP onde o sistema de controlo do filtro activo foi implementado. A Figura 4.1 apresenta o ambiente de simulação do programa PSCAD.

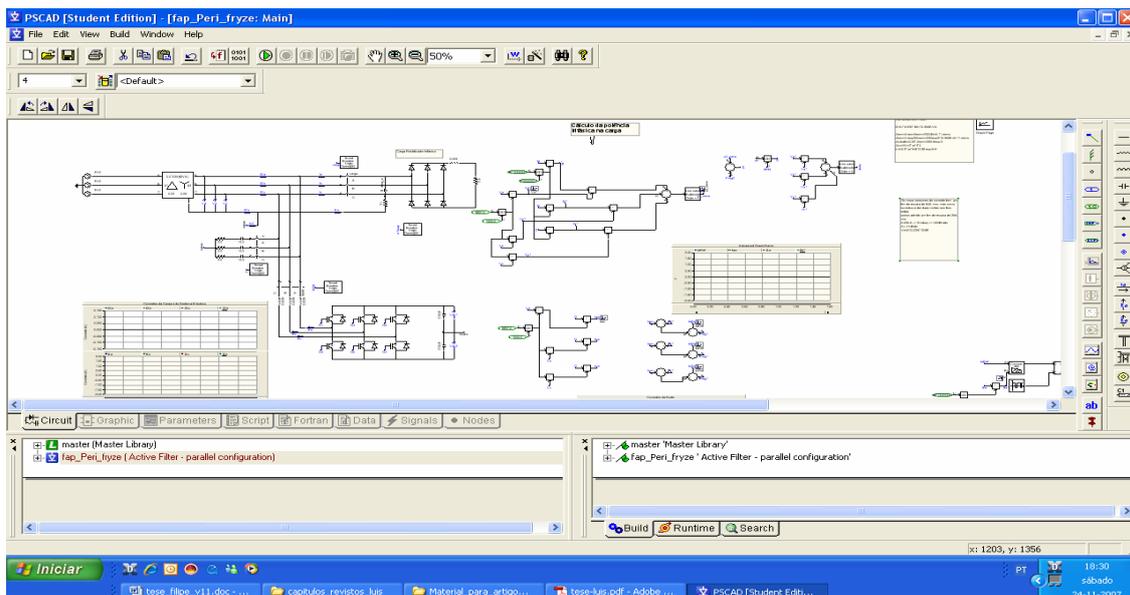


Figura 4.1 – Ambiente de simulação do programa PSCAD.

Este capítulo apresenta o circuito de potência implementado no PSCAD, com a descrição das configurações utilizadas. O mesmo foi feito para o sistema de controle. Por fim são apresentados os resultados de simulação do Filtro Activo Paralelo.

## 4.2. Modelo de Simulação do Circuito de Potência

A Figura 4.2 apresenta o circuito de potência implementado no PSCAD. As tensões do sistema são distorcidas e desequilibradas, com amplitude nominal de 230 V (valor rms) e frequência de 50 Hz. O transformador trifásico apresenta potência de 10 kVA com relação das tensões dos lados primário e secundário de 230 V // 115 V. A reactância de dispersão apresenta valor base de 5% nas bases do transformador. A carga corresponde a um retificador trifásico a diodos com um circuito RL do lado CC. Além disso é inserida uma carga monofásica que corresponde a uma indutância de 65,2 mH entre a fase *a* e o neutro.

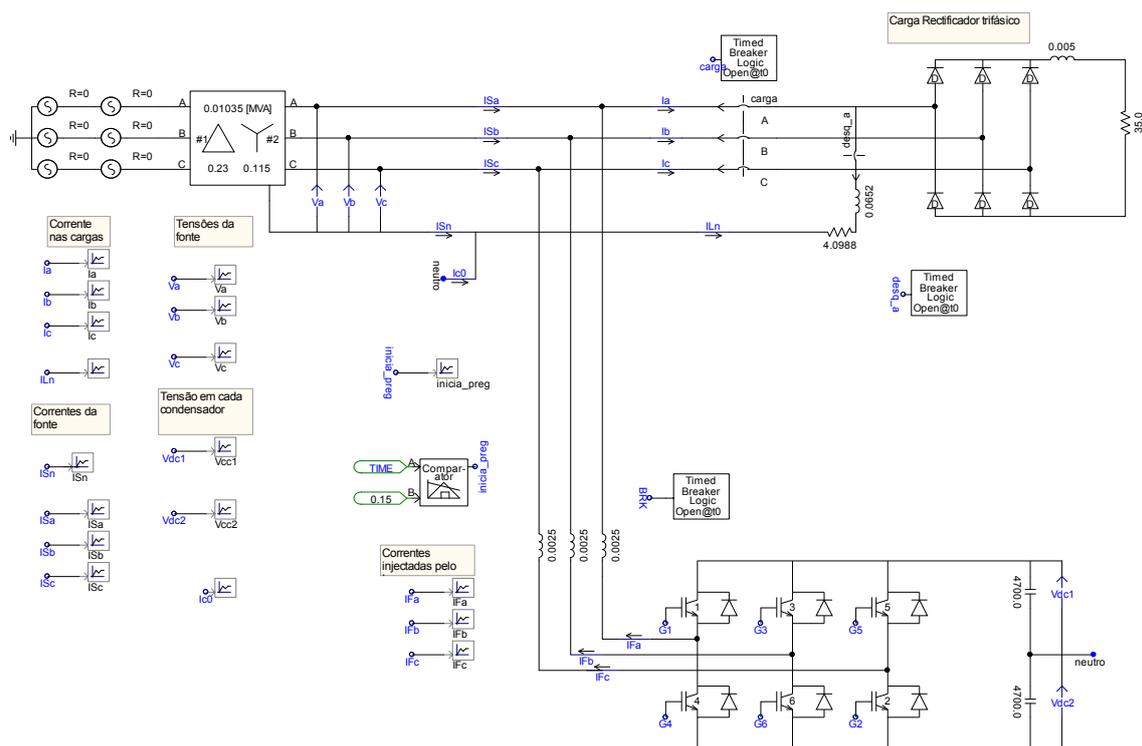


Figura 4.2 – Circuito de potência implementado no PSCAD.

No lado CC do inversor de potência são utilizados condensadores de 4700  $\mu$ F. As indutâncias de acoplamento para a conexão do inversor ao sistema de corrente alternada apresentam valor de 5 mH. Conforme descrito no capítulo 3, o inversor opera com uma frequência de comutação limitada a 16 kHz.

Nesta simulação são usados três interruptores, BRK1, BRK2 e BRK3. O interruptor BRK1 é utilizado para ligar o rectificador trifásico não controlado a diodos ao sistema, o que ocorre 0,1 s após o início da simulação. O interruptor BRK2 é utilizado para inserir a indutância conectada entre a fase *a* e o neutro, de modo a introduzir, uma corrente de neutro no sistema. Este interruptor está inicialmente aberto e muda de estado 0,25 s após o início da simulação. O interruptor BRK3 inicialmente encontra-se aberto e está configurado para mudar de estado 0,05 s após o início da simulação, sendo utilizado para conectar o inversor de potência do filtro activo ao sistema eléctrico.

### **4.3. Modelos de Simulação do Sistema de Controlo**

Neste item são representados dois algoritmos para determinação das correntes de referência de compensação do filtro activo, para além dos algoritmos implementados para regular as tensões no lado CC do inversor. Estes algoritmos foram explicados no Capítulo 3.

A Figura 4.3 ilustra o sistema de controlo composto pelo algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte”, utilizado para calcular as correntes de referência, e pelo algoritmo  $Reg_{CC-1}$ , utilizado para regular e equilibrar as tensões dos condensadores do lado CC.

A Figura 4.4 ilustra o sistema de controlo composto pelo algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze”, utilizado para determinar as correntes de referência, e pelo algoritmo  $Reg_{CC-1}$ .

Por fim, a Figura 4.5 mostra o sistema de controlo composto pelo algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze”, e pelo algoritmo  $Reg_{CC-2}$ , que consiste num outro algoritmo utilizado para regular e equilibrar as tensões nos dois condensadores do lado CC do inversor.

O objectivo de apresentar o comportamento do filtro activo com os sistemas de controlo apresentados na sequência descrita, consiste em observar se existem alterações no desempenho do filtro activo quando submetido a diferentes algoritmos para a determinação das correntes de referência, fazendo uso do mesmo algoritmo para regular as tensões do lado CC. Do mesmo modo, pretende-se observar o comportamento do

filtro activo com os sistemas de controlo fazendo uso dos dois algoritmos para regulação do elo CC, com o mesmo algoritmo para determinar as correntes de referência.

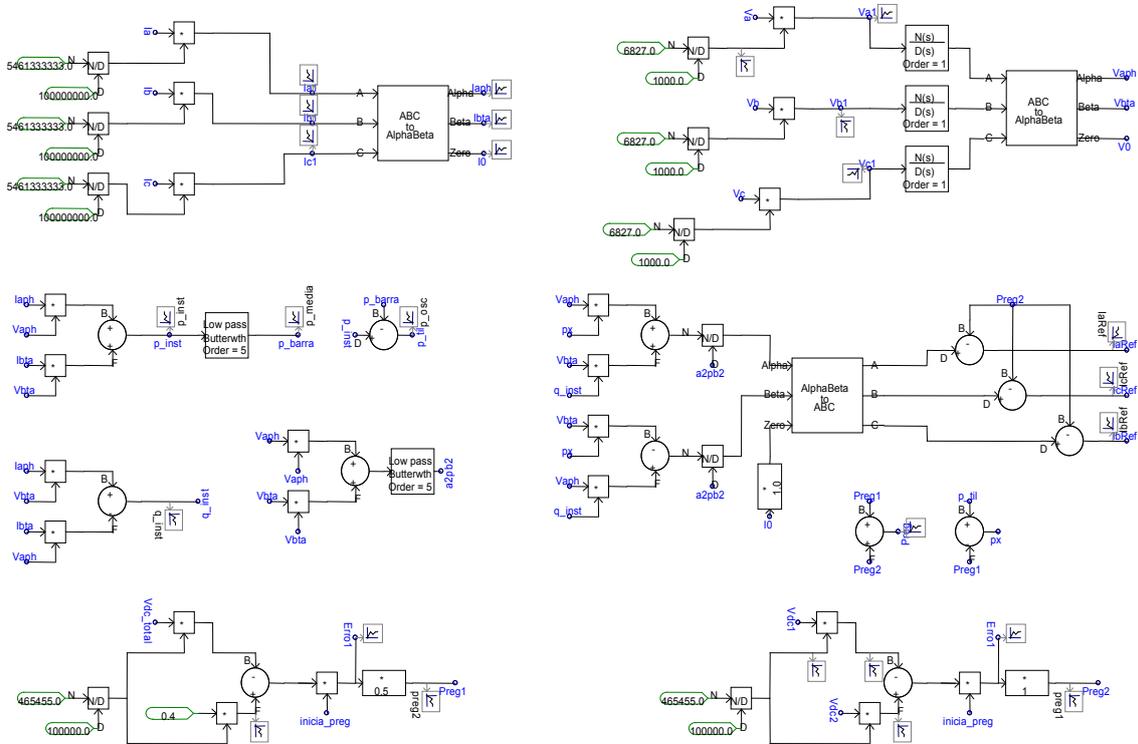


Figura 4.3 – Sistema de controlo implementado no PSCAD baseado no algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte” (teoria p-q), com o algoritmo Reg<sub>CC-1</sub> (para regulação das tensões do lado CC).

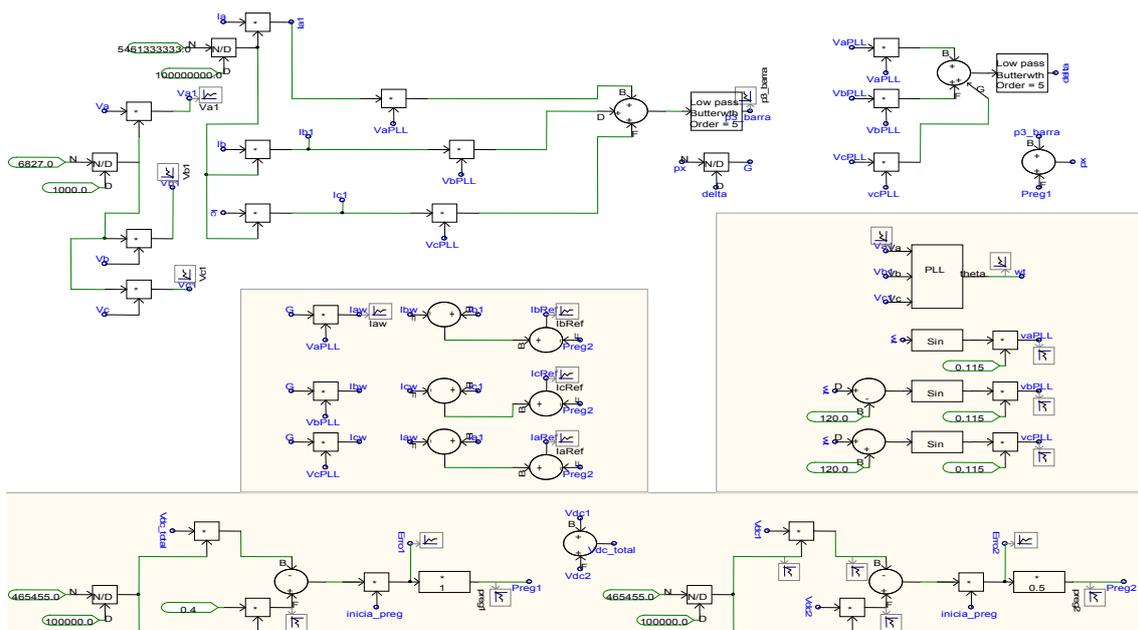


Figura 4.4 – Sistema de controlo implementado no PSCAD baseado nas “Correntes Sinusoidais de Fryze” com o algoritmo Reg<sub>CC-1</sub> (para regulação das tensões do lado CC).

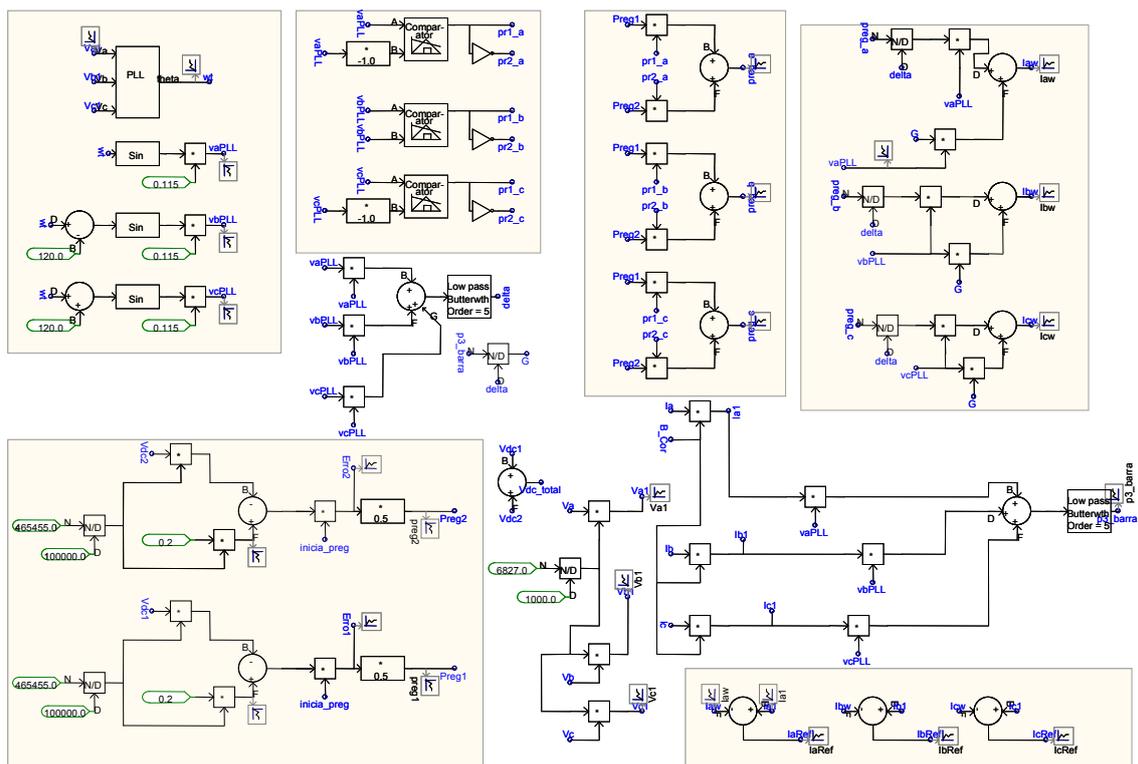


Figura 4.5 – Sistema de controlo implementado no PSCAD baseado nas “Correntes Sinusoidais de Fryze” com o algoritmo  $Reg_{CC-2}$  (para regulação das tensões do lado CC).

### 4.3.1. Modelo de Simulação da Técnica de Comutação Implementada

A Figura 4.6 mostra o modelo de simulação da técnica de comutação “*Periodic Sampling*” implementada no PSCAD. Este modelo utiliza um bloco comparador para fazer a comparação entre a corrente de referência e a corrente injectada pelo filtro activo. O *flip flop* do tipo D utilizado tem a função de limitar a frequência de comutação máxima dos semicondutores de potência por meio do sinal de *clock* colocado na sua entrada C. Os semicondutores de potência do mesmo ramo tem de ter um tempo morto (*dead time*) mínimo entre eles, para não acontecer um curto-circuito do lado CC do inversor. Para garantir este tempo morto na simulação, foram utilizados blocos “*Delay*” para garantir um atraso entre cada IGBT do mesmo ramo.

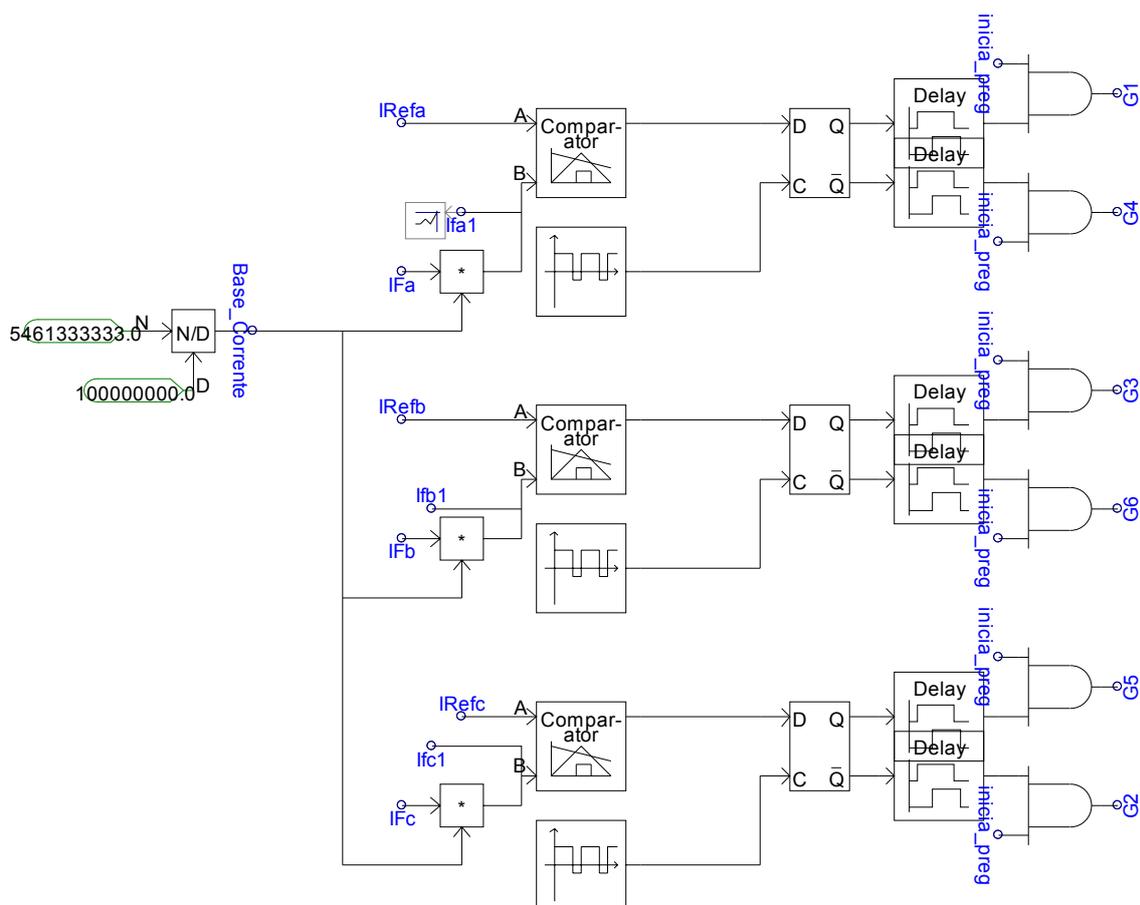


Figura 4.6 – Técnica de comutação “*Periodic Sampling*” implementada no PSCAD.

#### 4.4. Resultados de Simulação

Neste item é analisado o comportamento do Filtro Activo Paralelo com o sistema de controlo composto pelos algoritmos apresentados no capítulo 3. Foram realizadas três simulações distintas. A primeira simulação utiliza o algoritmo para o cálculo das correntes de referência “Correntes Sinusoidais na Fonte”, baseado na teoria p-q, e o algoritmo  $Reg_{CC-1}$ , para regular e equilibrar as tensões do lado CC. O sistema de controlo na segunda simulação é composto pelo algoritmo das “Correntes Sinusoidais de Fryze”, e com o algoritmo  $Reg_{CC-1}$ . Por fim, a terceira simulação é realizada com o sistema de controlo baseado nas “Correntes Sinusoidais de Fryze” e com o algoritmo  $Reg_{CC-2}$ .

Inicialmente são mostradas as tensões e as correntes que o sistema está a operar antes de entrar em operação o filtro activo, e a partir destas condições, é analisado o desempenho do filtro activo para os diferentes algoritmos implementados.

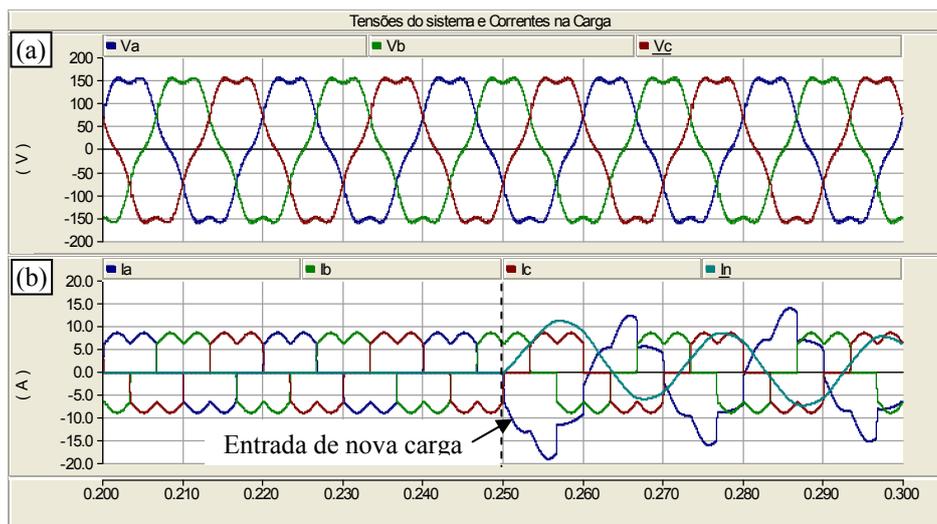


Figura 4.7 – Tensões do sistema e correntes na carga: (a) Tensões nas 3 fases do sistema; (b) correntes nas 3 fases e neutro da carga - inicialmente apenas o rectificador trifásico está ligado até  $t = 0,25$  s e a carga monofásica é ligada em  $t = 0,25$  s.

#### 4.4.1. Sistema de Controlo Composto pelo Algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte” e com o Algoritmo Reg<sub>CC-1</sub> (1º Caso)

A Figura 4.8 apresenta as correntes na fonte imediatamente antes e após o filtro activo ser conectado ao sistema eléctrico. No instante em que o filtro activo é conectado, a carga corresponde unicamente a um rectificador trifásico não controlado. Com o filtro activo desligado, as correntes na fonte são iguais à da carga. A partir do instante em que o filtro activo é ligado ( $t = 0,15$  s), as correntes da fonte tornam-se sinusoidais e equilibradas. É possível observar a corrente sintetizada pelo inversor a acompanhar a corrente de referência.

No momento em que o Filtro Activo Paralelo começa a operar, as correntes da fonte apresentam um aumento da amplitude. Esta subida na amplitude deve-se à actuação do algoritmo para manter as tensões no lado CC reguladas. Este algoritmo faz com que o filtro activo consuma um valor médio da potência instantânea trifásica, quando as tensões de referência do lado CC são maiores do que as tensões nos condensadores, para que assim os condensadores possam ser carregados.

Outro aspecto importante consiste no facto do inversor apresentar uma perda de controlabilidade no instante em que o filtro activo começa a actuar. Isto ocorre devido ao índice de modulação ( $m_a$ ) apresentar um valor maior do que 1. Para o inversor operar sem perda de controlabilidade, o valor de  $m_a$  tem que ser menor do que 1. A

equação (4.1) mostra o cálculo para determinar o índice de modulação para inversores de potência do tipo meia ponte.

$$m_a = \frac{2 \cdot V_{ca}(\text{pico})}{V_{cc}} \quad (4.1)$$

Se  $m_a > 1$  o sistema entra em sobre modulação.

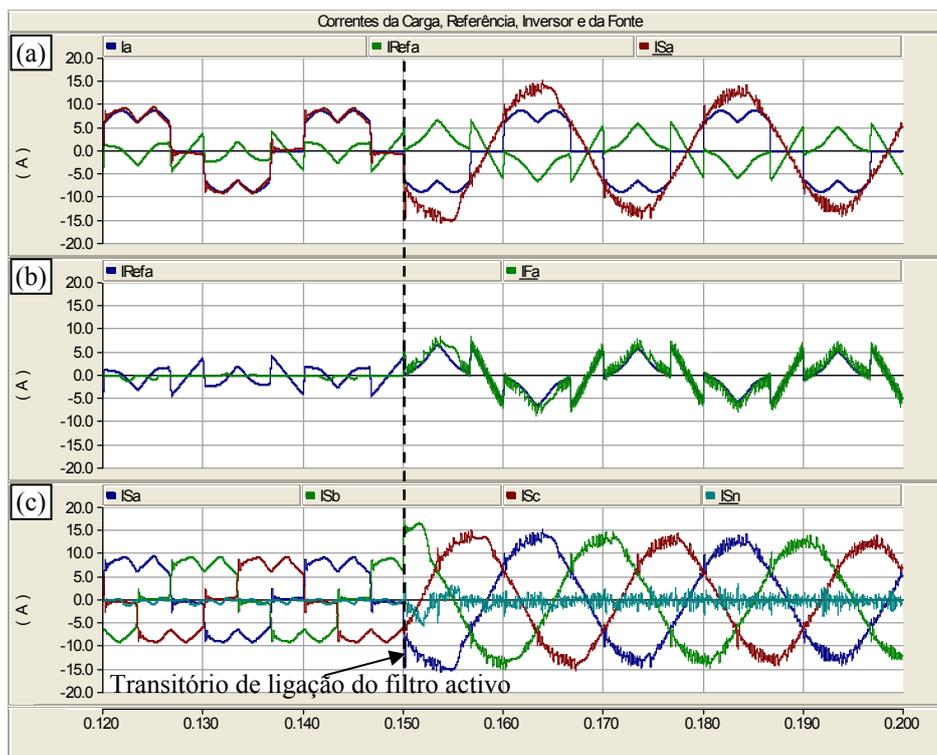


Figura 4.8 – Transitório de ligação do filtro activo: (a) Corrente na carga ( $i_a$ ), corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e corrente na fonte ( $i_{Sa}$ ); (b) Corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e corrente no filtro activo ( $i_{Fa}$ ); (c) Correntes nas 3 fases e neutro da fonte ( $i_{sa}$ ,  $i_{Sb}$ ,  $i_{Sc}$ ,  $i_{Sn}$ ) (1º Caso).

A Figura 4.9 apresenta as potências na fonte e na carga durante um intervalo de tempo imediatamente antes e após o filtro activo começar a actuar. Antes do filtro activo entrar em operação, a potência instantânea trifásica ( $p + p_0$ ) e a potência imaginária instantânea na carga e na fonte são iguais.

No instante em que o filtro activo é ligado, o valor médio da potência instantânea trifásica na fonte aumenta de amplitude devido a uma parcela adicional que é consumida pelo filtro activo. À medida que o erro entre a tensão de referência e as tensões medidas nos condensadores do lado CC se aproximarem de zero, esta parcela da potência instantânea trifásica consumida pelo filtro activo vai diminuindo até apresentar

um valor que corresponda, essencialmente, às perdas existentes no filtro activo (perdas nos semicondutores, indutâncias de acoplamento e condensadores do lado CC).

A potência imaginária instantânea na fonte, quando o filtro activo é ligado, apresenta um pequeno valor oscilante (menos de 200 VA) devido ao algoritmo utilizado para determinar as correntes de referência ser a de “Correntes Sinusoidais na Fonte” e não a de “Potência constante na Fonte”.

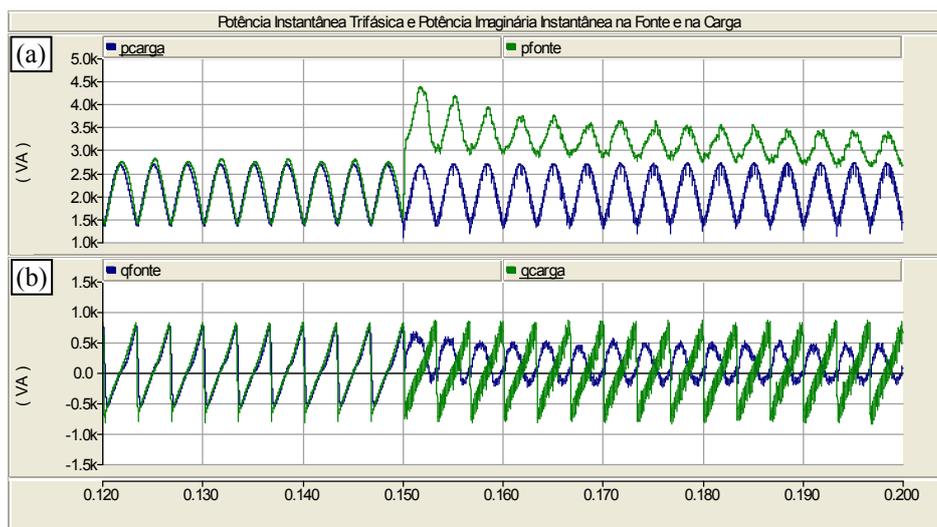


Figura 4.9 – Potência instantânea trifásica e potência imaginária instantânea num sistema eléctrico: (a) Potência instantânea trifásica na carga e na fonte; (b) Potência imaginária instantânea na carga e na fonte (1º Caso).

A Figura 4.10 apresenta as correntes na carga, no filtro activo e na fonte num intervalo de tempo imediatamente anterior e posterior à introdução de uma carga monofásica que dá origem a uma corrente no neutro da carga em ( $t = 0.25$  s). Mesmo com a presença da corrente de neutro, o algoritmo para calcular as correntes de referência continua a actuar de forma satisfatória, uma vez que as correntes da fonte ( $i_{Sa}$ ,  $i_{Sb}$ ,  $i_{Sc}$ ) permanecem equilibradas, com a corrente de neutro da fonte apresentando valor nulo. As correntes da fonte apresentam uma maior amplitude no momento em que o desequilíbrio é introduzido. Isto ocorre devido ao facto da carga passar a consumir um valor médio de potência real instantâneo maior.

A Figura 4.11 mostra a distorção harmónica (THD – *Total Harmonic Distortion*) da corrente na fonte  $i_{Sa}$ . Antes do filtro activo ser ligado, a corrente  $i_{Sa}$  apresentava um THD de aproximadamente 28%. Com o filtro activo ligado o THD é reduzido para menos de 5%. Ocorre um pequeno aumento no valor do THD no instante em que a

carga monofásica, que desequilibra as correntes na carga, é conectada, contudo o valor do THD volta a ficar abaixo dos 5% com o filtro activo a operar em regime permanente.

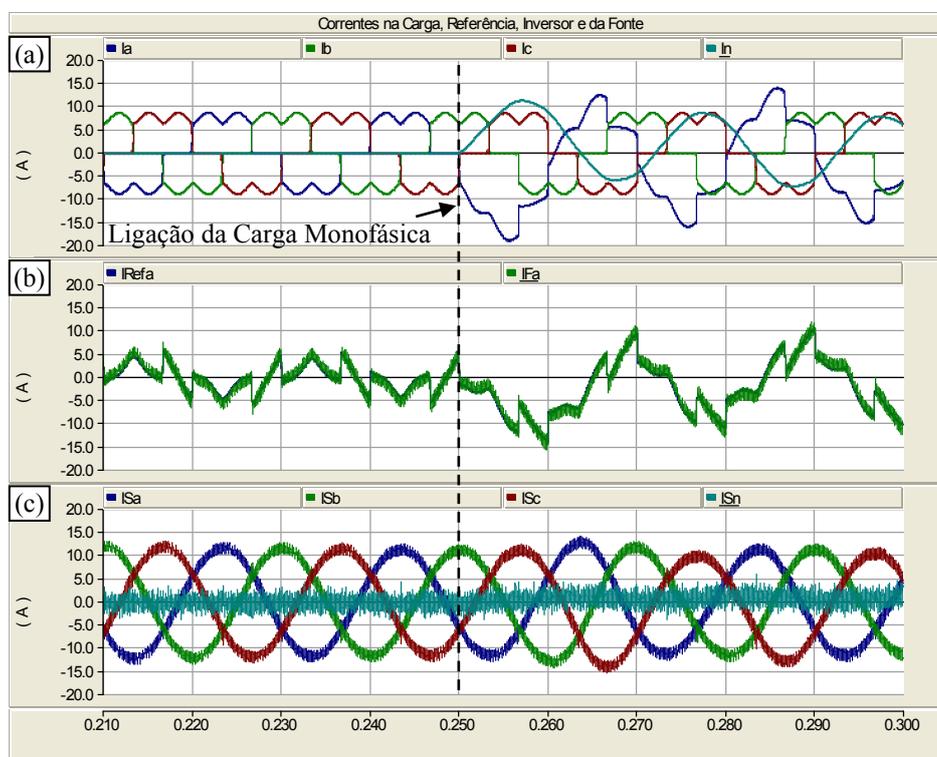


Figura 4.10 – Transítório de ligação da carga monofásica: (a) Correntes nas 3 fases e neutro da carga ( $i_a, i_b, i_c, i_n$ ); (b) Corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e corrente no filtro ( $i_{Fa}$ ); (c) Correntes nas 3 fases e neutro da fonte ( $i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc}, i_{Sn}$ ) (1º Caso).

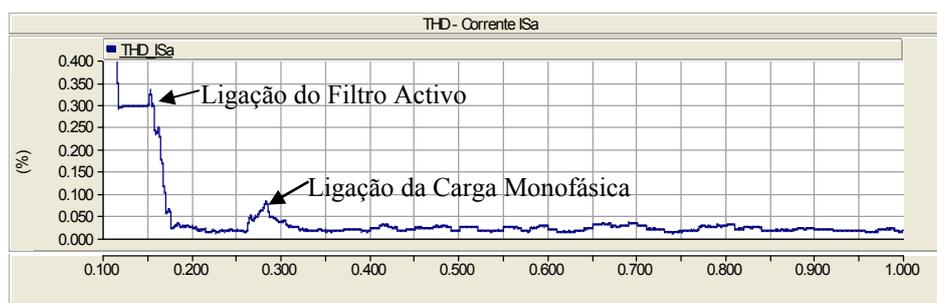


Figura 4.11 - THD da corrente na fonte na fase  $a$  ( $i_{Sa}$ ) – Transítório de ligação do filtro activo (em  $t = 0,15$  s) e ligação da carga monofásica (em  $t = 0,25$  s) (1º Caso).

A Figura 4.12 mostra as tensões nos dois condensadores do lado CC do inversor quando o filtro activo é ligado ao sistema (em  $t = 0,15$  s) e quando, em seguida, é ligada a carga monofásica (em  $t = 0,25$  s). No instante em que a carga passa a apresentar correntes desequilibradas, o filtro activo produz uma potência instantânea trifásica oscilante, com frequência igual ao dobro da frequência do sistema. Com isso, as tensões do lado CC passam a apresentar um *ripple* devido à presença desta componente

oscilante fornecida à carga pelo filtro activo. Este *ripple* pode ser atenuado com o aumento do valor dos condensadores do lado CC.

Na Figura 4.13 são ilustradas as tensões nos dois condensadores do lado CC do inversor com o filtro activo a actuar em regime permanente.

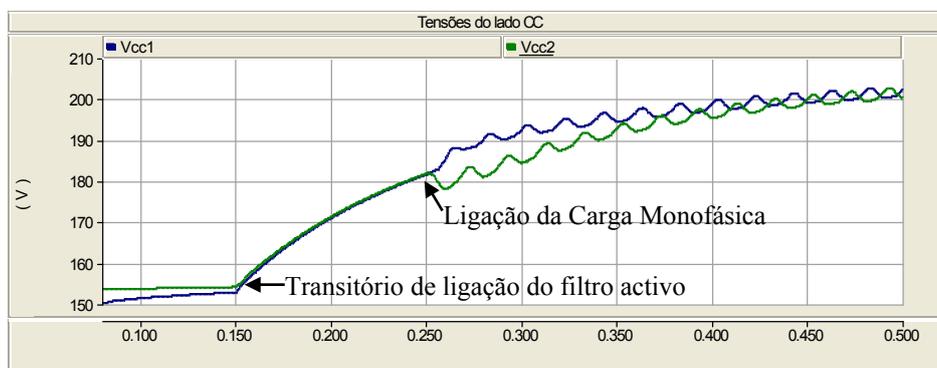


Figura 4.12 – Transitório de ligação do filtro activo (em  $t = 0,15$  s) e ligação da carga monofásica (em  $t = 0,25$  s): formas de onda das tensões nos dois condensadores do lado CC ( $V_{cc1}$  e  $V_{cc2}$ ) (1º Caso).

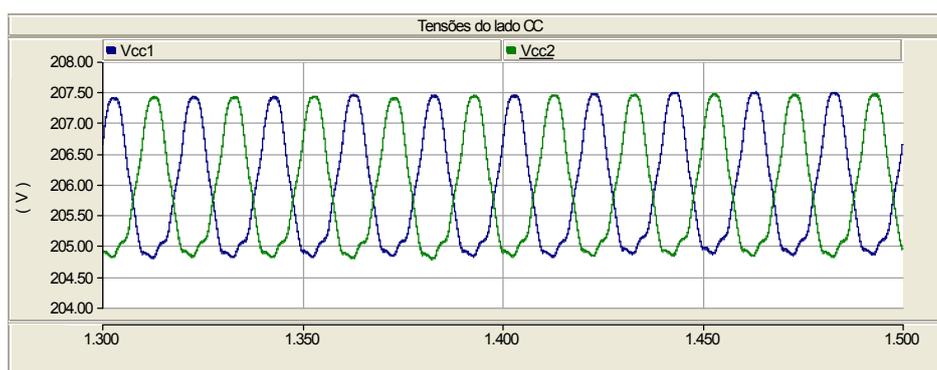


Figura 4.13 - Tensões do lado CC com o filtro activo a actuar em regime permanente (1º Caso).

#### 4.4.2. Sistema de Controlo Composto pelo Algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze” com o Algoritmo $Reg_{CC-1}$ (2º Caso)

Neste caso é observado o comportamento do filtro activo com o sistema de controlo composto pelo algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze”, utilizado para o cálculo das correntes de referência, e com o algoritmo  $Reg_{CC-1}$ , utilizado para regular as tensões do lado CC do inversor. As figuras apresentadas seguem a ordem das introduzidas para o 1º caso (item 4.4.1).

A Figura 4.14 apresenta as correntes na fonte imediatamente antes e após o filtro activo ser conectado ao sistema eléctrico. No instante em que o filtro activo é conectado, a carga corresponde unicamente a um rectificador trifásico não controlado.

A partir do instante em que o filtro activo é ligado ( $t = 0,15$  s), as correntes na fonte tornam-se sinusoidais e equilibradas, com a corrente no filtro a acompanhar a corrente de referência.

Assim como ocorreu no 1º caso analisado, as correntes na fonte apresentam um aumento no valor da amplitude devido ao consumo do valor médio da potência instantânea trifásica pelo filtro activo para carregar as tensões do lado CC. Além disso há também uma perda de controlabilidade no instante em que o filtro activo começa a actuar. Isto ocorre uma vez que o inversor está a operar com sobre modulação ( $m_a > 1$ ) no instante em que é ligado o filtro activo.

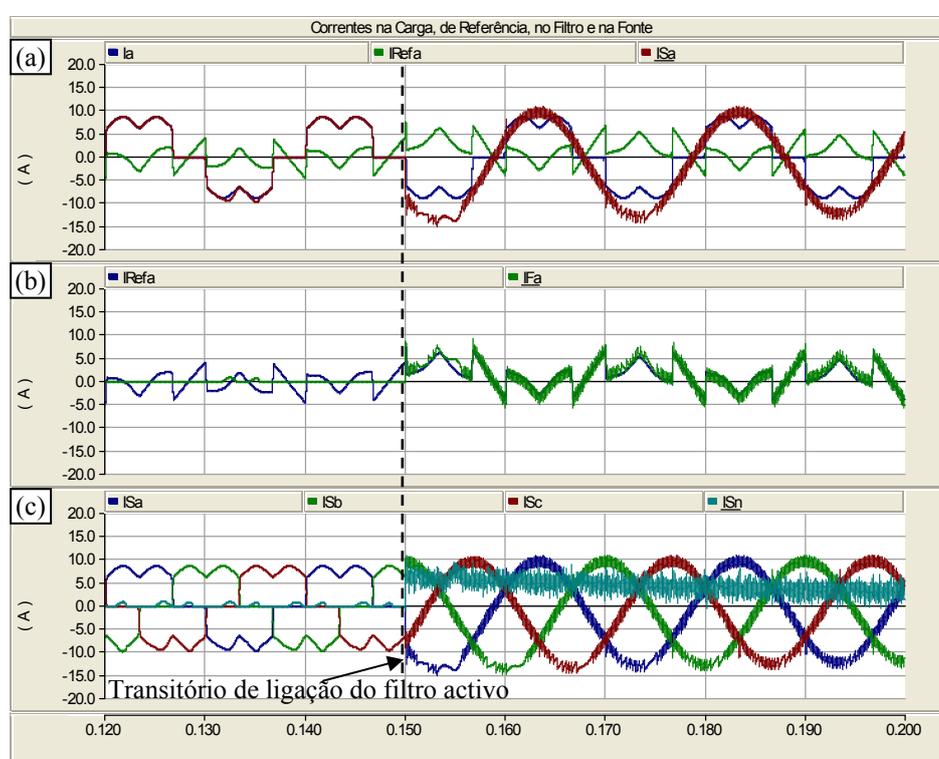


Figura 4.14 - Transitório de ligação do filtro activo: (a) Corrente na carga ( $i_a$ ), corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e corrente na fonte ( $i_{Sa}$ ); (b) Corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e corrente no filtro activo ( $i_{Fa}$ ); (c) Correntes nas 3 fases e neutro da fonte ( $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$ ,  $i_{sn}$ ) (2º Caso).

A Figura 4.15 apresenta as potências na fonte durante um intervalo de tempo imediatamente antes e após o filtro activo começar a actuar. No instante em que o filtro activo é ligado, o valor médio da potência instantânea trifásica na fonte aumenta de amplitude, devido a uma parcela adicional que é consumida pelo filtro activo.

A potência não activa consumida pela fonte ( $P_{q\_fonte}$ ) apresenta um pequeno valor oscilante devido ao algoritmo utilizado para o cálculo das correntes de referência ser o de “Correntes Sinusoidais na Fonte” e não “Potência constante na Fonte”.

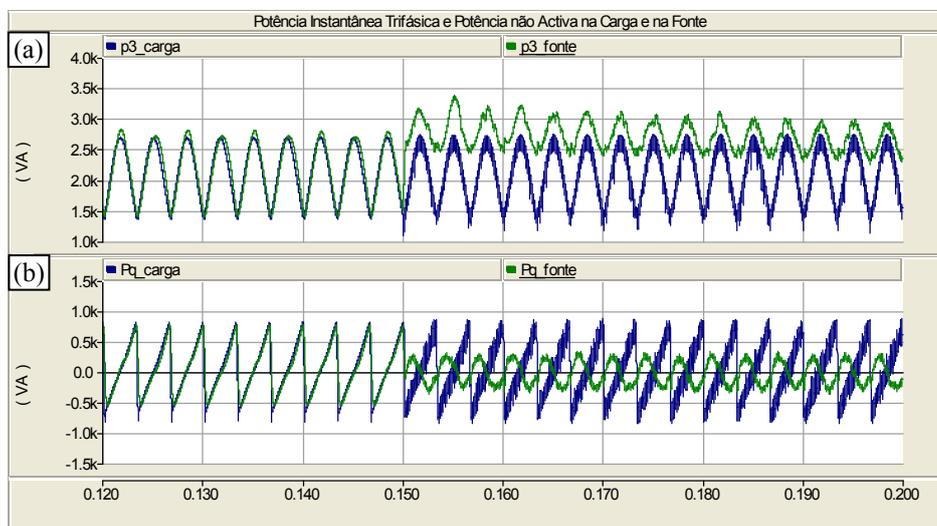


Figura 4.15 – Potência instantânea trifásica e potência imaginária instantânea num sistema eléctrico: (a) Potência instantânea trifásica na carga e na fonte; (b) Potência imaginária instantânea na carga e na fonte (2º Caso).

A Figura 4.16 apresenta as correntes na carga, no filtro activo e na fonte num intervalo de tempo imediatamente anterior e posterior à introdução de uma carga monofásica que dá origem a uma corrente no neutro da carga (em  $t = 0.25$  s). Assim como ocorreu no 1º caso analisado, mesmo com a presença da corrente de neutro, o algoritmo para calcular as correntes de referência continua a actuar de forma satisfatória, uma vez que as correntes na fonte ( $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$ ) permanecem sinusoidais e equilibradas. Como consequência, a corrente de neutro na fonte apresenta valor nulo, conforme esperado.

A Figura 4.17 apresenta o THD da corrente na fonte ( $i_{sa}$ ). Assim como ocorreu no 1º caso analisado, o THD da corrente  $i_{sa}$ , com o filtro activo ligado, reduziu de 28% para menos de 5%. Além disso, também é observada uma pequena variação no valor do THD no instante em que a carga monofásica é ligada. O valor do THD volta a ficar abaixo dos 5% com o filtro activo a operar em regime permanente.

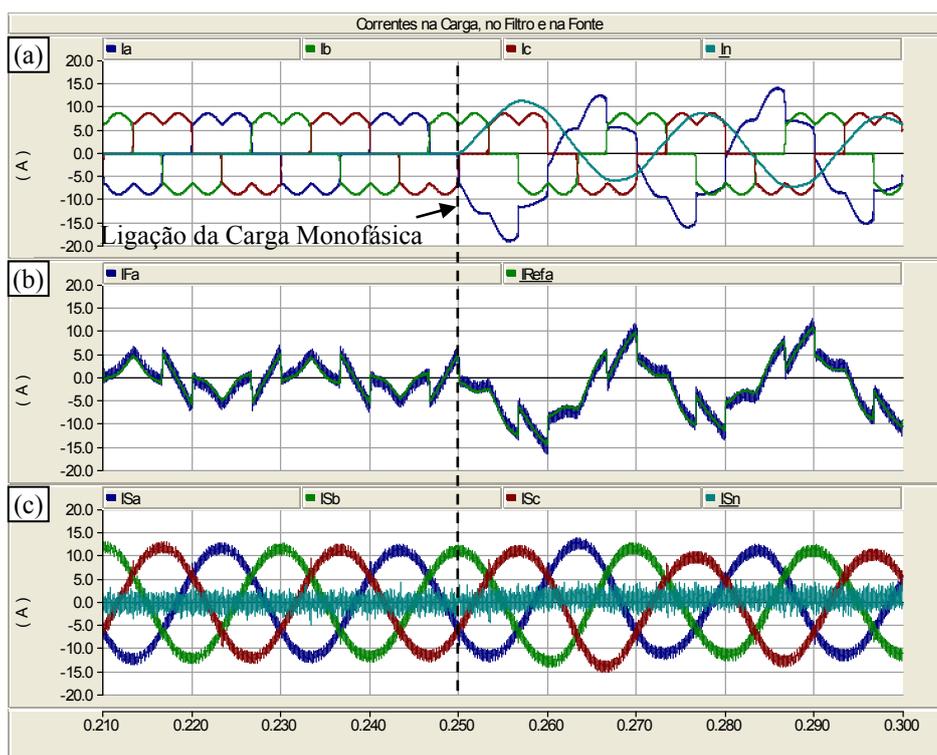


Figura 4.16 – Transitório de ligação da carga monofásica: (a) Correntes nas 3 fases e neutro da carga ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_n$ ); (b) Corrente de referência ( $i_{refa}$ ) e corrente no filtro ( $i_{fa}$ ); (c) Correntes nas 3 fases e neutro da fonte ( $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$ ,  $i_{sn}$ ) (2º Caso).

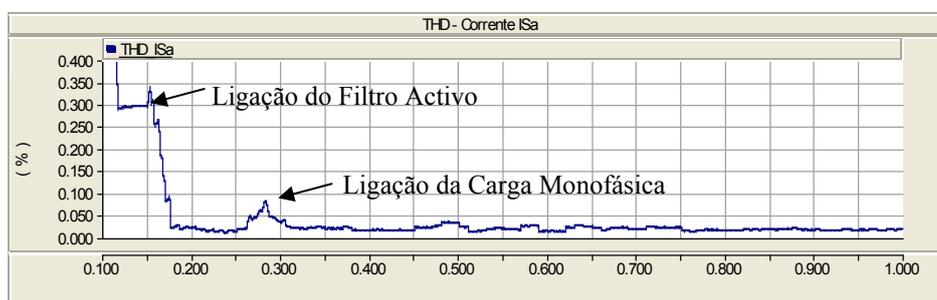


Figura 4.17 - THD da corrente na fonte na fase  $a$  ( $i_{sa}$ ) – Transitório de ligação do filtro activo (em  $t = 0,15$  s) e ligação da carga monofásica (em  $t = 0,25$  s) (2º Caso).

A Figura 4.18 mostra as tensões nos dois condensadores do lado CC quando o filtro activo é ligado ao sistema (em  $t = 0,15$ s) e quando, em seguida é ligada a carga monofásica (em  $t = 0,25$  s). Do mesmo modo que foi observado no 1º caso, no instante em que é conectada a carga monofásica, o filtro activo produz uma potência instantânea trifásica oscilante, com o dobro da frequência do sistema. Com isso, as tensões do lado CC passam a apresentar um *ripple* devido à presença desta componente de potência oscilante fornecida à carga pelo filtro activo. Na Figura 4.19 são ilustradas estas tensões com o filtro activo a actuar em regime permanente.

Nos dois casos analisados há um erro em regime permanente entre o valor de referência (200 V) e o valor médio das tensões do lado CC (207 V aproximadamente). Isto ocorre uma vez que o algoritmo para regular as tensões do lado CC não apresenta controladores do tipo PI (Proporcional-Integral). Contudo, este erro em regime não compromete o desempenho do filtro activo, razão pela qual não se fez uso do controlador PI.

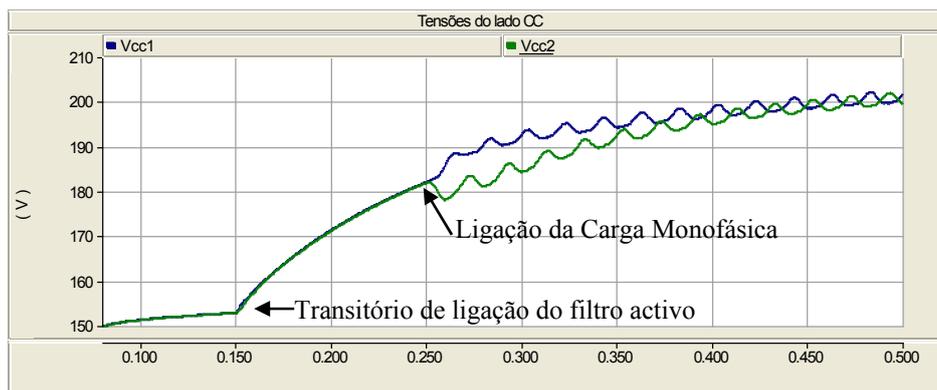


Figura 4.18 - Transitório de ligação do filtro activo (em  $t = 0,15$  s) e ligação da carga monofásica (em  $t = 0,25$  s): formas de onda das tensões nos dois condensadores do lado CC ( $V_{cc1}$  e  $V_{cc2}$ ) (2º Caso).

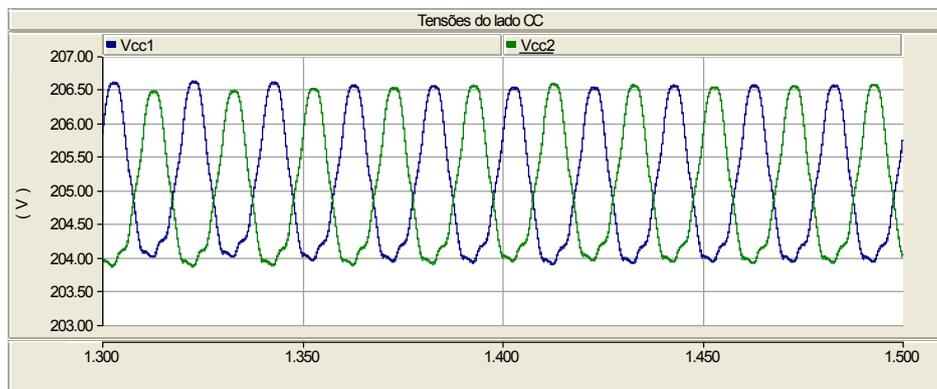


Figura 4.19 - Tensões do lado CC com o filtro activo a actuar em regime permanente (2º Caso).

Neste 2º caso foi feita uma simulação com objectivo de observar o desempenho do algoritmo de regulação das tensões do lado CC do inversor,  $Reg_{CC-1}$ . Para tal os condensadores do lado CC foram carregados de modo a apresentar diferentes valores de tensão. Em 0,8 s é introduzida uma perturbação com a alteração do valor de referência de 200 V para 250 V. Conforme mostra a Figura 4.20, no transitório em que o filtro activo é ligado este desequilíbrio nas tensões dos condensadores é praticamente eliminado quando  $t = 0,45$  s. No instante em que ocorre a variação do valor de

referência das tensões do lado CC (em  $t = 0,8$  s), estas aumentam os seus valores, apresentando um valor em regime de aproximadamente 255 V. Conforme esperado há um erro em regime devido à falta de um elemento integrador no algoritmo de controlo.

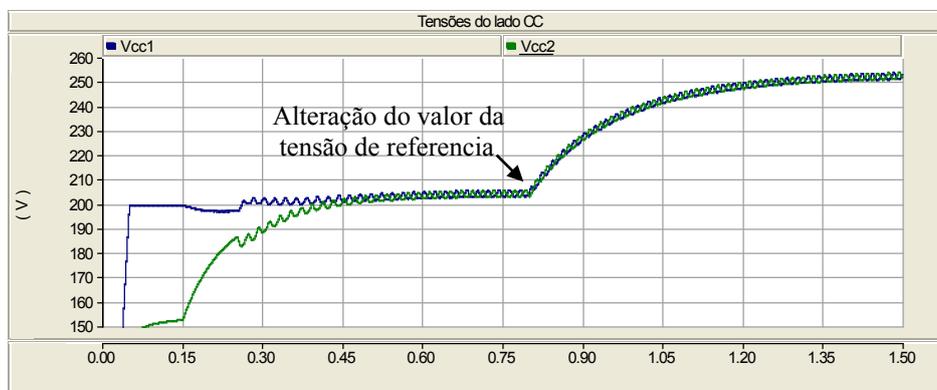


Figura 4.20 - Tensões do lado CC com uma variação no valor de referência (em  $t = 0,8$  s) para 250 V (2º Caso).

Com base nos resultados de simulação apresentados, observa-se que os dois algoritmos apresentados para determinar as correntes de referência apresentam um comportamento similar, tendo a capacidade de fazer com que as correntes na fonte sejam sinusoidais e equilibradas. Além disso foi mostrado que o THD da corrente na fonte, nos 2 casos, apresenta uma distorção harmónica abaixo dos 5% com o filtro activo a actuar em regime permanente.

#### 4.4.3. Sistema de Controlo Composto pelo Algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze” com o Algoritmo $Reg_{CC-2}$ (3º Caso)

Neste terceiro caso é apresentado o comportamento do filtro activo com o sistema de controlo composto pelo algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze”, utilizado para calcular as correntes de referência com o algoritmo  $Reg_{CC-2}$ , utilizado para regular e equilibrar as tensões nos condensadores do lado CC. O objectivo em apresentar este caso reside em comparar o comportamento do algoritmo  $Reg_{CC-2}$  com os resultados apresentados no caso anterior, onde foi utilizado o algoritmo  $Reg_{CC-1}$ .

A Figura 4.21 apresenta as correntes na carga, no filtro activo e na fonte num intervalo de tempo imediatamente antes e após a ligação do filtro activo (em  $t = 0,15$  s). Novamente as correntes na fonte ( $i_{Sa}$ ,  $i_{Sb}$ ,  $i_{Sc}$ ), após o filtro activo ser ligado, tornam-se sinusoidais e equilibradas. Os ganhos dos controladores proporcionais do regulador das

tensões do lado CC foram dimensionados, de modo a que o filtro activo tenha um comportamento similar aos apresentados nos casos anteriores.

A Figura 4.22 apresenta as correntes na carga, no filtro activo e na fonte num intervalo de tempo anterior e posterior à conexão de uma nova carga monofásica, que torna as correntes na carga desequilibradas (em  $t = 0.25$  s). Assim como ocorreu nos casos anteriores, as correntes da fonte ( $i_{Sa}$ ,  $i_{Sb}$ ,  $i_{Sc}$ ), permanecem sinusoidais equilibradas, mas com um aumento nas suas amplitudes, uma vez que passaram a consumir uma quantidade maior da potência activa.

A Figura 4.23 apresenta o THD da corrente na fonte ( $i_{Sa}$ ). Assim como ocorreu nos casos anteriores, houve uma redução do THD da corrente de 28% para menos de 5%, com uma pequena variação desse valor no instante em que a carga monofásica é conectada. O valor do THD volta a ficar abaixo dos 5% com o filtro activo a operar em regime permanente.

Estes resultados indicam que a utilização do algoritmo  $Reg_{CC-2}$  em conjunto com o algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze” não comprometeu o comportamento do filtro activo, uma vez que este continua a actuar de forma satisfatória, a minimizar, em tempo real, as distorções e desequilíbrios presentes nas correntes na fonte, para além de compensar o factor de potência.

A Figura 4.24 mostra um período de tempo em que ocorrem os transitórios de ligação do filtro activo (em  $t = 0,15$  s) e da conexão da carga monofásica (em  $t = 0,25$  s). Conforme observado nos casos anteriores, com a presença da carga monofásica as correntes na carga ficam desequilibradas o que faz com que o filtro activo produza uma potência activa oscilante com o dobro da frequência do sistema, o que resulta na presença de um *ripple* nas tensões do lado CC do inversor.

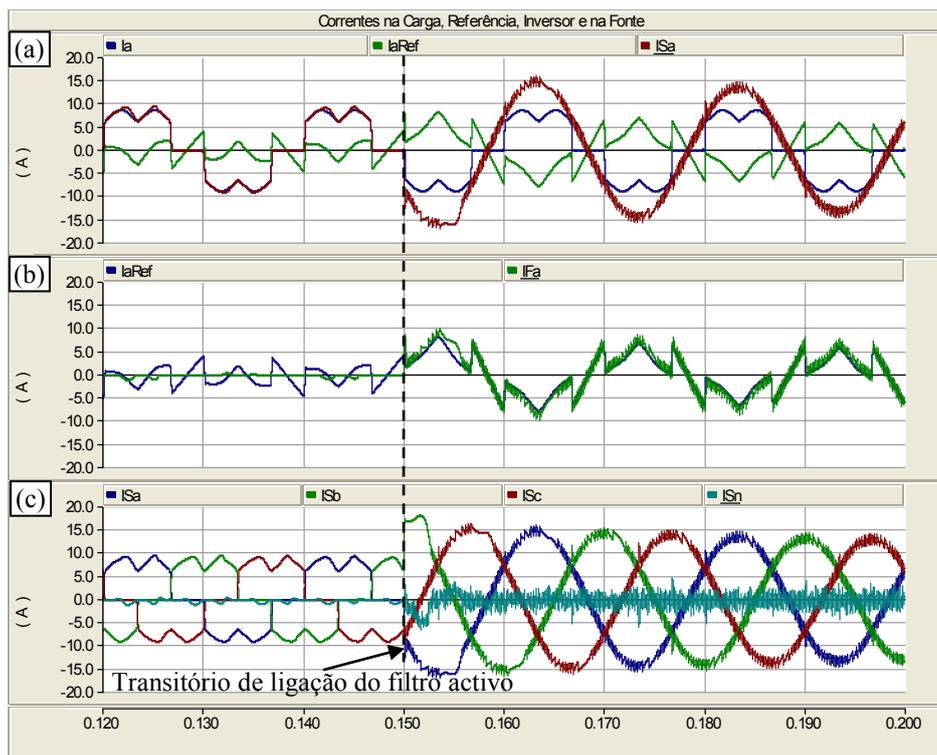


Figura 4.21 - Transitório de ligação do filtro activo: (a) Corrente na carga ( $i_a$ ), corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e corrente na fonte ( $i_{sa}$ ); (b) Corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e corrente no filtro activo ( $i_{Fa}$ ); (c) Correntes nas 3 fases e neutro da fonte ( $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$ ,  $i_{sn}$ ) (3º Caso).

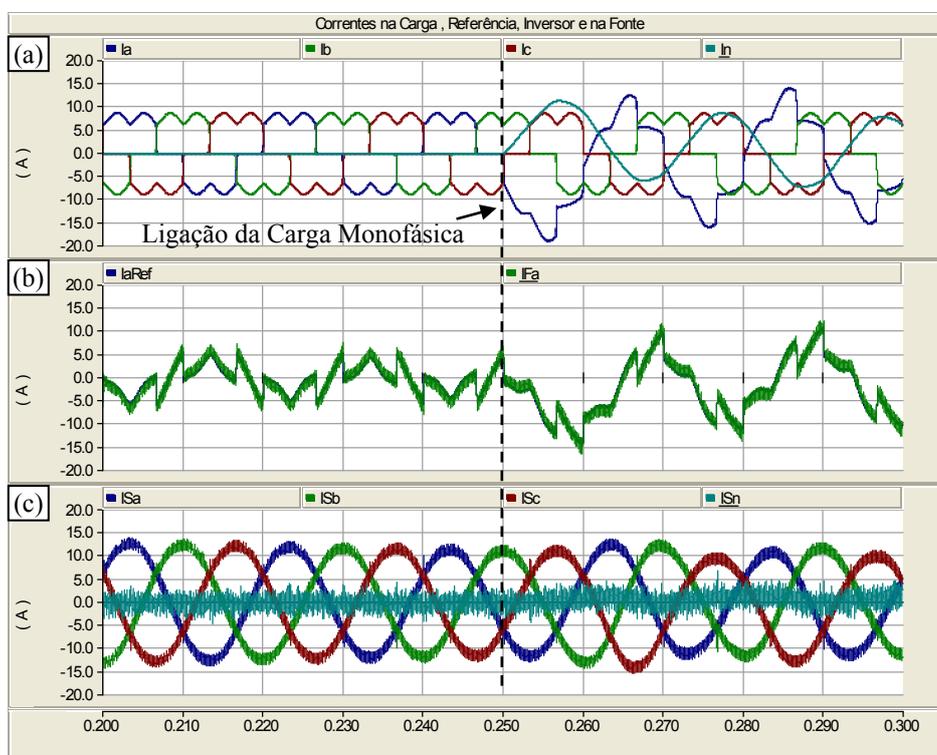


Figura 4.22 - Transitório de ligação da carga monofásica: (a) Correntes nas 3 fases e neutro da carga ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_n$ ); (b) Corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e corrente no filtro ( $i_{Fa}$ ); (c) Correntes nas 3 fases e neutro da fonte ( $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$ ,  $i_{sn}$ ) (3º Caso).

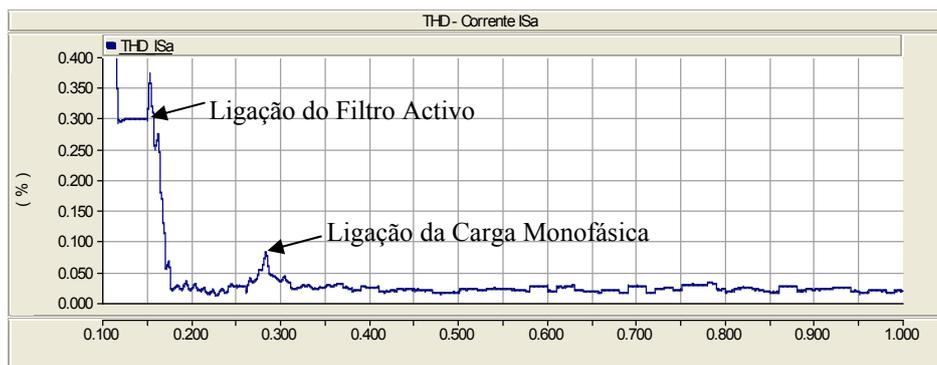


Figura 4.23 - THD da corrente na fonte na fase  $a$  ( $i_{Sa}$ ) – Transitório de ligação do filtro activo (em  $t = 0,15$  s) e ligação da carga monofásica (em  $t = 0,25$  s) (3º Caso).

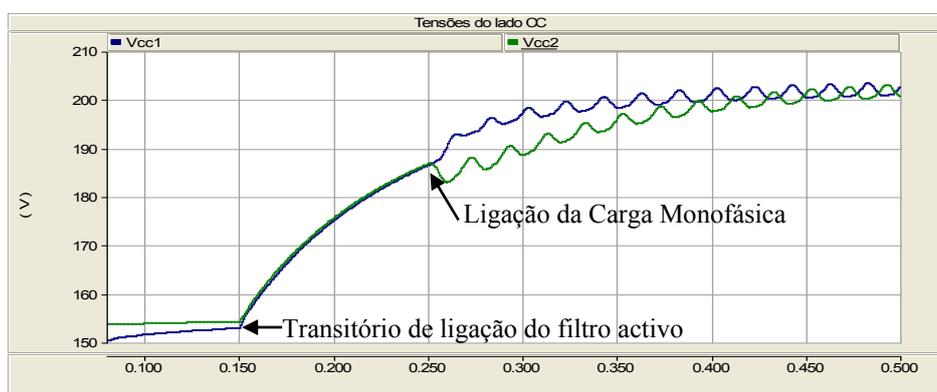


Figura 4.24 - Transitório de ligação do filtro activo (em  $t = 0,15$  s) e ligação da carga monofásica (em  $t = 0,25$  s): formas de onda das tensões nos dois condensadores do lado CC ( $V_{cc1}$  e  $V_{cc2}$ ) (3º Caso).

Na Figura 4.25 são ilustradas as tensões do lado CC do inversor com o filtro activo a actuar em regime permanente. Neste caso estas tensões apresentam um pequeno desequilíbrio, com uma diferença dos seus valores médios inferior a 1 V. Esse erro pode ser minimizado com o uso de ganhos integradores no algoritmo para regulação das tensões do lado CC. Esse erro contudo não compromete o desempenho do filtro activo, uma vez que as correntes na fonte, com a presença da carga desequilibrada, permanecem equilibradas.

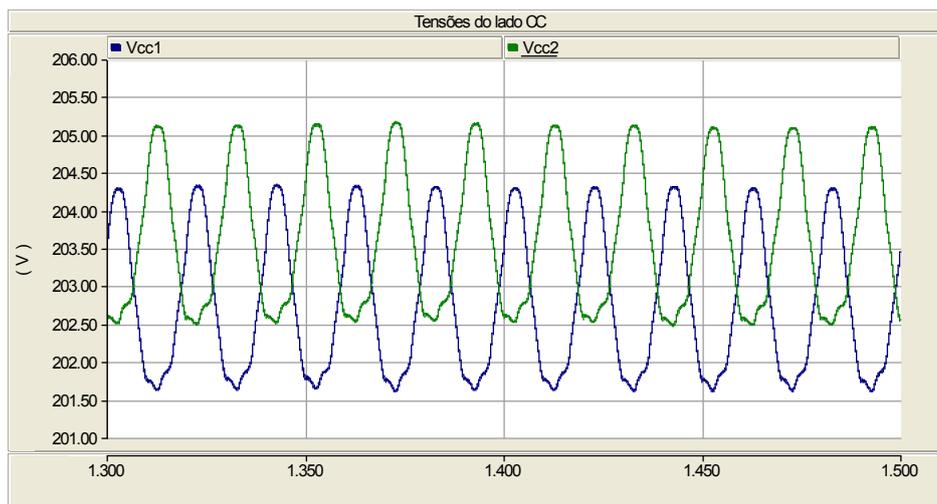


Figura 4.25 - Tensões do lado CC do inversor com o filtro activo a operar em regime permanente (3º Caso).

Assim como no 2º caso, foi realizada uma simulação para este 3º caso com objectivo de observar o desempenho do algoritmo  $Reg_{CC-2}$  (para regulação das tensões do lado CC do inversor). As condições são as mesmas das apresentadas no 2º caso, ou seja, os condensadores do lado CC foram inicialmente carregados de modo a apresentarem diferentes amplitudes, e no instante  $t = 0,8$  s é introduzida uma perturbação com a alteração do valor de referência de 200 V para 250 V.

Conforme mostra a Figura 4.26, após o filtro activo ser ligado o desequilíbrio nas tensões dos condensadores é atenuado, tornando-se iguais em  $t = 0,50$  s. No instante em que ocorre a variação do valor de referência das tensões do lado CC, estas aumentam as suas amplitudes, passando a apresentar um valor em regime de aproximadamente 255 V.

Em comparação com a simulação feita para o 2º caso (ilustrada na Figura 4.20), as tensões do lado CC tornaram-se equilibradas com erro em regime permanente similar (aproximadamente 1 V). Desse modo observa-se que um comportamento similar com os dois algoritmos para regulação das tensões do lado CC (algoritmo  $Reg_{CC-1}$  e  $Reg_{CC-2}$ ).

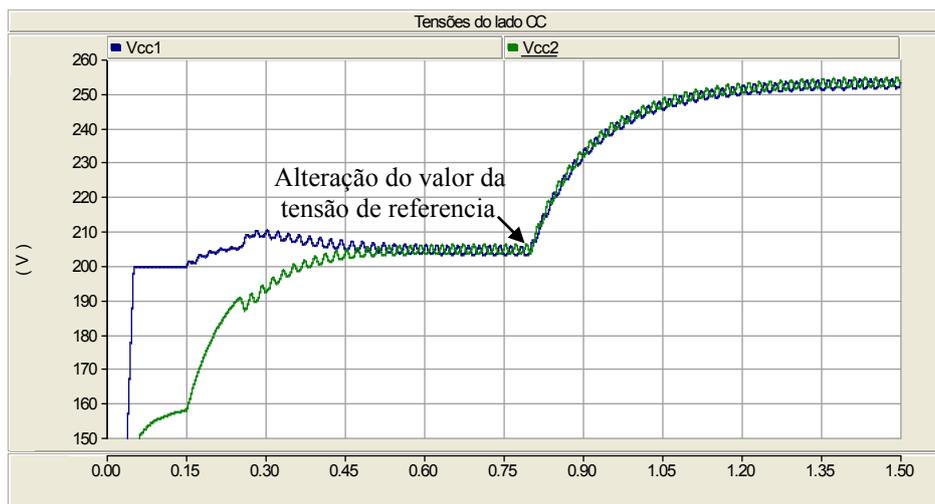


Figura 4.26 - Tensões do lado CC do inversor com uma variação no valor de referência (em  $t = 0.8$  s) para 250 V (3º Caso)

## 4.5. Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas simulações computacionais do Filtro Activo Paralelo implementado com o sistema de controlo composto pelos algoritmos descritos no Capítulo 3. Com base nos resultados de simulação obtidos, foi observado um comportamento similar do filtro activo quando foi submetido aos algoritmos para determinação das correntes de referência “Correntes Sinusoidais na Fonte” e “Correntes Sinusoidais de Fryze”. Conforme os resultados apresentados para o 1º e 2º casos, as correntes na fonte com o filtro activo ligado tornam-se sinusoidais, equilibradas e em fase com as tensões do sistema. No instante em que a carga monofásica é conectada torna as correntes na carga desequilibradas e os algoritmos para determinar as correntes de referência actuam de forma satisfatória, fazendo com que as correntes na fonte, permanecessem sinusoidais e equilibradas, com um aumento nas suas amplitudes, o que já era esperado.

Do mesmo modo, foi observado um desempenho similar do filtro activo quando submetido aos dois algoritmos propostos para regulação das tensões do lado CC. Nas simulações apresentadas, obtiveram-se respostas similares em relação ao intervalo de tempo para as tensões do lado CC ficarem reguladas, após a ligação do filtro activo. Foi observado um pequeno desequilíbrio (aproximadamente 1 V) nas tensões do lado CC, quando foi utilizado o algoritmo  $Reg_{CC-2}$ . Contudo este erro não prejudicou o desempenho do filtro activo, uma vez que as correntes na fonte permaneceram

sinusoidais e equilibradas, mesmo com a presença de desequilíbrios de sequência zero nas correntes da carga.

No próximo capítulo será apresentado a implementação do protótipo laboratorial do Filtro Activo Paralelo desenvolvido.

## CAPÍTULO 5

### Implementação do Filtro Activo de Potência do Tipo Paralelo

#### 5.1. Introdução

Este capítulo descreve a implementação do Filtro Activo de Potência do Tipo Paralelo para sistemas trifásicos a quatro fios, sendo dividido em duas partes. A primeira parte descreve o circuito de potência, onde está contido o inversor de potência a IGBTs, os condensadores do lado CC do inversor e as indutâncias de acoplamento ligadas entre o inversor e a rede eléctrica. A segunda parte apresenta o sistema de controlo, que é constituído por sensores de efeito Hall, utilizados para a medição de tensões e correntes, pelo circuito de condicionamento, pelo DSP/microcontrolador, e por um circuito de comando. Na Figura 5.1 estão em destaque o sistema de controlo, o circuito de potência e os cabos do tipo *flat cable* utilizados para o envio dos pulsos de comando para os IGBTs. Os cabos *flat cable* fazem a ligação entre a placa de comando e o circuito de *driver* do inversor.

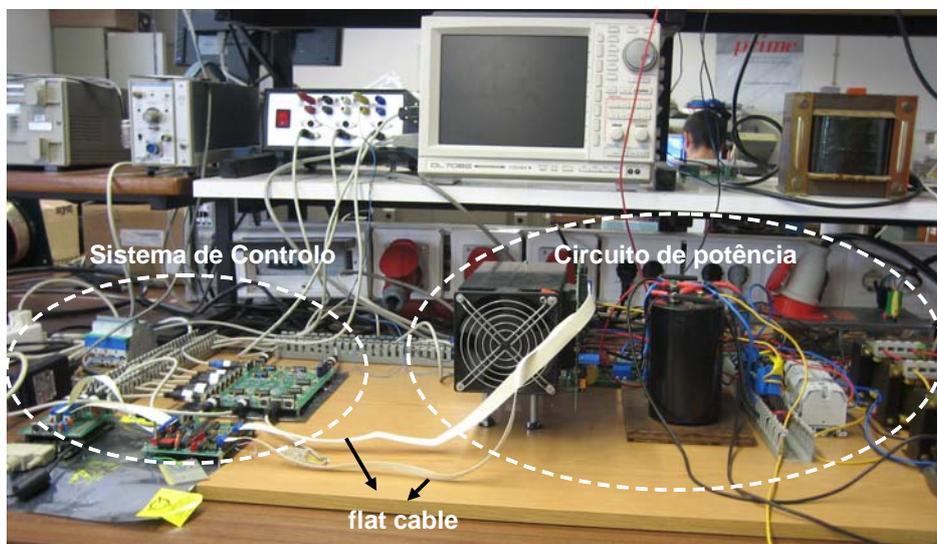


Figura 5.1 – Bancada do Filtro Activo Paralelo implementado.

Na Figura 5.2 é apresentado o circuito de potência do filtro activo e na Figura 5.3 é mostrado o sistema de controlo do Filtro Activo Paralelo. A descrição dos componentes que constituem o circuito de potência e o sistema de controlo consiste no objectivo deste capítulo.

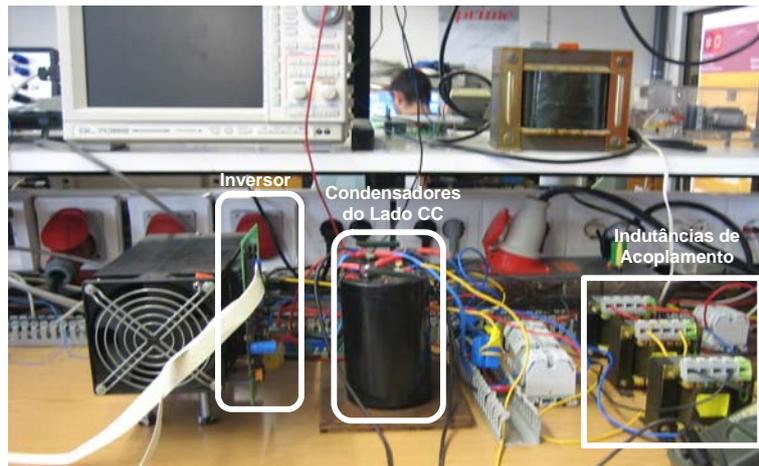


Figura 5.2 – Circuito de potência implementado em bancada.

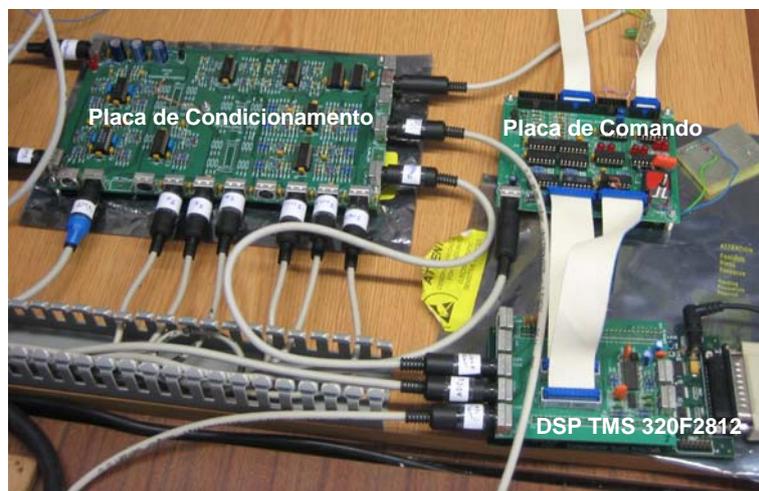


Figura 5.3 – Sistema de controlo implementado em bancada.

## 5.2. Circuito de Potência

Neste tópico é descrito o circuito de potência, sendo este composto por um inversor com 2 condensadores no lado CC e pelas indutâncias de acoplamento.

### 5.2.1. Inversor

O inversor utiliza o módulo de IGBTs PM25RSB120, fabricado pela *Mitsubishi*. O módulo permite uma frequência de comutação máxima de 20 KHz. Os valores máximos de tensão e corrente são de 1200 V e 25 A (rms). Este módulo é constituído por 7 IGBTs com seis diodos em anti-paralelo conforme ilustrado na Figura 5.4. Este sétimo IGBT não é utilizado neste trabalho, mas pode ser utilizado para descarregar os condensadores do lado CC.

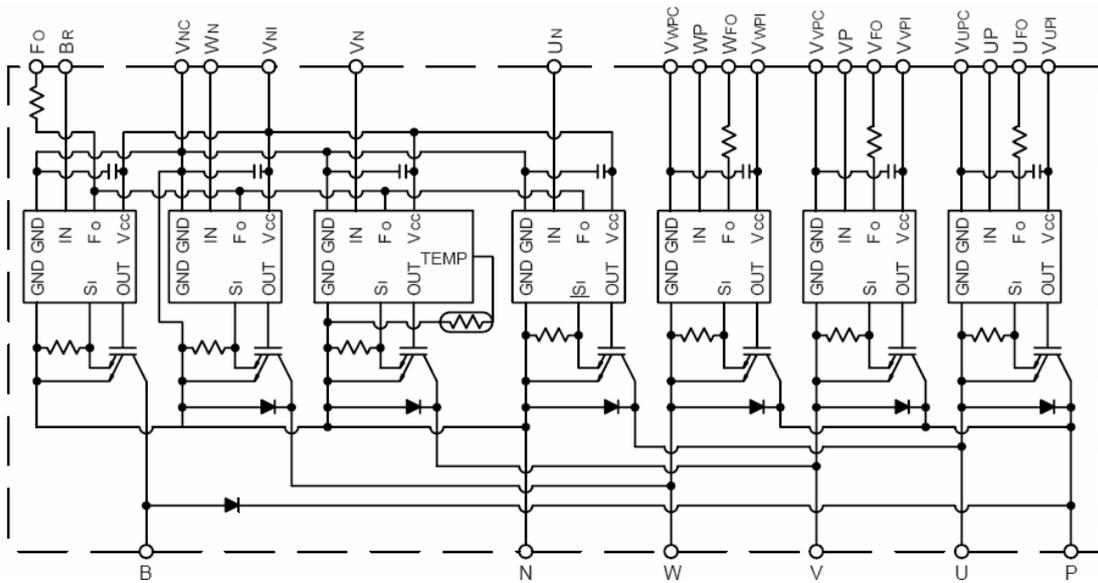


Figura 5.4 – Esquemático do módulo de IGBTs.

A interface entre o sistema de controlo e o circuito de *driver* dos IGBTs é feito através da placa mostrada na Figura 5.5. Esta placa tem a função de isolar os circuitos de comando e potência. Sendo assim é possível trabalhar em segurança no circuito de comando e evitar que problemas existentes no circuito de potência se propaguem até ao circuito de comando, sob o risco de o danificar. O circuito de *driver* do módulo de IGBTs possui algumas características tais como: protecção contra sobrecorrentes, curto-circuitos e excesso de temperatura [42].

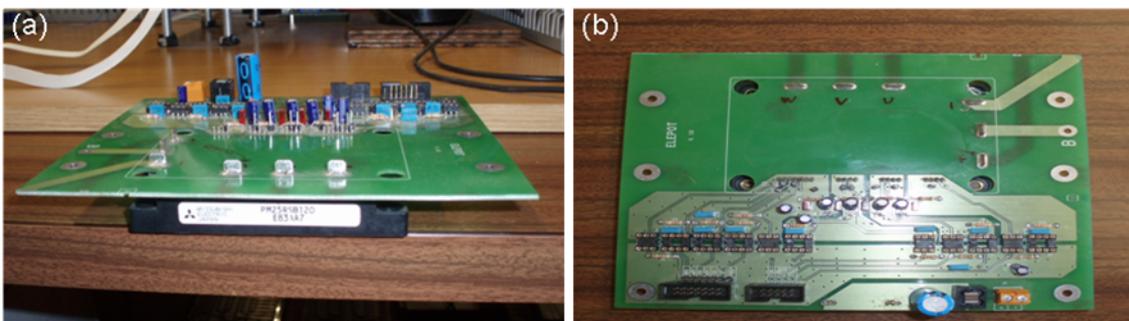


Figura 5.5 – Placa de interface entre os *drivers* e os sinais de comando: (a) vista de lado; (b) vista de cima.

Para verificar se o inversor está a funcionar correctamente é efectuado um ensaio em malha aberta, isto é, não há realimentação dos valores das correntes produzidas pelo inversor. Este ensaio tem como objectivo demonstrar que os 6 IGBTs que constituem o inversor estão a comutar correctamente, conseguindo assim produzir três tensões sinusoidais desfasadas de  $120^\circ$  entre si sendo essas tensões aplicadas a uma carga

trifásica equilibrada do tipo RL ligada em estrela. A energia do lado CC do inversor é fornecida através de uma fonte de tensão CC variável, implementada por um auto-transformador monofásico (VARIAC) com uma ponte rectificadora na sua saída. O sistema de controlo apenas é constituído pelo DSP/microcontrolador e pela placa de comando, que faz a interface entre o sistema de controlo e os *drivers* do módulo de IGBTs. O programa implementado no sistema de controlo sintetiza três ondas sinusoidais a partir de um *array* de valores guardados em memória. Este programa gera os pulsos aplicados aos *drivers* dos IGBTs de maneira a produzir na saída do inversor três ondas sinusoidais desfasadas de  $120^\circ$  entre si, conforme apresentado na Figura 5.6.

A Figura 5.7 apresenta a montagem efectuada para realizar o ensaio em malha aberta no inversor. É utilizada uma carga equilibrada ligada em estrela na saída do inversor. Esta é composta por 3 indutâncias colocadas em série com 3 resistências de valores 146 mH e 320  $\Omega$ , respectivamente.

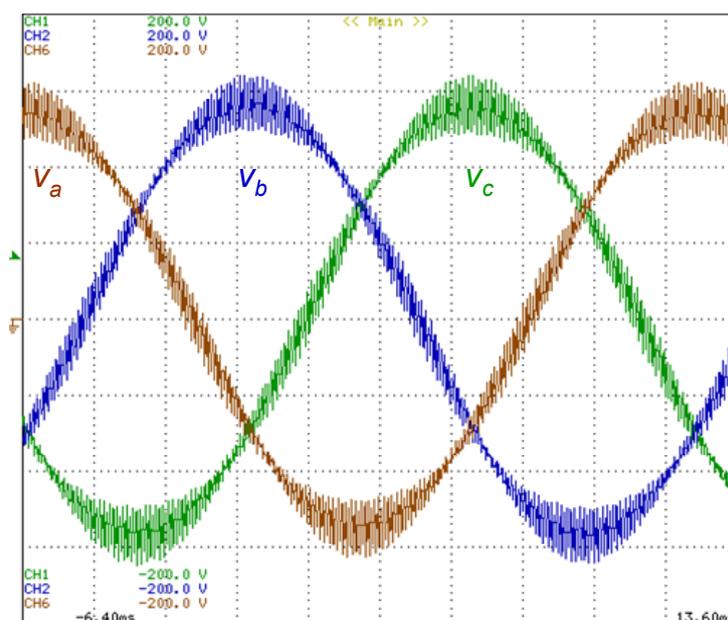


Figura 5.6 – Tensão sintetizada pelo inversor:  $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$ .

Este ensaio também serviu para verificar o tempo morto mínimo dos IGBTs do mesmo ramo. Este tempo tem que ser assegurado para garantir que não existem IGBTs do mesmo ramo a conduzirem em simultâneo, o que levaria a um curto-circuito do lado CC do inversor. Os semicondutores utilizados neste trabalho têm que ter um tempo morto mínimo de 2,5  $\mu\text{s}$ . O tempo morto implementado neste trabalho apresenta um valor de 3,4  $\mu\text{s}$ .

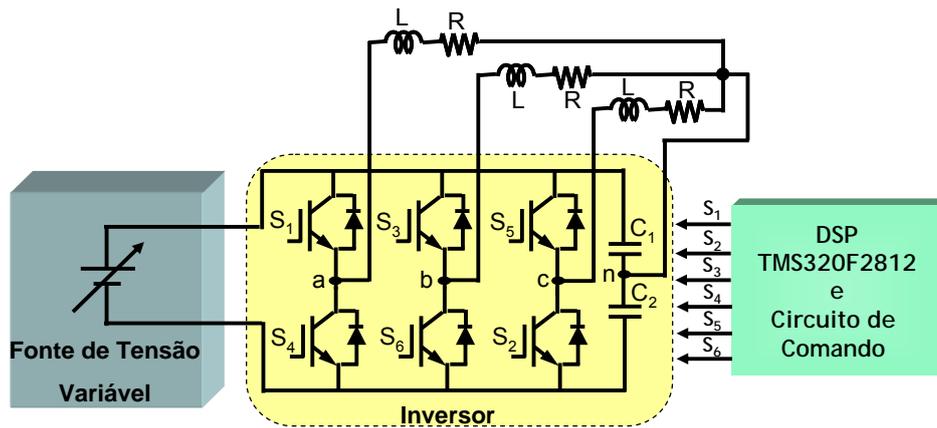


Figura 5.7 – Montagem efectuada para realização do ensaio no inversor em malha aberta.

### 5.2.2. Indutâncias de Acoplamento

O acoplamento entre o inversor e a rede eléctrica é feito através de indutâncias. Estes elementos têm a capacidade de filtrar as componentes de alta frequência existentes nas correntes injectadas pelo inversor, impedindo assim que estas se propaguem para a rede eléctrica.

As indutâncias utilizadas neste trabalho, ilustradas na Figura 5.8, são de núcleo de ferro, e apresentam as seguintes características: corrente máxima de operação de 10 A (rms), e valor de indutância de 5 mH a 50 Hz.

Com o uso de uma ponte RCL (*Programmable Automatic RCL Meter*), modelo PM 6304 do fabricante *PHILIPS*, foi analisado o comportamento das indutâncias de acoplamento em função da frequência. Com o aumento da frequência a indutância passa a ter uma maior componente resistiva e uma diminuição do seu valor indutivo, como se pode ver na Figura 5.9.

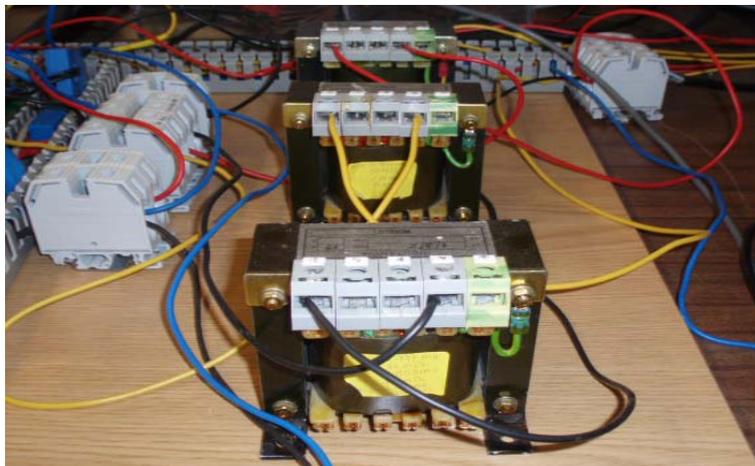


Figura 5.8 - Indutâncias de acoplamento.

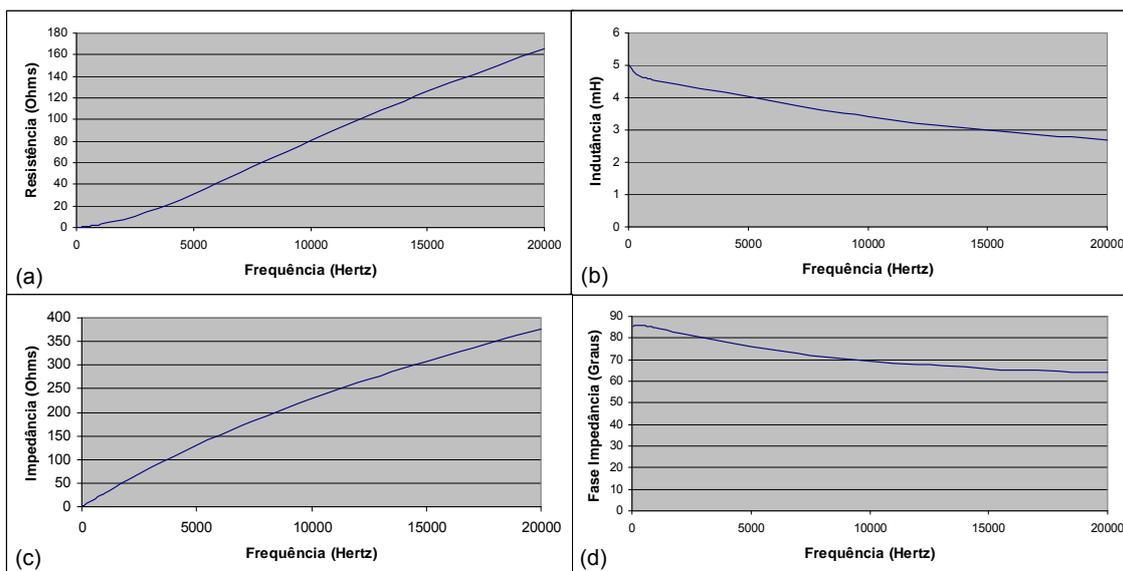


Figura 5.9 – Resposta em frequência das indutâncias de acoplamento: (a) Resistência em função da frequência; (b) Indutância em função da frequência; (c) Impedância em função da frequência; (d) Fase da Impedância em função da frequência.

### 5.2.3. Condensadores do Lado CC do Inversor

Os condensadores utilizados no lado CC do inversor devem suportar um valor de tensão maior que o valor de pico da tensão composta do sistema, para que o inversor possa funcionar de modo satisfatório. Além disso, devem ter a capacidade de manter baixo o *ripple* provocado pela compensação da componente oscilante da potência real instantânea ( $\tilde{p}$ ), da componente oscilante da potência instantânea de sequência zero ( $\tilde{p}_0$ ), e das transições de comutação dos IGBTs. Na Figura 5.10 são mostrados estes condensadores que são inseridos no circuito de potência do filtro activo.

Os condensadores utilizados neste trabalho são do tipo electrolítico de alumínio (modelo ALS31A472NP450, do fabricante *BHC*). Estes admitem uma tensão máxima de operação de 450 V CC, tem uma capacidade de 4700  $\mu\text{F} \pm 20\%$ , e suportam uma corrente de *ripple* de 17,1 A [43].

A corrente de *ripple* é influenciada por vários factores, sendo a temperatura ambiente e a frequência de comutação os mais importantes. Se os condensadores trabalharem com correntes de *ripple* acima dos valores recomendados pelo fabricante, estes acabam por se deteriorar.

As resistências de equalização, também mostradas na Figura 5.10, são normalmente aplicadas quando se ligam condensadores em série, de modo que a tensão em cada um dos condensadores seja a mesma, mas tal facto não se verifica na realidade.

Existem várias razões para esta discrepância e todas elas estão relacionadas com o facto de os condensadores não serem exactamente iguais, isto apesar de serem do mesmo modelo e fabricante.

Primeiramente os condensadores apresentam uma tolerância (neste caso de  $\pm 20\%$ ) na sua capacidade, o que provoca uma diferença bastante significativa na energia que cada um pode armazenar.

Além disso estes apresentam uma resistência interna, responsável pelas correntes de fuga que cada um contém. Esta resistência apresenta valores diferentes mesmo em condensadores do mesmo fabricante, o que provoca correntes de fuga diferentes, e consequentemente a tensão em cada condensador é diferente.



Figura 5.10 – Condensadores aplicados ao do lado CC do inversor filtro activo.

#### 5.2.4. Circuito Limitador de Vcc

O sistema de controlo do Filtro Activo Paralelo contém um algoritmo para regular a tensão do lado CC do inversor, para uma tensão preestabelecida. Quando o filtro activo é ligado os dois condensadores do lado CC são carregados para os valores de referência preestabelecidos. Contudo podem acontecer problemas na regulação das tensões do lado CC do inversor, e dessa forma, foi utilizado o circuito apresentado na Figura 5.11 para proteger os condensadores que se encontram no lado CC do inversor de eventuais sobretensões. Quando a tensão aplicada ao lado CC ultrapassa o limite de referência, é colocada uma carga resistiva em paralelo com o lado CC do inversor, fazendo com que essa tensão diminua. A carga resistiva corresponde a três lâmpadas colocadas em série, para que as mesmas não se queimem. Neste caso deve-se desligar

de imediato a comutação do filtro activo, antes que a tensão no lado CC ultrapasse o limite máximo admitido pelos condensadores.

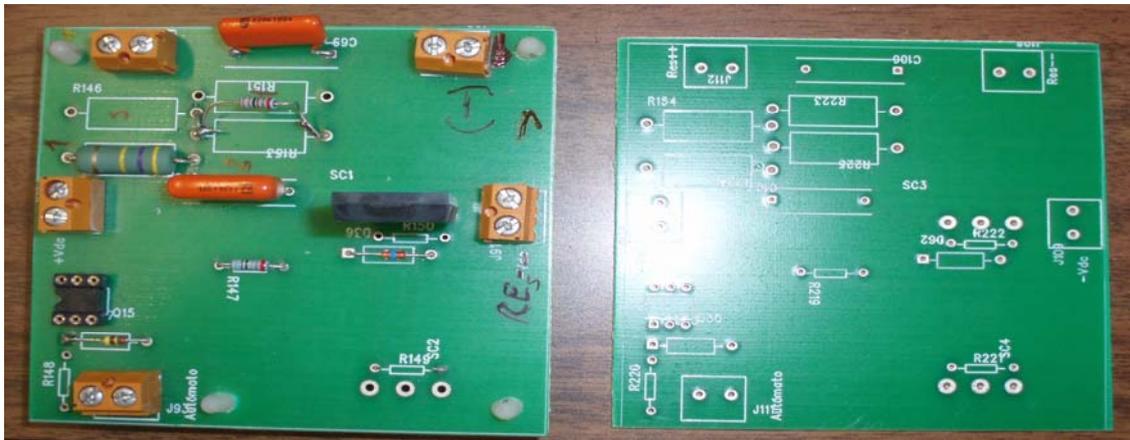


Figura 5.11 – Circuito limitador de Vcc.

### 5.3. Sistema de Controlo

O sistema de controlo do Filtro Activo de Potência do Tipo Paralelo necessita dos valores instantâneos das tensões do sistema trifásico CA, das tensões do lado CC do inversor de potência, das correntes do inversor e das correntes da carga, para utilizar essas informações nos algoritmos de controlo utilizados pelo filtro activo. Estes valores são medidos com o auxílio de sensores de efeito Hall. O facto destes sensores apresentarem as suas saídas em corrente, faz com que tenham uma grande imunidade aos ruídos que podem ser gerados pelo circuito de potência do filtro activo.

#### 5.3.1. Sensor de Efeito Hall de Corrente

Como o inversor utilizado tem a capacidade de operar com correntes de 25 A (rms), então o sensor utilizado tem de ter a capacidade de efectuar leituras até 25 A (rms). O sensor de efeito Hall de corrente utilizado foi o LA 55P da LEM. Este sensor tem a capacidade de efectuar leituras de grandezas até 50 A (rms), contém uma razão de conversão de 1:1000, e é alimentado com  $\pm 15$  V [34].

A Figura 5.7 mostra o esquema de ligações desse sensor de corrente. Este apresenta uma saída em corrente, e a resistência  $R_M$  deve ser projectada para o nível de tensão desejado no terminal M. Como o DSP/microcontrolador utilizado apenas trabalha com valores compreendidos entre 0 e 3 V, então o valor máximo admitido de tensão no terminal M é de 3 V. A resistência de medida  $R_M$  pode ser calculada segundo

a equação (5.1), onde  $V_M$  corresponde à máxima tensão desejada no terminal M e  $I_{SN}$  à corrente nominal no secundário do sensor.

$$R_M = \frac{V_M}{I_{SN}} \quad (5.1)$$

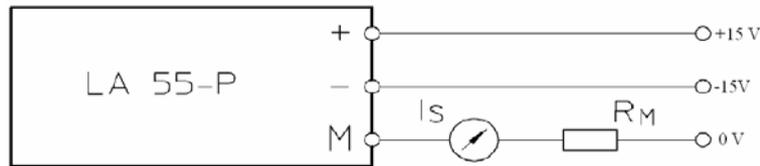


Figura 5.12 – Esquema de ligação do sensor de corrente LA 55-P.

### 5.3.2. Sensor de Efeito Hall de Tensão

Os sensores de tensão foram escolhidos com base nas tensões do lado CC e do sistema eléctrico. O sensor utilizado foi o LV 25-P, que tem a capacidade de efectuar leituras de grandezas até 500 V (rms), uma razão de conversão de 2500:1000, e é alimentado com  $\pm 15$  V. O esquema de ligações deste sensor é apresentado na Figura 5.13.

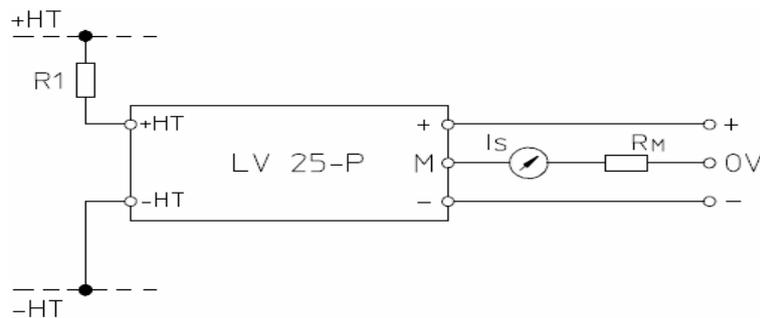


Figura 5.13 – Esquema de ligação do sensor de tensão LV 25-P.

Os valores das resistências  $R_1$  e  $R_M$  podem ser calculadas segundo as equações (5.2) e (5.3).

$$R_1 = \frac{V_{MÁX}}{I_{PN}} \quad (5.2)$$

$$R_M = \frac{V_M}{I_{SN}} \quad (5.3)$$

O valor máximo de tensão que o sensor consegue ler está representado por  $V_{MÁX}$ , e  $I_{PN}$  corresponde à corrente nominal no primário do sensor. A resistência  $R_M$  é projectada para o nível de tensão desejada no terminal M do sensor, como no caso do sensor de corrente.

A Figura 5.14 apresenta a placa circuito impresso que faz a aquisição dos sinais de tensão. Esta placa é constituída por cinco sensores, três para medir as tensões do sistema trifásico CA e dois para medir as tensões do lado CC do inversor. Os sensores adquirem os valores instantâneos das tensões, enviando-as para a placa que faz o condicionamento.



Figura 5.14 - Placa para fazer a aquisição dos sinais de tensão.

### 5.3.3. Circuito de Condicionamento de Sinais

Este circuito recebe os valores instantâneos das grandezas eléctricas medidas pelos sensores, e ajusta as tensões e as correntes medidas, de modo a que o ADC do DSP/microcontrolador possa fazer a aquisição dessas grandezas. Este circuito tem outra vantagem que é o facto de apresentar um circuito de detecção de sobrecorrentes. Este circuito tem a capacidade de controlar as correntes que o inversor está a injectar, e actua no momento em que estas ultrapassarem os limites préestabelecidos. Quando estas ultrapassam os limites préestabelecidos é accionado de imediato um sinal no pino de *enable* de comutação existente na placa de comando. Com isso, não são mais enviados pulsos para o circuito de *driver* do módulo de IGBTs.



Figura 5.15 - Circuito de Condicionamento de Sinais.

#### 5.3.4. DSP/Microcontrolador

O DSP/microcontrolador utilizado neste trabalho foi o TMS320F2812 da *Texas Instrument*. Este DSP/microcontrolador tem como principais características a capacidade de realizar em simultâneo a leitura de 16 sinais já condicionados, uma frequência de *clock* igual a 150 MHz, memória *flash* de 128 k x 16, memória *RAM* de 18 k x 16, memória *OTP ROM* de 1k x 16, interface para memória externa, periféricos de controlo com dois geradores de eventos (EVA e EVB), 3 *timers* de 32 bits, 16 canais de conversão ADC de 12 bits, *watchdog timer*, CPU com capacidade de processar sinais de 32 bits, arquitectura *Harvard*, interface JTAG (*Joint Test Action*) e contem até 56 pinos de I/O.

A Figura 5.16 apresenta os diversos módulos internos que compõe o DSP/microcontrolador, assim como os barramentos que interligam os mesmos. Este DSP/microcontrolador apresenta uma arquitectura do tipo *Harvard*, possibilitando à CPU executar em paralelo instruções e dados.

O DSP/microcontrolador possui diversos pinos que podem ser individualmente configurados para trabalhar como entrada/saída (I/O) digital, ou como I/O ligados a periféricos. Estes pinos são denominados por GPIO, e são agrupados por portas denominadas GPIOA, GPIOB, GPIOC, GPIOE, GPIOF, GPIOG. As configurações destes pinos são feitas através de registos, onde cada porta contem registos individuais.

Neste trabalho foi utilizado o kit eZdsp2812, apresentado na Figura 5.17, fabricado pela empresa *Spectrum Digital*, o qual é baseado no DSP TMS320F2812. A comunicação efectuada entre o PC e o kit é feita através da porta paralela. Este kit contém uma placa acoplada desenvolvida no Laboratório de Electrónica de Potência da Universidade do Minho que possui vários pinos que permitem a ligação externa aos periféricos do DSP. Também possui um DAC com 4 saídas, o qual é usado para ver o comportamento de variáveis externas do DSP.

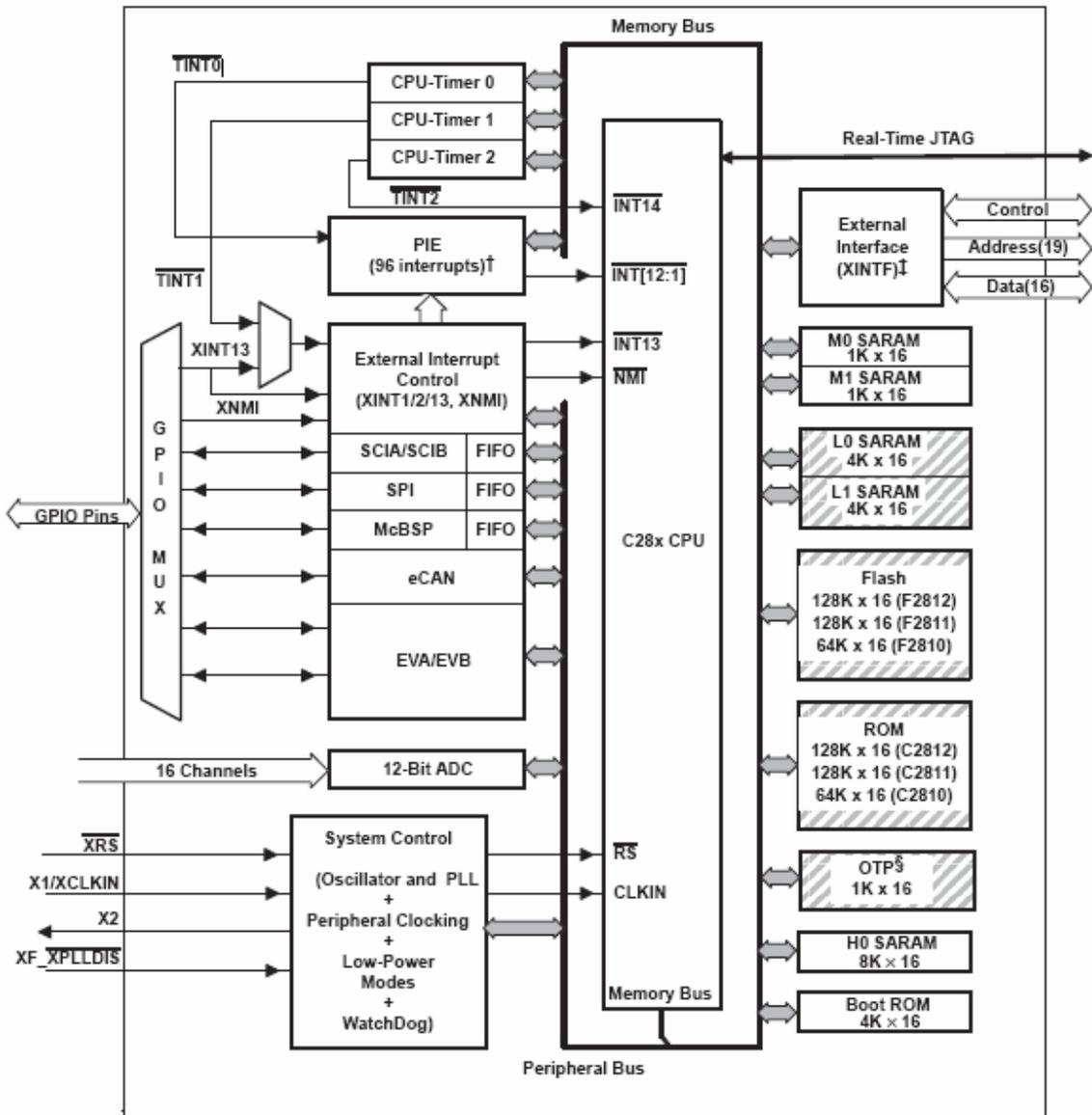


Figura 5.16 – Diagrama de blocos dos diversos módulos internos que constituem o DSP/microcontrolador.



Figura 5.17 – kit eZdsp2812 com placa desenvolvida acoplada.

Na Figura 5.18 é apresentado o ambiente de programação *Code Composer* da *Texas*, onde foram programados os algoritmos para calcular as correntes de referência e os algoritmos para manter as tensões do lado CC reguladas. O *Code Composer* é um *software* incluído no kit, que é instalado no PC e é usado para desenvolvimento de programas para os DSPs da *Texas Instruments*. Este programa permite iniciar um projecto, escrever o programa na linguagem de programação C, compilar o programa e em seguida executá-lo, sendo possível observar o resultado através de janelas.

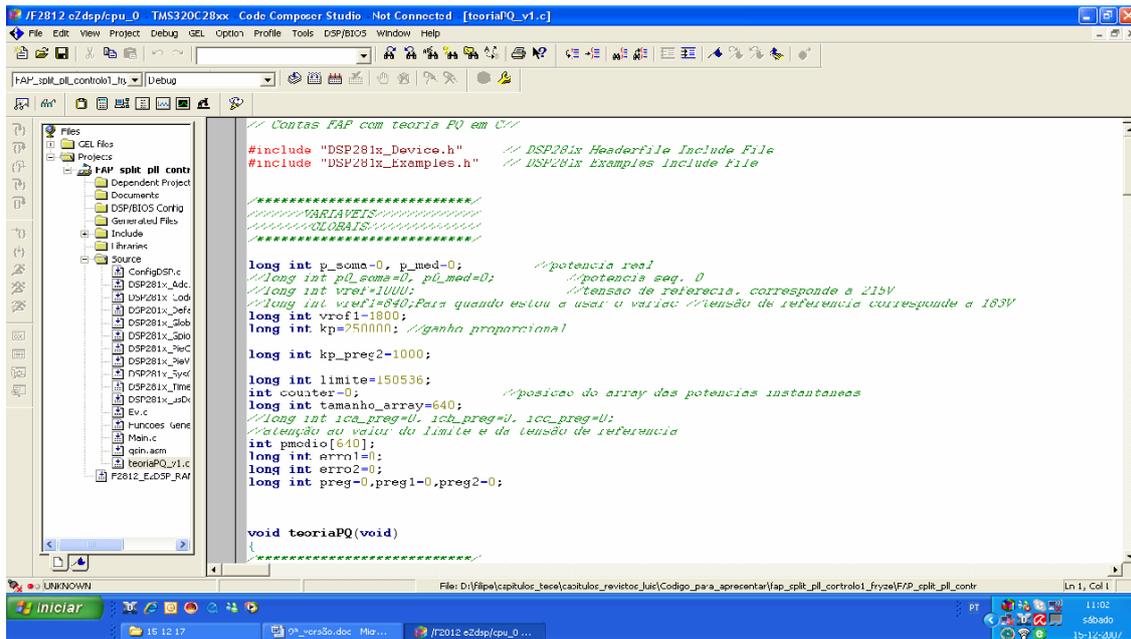


Figura 5.18 – Ambiente de simulação Code Composer.

Os algoritmos implementados no DSP/microcontrolador apresentam a estrutura ilustrada no fluxograma da Figura 5.19. A primeira etapa do programa consiste na inicialização geral do sistema, isto é, configurar os dispositivos do DSP/microcontrolador (*timers*, ADCs, GPIO, PWM), de acordo com as necessidades da aplicação. É feita a aquisição das tensões do sistema trifásico CA e do lado CC do inversor, das correntes da carga e das correntes sintetizadas pelo inversor, a uma taxa de 640 amostras por cada ciclo da rede. Por fim é efectuado o cálculo das correntes de referência, e é feita a comparação dessa corrente com a corrente sintetizada pelo inversor. Dessa forma são obtidos sinais de comando para accionar os semicondutores interruptores de potência do inversor (IGBTs).

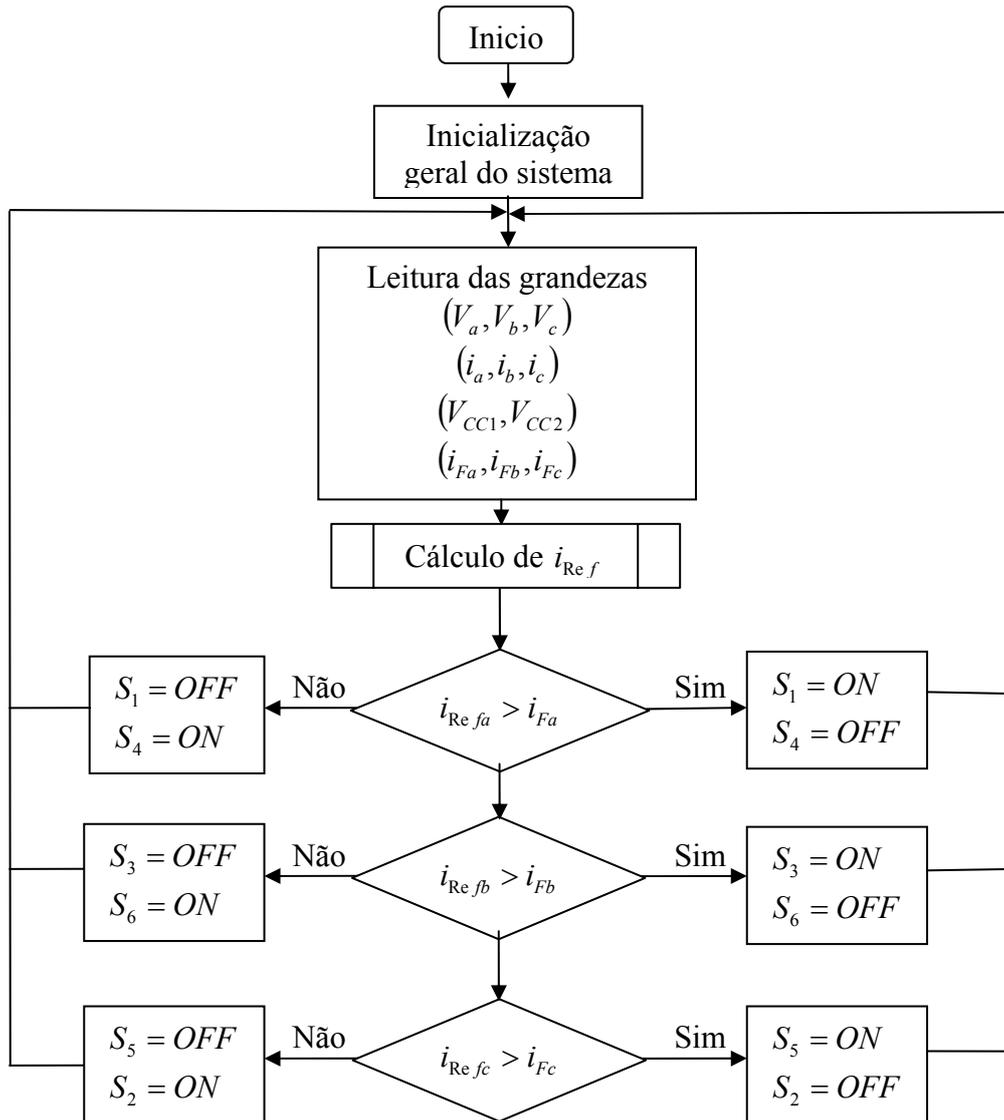


Figura 5.19 – Fluxograma simplificado dos algoritmos implementados no DSP.

#### 5.4. Circuito de Comando

A placa apresentada na Figura 5.20 é denominada por circuito de comando. Este circuito adapta os sinais de saída do DSP de níveis de tensão de 0 a 3 V em sinais de tensão com níveis de 0 a 15 V.

Esta placa também tem a função de receber os erros existentes em *hardware* (erro de sobrecorrentes nas correntes produzidas pelo inversor, erros do modulo de IGBTs), fazendo assim uma gestão destes erros de forma a parar a comutação dos semicondutores de potência nestes casos.

O circuito de comando contém um comando manual de *enable* da comutação do Filtro Activo Paralelo. Este comando permite parar a comutação do filtro activo ou colocá-lo em funcionamento quando necessário.

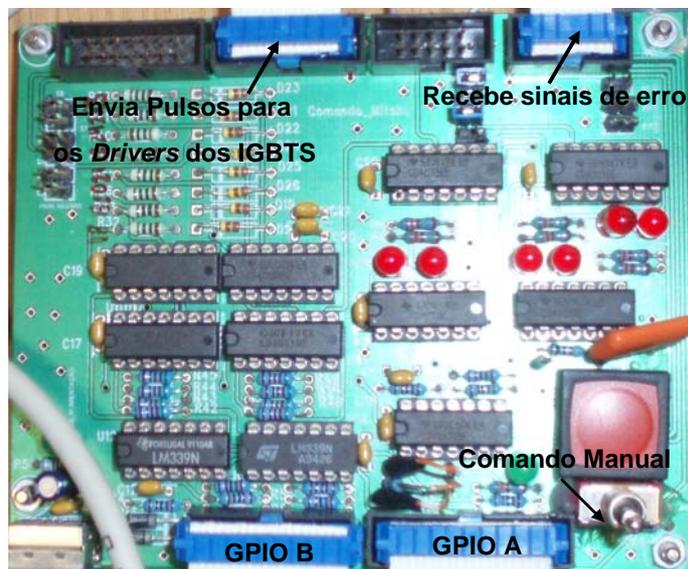


Figura 5.20 – Circuito de comando.

## 5.5. Conclusão

Neste capítulo foi feita a descrição da implementação do Filtro Activo Paralelo trifásico a 4 fios desenvolvido no decorrer desta dissertação. Foram abordadas as características e as funções de cada dispositivo que faz parte do circuito de potência e do sistema de controlo, tal como a sua funcionalidade.

Devido à complexidade do *hardware* existente foram realizados ensaios de forma independente. Inicialmente foi efectuado um ensaio em malha aberta do inversor, com o objectivo de verificar o seu correcto funcionamento. No sistema de controlo foram configurados os ADCs das grandezas utilizadas nos algoritmos de controlo descritos no capítulo 3. Após serem feitas estas configurações, foram geradas as correntes de referência para uma certa carga. A confirmação de que estas estavam correctas ratificou que os ADCs tinham sido configurados correctamente.

Como foi possível observar, o desenvolvimento do filtro activo obriga a ter conhecimentos em várias áreas da Electrónica, tais como Electrónica de Potência, Electrónica de Instrumentação, Programação de Microcontroladores, entre outras.

O capítulo seguinte apresenta os resultados experimentais com os algoritmos de controlo descritos no Capítulo 3 deste trabalho. Sendo apresentados resultados experimentais para dois valores de tensão fase - neutro do sistema trifásico CA: 50 V e 115 V (rms).

# CAPÍTULO 6

## Resultados Experimentais

### 6.1. Introdução

Este capítulo apresenta os resultados experimentais do funcionamento do Filtro Activo de Potência do Tipo Paralelo implementado no âmbito desta dissertação. Estes resultados são baseados em diferentes algoritmos, mas implementados no mesmo *hardware*. Primeiramente são mostrados os resultados experimentais com uma tensão de 50 V (entre as três fases e o neutro), fazendo uso do algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte”, utilizado para calcular as correntes de referência, e do algoritmo  $Reg_{CC-1}$ , utilizado para regular e equilibrar as tensões nos condensadores do lado CC do inversor. Em seguida são apresentados os resultados experimentais com uma tensão de 115 V (entre as três fases e o neutro), com o sistema de controlo composto por todos os algoritmos apresentados no Capítulo 3. Inicialmente o sistema de controlo utiliza o algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte” com o algoritmo  $Reg_{CC-1}$ . De seguida, este faz uso do algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze”, utilizado para calcular as correntes de referência, juntamente com o algoritmo  $Reg_{CC-1}$ . Por fim o sistema de controlo utiliza o algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze” com o algoritmo  $Reg_{CC-2}$ , utilizado para manter as tensões nos condensadores do lado CC reguladas e equilibradas.

Para obter os resultados experimentais foram montados os circuitos representados na Figura 6.1 e Figura 6.2, respectivamente para as tensões de 50 V e 115 V entre as três fases e o neutro do sistema trifásico CA. Utilizou-se um transformador trifásico com relação das tensões dos lados primário e secundário de 230 V//115 V, e potência de 10 KVA, para se trabalhar isolado da rede eléctrica. Inicialmente foi também utilizado um VARIAC trifásico de 230 V//0-250 V, 3,3KVA, ligado no secundário do transformador para se obter um valor mais baixo de tensão, para o caso de 50 V entre as três fases e o neutro, conforme apresentado na Figura 6.1. Com estas montagens, foi possível validar todo o *hardware* implementado, tal como os algoritmos de controlo para calcular as correntes de referência e para regular as tensões do lado CC do inversor. Cabe ressaltar que ao introduzir o VARIAC no sistema eléctrico a impedância de linha aumentou significativamente, e dessa forma o sistema ficou mais sensível às distorções

de corrente e às variações bruscas de corrente, que provocam quedas de tensão distorcidas e elevadas nas impedâncias de linha. Isto corresponde a maiores problemas de qualidade da energia eléctrica, nomeadamente aumento de distorção harmónica nas tensões das cargas, bem como o aparecimento de micro-cortes (*notches*) significativamente.

As cargas utilizadas para obter estes nestes resultados experimentais são: um rectificador trifásico não controlado com carga RL do lado CC e uma carga monofásica representada por uma indutância colocada entre a fase *a* e o neutro. O rectificador trifásico não controlado, consiste numa carga não-linear equilibrada, de forma que, quando o sistema está a operar apenas com este tipo de carga, não existe corrente de neutro. A corrente de neutro surge apenas quando é ligada a carga monofásica. As cargas utilizadas nos ensaios com 50 V e com 115 V são as mesmas, apenas apresentam valores diferentes, conforme apresentado abaixo.

Os valores da carga para os ensaios de 50 V são:

- Rectificador trifásico em ponte completa não controlado com carga RL do lado CC:  $R = 17,1 \Omega$ ,  $L = 5 \text{ mH}$ .
- Carga monofásica (indutância ligada entre a fase *a* e o neutro):  $L = 25 \text{ mH}$ .

Nos ensaios de 115 V a carga apresenta os seguintes valores:

- Rectificador trifásico em ponte completa não controlado com carga RL do lado CC:  $R = 35 \Omega$ ,  $L = 5 \text{ mH}$ .
- Carga monofásica (indutância ligada entre a fase *a* e o neutro):  $L = 66,7 \text{ mH}$ .

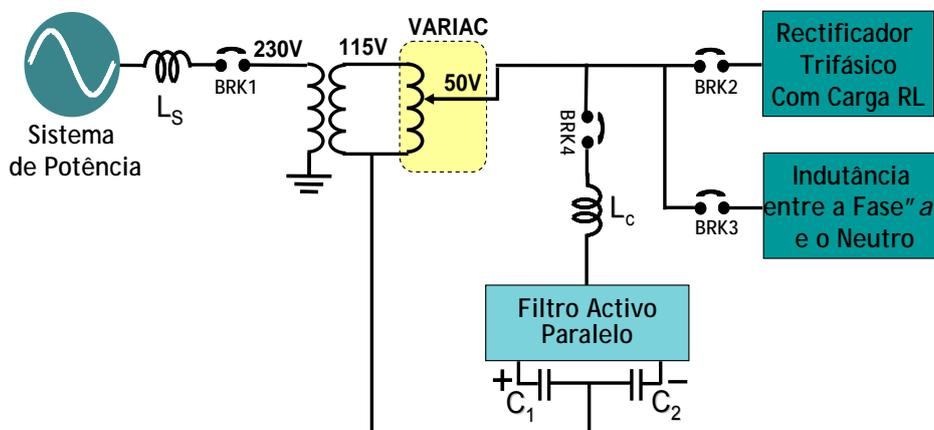


Figura 6.1 – Diagrama unifilar do circuito utilizado nos ensaios a 50 V do Filtro Activo Paralelo.

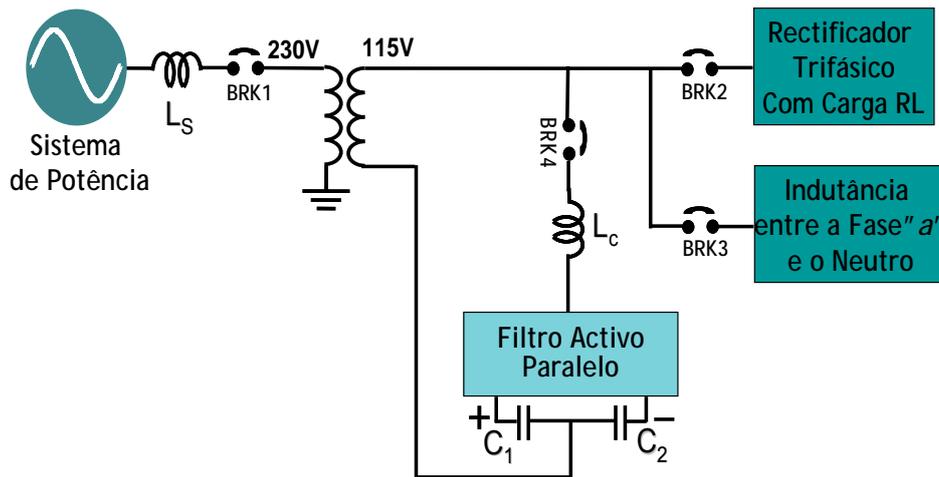


Figura 6.2 – Diagrama unifilar do circuito utilizado nos ensaios a 115 V do Filtro Activo Paralelo.

As formas de onda de tensão e correntes medidas foram obtidas com o auxílio do osciloscópio *Yokogawa Powerscope DL708*. Este osciloscópio tem a vantagem de ter todos os canais isolados, permitindo assim efectuar a medição de diferentes grandezas sem qualquer ponto comum [46].

## 6.2. Resultados Experimentais a 50 V

Os resultados experimentais a 50 V foram obtidos com o algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte”, utilizado para determinar as correntes de referência, e com o algoritmo  $Reg_{CC-1}$ , utilizado para regular e equilibrar as tensões nos condensadores do lado CC do inversor. A tensão de referência calculada pelo algoritmo para regulação da tensão no lado CC do inversor foi de 96 V em cada condensador.

### 6.2.1. Sistema de Controlo Composto pelo Algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte” com o Algoritmo $Reg_{CC-1}$

A Figura 6.3 (a) apresenta a tensão no sistema para a fase *a* com o Filtro Activo Paralelo desligado, e a Figura 6.3 (b) ilustra a mesma tensão com o filtro activo ligado. Como é possível ver, esta tensão apresenta uma distorção elevada pelo facto de ser inserido um VARIAC no secundário do transformador, que fez com que a impedância da linha aumentasse significativamente. Quando é ligada uma carga que consome harmónicos, ao sistema eléctrico a queda de tensão nas impedâncias do sistema eléctrico não são sinusoidais, fazendo com que a tensão no receptor do sistema eléctrico deixe de ser sinusoidal. Contudo, foi possível comprovar que o filtro activo, ao compensar todos

os harmónicos de corrente, faz com que a queda de tensão nas impedâncias do sistema passe a ser sinusoidal, e dessa forma a tensão do sistema fica sinusoidal, conforme apresentado na Figura 6.3 (b). Desta forma, conclui-se que problemas existentes na corrente afectam a tensão, e que o Filtro Activo Paralelo ao compensar os problemas de corrente acaba por compensar os problemas de tensão.

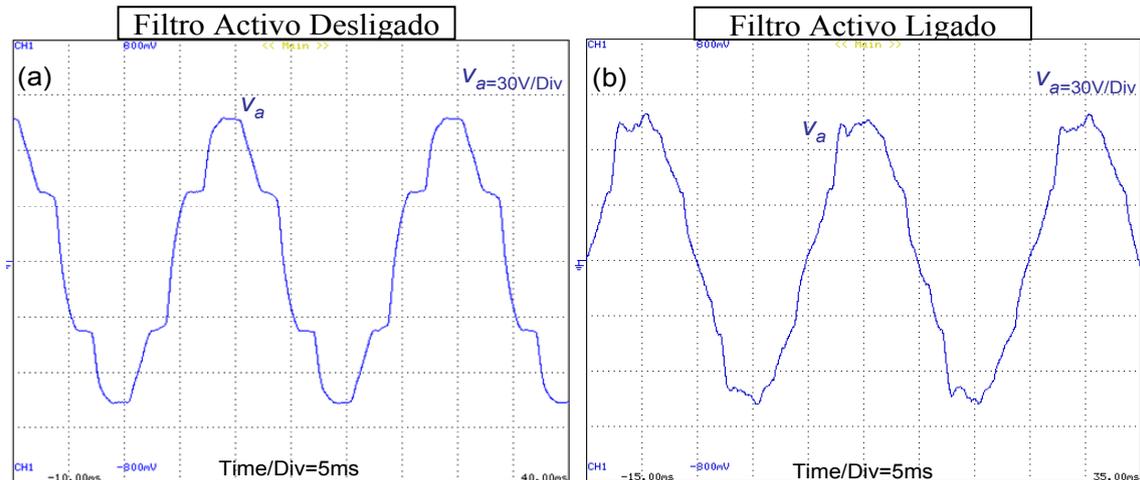


Figura 6.3 – Tensão no sistema na fase  $a$  ( $v_a$ ): (a) Filtro activo desligado; (b) Filtro activo ligado.

A Figura 6.4 (a) apresenta para a fase  $a$  a corrente de referência,  $i_{Refa}$ , a corrente do filtro,  $i_{Fa}$ , a corrente na fonte,  $i_{Sa}$ , e a tensão no sistema,  $v_a$ , com o filtro activo desligado. Na Figura 6.4 (b) são ilustradas essas mesmas grandezas eléctricas, mas com o Filtro Activo Paralelo ligado. A carga utilizada neste ensaio refere-se apenas ao rectificador trifásico não controlado. Enquanto o filtro activo se encontra desligado a corrente na fonte encontra-se distorcida, mas em fase com a tensão do sistema. Quando o filtro activo é ligado a corrente na fonte torna-se sinusoidal e equilibrada. Também é possível ver a corrente sintetizada pelo inversor,  $i_{Fa}$ , que acompanha a corrente de referência,  $i_{Refa}$ .

A Figura 6.5, a Figura 6.6 e a Figura 6.7 apresentam os resultados do Filtro Activo Paralelo em operação com um rectificador trifásico não controlado e uma indutância ligada entre a fase  $a$  e o neutro utilizadas como cargas.

A Figura 6.5 (a) apresenta a corrente que o inversor do filtro activo sintetiza na fase  $a$ , e a Figura 6.5 (b) ilustra a corrente que o inversor sintetizada na fase  $b$ . É

possível ver que estas correntes acompanham as correntes de referência calculadas pelo DSP/microcontrolador.

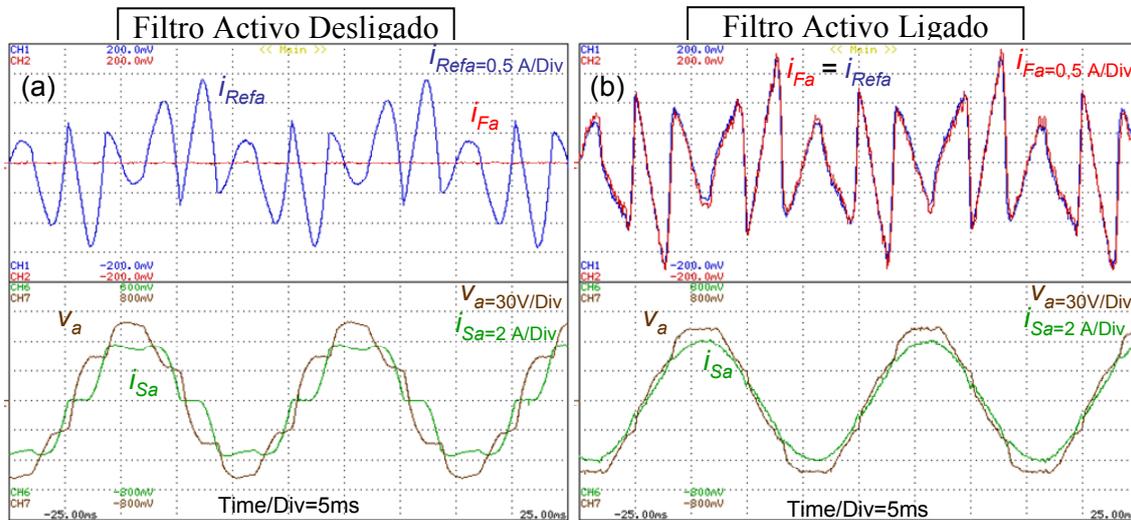


Figura 6.4 – Formas de onda na fase  $a$  para operação com o filtro activo ligado e desligado ( $v_a$  – tensão,  $i_{Refa}$  – corrente de referência,  $i_{Fa}$  – corrente no filtro,  $i_{Sa}$  – corrente na fonte):  
 (a) Filtro activo desligado; (b) Filtro activo ligado.

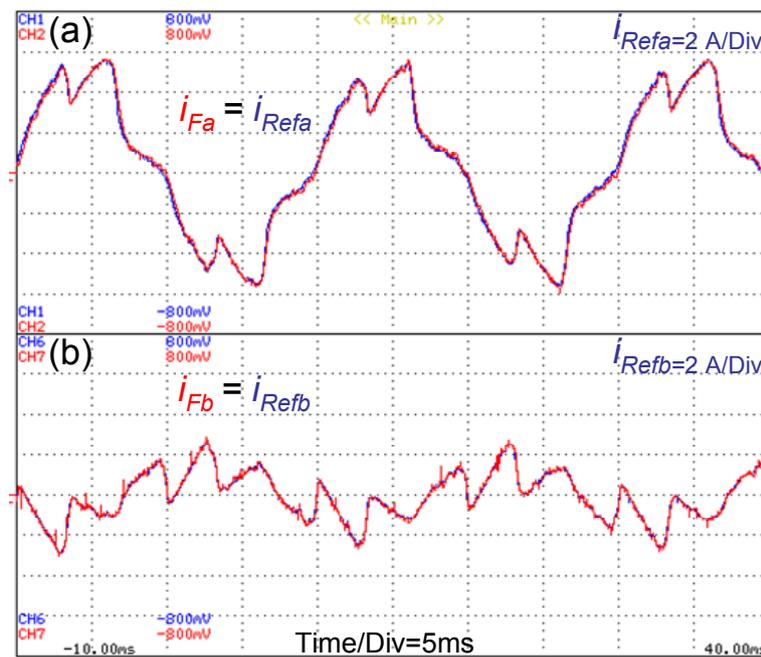


Figura 6.5 – Corrente no filtro activo,  $i_F$ , e corrente de referência,  $i_{Ref}$ ; (a) Fase  $a$ ; (b) Fase  $b$ .

A Figura 6.6 apresenta a tensão e a corrente na fonte para a fase  $a$  durante o transitório de ligação do inversor do Filtro Activo Paralelo. Enquanto este se encontra desligado a corrente na fonte,  $i_{Sa}$ , encontra-se distorcida e atrasada em relação à tensão,  $v_a$ . Quando o filtro activo é ligado  $i_{Sa}$  fica sinusoidal e em fase com  $v_a$ . A corrente

sintetizada pelo inversor,  $i_{Fa}$ , apresentada na Figura 6.5, compensa os harmónicos e a componente indutiva da carga, fazendo assim com que esta apresente uma forma de onda sinusoidal, e em fase com a componente fundamental da tensão.

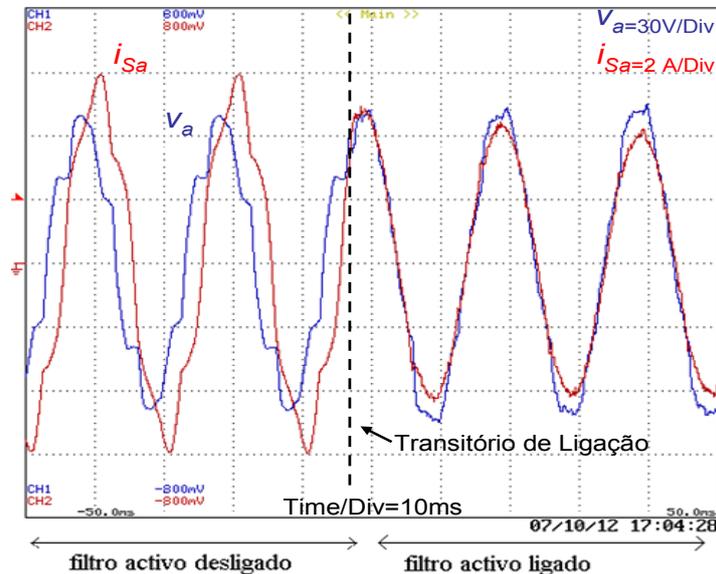


Figura 6.6 – Tensão do sistema na fase  $a$  ( $v_a$ ) e corrente da fonte na fase  $a$  ( $i_{Sa}$ ) no transitório de ligação do filtro activo.

A Figura 6.7 apresenta as correntes nas 3 fases e no neutro na fonte imediatamente antes e após o Filtro Activo Paralelo entrar em funcionamento. Com o filtro activo desligado as correntes da fonte apresentam distorções e desequilíbrios. Com o Filtro Activo Paralelo ligado as correntes da fonte ficam sinusoidais e equilibradas, o que faz com que a corrente de neutro da fonte apresente um valor praticamente nulo. A amplitude da corrente na fase  $a$  é superior à apresentada nas restantes fases, enquanto o filtro activo está desligado. Quando este é ligado o valor da corrente em excesso que existia na fase  $a$  é distribuída pelas restantes fases de forma equilibrada [24].

A Figura 6.8 apresenta as tensões do lado CC do inversor com o filtro activo em funcionamento. Devido à escala utilizada para mostrar estas tensões ser de 50 V/div, acabou por não ser possível visualizar com nitidez as componentes oscilantes presentes nas mesmas.

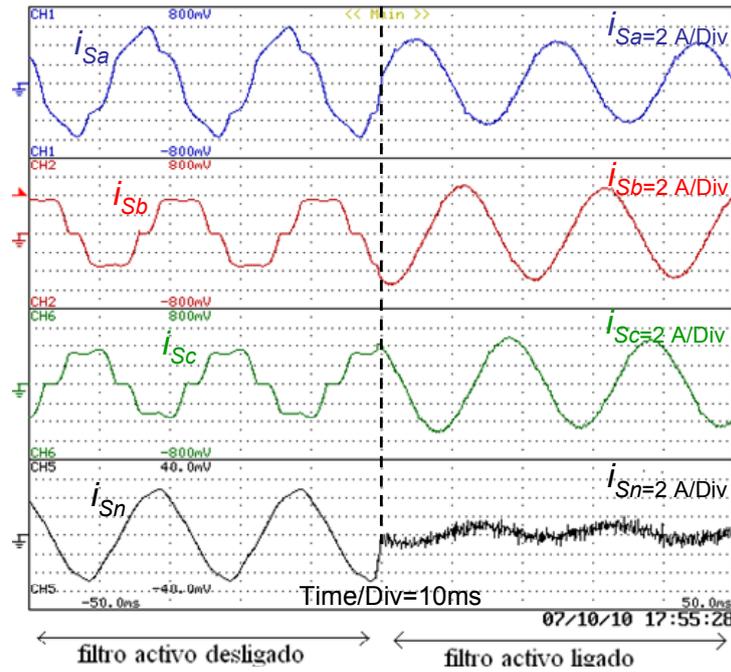


Figura 6.7 – Correntes nas 3 fases e neutro na fonte,  $i_{Sa}$ ,  $i_{Sb}$ ,  $i_{Sc}$ ,  $i_{Sn}$ , antes e após o filtro activo entrar em funcionamento.

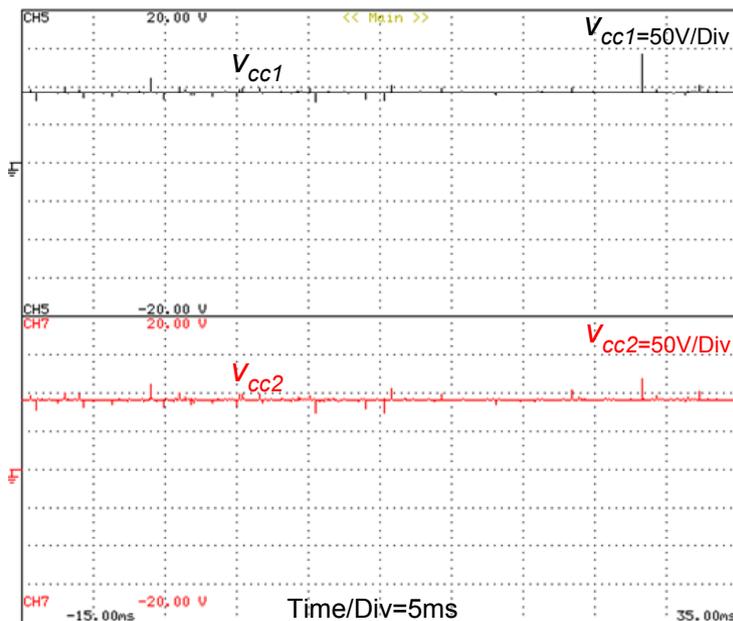


Figura 6.8 – Tensões do lado CC ( $v_{cc1}$ ,  $v_{cc2}$ ) com o filtro activo a operar em regime permanente.

Com o auxílio de um analisador de qualidade de energia da *Dranetz* (modelo 4400), foram obtidos os valores eficazes das correntes na fonte, tal como os seus valores de distorção harmónica (THD – *Total Harmonic Distortion*), antes e depois de ter o filtro activo em operação, conforme apresentado na Tabela 6.1. É possível observar o valor do desequilíbrio existente das correntes na fonte antes do filtro activo ser ligado, e quando o filtro activo é ligado as correntes passam a apresentar a mesma amplitude em

todas as fases. O THD reduziu em média aproximadamente 67 %, e a corrente no neutro diminuiu 82 %.

Tabela 6.1 – Valores eficazes das correntes na fonte e THD.

Sem Filtro Activo			
Fase A	Fase B	Fase C	Neutro
I = 5,7 A	I = 4,1 A	I = 3,8 A	3,3 A
THD = 13,3 %	THD = 16,5 %	THD = 20,5 %	
Com Filtro Activo em Funcionamento			
I = 4,4 A	I = 4,5 A	I = 4,5 A	0,6 A
THD = 5,6 %	THD = 5,3 %	THD = 5,3 %	

### 6.3. Resultados Experimentais a 115 V

Os testes apresentados neste item são efectuados sem o auto-transformador e com o transformador trifásico com relação das tensões dos lados primário e secundário de 230 V//115 V.

Estes testes são obtidos utilizando os algoritmos de controlo descritos no Capítulo 3 deste trabalho. Primeiramente é utilizado o algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte”, baseado na Teoria p-q, para determinar as correntes de referência, e o algoritmo  $Reg_{CC-1}$ , utilizado para regular e equilibrar as tensões nos condensadores do lado CC do inversor. De seguida é utilizado o algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze” para calcular as correntes de referência com o algoritmo  $Reg_{CC-1}$ . Por fim é utilizado o algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze” com o algoritmo  $Reg_{CC-2}$ , que consiste noutro algoritmo para regular e equilibrar as tensões nos condensadores do lado CC.

Nos resultados apresentados com 115 V a tensão de referência calculada pelo algoritmo para regulação das tensões nos condensadores do lado CC foi de 200 V em cada um.

Para cada ensaio foi registada a forma de onda da tensão do lado CC do inversor do filtro activo. Estando o inversor desligado este apresenta um valor de tensão fixo dado pelos diodos que se encontram em paralelo com os IGBTs do inversor, que constituem um rectificador trifásico de onda completa. Quando o inversor é ligado as tensões do lado CC sobem para um valor de referência preestabelecido, imposto pelos algoritmos para manter e equilibrar as tensões do lado CC.

De seguida são apresentadas as correntes da carga utilizadas em todos ensaios realizados com 115V. Esta carga é constituída por um rectificador trifásico em ponte completa não controlado e por uma indutância ligada entre a fase *a* e o neutro.

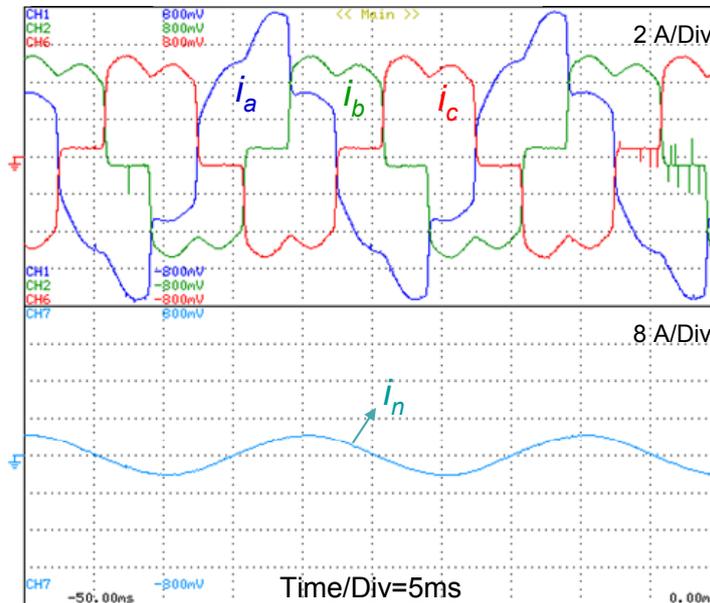


Figura 6.9 - Correntes das 3 fases e no neutro na carga  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_n$ .

A Figura 6.10 apresenta para a fase *a* tensão do sistema,  $v_a$ , e o sinal de controlo gerado pelo circuito de sincronismo,  $v_{aPLL}$ . Este circuito de sincronismo é necessário aos algoritmos de cálculo das correntes de referência do filtro activo, de forma a garantir que as correntes na fonte apresentem uma forma de onda sinusoidal e equilibrada, uma vez que as tensões do sistema apresentam distorções, como é possível observar na Figura 6.10. A Figura 6.11 apresenta os sinais de controlo gerados pelo circuito de sincronismo para as 3 fases, sendo utilizados nos cálculos do controlador, pelos motivos ditos anteriormente. Como é possível observar a forma de onda desses sinais de controlo são sinusoidais e equilibrados, enquanto a forma de onda da tensão do sistema apresenta-se distorcida, sendo achatada tanto no semi-ciclo positivo como no negativo, daí a necessidade de utilizar um circuito de sincronismo para gerar os três sinais apresentados na Figura 6.11.

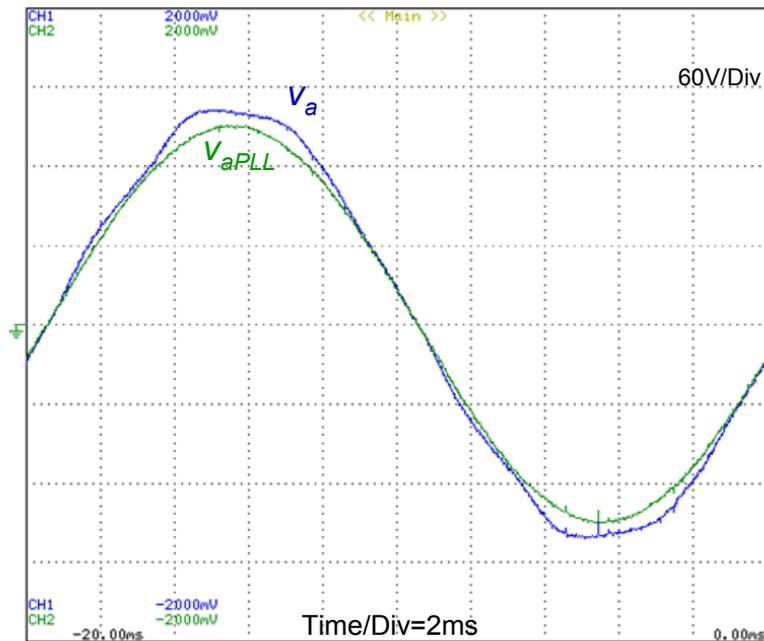


Figura 6.10 – Tensão do sistema  $v_a$  e sinal de controlo gerado pelo circuito de sincronismo,  $v_{aPLL}$ , para a fase  $a$ .

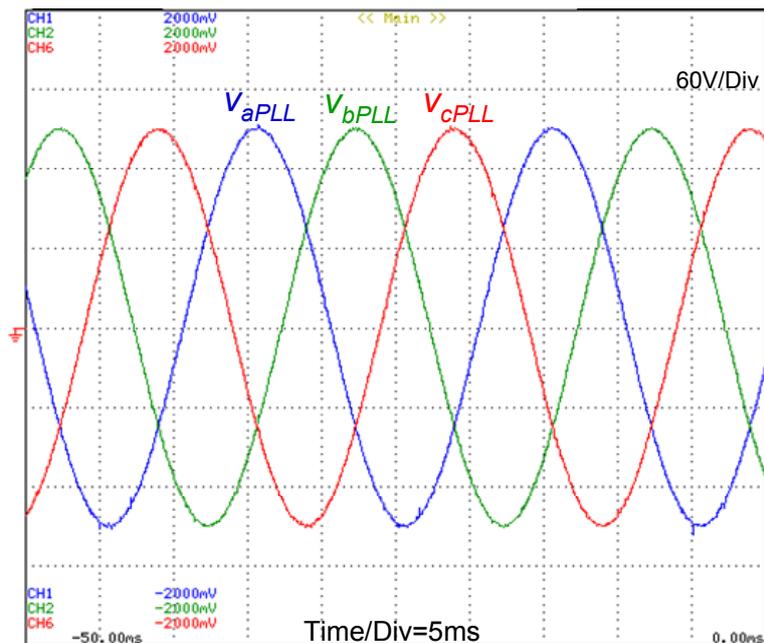


Figura 6.11 – Sinais de controlo gerados pelo circuito de sincronismo para as tensões das 3 fases  $v_{aPLL}$ ,  $v_{bPLL}$ ,  $v_{cPLL}$ .

### 6.3.1. Sistema de Controlo Composto pelo Algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte” com o Algoritmo $Reg_{CC-1}$ (1º Caso)

Os ensaios apresentados neste item utilizam o algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte”, para determinar as correntes de referência, e o algoritmo  $Reg_{CC-1}$ , para regular e equilibrar as tensões nos condensadores do lado CC do inversor.

A Figura 6.12 apresenta, para a fase  $a$ , a corrente na carga,  $i_a$ , a corrente de referência,  $i_{Refa}$ , e a corrente teórica na fonte,  $i_{sa\_teorico}$ . A corrente  $i_{sa\_teorico}$  é determinada pela diferença entre a corrente da carga e a corrente de referência. Sendo assim, quando o filtro activo se encontra em operação, ao sintetizar a corrente de referência através do seu inversor, a corrente que a fonte apresenta corresponde a  $i_{sa\_teorico}$ .

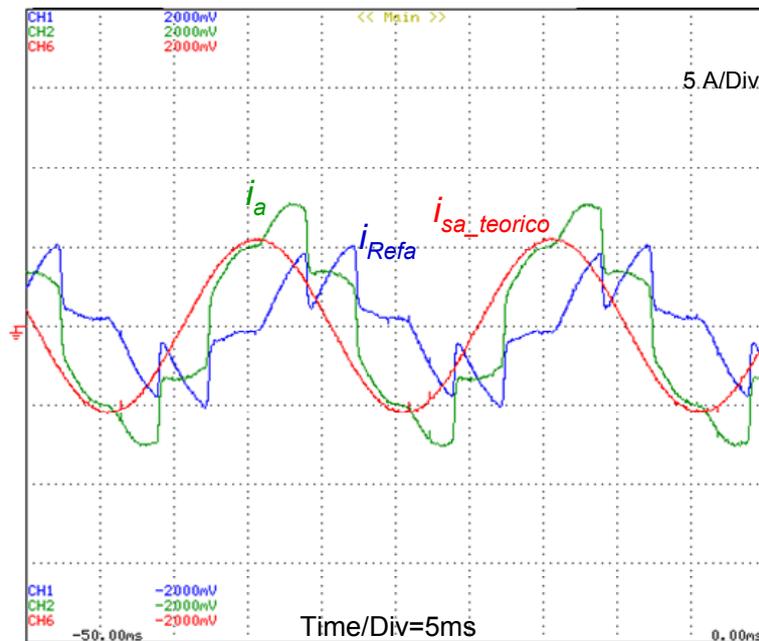


Figura 6.12 – Formas de onda na fase  $a$  com o filtro activo desligado:  $i_a$  – corrente na carga,  $i_{refa}$  – corrente de referência,  $i_{sa\_teorico}$  – corrente ideal na fonte (1º Caso).

A Figura 6.13 apresenta, para a fase  $a$  a tensão,  $v_a$ , e a corrente na fonte,  $i_{Sa}$ , antes e após o filtro activo ser ligado ao sistema eléctrico. Inicialmente, enquanto o filtro activo não é ligado, a corrente  $i_{Sa}$  apresenta distorções, para além de estar atrasada em relação à tensão  $v_a$ . No momento em que o filtro activo é ligado, a corrente na fonte passa a ficar sinusoidal, e em fase com a componente fundamental da tensão do sistema.

A Figura 6.14 apresenta, para a fase  $a$ , a corrente de referência,  $i_{Refa}$ , e a corrente injectada pelo Filtro Activo Paralelo,  $i_{Fa}$ . Inicialmente o filtro activo encontra-se desligado, apresentando apenas a corrente  $i_{Refa}$ , quando o filtro activo é ligado a corrente sintetizada pelo inversor acompanha de imediato a corrente de referência. Quando as correntes sintetizadas pelo filtro activo são injectadas no sistema eléctrico, as correntes na fonte tornam-se sinusoidais, equilibradas e em fase com a componente fundamental da tensão.

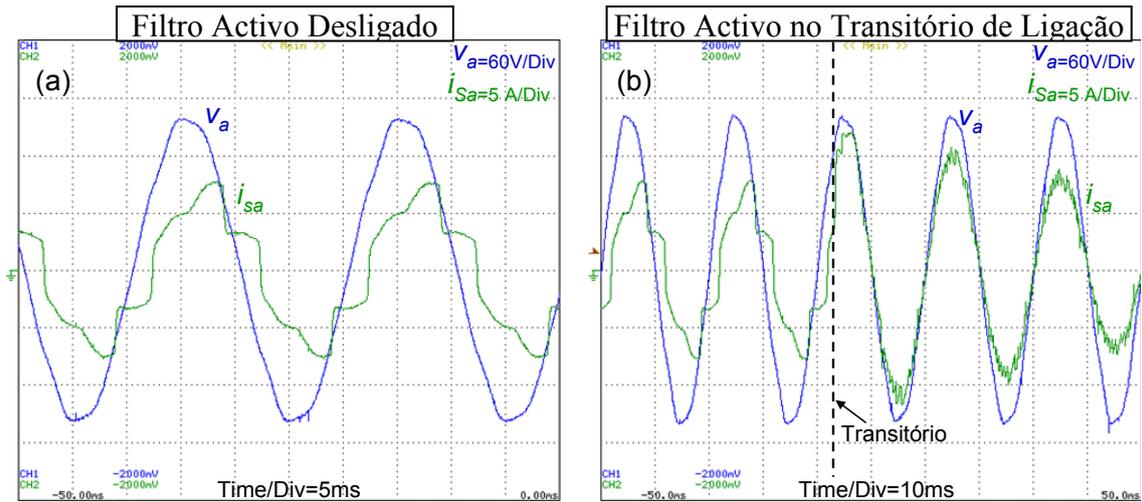


Figura 6.13 – Formas de onda na fase  $a$  ( $v_a$  – tensão do sistema,  $i_{sa}$  – corrente na fonte):  
 (a) Filtro activo desligado; (b) Transitório de ligação do filtro activo (1º Caso).

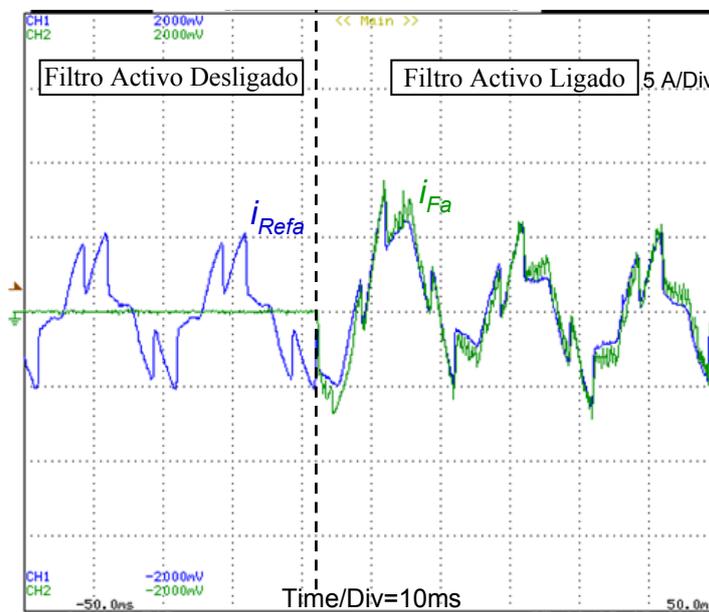


Figura 6.14 – Corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e no inversor ( $i_{Fa}$ ) para a fase  $a$ , antes e após o filtro activo ser ligado (1º Caso).

Na Figura 6.15 (a) são apresentadas as correntes na fonte,  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$  e  $i_{sn}$ , imediatamente antes e após o filtro activo ser ligado, e a Figura 6.15 (b) apresenta as correntes na fonte com o filtro activo a operar em regime permanente. A Figura 6.15 (a), antes de o filtro activo entrar em funcionamento, mostra as correntes nas fases da fonte,  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$ , com distorções e desequilíbrios. Quando o filtro activo é ligado estas ficam sinusoidais, mas com um pequeno desequilíbrio. Em regime permanente este desequilíbrio é minimizado, com a corrente de neutro da fonte apresentando um valor praticamente nulo, conforme apresentado na Figura 6.15 (b).

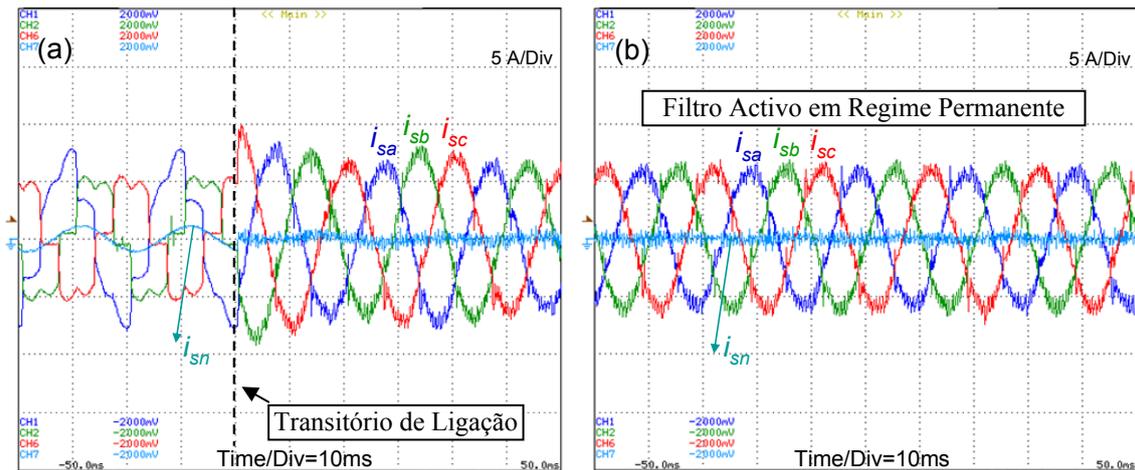


Figura 6.15 – Formas de onda das correntes nas 3 fases e neutro na fonte: (a) No transitório de ligação do filtro activo; (b) Com o filtro activo em regime permanente (1º Caso).

A Figura 6.16 e a Figura 6.17 apresentam o resultado do comportamento do algoritmo implementado para manter as tensões do lado CC do inversor reguladas. Inicialmente o filtro activo encontra-se desligado, logo a tensão no lado CC apresenta o valor de aproximadamente  $115 \cdot \sqrt{2} = 163 \text{ V}$ , que é o valor de pico da tensão do lado do secundário do transformador. Quando se dá a ligação do filtro activo, esta tensão tende a aproximar-se de um valor de referência determinado pelo algoritmo  $\text{Reg}_{\text{CC-1}}$ . Primeiramente foi visualizado o comportamento do algoritmo  $\text{Reg}_{\text{CC-1}}$  apenas com a carga constituída pelo rectificador trifásico não controlado. Neste caso as tensões do lado CC não apresentam oscilações, e permanecem equilibradas, conforme ilustrado na Figura 6.16. A Figura 6.17 apresenta a forma de onda das tensões do lado CC quando é introduzida a carga monofásica. No instante em que a carga passa a apresentar correntes desequilibradas, o filtro activo tem a necessidade de produzir uma componente de potência instantânea oscilante, com frequência igual ao dobro da frequência do sistema. Com isso, as tensões do lado CC do inversor passam a apresentar um *ripple* (de aproximadamente 5 V) devido à componente oscilante fornecida à carga pelo filtro activo. Este *ripple* pode ser atenuado com o aumento do valor da capacidade dos condensadores.

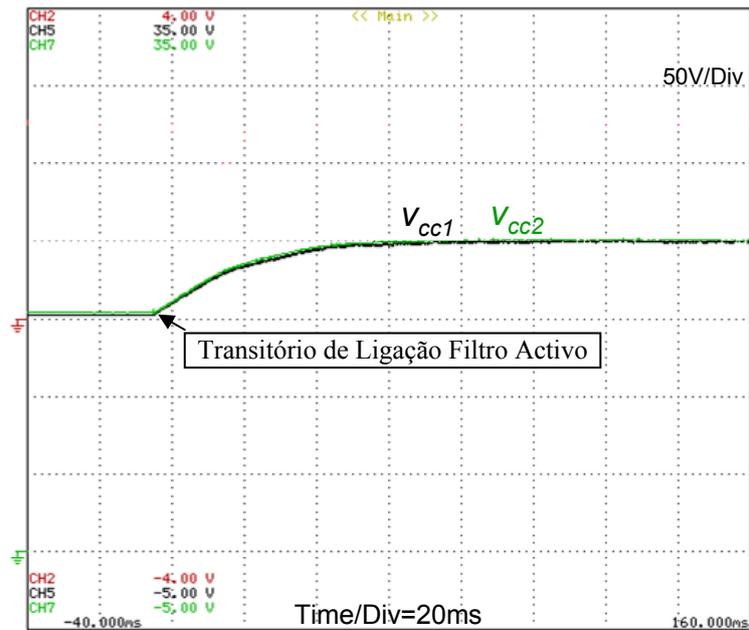


Figura 6.16 – Tensões do lado CC do inversor com o filtro activo a operar apenas com o rectificador trifásico como carga (1º Caso).

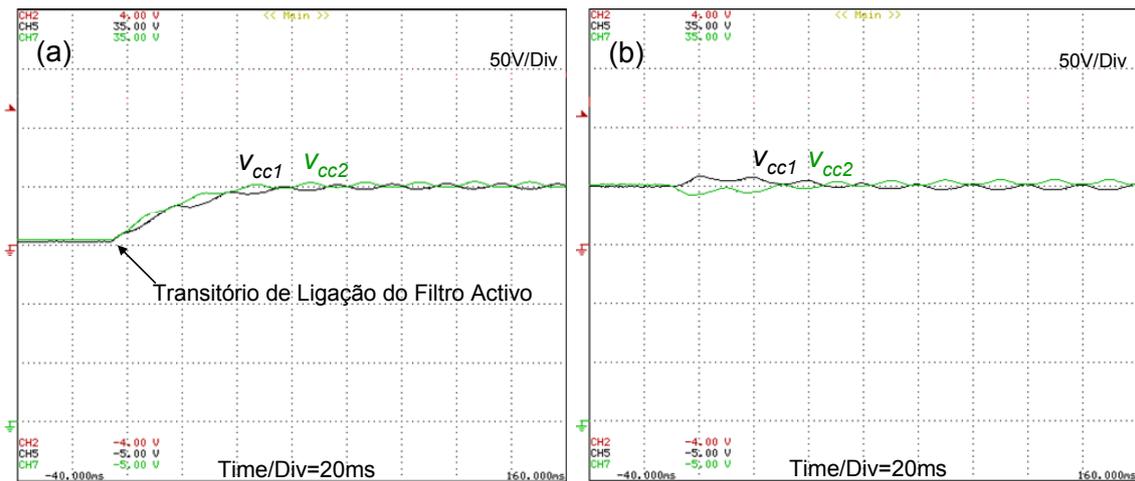


Figura 6.17 – Tensões do lado CC do inversor com o filtro activo a operar com carga desequilibrada: (a) Transitório de ligação do filtro activo; (b) Com filtro activo em regime permanente (1º Caso).

Conforme apresentado no ensaio com 50 V (item 6.2.1), foram medidos os valores eficazes das correntes na fonte, tal como os seus respectivos valores de THD, antes e depois do filtro activo ser ligado, conforme apresentado na Tabela 6.2. Conforme esperado com o filtro activo ligado o THD das correntes na fonte reduziu em média aproximadamente 62% e a corrente do neutro diminuiu aproximadamente 53 %.

Tabela 6.2 – Valores eficazes das correntes na fonte e THD (1º Caso).

Sem Filtro Activo			
Fase A	Fase B	Fase C	Neutro
I = 7,5 A	I = 5,9 A	I = 5,9 A	4,0 A
THD = 22,5 %	THD = 28,5 %	THD = 29,3 %	
Com Filtro Activo em Funcionamento			
I = 6,3 A	I = 6,5 A	I = 6,5 A	1,9 A
THD = 10,69 %	THD = 9,1 %	THD = 9,2 %	

### 6.3.2. Sistema de Controlo Composto pelo Algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze” com o Algoritmo Reg<sub>CC-1</sub> (2º Caso)

As figuras apresentadas neste item ilustram os resultados experimentais com o sistema de controlo composto pelo algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze” para calcular as correntes de referência, e pelo algoritmo Reg<sub>CC-1</sub>, para regular as tensões do lado CC do inversor.

A Figura 6.18 (a) apresenta, para a fase  $a$ , a forma de onda da tensão,  $v_a$ , e da corrente na fonte,  $i_{sa}$ , quando se dá o transitório de ligação do filtro activo ao sistema eléctrico. A Figura 6.18 (b) apresenta  $v_a$  e  $i_{sa}$  quando o filtro activo está a operar em regime permanente. Inicialmente, quando o filtro activo está desligado, a corrente  $i_{sa}$  está distorcida e atrasada em relação à tensão  $v_a$ . Quando o filtro activo é ligado,  $i_{sa}$  passa a ter uma forma de onda sinusoidal e em fase com a tensão do sistema,  $v_a$ . A corrente que o filtro activo injecta,  $i_{Fa}$ , mostrada na Figura 6.19 compensa a parcela indutiva e os harmónicos da corrente da carga, fazendo assim com que as correntes na fonte fiquem sinusoidais, e em fase com a componente fundamental da tensão do sistema.

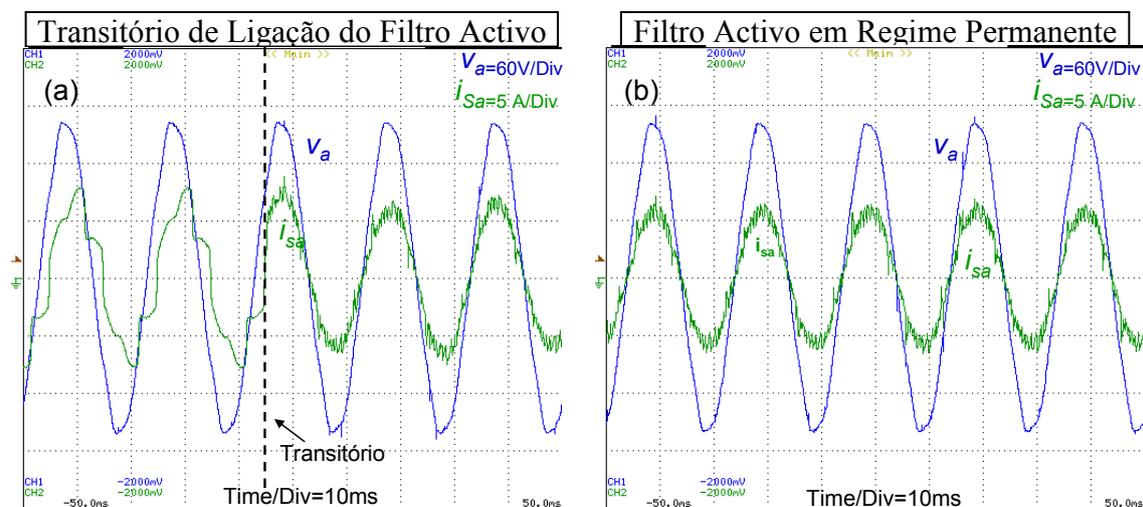


Figura 6.18 - Formas de onda na fase  $a$  ( $v_a$  – tensão do sistema,  $i_{sa}$  – corrente na fonte): (a) Filtro Activo no transitório de ligação; (b) Filtro activo a operar em regime permanente (2º Caso).

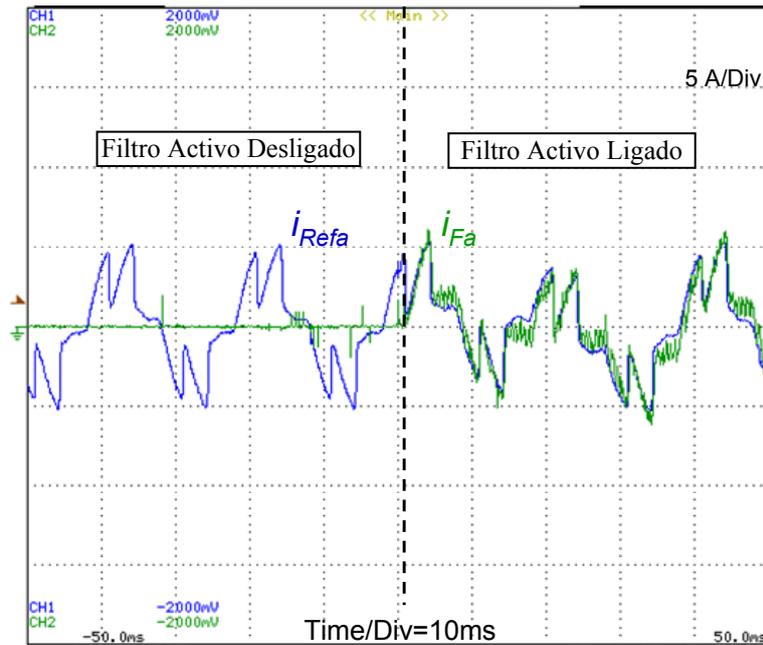


Figura 6.19 - Corrente de referência ( $i_{Refera}$ ) e no inversor ( $i_{Fa}$ ) para a fase  $a$ , antes e após o filtro activo ser ligado (2º Caso).

A Figura 6.20 (a) apresenta as correntes na fonte,  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$  e  $i_{sn}$ , antes e depois do transitório de ligação do filtro activo. Como é possível observar, antes do filtro activo ser ligado estas estão distorcidas e desequilibradas, mas após a ligação estas ficam sinusoidais, embora com um pequeno desequilíbrio. Este desequilíbrio é minimizado quando o filtro se encontra em operação em regime permanente, como ilustrado na Figura 6.20 (b).

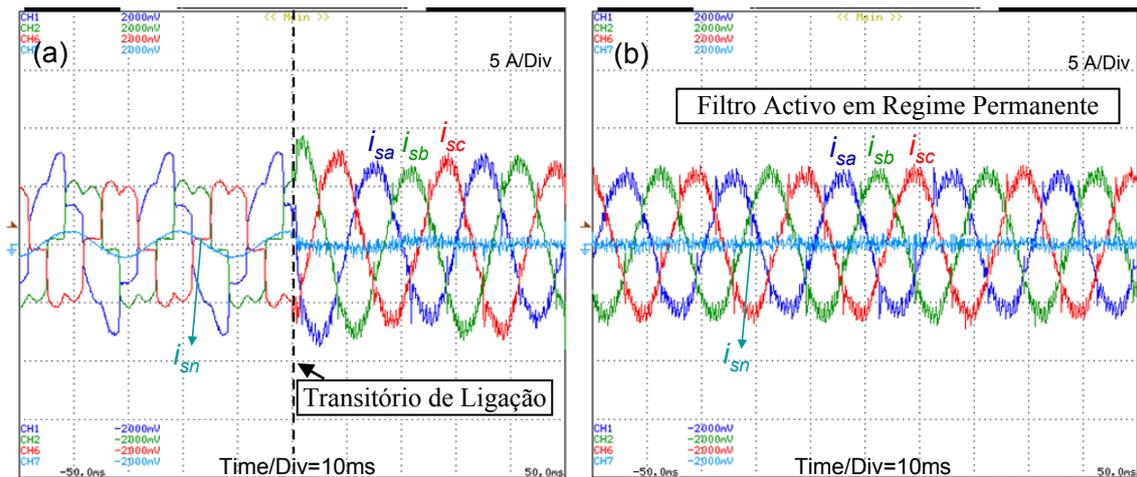


Figura 6.20 – Formas de onda das correntes na fonte: (a) Transitório de ligação do filtro activo; (b) Filtro activo em regime permanente (2º Caso).

A Figura 6.21 mostra as tensões nos condensadores do lado CC do inversor quando o filtro activo é ligado ao sistema eléctrico, que opera apenas com o rectificador trifásico não controlado como carga. Neste caso as tensões nos condensadores não apresentam oscilações. Quando é inserida a carga monofásica ao sistema, as tensões nos condensadores do lado CC passam a apresentar um *ripple*. Do mesmo modo que foi observado no 1º Caso, no instante em que é ligada a carga monofásica, o filtro activo passa a produzir uma potência instantânea oscilante, com o dobro da frequência do sistema eléctrico. As tensões nos condensadores do lado CC apresentam um *ripple* devido à presença desta componente oscilante de potência fornecida à carga pelo filtro activo. Este *ripple* está ilustrado na Figura 6.22.

Os resultados obtidos com os algoritmos do 2º Caso são similares aos obtidos com os algoritmos do 1º Caso.

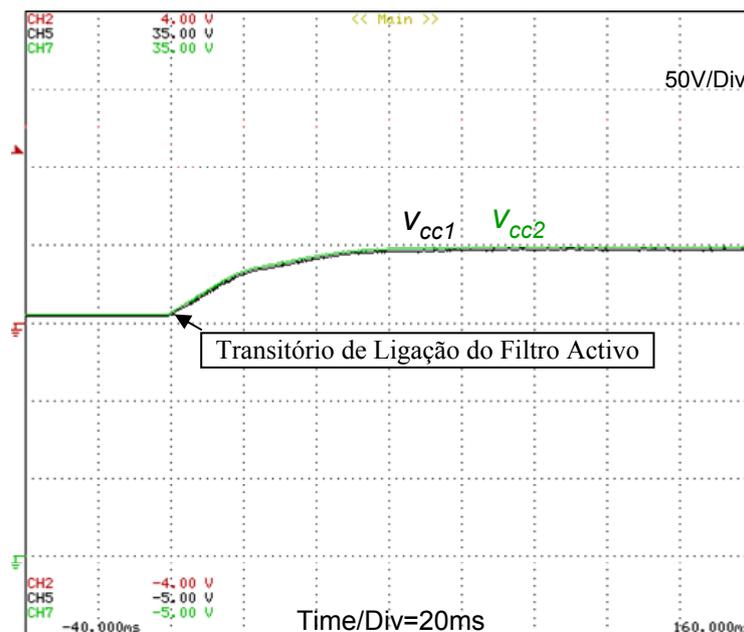


Figura 6.21 - Tensões do lado CC do inversor com o filtro activo a operar apenas com o rectificador trifásico como carga (2º Caso).

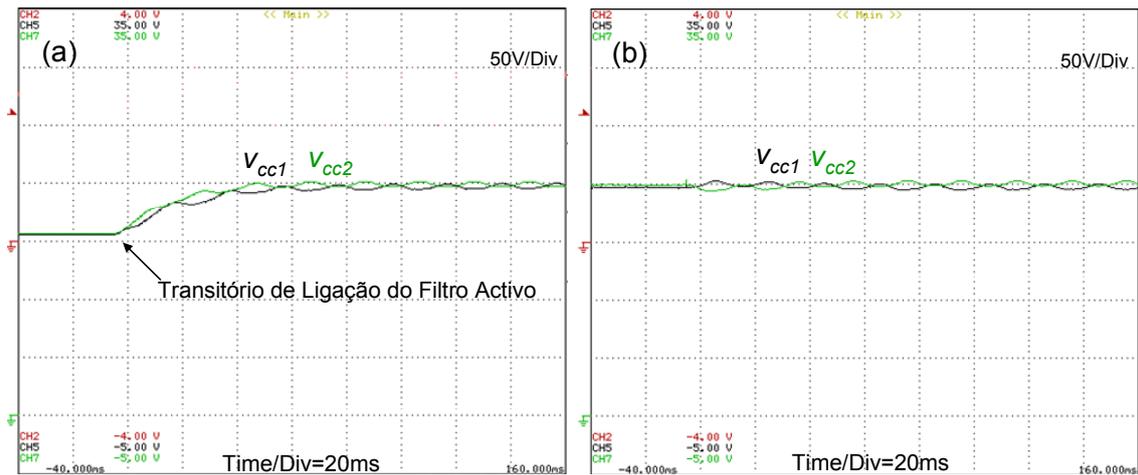


Figura 6.22 – Tensões do lado CC do inversor com o filtro activo a operar com carga desequilibrada: (a) Transitório de ligação do filtro activo; (b) Filtro activo em regime permanente (2º Caso).

De seguida são apresentados os valores de THD das correntes da fonte com o filtro activo desligado e em operação. Como é possível observar na Tabela 6.3, o 2º Caso apresenta um comportamento similar ao apresentado no 1º Caso. O THD das correntes na fonte foi reduzido em média aproximadamente 62 % e a corrente de neutro diminuiu 53 %.

Tabela 6.3 – Valores eficazes das correntes na fonte e THD (2º Caso).

Sem Filtro Activo			
Fase A	Fase B	Fase C	Neutro
I = 7,5 A	I = 5,9 A	I = 3,8 A	4,0 A
THD = 22,5 %	THD = 28,5 %	THD = 29,3 %	
Com Filtro Activo em Funcionamento			
I = 6,3 A	I = 6,5 A	I = 6,4 A	1,9 A
THD = 10,8 %	THD = 9,4 %	THD = 9,7 %	

### 6.3.3. Sistema de Controlo Composto pelo Algoritmo “Correntes Sinusoidais de Fryze” com o Algoritmo Reg<sub>CC-2</sub> (3º Caso)

Neste terceiro e último ensaio são apresentados os resultados experimentais com o algoritmo baseado nas “Correntes Sinusoidais de Fryze”, utilizado para calcular as correntes de referência, e com o algoritmo Reg<sub>CC-2</sub>, utilizado para regular e equilibrar as tensões nos condensadores do lado CC do inversor.

A Figura 6.3 apresenta a tensão do sistema na fase  $a$ ,  $v_a$ , e a corrente na fonte na fase  $a$ ,  $i_{Sa}$ , antes e após o transitório em que é ligado o filtro activo, e quando o filtro activo se encontra em operação em regime permanente. Inicialmente, enquanto o filtro activo está desligado, a corrente  $i_{Sa}$  apresenta distorções e um atraso em relação à tensão

$v_a$ . No instante em que é ligado o filtro activo,  $i_{sa}$  torna-se sinusoidal e em fase com a componente fundamental da tensão do sistema. As distorções e a componente indutiva presente nas correntes da carga são compensadas, devido à corrente que o filtro activo injecta no sistema eléctrico, apresentada na Figura 6.24 para a fase  $a$ .

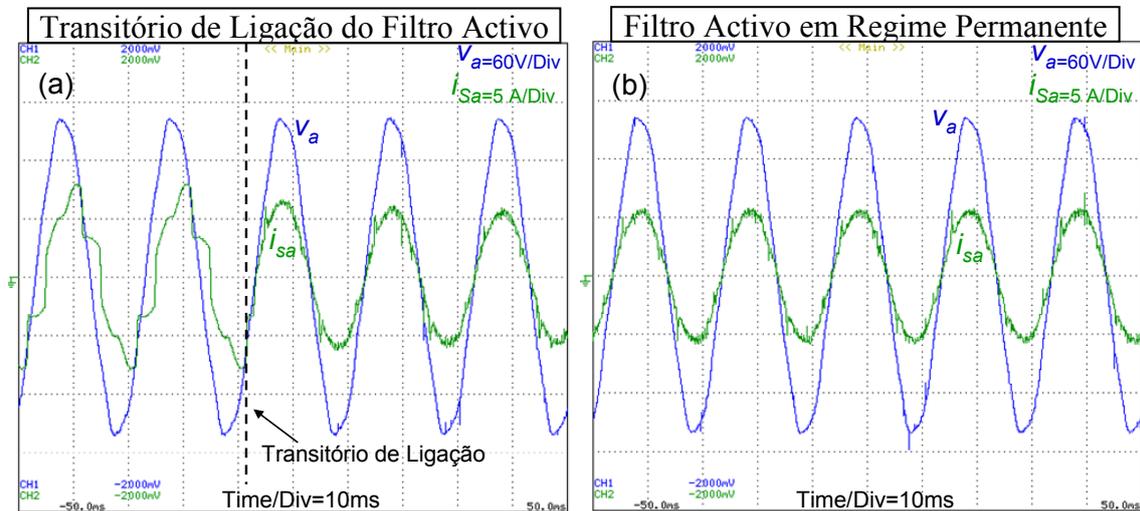


Figura 6.23 - Formas de onda na fase  $a$  ( $v_a$  – tensão do sistema,  $i_{sa}$  – corrente na fonte): (a) Filtro Activo no transitório de ligação; (b) Filtro activo a operar em regime permanente (3º Caso).

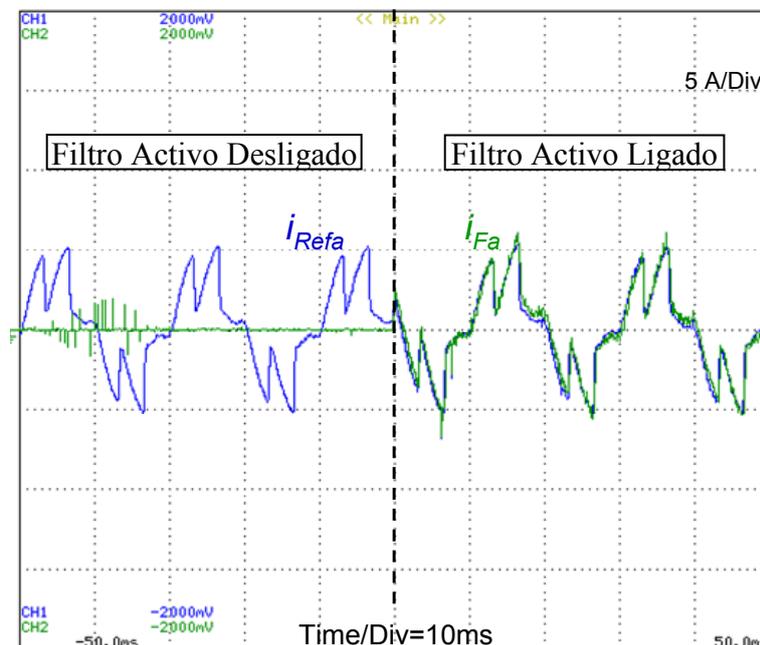


Figura 6.24 - Corrente de referência ( $i_{Refa}$ ) e no filtro activo ( $i_{Fa}$ ) para a fase  $a$ , antes e após o filtro activo ser ligado (3º Caso).

Na Figura 6.25 são apresentadas as correntes nas 3 fases e no neutro na fonte imediatamente antes e após o filtro activo ser ligado, e quando este se encontra a operar em regime permanente. Tal como nos casos anteriores, as correntes na fonte enquanto o

filtro activo está desligado apresentam distorções e desequilíbrios. No instante em que se dá a ligação do filtro activo as correntes na fonte passam a ficar sinusoidais, mas com um pequeno desequilíbrio, que é atenuado com o filtro activo a operar em regime permanente.

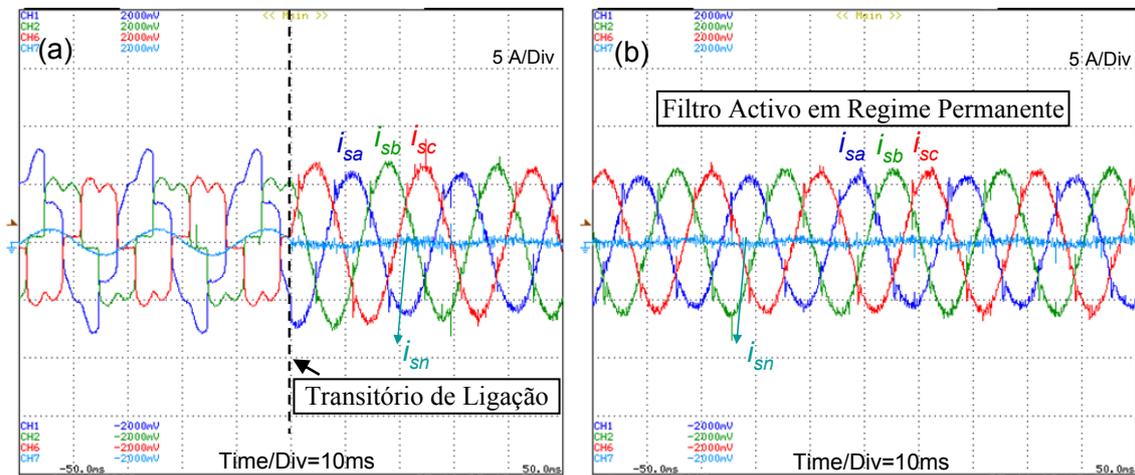


Figura 6.25 – Formas de onda das correntes nas 3 fases e neutro na fonte: (a) Transitório de ligação do filtro activo; (b) Filtro activo em regime permanente (3º Caso).

Conforme observado nos casos anteriores, a presença de uma carga equilibrada não interfere na regulação das tensões do lado CC do inversor, como ilustrado na Figura 6.26, mas a presença de uma carga desequilibrada faz com que o filtro activo produza uma potência instantânea oscilante com o dobro da frequência da rede, o que resulta numa presença de *ripple* nas tensões do lado CC, conforme apresentado na Figura 6.27.

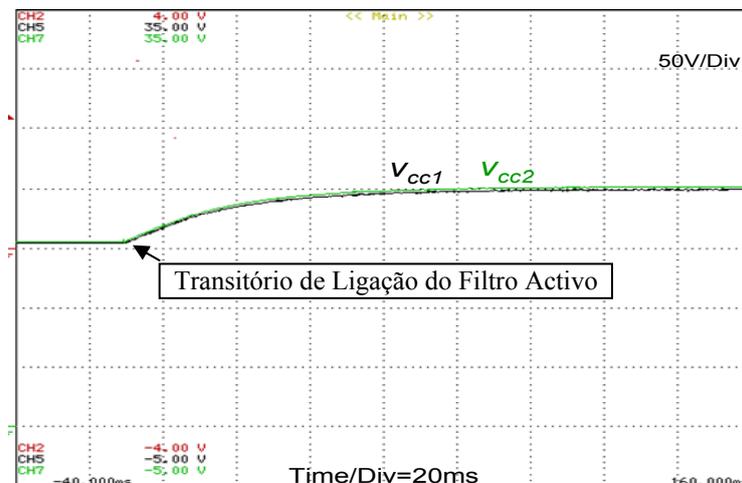


Figura 6.26 – Tensões do lado CC do inversor com o filtro activo a operar apenas com o rectificador trifásico como carga (3º Caso).

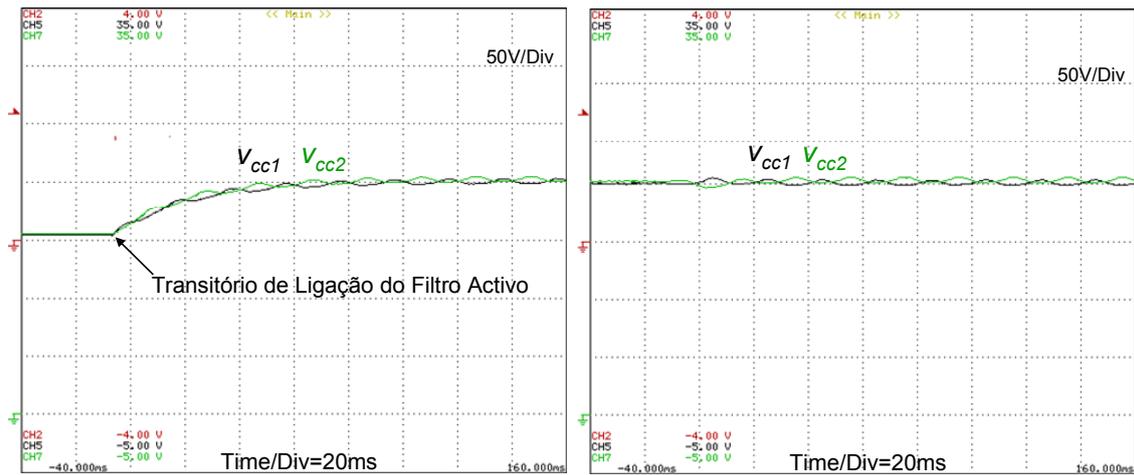


Figura 6.27 - Tensões do lado CC do inversor com o filtro activo a operar com carga desequilibrada: (a) Transitório de ligação do filtro activo; (b) Filtro activo em regime permanente (3º Caso).

Nos três casos analisados há um erro em regime permanente entre o valor de referência (200 V) e o valor médio das tensões nos condensadores do lado CC. Isto ocorre pelo facto dos algoritmos utilizados para regular as tensões do lado CC não utilizarem controladores do tipo PI (proporcional integral). Contudo, este erro não comprometeu o desempenho do filtro activo, uma vez que as correntes na fonte permanecem sinusoidais e equilibradas mesmo com a presença da carga desequilibrada.

Os resultados obtidos neste ultimo caso são um pouco melhores do que os obtidos nos dois casos anteriores. O THD foi reduzido em média aproximadamente 71 % e a corrente de neutro diminuiu 65 %.

Tabela 6.4 - Valores eficazes das correntes na fonte e THD (3º Caso).

Sem Filtro Activo			
Fase A	Fase B	Fase C	Neutro
I = 7,5 A	I = 5,9 A	I = 3,8 A	4,0 A
THD = 22,5 %	THD = 28,5 %	THD = 29,3 %	
Com Filtro Activo em Funcionamento			
I = 6,6 A	I = 6,5 A	I = 6,4 A	1,4 A
THD = 8,8 %	THD = 6,3 %	THD = 7,3 %	

## 6.4. Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais da operação do Filtro Activo de Potência do Tipo Paralelo desenvolvida no âmbito desta dissertação. O comportamento do filtro activo foi observado inicialmente com o sistema de controlo composto pelo algoritmo “Correntes sinusoidais na Fonte” e pelo algoritmo Reg<sub>CC-1</sub>,

com uma tensão de alimentação de 50 V. Este ensaio inicial serviu para validar o *hardware* e uma das combinações dos algoritmos de controlo descritos no capítulo 3. Também foram realizados ensaios com uma tensão de alimentação de 115 V. Com este nível de tensão foram utilizados todas as combinações dos algoritmos apresentados no capítulo 3.

É importante comentar o uso do circuito de sincronismo que faz com que o filtro activo tenha a capacidade de injectar correntes no sistema de modo a que as correntes na fonte sejam sinusoidais e equilibradas, mesmo que as tensões do sistema estejam distorcidas e desequilibradas.

Com base nos resultados experimentais obtidos foi observado um comportamento similar do filtro activo com o uso dos dois algoritmos apresentados para calcular as correntes de referência de compensação. Em ambos os casos, no transitório em que o filtro activo foi ligado observou-se um pequeno desequilíbrio nas correntes na fonte, que contudo ficou atenuado em regime permanente. Com os algoritmos apresentados para a regulação das tensões do lado CC do inversor as tensões do lado CC ficam estabilizadas, apresentando um pequeno erro em regime permanente inferior a 5 V. Outro aspecto consiste no facto destas tensões permanecerem equilibradas, mesmo com a presença da carga desequilibrada. Deste modo o filtro activo responde de forma satisfatória, mantendo as correntes nas fases da fonte equilibradas e a corrente no neutro na fonte praticamente nula.

O sistema de controlo com base nas “Correntes Sinusoidais de Fryze” e com o algoritmo  $Reg_{CC-2}$  apresentou um comportamento ligeiramente superior às outras combinações de algoritmos implementados e testados. Isto pode ser observado com base nos resultados apresentados na Tabela 6.2, Tabela 6.3 e Tabela 6.4.

# CAPÍTULO 7

## Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros

### 7.1. Conclusões

Neste trabalho foi descrito um Filtro Activo de Potência do Tipo Paralelo para sistemas trifásicos a quatro fios, com o sistema de controlo composto por diferentes algoritmos, tanto para determinar as correntes de referência, como para regular e equilibrar as tensões nos condensadores do lado CC. O comportamento do Filtro Activo Paralelo foi observado com base em resultados de simulação e experimentais.

No Capítulo 2 foi feita uma breve descrição sobre duas definições para as potências eléctricas no domínio do tempo. Este estudo foi necessário uma vez que o sistema de controlo deve ser composto por algoritmos que dêem capacidade ao filtro activo para actuar, em tempo real, sobre as distorções e desequilíbrios presentes na corrente da carga, para além de compensar o factor de potência. Com a utilização da teoria apresentada por Akagi, denominada por “Teoria p-q”, conseguiu-se ter uma maior flexibilidade a nível de controlo das correntes de compensação, visto ser possível separar a potência instantânea de sequência zero da potência real instantânea. Nas definições apresentadas por Fryze não é possível efectuar tal separação, desse modo não há a possibilidade em compensar a potência instantânea de sequência zero de forma isolada.

O Capítulo 3 teve como objectivo ilustrar o princípio de funcionamento do Filtro Activo de Potência do Tipo Paralelo e mostrar como este condicionador pode, de facto, minimizar o conteúdo harmónico e o desequilíbrio das correntes na fonte num sistema trifásico a quatro fios, para além de compensar o factor de potência. Foi observado que para o filtro activo operar em condições normais é necessário o uso de algoritmos de modo a manter as tensões nos condensadores do lado CC reguladas e equilibradas.

Foram realizados testes iniciais com os algoritmos utilizados para obter as correntes de referência com uso do programa *MATLAB*. Nestes testes observou-se que estes algoritmos apresentaram um comportamento similar, num sistema apresentando tensões e correntes distorcidas e desequilibradas. Também foi descrita a técnica de comutação a ser utilizada. O comportamento destes algoritmos mostrou ser similar.

Estes algoritmos fazem uso de um circuito de sincronismo, que gera sinusóides sincronizadas com a componente fundamental de sequência positiva das tensões do sistema.

No Capítulo 4 o Filtro Activo Paralelo implementado foi estudado através de simulações, com o sistema de controlo composto pelos algoritmos apresentados no Capítulo 3. Com base nos resultados de simulação obtidos, foi observado um comportamento similar do filtro activo quando foi submetido aos algoritmos para determinação das correntes de referência “Correntes Sinusoidais na Fonte” e “Correntes Sinusoidais de Fryze”. Isto pode ser comprovado tanto no transitório em que o filtro activo é ligado, como no transitório em que a carga monofásica, que torna o sistema desequilibrado, é conectada. Mesmo com a carga desequilibrada o filtro activo continua a actuar de forma satisfatória, de modo a manter as correntes na fonte sinusoidais e equilibradas.

No Capítulo 5 é feita a descrição da implementação do Filtro Activo Paralelo trifásico a 4 fios desenvolvido no decorrer deste trabalho de Mestrado Integrado. Foram abordadas as características e as funções de cada dispositivo que faz parte do circuito de potência e do sistema de controlo, tal como as suas funcionalidades.

Devido à complexidade do *hardware* desenvolvido foram realizados ensaios de forma independente. Inicialmente foi efectuado um ensaio em malha aberta ao inversor, com o objectivo de verificar o seu correcto funcionamento. No sistema de controlo foram configurados os ADCs das grandezas medidas e condicionadas. Conforme descrito no Capítulo 3, estas grandezas eléctricas correspondem às correntes na carga, correntes no filtro activo, tensões no sistema eléctrico e tensões dos condensadores do lado CC do inversor. A implementação deste equipamento passou por várias fases, devido à complexidade que este apresenta, por isso a necessidade da realização de testes independentes.

No Capítulo 6 foram apresentados os resultados experimentais. O comportamento do filtro activo foi observado inicialmente com uma tensão de 50 V (tensão fase-neutro), com o sistema de controlo composto pelo algoritmo “Correntes Sinusoidais na Fonte” e pelo algoritmo  $Reg_{CC-1}$ . De seguida os resultados experimentais foram obtidos com uma tensão de 115 V (tensão fase-neutro), com o sistema de controlo composto pelas 3 combinações de algoritmos apresentados no Capítulo 3. No Capítulo 4 foi

mostrado o comportamento do filtro activo com o uso dessas combinações de algoritmos por meio de resultados de simulação.

O circuito de sincronismo implementado actuou de forma satisfatória, com o Filtro Activo Paralelo a injectar correntes no sistema de modo que as correntes na fonte sejam sinusoidais e equilibradas, mesmo quando as tensões do sistema estejam distorcidas.

As tensões do lado CC do inversor, com uso dos algoritmos para regulação das tensões do lado CC  $Reg_{CC-1}$  e  $Reg_{CC-2}$ , ficam estabilizadas e equilibradas, apresentando um pequeno erro (valor médio do erro inferior a 5 V) em regime permanente. Contudo este erro em regime não comprometeu o desempenho do filtro activo.

O sistema de controlo com base nas “Correntes Sinusoidais de Fryze” e com o algoritmo  $Reg_{CC-2}$  apresentou um desempenho ligeiramente superior às outras combinações de algoritmos implementados e utilizados. Isto pode ser observado com base nos resultados apresentados na Tabela 6.2, Tabela 6.3 e na Tabela 6.4. Contudo, como os restantes algoritmos apresentaram um comportamento similar o esforço computacional requerido pelos algoritmos apresentados pode ser considerado como o parâmetro diferencial na escolha do sistema de controlo a ser utilizado.

## **7.2. Sugestões para Trabalhos Futuros**

Os resultados obtidos neste trabalho apontam para um desempenho satisfatório dos algoritmos de controlo apresentados. Contudo, existe ainda a necessidade de serem realizados novos testes e ensaios para uma melhor análise do comportamento do filtro activo com estes algoritmos. Estes testes poderiam incluir o Filtro Activo Paralelo a actuar em sistemas eléctricos com potências mais elevadas, tensões do sistema com desequilíbrios, entre outras condições.

Outro aspecto interessante consiste em observar o comportamento do Filtro Activo Paralelo em sistemas eléctricos que apresentem filtros passivos instalados. Desse modo seria possível verificar se o desempenho dos filtros passivos melhora com a instalação do filtro activo.

Os algoritmos de controlo apresentados nesta dissertação podem ser optimizados, de modo a que o esforço computacional possa ser reduzido. Com isso é possível fazer

com que o filtro activo tenha um maior número de funcionalidades, como por exemplo manter as tensões do sistema reguladas na presença de afundamentos (operação do filtro activo como uma espécie de STATCOM - *Synchronous Static Compensator*).

Uma outra análise interessante seria comparar o desempenho do Filtro Activo Paralelo substituindo o ganho proporcional no algoritmo para regulação das tensões do lado CC por um controlador PI (proporcional - integral). O uso de um controlador PI, apesar de aumentar o esforço computacional, permitiria minimizar o erro em regime das tensões dos condensadores do lado CC. Com uso somente do ganho proporcional, estas tensões apresentam um erro em regime, que para os casos analisados neste trabalho foi inferior a 5 V.

A implementação destas sugestões permitiria uma melhor análise do comportamento do Filtro Activo Paralelo com a topologia apresentada, de modo a observar se este condicionador pode ser, de facto, uma alternativa à topologia dos Filtros Activos Paralelos para sistemas a 4 fios que utiliza 4 ramos de inversores com apenas 1 condensador do lado CC do inversor.

**REFERÊNCIAS**

- [1] IEEE Standard 519-1992, Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, 1993
- [2] IEEE Task Force, “Effects of Harmonics on Equipments”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 8, N.º 2, pp 672 – 680, Abril 1993.
- [3] Akagi, H., Kanazawa, Y. e Nabae, A., “Generalized theory of the Instantaneous reactive power in three-phase circuits,” in Proc. IEEE IPEC - Tokyo, 1983, pp. 1375 – 1386
- [4] E. H. Watanabe; R. M. Stephan; M. Aredes; New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads; *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, no. 2, Abr. 1993; pp. 697 – 703
- [5] L. Malesani, L. Rosseto, P. Tenti, “Active filter for reactive power and harmonics compensation”, in *IEEE PESC 1986*, pp.321-330.
- [6] Fryze, S., “Wirk-, Blind- und Scheinleistung in elektrischen Stromkaisen mit nichtsinusförmigem Verlauf von Strom und Spannung,” *ETZ-Arch. Elektrotech.*, vol. 53, 1932, pp. 596-599, 625-627, 700-702
- [7] Budeanu, C. I., “Puissances reactivas et fictives,” *Instytut Romain de l’Energie*, pub.no.2, 1927.
- [8] P.S.Filipski, Y.Baghzouz e M.D.Cox,” Discussion of power definitions contained in the IEEE dictionary”, *IEEE Trans.Power Delivery*, vol.9,pp.1237-1244, july 1994.
- [9] Fang Z. Peng e Leon M. Tolbert,” Compensation of Non-Active Current in Power Systems –definitions from Compensation Standpoint”, *Power Electronics Specialists Conference, 2002.PESC 02.2002 IEEE 33<sup>rd</sup> anual Volume 4*, 23-27 June 2002 Page(s):1779 - 1784
- [10] Budeanu, C. I., “The Different Options and Conceptions Regarding Active Power in Non-sinusoidal Systems”, *Instytut Romain de l’Energie*, pub. no.4, 1927.
- [11] E. W. Kimbark. *Direct Current Transmission*, volume 1. Wiley-Interscience, 1971.
- [12] W. Shepherd and P. Zakikhani. Suggested definitions of reactive power for non sinusoidal systems. *IEE Proceedings*, 119(9):1361 {1362, September 1972.
- [13] L. S. Czarnecki. Orthogonal decomposition of the currents in a 3-phase nonlinear asymmetrical circuit with a non sinusoidal voltage source. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, 37(1):30 {34, march 1988.
- [14] M. Depenbrock. Investigations of the voltage and power conditions at converters without energy storage. Phd thesis, Technical University of Hannover, Hannover, Germany, 1962.(in german).
- [15] Malesani, L., Rosseto, L. e Tenti, P., “Active filter for reactive power and harmonics compensation,” in *IEEE PESC, 1986*, pp. 321-330.

- [16] J. L. Willems. A new interpretation of the akagi-nabae power components for non sinusoidal three-phase situations. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, 41(4):523{527, august 1992.
- [17] F. Peng and J-S. Lai. Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, 45(1):293{297, february 1996.
- [18] D.A.Marshall, J.D.Van Wyk, F.P.Venter, L.Maiesani e A.Zuccato, "A comparative Evaluation Of Power Theories", IEEE Harmonics in Power Systms ICHPS V International Conferences , 22-25 sept 1992, pp.142-150
- [19] M.Aredes e E. H. Watanabe "New Control Algorithms for séries and shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters", IEEE Trans. Power Delivery, vol.10,nº3, Julho 1995, pp.1649-1656.
- [20] J. L. Afonso; M. J. S. Freitas; J. S. Martins; p-q Theory Power Components Calculations; 2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '03, vol. 1, 9-11 Jun. 2003; pp.: 385 – 390
- [21] João L. Afonso, Júlio S. Martins, Maurício Aredes, Edson H. Watanabe; Filtro Ativo Paralelo com Controlo Digital de Baixo Custo; IV SBQEE – Seminário Brasileiro de Qualidade da Energia Eléctrica; Porto Alegre – Brasil; 12-17 Ago. 2001; pp
- [22] Henrique J.Ribeiro da Silva, Julio S.Martins e João L.Afonso," Avaliação de Diferentes Técnicas de Análise de Sistemas Eléctricos com Formas de Onda Não-Sinusoidais", IV SBQEE – Seminário Brasileiro de Qualidade da Energia Eléctrica, Porto Alegre/RS, 12 a 17 de Agosto de 2001,pp.
- [23] E.Clark, Circuit Analysis of A-C Power Systems, vol I- Symetrical and Related Componentes,Jonh Wiley and Sons, 1943.
- [24] J. Afonso, "Filtro Ativo Paralelo com Controlo Digital para a Melhoria da Qualidade de Energia Eléctrica", Tese de Doutoramento, Universidade do Minho, 2000
- [25] Emílio Ferreira do Couto; Simulações e Análise de um Filtro Activo Paralelo Trifásico com Controlo Baseado na Teoria p-q; Tese de Mestrado; Universidade do Minho; 2004.
- [26] Aredes, M," Active Power Line Conditioners," Doktor Ing. Thesis, TechischenUniversität Berlim, março 1996.
- [27] Edson H.Watanabe, Richard M.Stefhan and Mauricio Aredes,"New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads",IEEE Transaction on Power Delivery, Vol 8,nº2, April 1993
- [28] Luís Fernando Corrêa Monteiro "Algumas Contribuições Para Controle de Filtros Ativos, " Tese de Mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Dezembro 2003.
- [29] Aredes, M," Active Power Line Conditioners," Doktor Ing. Thesis, TechischenUniversität Berlim, março 1996
- [30] M. Aredes, J. Häfner, K. Heumann, "Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter Control Strategies," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 12, no. 2, pp. 311 318, March 1997

- [31] B. R. Lin, T. Y. Yang, "Three-Level voltage-source inverter for shunt active filter," IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 151, N°6, November 2004, pp. 744-751.
- [32] Fukuda, S. e Endoh, T., "Control Method for a Combined Active Filter System Employing a Current Source Converter and a High Pass Filter," IEEE Trans. Ind.App., vol. 31, no. 3, Maio /Junho 1995, pp. 590-595.
- [33] H. Akagi; Trends in Active Power Line Conditioners; IEEE Transactions on Power Electronics; vol. 9; no. 3; Mai. 1994; pp. 263 – 268
- [34] Rodriguez, J.; Jih-Sheng Lai; Fang Zheng Peng; "Multilevel Inverters: a Survey of Topologies, Controls, and Applications"; IEEE Transactions on Industrial Electronics; vol. 49; no. 4; Ago. 2002; pp. 724 – 738
- [35] Monteiro, L. F. C, Cunha Costa, J. C., Aredes, M., Afonso, J. L.; "A Three-Level Unified Power Quality Conditioner," Proceedings (CD-ROM), VIII Congresso Brasileiro de Electrónica de Potência, Recife/PE, Brasil.
- [36] Ricardo Luís Guerreiro Preguitzer,"Simulações computacionais de Filtros activos de potencia em condições reais de operação", Tese de Mestrado,Universidade do Minho,2006.
- [37] SineWave,Model AC-120, documentation from MGE UPS systems Ref. MGE 0023-UK0-1,2004, no site, [http://www\\_mgeups.com](http://www_mgeups.com)
- [38] Pedro Rodrigues Cortés, " Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos", Universitat Politècnica de Catalunya, 2005
- [39] Texas Instrument; "TMS320F2810, TMS320F2812, Digital Signal Processors - Data Manual," July 2003
- [40] B. R. Lin, T. Y. Yang, "Three-Level voltage-source inverter for shunt active filter," IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 151, N°6, November 2004, pp. 744-751
- [41] Monteiro, L. F. C. e Aredes, M., "A comparative analysis among different control strategies for shunt active filters," Proc. (CDROM) of the V INDUSCON – Conferência de Aplicações Industriais, Salvador, Brasil, Julho 2002, pp. 345-350.
- [42] Mitsubishi; "Mitsubishi Intelligent Power Modules PM25RSB120 – Data Manual," September 1998.
- [43] <http://80.168.111.40/servlet/AdminBHC?purpose=spec&partNo=ALS31A472NP450>
- [44] LEM; Current Transducer LA-55P datasheet.
- [45] LEM; Voltage Transducer LV-20P datasheet
- [46] DL 708 Digital Scope – User's Manual, Yokogawa Electric Corporation, IM 701830-01 E, 1ª edição, Jan.1999.