

Simulações Computacionais de Filtros Activos de Potência em Condições Reais de Operação

Ricardo Luís Guerreiro Pregitzer

Dissertação de Mestrado submetida ao Conselho Científico da Escola de Engenharia da Universidade do Minho como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Electrónica Industrial.

Examinada pelo Júri composto pelos seguintes Doutores:

António José de Pina Martins
(Prof. Auxiliar – Universidade do Porto)

Carlos Alberto Caridade Monteiro e Couto
(Prof. Catedrático – Universidade do Minho)

Júlio Manuel de Sousa Barreiros Martins
(Prof. Associado – Universidade do Minho)

João Luiz Afonso
(Prof. Auxiliar – Universidade do Minho)
Orientador

Guimarães, PORTUGAL

Setembro de 2006

À Bianca

AGRADECIMENTOS

Ao Professor João Luiz Afonso, meu orientador nesta dissertação, pelo seu encorajamento, apoio, dedicação e disponibilidade demonstrados ao longo deste trabalho. E também pelas críticas e sugestões efectuadas durante a orientação.

Ao Professor Júlio Manuel de Sousa Barreiros Martins, pelo auxílio prestado em alguns momentos, importantes para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao Luís Monteiro, por todo o apoio e troca de informação ao longo deste trabalho.

Aos meus colegas de Mestrado e amigos Luís Louro e Tiago Sousa, por todo o apoio prestado e pelo companheirismo demonstrado ao longo do tempo.

Aos meus colegas de laboratório Andreia Brízida, José Cunha, José Carlos Costa e Raul Almeida, pela amizade e óptimo ambiente no laboratório, assim como pela ajuda prestada no decorrer deste trabalho.

Ao Eng. João Paulo do Carmo pela presença amiga e pelas sugestões dadas.

À Bianka, por esperar pacientemente e por estar sempre a meu lado, mesmo quando está tão longe.

Aos meus pais Pedro e Manuela e ao resto da minha família pelo enorme encorajamento dado para que eu embarcasse nesta aventura.

RESUMO

O uso intensivo de cargas não lineares, tais como variadores de velocidade para motores, PCs, UPSs, entre outras, tem contribuído para uma menor qualidade da energia eléctrica, trazendo como consequências o aumento das perdas, e em certos casos resulta num decréscimo da produtividade, ou mesmo em perdas económicas graves.

Com o intuito de mitigar os problemas relacionados com a qualidade da energia eléctrica, iniciou-se nos anos 70 a investigação nos Filtros Activo de Potência. Estes equipamentos, que utilizam um inversor de electrónica de potência, são capazes de compensar problemas relacionados com a forma de onda da tensão e/ou da corrente, consoante o tipo específico de filtro activo.

Este trabalho descreve três tipos de filtros activos de potência: o Filtro Activo Paralelo, o Filtro Activo Série e o Filtro Activo Série-Paralelo. São introduzidas teorias de controlo e topologias de hardware para cada um dos filtros activos, e foram desenvolvidos modelos de simulação e realizadas simulações computacionais que visam mostrar o comportamento destes equipamentos.

O Filtro Activo Paralelo é utilizado para compensar harmónicos e desequilíbrios de corrente, e também o factor de potência. São apresentadas simulações computacionais que mostram o seu desempenho em regime permanente e em regime transitório, e serão efectuados os seguintes testes ao filtro activo: ser levado a operar em sobrecarga, funcionamento em conjunto com filtros passivos e bancos de condensadores, etc. O Filtro Activo Paralelo é também simulado num caso em que é utilizado como interface entre fontes de energia renovável e a rede eléctrica.

O Filtro Activo Série é utilizado para compensar problemas relacionados com a tensão. As simulações efectuadas visam estudar o seu comportamento para diferentes objectivos de compensação.

O Filtro Activo Série-Paralelo é o equipamento mais próximo de uma solução universal para compensação de problemas de qualidade de energia eléctrica. Neste trabalho são efectuadas algumas simulações que visam demonstrar as potencialidades e os desafios que este tipo de filtro activo apresenta.

Palavras-Chave: Filtros Activos de Potência, Melhoria da Qualidade da Energia Eléctrica, Simulações Computacionais.

ABSTRACT

The intensive use of non-linear loads, like variable speed drives for motors, PCs, UPSs, and others, has contributed for the decrease of the electrical power quality with the following consequences: an increase of the electrical losses, and in some cases loss of productivity and even large economic losses.

In the 1970s investigation on Active Power Filters was initiated in order to mitigate the problem related to electrical power quality. These equipments use a power electronics inverter and are capable of compensating problems related to the voltage and/or current waveforms, depending on the specific type of active filter.

This work presents three Active Power Filters: the Shunt Active Filter, the Series Active Filter and the Universal Power Quality Conditioner. Several control theories and hardware topologies are introduced, a simulation model was created for each active filter and simulation results are presented to show the behaviour of these equipments.

The Shunt Active Filter can be used to compensate current harmonics and imbalance, as well as the power factor. A simulation model of this active filter is designed and simulation results are presented both during the steady-state and during the transient period. Several tests will be carried through: overload operation, and operation together with capacitor banks and passive current filters, among other situations. The Shunt Active Filter will also be simulated working as the interface between renewable power sources and the electrical grid.

The Series Active Filter is used to compensate problems related to the voltage waveform. The simulations were meant to study the behaviour of this active filter for different types of compensation (with and without imbalance, as well as with and without power source on the dc side).

The Universal Power Quality Conditioner is the equipment that is closer to solving the entire range of power quality problems. The simulations for this active filter have the objective of showing the potentialities and challenges this equipment will present during the implementation phase.

Keywords: Active Power Filters, Power Quality Improvement, Computer Simulations.

Índice

Resumo	vii
Abstract	ix
Capítulo 1 – Introdução	
1.1 Identificação do Problema	1
1.2 Motivação para o Trabalho	1
1.3 Objectivos do Trabalho	2
1.4 Organização da Tese	3
1.5 Problemas de Qualidade da Energia Eléctrica	4
1.5.1 Cavas de Tensão (<i>Sags</i>)	4
1.5.2 Sobretensões Temporárias (<i>Swell</i>)	5
1.5.3 Interrupções	6
1.5.4 Variações de Longa Duração.....	6
1.5.5 Transitórios	7
1.5.6 Micro Cortes (<i>Notches</i>)	8
1.5.7 Harmónicos	9
1.5.8 Inter-Harmónicos	10
1.5.9 Flutuações de Tensão (<i>Flicker</i>)	10
1.5.10 Ruído de Alta-Frequência	11
1.5.11 Desequilíbrio	12
1.5.12 Factor de Potência	13
1.6 Soluções para Problemas de Qualidade de Energia	15
1.6.1 Filtros Passivos LC	16
1.6.2 Bancos de Condensadores	17
1.6.3 Fontes de Alimentação Ininterrupta (<i>UPS - Uninterruptible Power Supply</i>)	17
1.6.4 Restaurador Dinâmico de Tensão (<i>DVR - Dynamic Voltage Restorer</i>)	21
1.6.5 Filtro Activo Paralelo	22
1.6.6 Filtro Activo Série	22
1.6.7 Filtro Activo Híbrido	23

1.6.8	Filtro Activo Série Paralelo	24
1.6.9	Supressores de Transitórios (TVSS)	25
Capítulo 2 – Ferramentas de Simulação para Electrónica de Potência		
2.1	Necessidade de Utilização de Ferramentas de Simulação	29
2.2	<i>PSCAD</i>	30
2.3	<i>Matlab / Simulink</i>	32
2.4	<i>PLECS</i>	35
2.5	<i>Caspoc</i>	37
2.6	<i>Simplorer</i>	40
2.7	Escolha da Ferramenta de Simulação	42
Capítulo 3 – Filtro Activo Paralelo		
3.1	Introdução	45
3.2	Topologias de Inversores para Filtros Activos Paralelos	46
3.2.1	Topologia VSI de 2 Níveis	47
3.2.2	Topologia VSI de 3 Níveis NPC	47
3.2.3	Topologia VSI com Pontes Monofásicas	50
3.2.4	Topologias Estudadas neste Trabalho	51
3.3	Técnicas de Comutação dos Interruptores Semicondutores	52
3.3.1	Comparador com Histerese	53
3.3.2	<i>Periodic Sampling</i>	53
3.3.3	PWM Sinusoidal	54
3.3.4	<i>Space Vector PWM</i>	55
3.3.5	Técnica de Comutação com Controlador Baseado em Lógica Fuzzy	56
3.3.6	Técnicas de Comutação Escolhidas para o Inversor	57
3.4	Teorias de Controlo para o Filtro Activo Paralelo.....	58
3.4.1	Filtragem no Domínio das Frequências	59
3.4.2	Métodos Heteródinos	59
3.4.3	Algoritmos de Aprendizagem e Identificação de Padrões	60
3.4.4	Métodos no Domínio dos Tempos	60
3.4.5	Teoria de Controlo a Aplicar	61
3.5	Teoria p-q.....	61

3.5.1	Significado Físico das Potências Instantâneas	63
3.5.2	Cálculo das Correntes de Compensação	64
3.5.3	Cálculo da Potência de Regulação	65
3.6	Simulações em Matlab/Simulink	66
3.7	Teoria de Controlo Alternativa Baseada na Teoria p-q	71
3.8	Modelo de Simulação do Inversor do Filtro Activo Paralelo	73
3.9	Controlador do Filtro Activo Paralelo Implementado num Microcontrolador/DSP	73
3.9.1	Utilização da Média Deslizante	74
3.9.2	Simetrias no Cálculo da Componente Média da Potência Real Instantânea	75
3.9.3	Compensação de Atrasos do Filtro Activo Paralelo	76
3.9.4	Escolha do Período de Amostragem e Influência no Desempenho do Filtro Activo Paralelo	78
3.10	Modelos de Simulação de Sensores, de ADCs, de DACs e do Condicionamento de Sinais	81
3.10.1	Sensores	82
3.10.2	Condicionamento de Sinal	83
3.10.3	ADC	83
3.10.4	DAC	84
3.11	Modelo de Simulação do Sistema de Controlo	84
3.12	Simulações em PSCAD	85
3.12.1	Rectificador Trifásico com Carga RL e Cargas Passivas RL Desequilibradas)	85
3.12.2	Utilização do Filtro Activo Paralelo como Interface entre a Rede Eléctrica e Fontes de Energia Renováveis)	90
3.12.3	Bancos de Condensadores	95
3.12.4	Filtros Passivos LC para Compensação de Harmónicos de Corrente ..	103
3.12.5	Rectificador Trifásico com Carga RC Paralela	113
3.12.6	Sistema Desequilibrado com Conteúdo Harmónico Elevado	118
3.12.7	Transitório de Ligação Devido a Alteração Brusca de Cargas	128
3.12.8	Associação de Filtros Activos Paralelos	136
3.12.9	Problemas nas Formas de Onda das Tensões	142
3.13	Conclusões	148

Capítulo 4 – Filtro Activo Série

4.1	Introdução	149
4.2	Topologias para o Inversor do Filtro Activo Série	150
4.3	Teorias de Controlo para o Filtro Activo Série	152
4.3.1	Filtro Banda Adaptativo	152
4.3.2	PLL	155
4.3.3	Comparação entre os Detectores de Sequência Positiva Utilizados ...	159
4.4	Controlo da Tensão no Lado CC do Filtro Activo Série	163
4.5	Simulações do Filtro Activo Série	164
4.6	Filtro Activo Híbrido.....	170
4.7	Simulação do Filtro Activo Híbrido	172
4.8	Conclusões	175

Capítulo 5 – Filtro Activo Série-Paralelo

5.1	Introdução	179
5.2	Topologia dos Inversores do UPQC	180
5.3	Teoria de Controlo	181
5.4	Resultados de Simulação do Modelo com Inversores de 2 Níveis	186
5.5	Modificação do Andar de Potência do UPQC: Inversores de 3 Níveis	188
5.6	Resultados de Simulação do Modelo com Inversores de 3 Níveis	192
5.7	Conclusões	193

Capítulo 6 – Filtro Activo Paralelo – Implementação e Comparação com Modelo de Simulação

6.1	Introdução	195
6.2	Protótipo Laboratorial do Filtro Activo Paralelo	195
6.3	Modelo de Simulação do Filtro Activo Paralelo	197
6.4	Ambiente de Ensaios	198
6.5	Comparação entre Resultados do Protótipo Laboratorial e do Modelo de Simulação.....	201
6.6	Melhoramentos Futuros para o Protótipo Laboratorial	205
6.7	Conclusão	209

Capítulo 7 – Conclusões e Sugestões para Trabalho Futuro

7.1	Conclusões	211
7.1.1	Filtro Activo Paralelo	211
7.1.2	Filtro Activo Série	212
7.1.3	Filtro Activo Série-Paralelo	213
7.1	Sugestões para Trabalho Futuro	213
7.1.1	Filtro Activo Paralelo	214
7.2.2	Filtro Activo Série	214
7.2.3	Filtro Activo Série-Paralelo	215
	Referências	217

Capítulo 1

Introdução

1.1 Identificação do Problema

A qualidade da energia eléctrica, devido ao uso intensivo de cargas não-lineares, tem-se deteriorado cada vez mais, tornando-se num problema que afecta a produtividade do comércio e da indústria. Os problemas de qualidade de energia eléctrica traduzem-se, neste momento, em perdas para a economia que rondam os milhares de milhões de Euro de acordo com estatísticas publicadas pelo EPRI (*Electric Power Research Institute*). Como exemplo, numa instalação ligada à indústria automóvel, o consumo de energia eléctrica traduzia-se num custo de €1.600 por hora aproximadamente, no entanto, um único afundamento na tensão com uma duração de cerca de 10 ms poderia ter custos na ordem dos €160.000 devido à interrupção dos processos produtivos [1].

Para tentar resolver os problemas relacionados com a qualidade da energia eléctrica, *Gyugyi* e *Strycula* começaram a investigar soluções para este tipo de problemas e introduziram em 1976 o conceito de Filtros Activos de Potência [2]. Estes equipamentos serão abordados com algum detalhe ainda neste capítulo e também nos capítulos subsequentes. O objectivo destes equipamentos consiste em compensar problemas que afectem o bom funcionamento das cargas ou do sistema eléctrico, mesmo que as condições do sistema eléctrico ou o perfil de consumo das cargas variem, adaptando-se dinamicamente às condições de operação.

1.2 Motivação para o Trabalho

Os problemas cada vez mais graves relacionados com a qualidade da energia eléctrica, e o facto das cargas serem cada vez mais sensíveis a este tipo de fenómenos, faz com que a pesquisa e desenvolvimento de equipamentos que sejam capazes de compensar dinamicamente os diversos tipos de problemas seja muito importante.

Este trabalho está enquadrado no projecto *SINUS – Tecnologia para Compensação Dinâmica de Harmónicos, Factor de Potência e Desequilíbrios*, que se integra na Política Energética Nacional. Um dos objectivos deste projecto é o desenvolvimento de um Filtro Activo Paralelo, que seja capaz de mitigar os problemas

de qualidade de energia eléctrica relacionados com a forma de onda da corrente, e que possa ser utilizado em indústrias.

Para o desenvolvimento desse equipamento será necessário efectuar estudos, com base em simulações computacionais do Filtro Activo Paralelo, de forma a observar o seu comportamento em situações de operação que possam ocorrer nas indústrias, e desta forma tentar prever a resposta deste equipamento. Paralelamente a este trabalho encontra-se em fase de implementação um protótipo laboratorial do Filtro Activo Paralelo, estando ambas as tarefas interdependentes, uma vez que as informações dos estudos contribuem para a implementação, e os resultados experimentais validam e orientam os estudos.

Uma outra vertente do projecto *SINUS* é a utilização do Filtro Activo Paralelo como interface entre fontes de energia renovável e a rede eléctrica. Nesse âmbito é necessário adaptar a teoria de controlo do filtro activo para integrar esta característica adicional, e testar em ambiente de simulação o funcionamento do filtro activo quando compensa os problemas de qualidade de energia eléctrica e simultaneamente injecta energia na rede.

Como os Filtros Activos do tipo paralelo apenas permitem compensar problemas relacionados com as formas de onda das correntes, decidiu-se iniciar neste trabalho o estudo de outros Filtros Activos de Potência, nomeadamente o Filtro Activo Série e o Filtro Activo Série-Paralelo, como um passo inicial para a futura implementação desses equipamentos.

1.3 Objectivos do Trabalho

Este trabalho apresenta os seguintes objectivos principais:

- Identificar os problemas de qualidade de energia eléctrica e apresentar as soluções existentes.
- Efectuar um estudo às ferramentas de simulação para electrónica de potências existentes no mercado e seleccionar as mais adequadas para este trabalho.
- Estudar diversas teorias de controlo para Filtros Activos de Potência.
- Estudar, com recurso a simulações computacionais, topologias de Filtros Activos de Potência.
- Realizar simulações computacionais de um Filtro Activo de Paralelo em diversas situações de operação, utilizando as ferramentas de simulação

seleccionadas. Essas situações englobam operação em sobrecarga, com tensões distorcidas, operação conjunta com filtros passivos e bancos de condensadores, entre outras situações críticas de operação.

- Realização de simulações de Filtros Activos Série e Série-Paralelo, com o objectivo de iniciar o estudo destes tipos de filtros, e de construir uma primeira plataforma de simulação para preparar futuras implementações.
- Comparar os resultados das simulações computacionais do Filtro Activo Paralelo com medições efectuadas no protótipo em desenvolvimento, validando os modelos de simulação desenvolvidos.

1.4 Organização da Tese

Esta dissertação encontra-se dividida em 7 capítulos.

O Capítulo 1 introduz os problemas de qualidade de energia eléctrica que afectam sistemas eléctricos e equipamentos, e apresenta algumas soluções existentes no mercado actualmente.

O Capítulo 2 apresenta diversas ferramentas de simulação computacional que podem ser utilizadas em Electrónica de Potência. São enumeradas algumas das vantagens e desvantagens de cada uma e seleccionadas as mais indicadas para realizar as simulações pretendidas, no âmbito deste trabalho.

O Capítulo 3 introduz o Filtro Activo Paralelo. São apresentadas diversas teorias de controlo e topologias de *hardware* que podem ser aplicadas a este tipo de filtro activo de potência. De seguida são apresentadas a teoria de controlo e a topologia de andar de potência seleccionadas a serem utilizadas nos modelos de simulação e na implementação do protótipo do Filtro Activo Paralelo, que decorre paralelamente à execução deste trabalho. Por fim são apresentados os resultados de diversas simulações efectuadas, e são explicadas alterações à teoria de controlo seleccionada e à topologia de *hardware* de forma a otimizar o funcionamento do Filtro Activo Paralelo.

No Capítulo 4 é introduzido o Filtro Activo Série. São apresentados 2 detectores de sequência positiva que podem ser utilizados no sistema de controlo deste tipo de filtro activo para determinar indirectamente as tensões de referências. Para além disso são também apresentadas topologias de *hardware* que podem ser aplicadas a este tipo de filtro activo, e são efectuadas algumas simulações. É também introduzido o Filtro

Activo Híbrido, composto por um Filtro Activo Série e por filtros passivos de harmónicos de corrente.

O Capítulo 5 é dedicado ao Filtro Activo Série-Paralelo. Neste capítulo não é dada tanta ênfase às teorias de controlo, uma vez que estas foram discutidas nos capítulos anteriores, dando-se um maior destaque à diferença entre a utilização de inversores de 2 níveis e inversores de 3 níveis no andar de potência. São apresentadas simulações para as duas topologias.

No Capítulo 6 é efectuada uma comparação entre os resultados obtidos com a ferramenta de simulação e os resultados obtidos com o protótipo laboratorial que foi desenvolvido paralelamente à execução deste trabalho.

O Capítulo 7 apresenta as conclusões e algumas sugestões para trabalho futuro.

1.5 Problemas de Qualidade da Energia Eléctrica

Existem já várias normas publicadas que descrevem os diversos problemas existentes, dando também indicadores para monitorização da qualidade de energia e formas de resolver estes problemas. Uma compilação bastante completa dessas normas pode ser encontrada na Dissertação de Mestrado de Emílio Couto [3]. De seguida são introduzidos os diversos problemas relacionados com a qualidade da energia eléctrica.

1.5.1 - Cavas de Tensão (*Sags*)

De acordo com a norma IEEE 1159-1995 [4], uma cava de tensão pode ser definida como um afundamento temporário do valor eficaz da tensão que pode durar entre 0,5 ciclos da rede e alguns segundos, e o valor eficaz da tensão pode baixar para 90 % a 10 % do seu valor nominal. Este fenómeno tanto pode ocorrer nas três fases simultaneamente, como numa ou em duas fases, causando desequilíbrios no sistema trifásico.

É possível dividir as cavas de tensão em categorias de acordo com as suas durações:

- Instantâneas: duração entre 0,5 e 30 ciclos da rede eléctrica;
- Momentâneas: duração entre 30 ciclos e 3 s;
- Temporárias: duração superior a 3 s e inferior 1 min.

A Fig. 1.1 ilustra um exemplo de uma cava de tensão instantânea (duração de 7 ciclos da rede eléctrica) de 0,7 p.u..

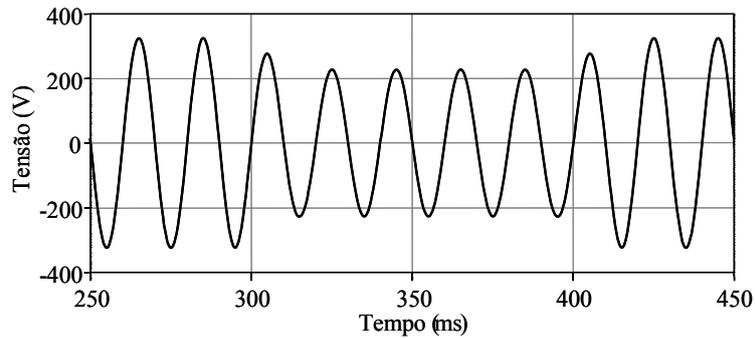


Fig. 1.1 – Exemplo de cava de tensão.

As cavas ou afundamentos de tensão são normalmente causadas por equipamentos que drenem da rede grandes quantidades de energia ou por arranque de novas cargas.

Normalmente os equipamentos electrónicos continuam a funcionar, no entanto, os afundamentos poderão causar falhas em circuitos lógicos, e consoante a gravidade, poderão, por exemplo, levar a que computadores bloqueiem sem razão aparente, ou a que variadores electrónicos de velocidade não operem correctamente [5].

1.5.2 - Sobretensões Temporárias (*Swell*)

Uma sobretensão consiste num aumento do valor eficaz da tensão para valores entre 1,1 p.u. e 1,8 p.u., podendo ter uma duração entre 0,5 ciclos da rede e 1 minuto, tal como os afundamentos. Este fenómeno pode ser causado por uma falha em uma das fases que faça com que a tensão nas restantes fases aumente, por exemplo. Outras razões incluem a entrada de bancos de condensadores, ou a saída de grandes cargas e também mudanças nos *taps* de transformadores.

Na Fig. 1.2 é possível observar uma sobretensão com duração de 5 ciclos da rede, e cujo valor RMS da tensão sobe para 1,15 p.u..

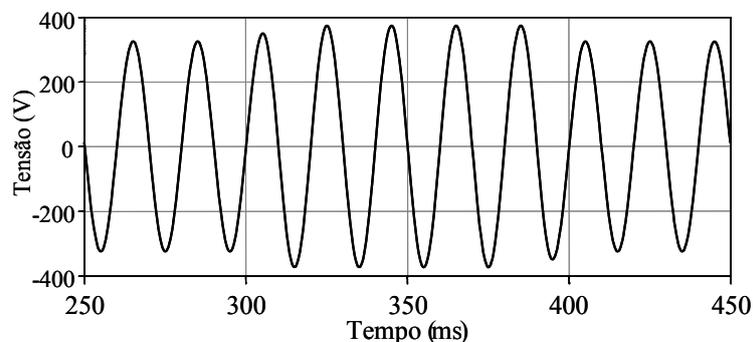


Fig. 1.2 – Exemplo de uma sobretensão.

Relativamente à divisão das sobretensões em categorias, esta é análoga à divisão efectuada para as cavas descritas anteriormente.

O principal problema que normalmente advém das sobretensões é um maior desgaste dos isolamentos.

1.5.3 - Interrupções

Uma interrupção ocorre quando a tensão de alimentação decresce para um valor inferior a 0,1 p.u. Este fenómeno pode ocorrer por causa da actuação de sistemas de protecção com religadores automáticos. Por vezes uma interrupção pode ser precedida de uma cava de tensão, que ocorre entre o tempo em que existe uma falha no sistema eléctrico e a actuação do dispositivo de protecção.

A classificação quanto à duração da interrupção difere ligeiramente relativamente às cavas e às sobretensões:

- Interrupções momentâneas: duração entre 0,5 ciclos e 3 s;
- Interrupções temporárias: duração superior a 3 s e inferior 1 min.

A Fig. 1.3 ilustra um exemplo de uma interrupção momentânea com duração de 3,5 ciclos da rede, com a tensão a baixar para 0,0 p.u..

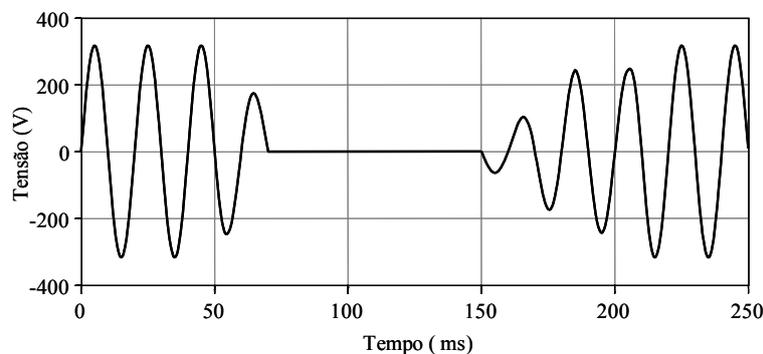


Fig. 1.3 – Interrupção momentânea.

1.5.4 - Variações de Longa Duração

Caso uma subtensão, uma sobretensão, ou uma interrupção dure mais do que 1 minuto, diz-se que está a ocorrer uma variação de longa duração o que indicia problemas diferentes dos descritos para as falhas momentâneas. Este tipo de problemas não está, normalmente, directamente associado a falhas em equipamentos de uma instalação. Um exemplo de uma situação que poderá causar uma sobretensão de longa duração é a escolha incorrecta do *tap* do transformador. Relativamente a subtensões de longa duração, estas podem indicar que o sistema está em sobrecarga. Finalmente as

interrupções sustentadas não se referem a um fenómeno específico, mas sim a falhas em componentes. Cabe ressaltar que uma interrupção sustentada pressupõe que a tensão baixe para 0,0 p.u.

1.5.5 - Transitórios

Segundo a definição da norma ANSI/IEEE 1100-1999, transitórios são perturbações de duração inferior a um ciclo da rede eléctrica, que se traduzem numa descontinuidade na forma de onda sinusoidal, podendo ser aditivas ou substractivas relativamente a esta [6]. São também conhecidos por surtos ou picos e, normalmente, têm uma duração inferior a 1 ms. A nível de amplitude os surtos de tensão podem ir até 10 kV.

Os transitórios podem ser divididos em duas categorias: oscilatórios (como o exemplo da Fig. 1.4) e de impulso (como o exemplo da **Fig. 1.5**). Consideram-se de impulso se, mantendo apenas o transitório e removendo o sinal, 77% da tensão pico a pico for de apenas uma polaridade, caso contrário serão considerados transitórios oscilatórios. Existe também uma subdivisão em mais três categorias: caso o transitório seja de impulso, a categoria deste é definida pelo tempo de subida, caso o transitório seja oscilatório é a frequência da oscilação que define a sua categoria.

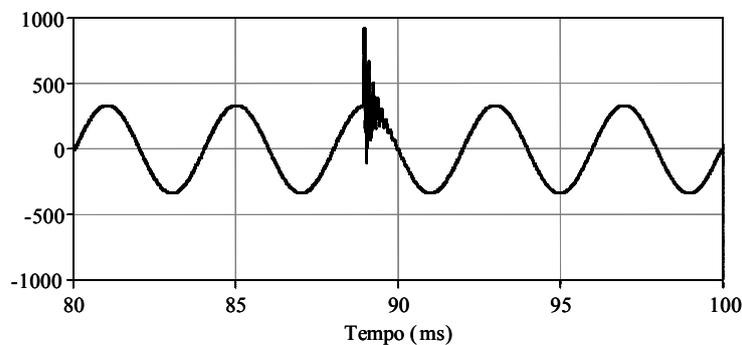


Fig. 1.4 – Transitório oscilatório.

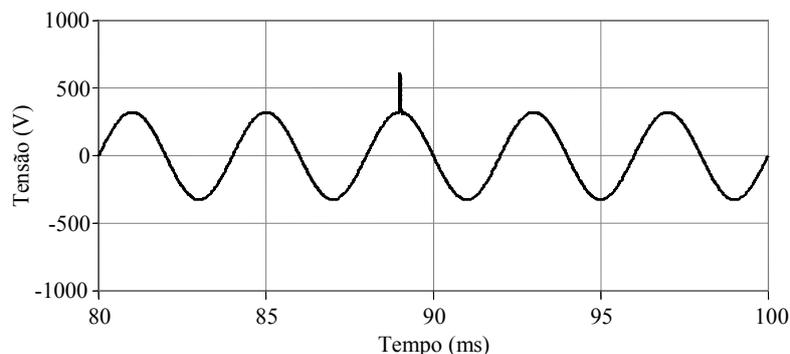


Fig. 1.5 – Exemplo de um transitório impulsional.

A origem deste fenómeno pode ser externa ou interna à instalação eléctrica. Os fenómenos externos poderão ser descargas atmosféricas, o corte de linhas, a mudança em *taps* de transformadores, etc. Existem outros fenómenos que, consoante o caso, podem ser externos ou internos, como por exemplo a comutação de grandes cargas, arcos eléctricos ou descargas electrostáticas.

Os efeitos em equipamento electrónico são diversos e poderá ser difícil detectar a causa uma vez que os transitórios, salvo algumas excepções, são fenómenos aperiódicos. Os sintomas poderão ser comportamentos erráticos de equipamentos, uma redução na eficiência de operação, entre outros. Muito embora os danos em equipamentos electrónicos possam não ser visíveis a curto prazo, existe a possibilidade da vida útil do equipamento afectado ser significativamente reduzida. Relativamente ao caso específico de motores eléctricos, estes poderão apresentar como efeitos vibrações, ruído e temperaturas mais elevadas. Os transitórios poderão danificar o isolamento dos motores ao ponto de estes se tornarem a causa de transitórios periódicos.

De notar que em último caso os transitórios poderão levar a sobrecorrentes muito elevadas que poderão culminar na destruição do equipamento, se este não tiver protecção adequada.

1.5.6 - Micro-Cortes (*Notches*)

Um micro-corte é uma perturbação na forma de onda da tensão com duração inferior a 1 ms e de onde resultam harmónicos de ordem elevada. Pode ser causado, por exemplo, pela comutação de semicondutores em rectificadores, que se traduz numa redução do nível de tensão do sistema. A Fig. 1.6 demonstra um exemplo deste fenómeno. A carga neste caso era uma ponte rectificadora a alimentar um circuito RC paralelo.

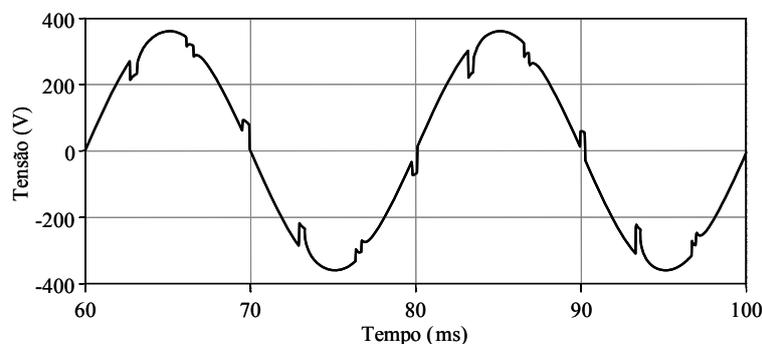


Fig. 1.6 – Exemplo de *notches* causados por uma ponte de tiristores trifásica.

O *IEEE* usa o termo *notch* com um sentido mais abrangente classificando qualquer redução da amplitude da tensão com duração inferior a meio ciclo da rede com este termo.

1.5.7 - Harmónicos

As formas de onda de tensão e de corrente, na realidade, contêm sempre algum conteúdo harmónico. Os harmónicos correspondem à soma das ondas sinusoidais com frequências múltiplas da frequência fundamental.

As cargas não-lineares, tais como inversores, fontes de alimentação de computadores pessoais, sistemas de soldadura por arco, entre outras, são as principais responsáveis pela existência de harmónicos uma vez que necessitam de correntes não sinusoidais. A Fig. 1.7 mostra a corrente absorvida por uma ponte trifásica tiristorizada com carga RL no seu lado CC, em que o conteúdo harmónico (THD - *Total Harmonic Distortion*) é da ordem dos 28 %.

As correntes distorcidas por sua vez fazem com que a tensão do sistema eléctrico se torne também não-sinusoidal devido às quedas de tensão nas impedâncias do sistema.

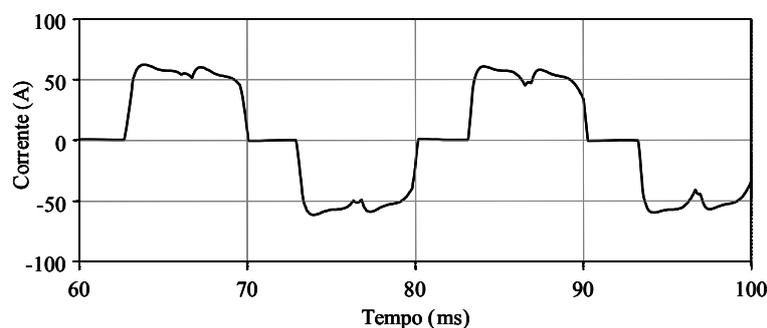


Fig. 1.7 – Distorção harmónica das correntes provocada por uma ponte tiristorizada.

Os efeitos dos harmónicos são variados e dependendo do grau de gravidade poderão ter consequências graves para a instalação ou processo produtivo [7]:

- Aumento das perdas e um maior aquecimento dos condutores e transformadores no sistema eléctrico, assim como de motores;
- Mau funcionamento dos sistemas de protecção (fusíveis e disjuntores);
- Possíveis ressonâncias com bancos de condensadores e filtros passivos, levando à redução da sua vida útil;
- Redução da vida útil dos equipamentos em geral, levando a custos acrescidos de manutenção e um maior período de paragem para manutenção;

- Aumento de ruído electromagnético nos sistemas de comunicação.

1.5.8 - Inter-Harmónicos

Existem alguns equipamentos que consomem correntes distorcidas, onde alguns harmónicos não são múltiplos da frequência fundamental da rede, tais como cicloconversores ou fornos a arco. A magnitude destes inter-harmónicos é normalmente reduzida e não costuma causar problemas, no entanto, pode acontecer que ocorram ressonâncias inesperadas no sistema devido à existência de bancos de condensadores ou filtros passivos.

1.5.9 - Flutuações de Tensão (*Flicker*)

Certos equipamentos poderão provocar flutuações periódicas nas formas de onda da tensão da rede. Estas flutuações normalmente não afectam equipamentos electrónicos, no entanto, consoante a variação da amplitude e a sua frequência, poderão causar grande incómodo a operadores humanos, dado que podem provocar variações de iluminação perceptíveis aos olhos humanos [8]. Deve-se também realçar que para além do efeito em operadores (irritabilidade, dores de cabeça, cansaço), estas flutuações de tensão poderão também ter efeitos adversos em determinados tipos de equipamento, uma vez que poderão afectar sistemas de comunicação ou fazer disparar protecções [9].

A Fig. 1.8 mostra os limites permitidos para a variação da tensão relativamente ao número de variações por minuto.

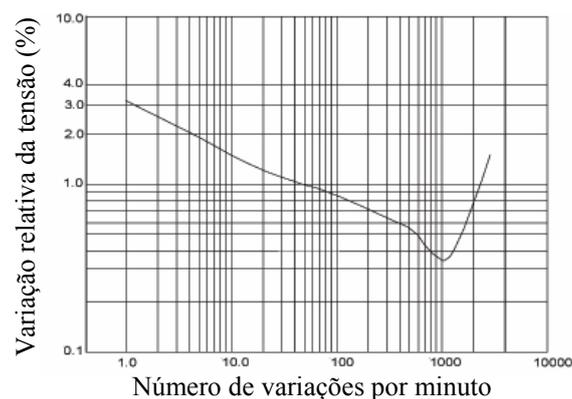


Fig. 1.8 – Relação entre o número de variações por minuto e a variação da tensão do sistema eléctrico.

Na Fig. 1.9 pode-se observar o exemplo de um *flicker* de 5 Hz, correspondente a 300 variações por minuto, com uma variação relativa de 4 %. Cabe ressaltar que este *flicker* é muito acentuado, no entanto, desta forma a figura torna-se mais elucidativa.

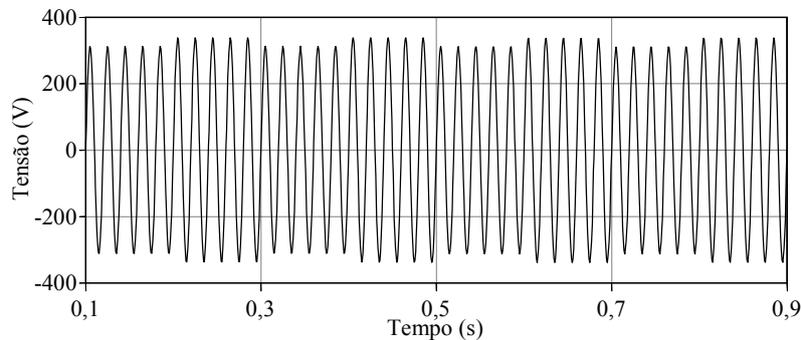


Fig. 1.9 – Exemplo de flicker de 5 Hz com uma variação relativa de 0,8 %.

A norma IEC 61000-4-15 estabeleceu uma medida para a intensidade de *flicker* chamada severidade de *flicker*. Esta medida divide-se em severidade de curto termo (P_{st}), cujo período de medição é de 10 minutos, e severidade de longo termo (P_{lt}) que consiste no somatório de medições consecutivas de curto termo.

O cálculo da severidade de curto termo é efectuado da seguinte forma:

$$P_{st} = \sqrt{0,0314 \cdot P_{0,1} + 0,0525 \cdot P_{1S} + 0,0657 \cdot P_{3S} + 0,28P_{10S} + 0,08P_{50S}} \quad (1.1)$$

P_x são os níveis de *flicker* que excedem $x\%$ do tempo durante o período de observação de 10 minutos.

Os valores P_{1S} , P_{3S} , P_{10S} e P_{50S} consistem nas seguintes agregações:

$$P_{1S} = (P_{0,7} + P_{1,0} + P_{1,5})/3 \quad (1.2)$$

$$P_{3S} = (P_{2,2} + P_{3,0} + P_{4,0})/3 \quad (1.3)$$

$$P_{10S} = (P_6 + P_8 + P_{10} + P_{13} + P_{17})/5 \quad (1.4)$$

$$P_{50S} = (P_{30} + P_{50} + P_{80})/3 \quad (1.5)$$

Para que o *flicker* não seja um problema para as pessoas o nível de P_{st} deve ser sempre inferior a 1,0.

1.5.10 - Ruído de Alta-Frequência

O ruído de alta-frequência, que pode surgir nas tensões do sistema eléctrico, é normalmente causado pela comutação de semicondutores de potência presentes em variadores de velocidade ou fontes comutadas, entre outras.

Estes sinais de alta-frequência podem ter como consequência o mau funcionamento de sistemas que dependam da detecção de passagem por zero, por exemplo.

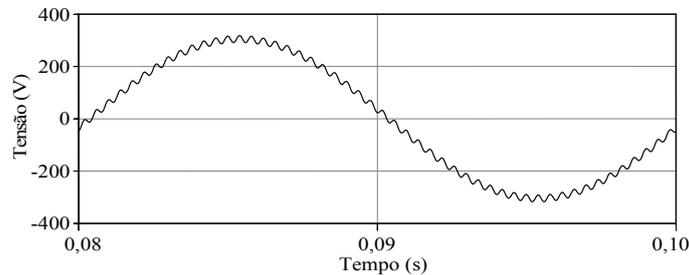


Fig. 1.10 – Exemplo de um sinal de tensão com ruído de alta-frequência.

1.5.11 - Desequilíbrio

O desequilíbrio nas tensões de um sistema trifásico está classificado como problema de qualidade de energia eléctrica pelo *IEEE* [10] e também pela *NEMA* (*National Electrical Manufacturers Association*) [11]. O cálculo do desequilíbrio (em percentagem) é efectuado da seguinte forma:

$$\text{Desequilíbrio} = \frac{\text{máximo desvio relativo à tensão média}}{\text{tensão média}} \cdot 100 \quad (1.6)$$

O desequilíbrio das tensões tem um efeito bastante negativo em variadores electrónicos de velocidade, provocando um aumento do pico de corrente na fase com mais tensão, e também um aumento de harmónicos múltiplos de terceira ordem.

As figuras demonstram um exemplo de formas de onda de uma das fases de um rectificador trifásico sem desequilíbrio (Fig. 1.11-a) e com um desequilíbrio de apenas 5 % nas tensões (Fig. 1.11-b). O pico de corrente passou de 50 A para 62 A, ou seja, sofreu um aumento de 19,4 %. Em certos casos um desequilíbrio de 5 % poderá mesmo fazer com que variadores electrónicos de velocidade deixem de funcionar correctamente [5].

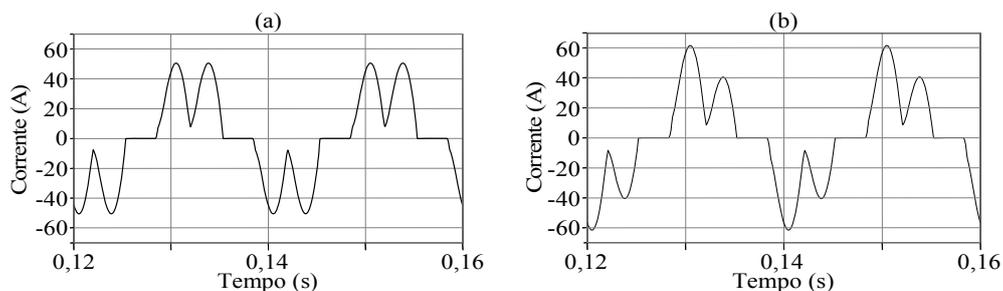


Fig. 1.11 – Corrente drenada por um variador de velocidade: (a) Sem desequilíbrio nas tensões; (b) Com desequilíbrio nas tensões.

1.5.12 - Factor de Potência

A corrente de uma dada carga que não consome harmónicos pode ser dividida em duas componentes: a componente activa e a componente reactiva. A componente activa, que está em fase com a tensão de alimentação fornece a energia necessária para a carga operar, e a componente reactiva, desfasada 90° da tensão, é utilizada para estabelecer os campos magnéticos necessários em diversos tipos de equipamento comum, como por exemplo o motor de indução. Muito embora a componente reactiva da corrente seja necessária ao funcionamento, esta não realiza trabalho e irá fazer com que a corrente total aumente, o que conseqüentemente provoca um maior aumento das quedas de tensão nas linhas de alimentação e também mais perdas nestas.

Existem duas definições de factor de potência: o factor de potência de fundamental, ou factor de potência de deslocamento, e o factor de potência total. O factor de potência deslocamento é dado por:

$$FPD = \frac{P_1}{S_1} = \frac{U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi}{U_1 \cdot I_1} = \cos \varphi \quad (1.7)$$

Em que I_1 é a corrente eficaz considerando apenas a frequência fundamental, U_1 é a tensão eficaz considerando apenas a frequência fundamental, P_1 é a potência activa, S_1 é a potência aparente e φ é o desfasamento entre a corrente e a tensão.

Esta definição utiliza apenas a componente à frequência fundamental da tensão e da corrente, no entanto, na maior parte dos sistemas eléctricos as correntes e as tensões têm componentes harmónicas que afectam o factor de potência total, havendo um outro método de cálculo de acordo com a norma IEEE 1459-2000 [12]. Num caso de uma corrente com harmónicos, o seu valor eficaz pode ser definido da seguinte forma:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (1.8)$$

A corrente pode ser dividida entre a sua componente fundamental, I_1 e a sua componente harmónica, I_H .

$$I_H = \sqrt{\sum_{n \neq 1}^{\infty} I_n^2} \quad (1.9)$$

Estes valores de corrente relacionam-se entre si da seguinte forma:

$$I^2 = I_1^2 + I_H^2 \quad (1.10)$$

De forma equivalente o valor eficaz de uma tensão com conteúdo harmónico é dado por:

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \quad (1.11)$$

Tal como a corrente, a tensão pode ser dividida entre a sua componente fundamental, V_1 , e a sua componente harmónica, V_H .

$$V_H = \sqrt{\sum_{n \neq 1}^{\infty} V_n^2} \quad (1.12)$$

Por fim, as componentes de tensão relacionam-se entre de forma equivalente às componentes de correntes:

$$V^2 = V_1^2 + V_H^2 \quad (1.13)$$

O cálculo do THD (*Total Harmonic Distortion* – Distorção Harmónica Total) de sinais de tensão e de corrente é efectuado da seguinte forma:

$$THD_I = \frac{I_H}{I_1} = \sqrt{\left(\frac{I}{I_1}\right)^2 - 1} \quad (1.14)$$

$$THD_V = \frac{V_H}{V_1} = \sqrt{\left(\frac{V}{V_1}\right)^2 - 1} \quad (1.15)$$

A potência activa é então dada por:

$$P = P_1 + P_H = V_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 + \sum_{n=2}^{\infty} V_n \cdot I_n \cdot \cos \varphi_n \quad (1.16)$$

A potência aparente, S , é calculada da seguinte forma:

$$S = V \cdot I \quad (1.17)$$

Esta equação pode ser reescrita, expandindo a tensão e a corrente:

$$S^2 = (V^2 \cdot I^2) = (V_1 \cdot I_1)^2 + (V_1 \cdot I_H)^2 + (V_H \cdot I_1)^2 + (V_H \cdot I_H)^2 \quad (1.18)$$

A potência aparente pode ser dividida em duas componentes: a componente fundamental, S_1 , e a componente não-fundamental, S_N .

$$S_1 = V_1 \cdot I_1 \quad (1.19)$$

$$S_N = \sqrt{(V_1 \cdot I_H)^2 + (V_H \cdot I_1)^2 + (V_H \cdot I_H)^2} \quad (1.20)$$

A potência aparente não-fundamental, é constituída por 3 parcelas:

$$S_N^2 = D_I^2 + D_V^2 + S_H^2 \quad (1.21)$$

Em que D_I é a potência de distorção da corrente, D_V é a potência de distorção da tensão e S_H é a potência harmónica aparente:

$$D_I = V_1 \cdot I_H = S_1 \cdot THD_I \quad (1.22)$$

$$D_V = V_H \cdot I_1 = S_1 \cdot THD_V \quad (1.23)$$

$$S_H = V_H \cdot I_H = S_1 \cdot THD_I \cdot THD_V \quad (1.24)$$

A potência aparente, definida em 1.17, pode ser reescrita da seguinte forma:

$$S^2 = S_1^2 + S_N^2 \quad (1.25)$$

Por fim, é possível determinar o Factor de Potência Total, *FPT*, considerando os harmónicos de corrente e de tensão:

$$FPT = \frac{P}{S} = \frac{P_1 + P_H}{\sqrt{S_1^2 + S_N^2}} = \frac{P_1 + P_H}{\sqrt{1 + \left(\frac{S_N}{S_1}\right)^2}} \Leftrightarrow$$

$$FPT = \frac{\left[1 + \left(\frac{P_H}{P_1}\right)\right] \cdot FPD}{\sqrt{1 + THD_I^2 + THD_V^2 + (THD_I \cdot THD_V)^2}} \quad (1.26)$$

Esta expressão pode ser simplificada, desde que THD_V seja inferior a 5 % e o THD_I seja superior a 40 %. Nestes casos a expressão do factor de potência passa a ser:

$$P_F \approx \frac{1}{\sqrt{1 + THD_I^2}} \cdot PFD \quad (1.27)$$

Assim, a situação ideal ocorre quando este factor é 1, significando que a componente reactiva é 0. Uma vez que os consumidores industriais pagam a energia reactiva a partir de um certo nível de factor de potência, é do interesse destes compensar o factor de potência, o que por sua vez irá contribuir para que o distribuidor tenha menos perdas e que a corrente total transportada seja menor.

1.6 Soluções para Problemas de Qualidade de Energia

Nos últimos anos, uma vez que os problemas de qualidade de energia têm causado quebras de produtividade que provocam grandes prejuízos, variadas soluções têm sido aplicadas e novas soluções são constantemente investigadas.

As soluções clássicas, embora possam ser eficientes na resolução de um problema específico, tais como os bancos de condensadores para correcção de factor de potência, ou filtros LC para compensar um dado harmónico, nada fazem relativamente a outros problemas, e podem inclusivamente trazer novos problemas devido a ressonâncias.

Os Filtros Activos de Potência, nas suas diversas vertentes, são soluções que, embora representem um investimento inicial mais elevado, estão bastante mais próximas de serem uma solução universal para sistemas eléctricos e suas cargas, considerando a quantidade de problemas de qualidade de energia eléctrica que ajudam a resolver. Existem diversos tipos de filtros activos:

- Filtro Activo Paralelo;
- Filtro Activo Série;
- Filtro Activo Híbrido;
- Filtro Activo Série-Paralelo.

Para além destas soluções que irão ser apresentadas com mais detalhe nos capítulos seguintes, existem também outras combinações [13] que, contudo, não têm tido aplicação do ponto de vista prático, e portanto não serão abordadas neste trabalho.

Cabe destacar que há problemas que pelo tempo de resposta não podem ser compensados por filtros activos de potência, como por exemplo os transitórios provocados por descargas atmosféricas, ou o ruído electromagnético. Para transitórios muito rápidos e que implicam uma grande quantidade de energia num curto espaço de tempo é sempre aconselhado utilizar supressores de transitórios, introduzidos no Item 1.6.8, para proteger as cargas e mesmo os próprios equipamentos que corrigem os restantes problemas de qualidade de energia. Para além dos filtros activos, existem outras soluções que, pelas suas características, não são consideradas tradicionais, como por exemplo as fontes ininterruptas de energia (UPSs) ou os restauradores dinâmicos de tensão (DVRs).

De seguida irão ser apresentadas algumas soluções comuns para problemas de qualidade de energia eléctrica.

1.6.1 - Filtros Passivos LC

Uma solução muito divulgada para a compensação de harmónicos numa instalação é a utilização de filtros LC sintonizados para um dado harmónico. Muito embora seja uma solução barata e com um bom rendimento, tem diversos inconvenientes uma vez que é necessário um filtro por harmónico e por fase, os filtros não têm comportamento dinâmico (uma vez que não se adaptam aos harmónicos existentes), e são susceptíveis a problemas de ressonância consoante a impedância do sistema eléctrico onde se inserem. Para além disso o seu desempenho modifica-se com a idade dos componentes, e embora esse facto possa ser contemplado na etapa do

planeamento não pode ser completamente evitado. Por último, este tipo de filtros não pode ser aplicado em certos tipos de cargas (por exemplo, ciclo-conversores) ou quando o sistema tem inter-harmónicos [14]. Apesar das limitações apresentadas este tipo de filtros continuam a ser uma boa solução, principalmente quando estão envolvidas potências na ordem dos MVA, pois na realidade, para este nível de potências, o custo económico das alternativas é demasiado elevado neste momento [15]. Desde que se tenham alguns cuidados na etapa de projecto dos filtros e sejam consideradas as suas limitações em certos cenários de utilização, este tipo de filtros continuam a ser utilizados e existem estudos recentes para optimização do seu funcionamento [16, 17].

1.6.2 - Bancos de condensadores

Para correcção de factor de potência, a solução padrão consiste em utilizar bancos de condensadores que, no entanto, sofrem dos mesmos problemas que os filtros passivos. Em sistemas onde harmónicos estão presentes devem-se utilizar filtros não-sintonizados (*detuned*), de maneira a impedir ressonância no sistema eléctrico. Estes filtros consistem numa associação série entre uma indutância e um condensador, cuja frequência de ressonância é sintonizada para um valor abaixo da frequência do harmónico de menor ordem presente no sistema eléctrico. Este filtro absorve energia reactiva capacitiva abaixo da frequência de ressonância corrigindo dessa forma o factor de potência, e energia reactiva indutiva acima dessa frequência, fazendo com que os harmónicos acima da frequência crítica não sejam amplificados. Hoje em dia os bancos de condensadores já compensam dinamicamente o factor de potência, e a sua grande maioria já tem uma relativa imunidade aos harmónicos, no entanto, mesmo utilizando as indutâncias continuam a ter problemas em certos casos, tal como os filtros passivos [18].

1.6.3 - Fontes de Alimentação Ininterrupta (UPS - *Uninterruptible Power Supply*)

Uma vez que a tensão da rede eléctrica está sujeita a falhas (quer sejam flutuações de nível ou mesmo interrupções) há a necessidade de ter energia armazenada que possa ser utilizada na alimentação de cargas críticas durante esses períodos. Uma solução popular é a aplicação de UPSs (monofásicas ou trifásicas), cuja gama de potências, dependendo da topologia, vai desde algumas dezenas de VA até 1 MVA. Além disso, e dependendo da topologia aplicada, este tipo de equipamento tem a

capacidade de regular a tensão de saída, proteger contra afundamentos e sobretensões, entre outros problemas.

De acordo com a norma IEC 62040-3 as UPSs podem ser divididas em três grupos básicos: estáticas *offline*, interactivas (também chamadas *offline* com regulação) e *online* sendo esta norma adoptado também pela pelo comité de *standards* europeu CENELEC [19 – 21]. As UPSs estáticas são as mais económicas, mas também são as que oferecem um nível mais baixo de protecção, no entanto, funcionam contra transitórios devido à utilização de supressores e, se a amplitude ou frequência das tensões de alimentação saírem de determinados parâmetros, passa a alimentar as cargas. Este tipo de UPS tem um número de componentes bastante reduzido e encontra-se normalmente no modo *standby*, sendo ligada quando se detecta uma falha, havendo por isso um tempo de transição relativamente elevado quando comparado com outros tipos de UPS. A figura abaixo apresenta o diagrama de blocos típico deste tipo de UPS.

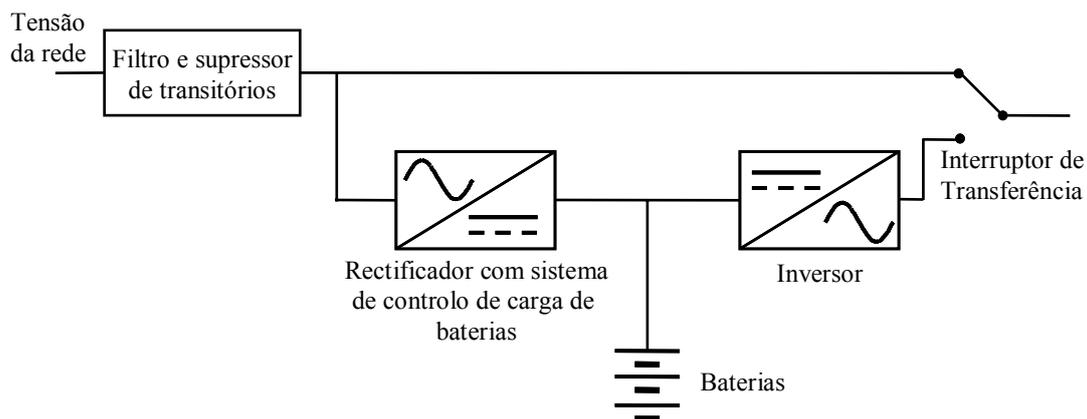


Fig. 1.12 – Diagrama simplificado de uma UPS do tipo estática *offline*.

Cabe destacar que este tipo de UPS não tem regulação de tensão ou frequência, sendo necessário comutar para a alimentação a partir das baterias quando os sinais da rede se apresentam com problemas. A forma de onda de saída da UPS é quasisinusoidal (Fig. 1.13), não sendo por isso compatível com todos os tipos de cargas, e existe um tempo que pode ir até 10 ms para fazer a comutação da alimentação da carga da rede eléctrica para a UPS.

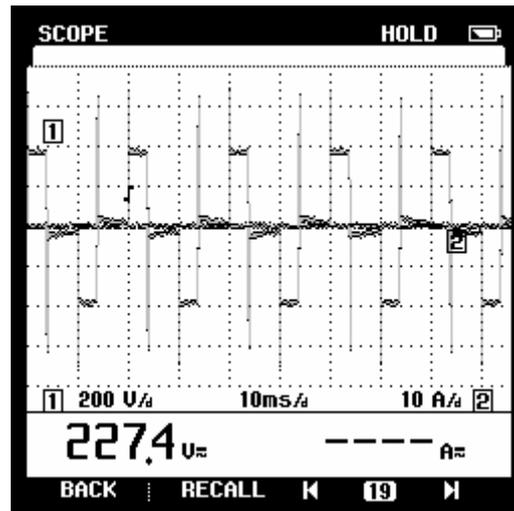


Fig. 1.13 – Forma de onda de saída não-sinusoidal de uma UPS estática *offline*.

As UPS do tipo interactivas, têm um princípio de funcionamento um pouco diferente das UPS *offline*, possuindo um único conversor bidireccional que permite diminuir o tempo necessário para passar para alimentação a partir das baterias. Além disso algumas possuem um transformador com vários *taps* que permite fazer a regulação na tensão de saída com a alimentação efectuada a partir da rede eléctrica. Desta forma o nível de protecção oferecido é bastante acrescido e a velocidade de comutação entre a UPS e a rede eléctrica é inferior à UPS *offline*. A Fig. 1.14 ilustra esta topologia.

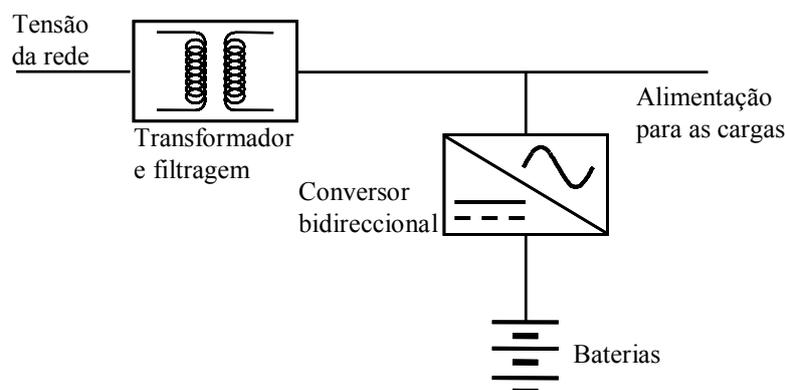


Fig. 1.14 – Diagrama simplificado de uma UPS interactiva.

O tipo de UPS mais avançado, e também mais caro, é a UPS *online* que apresenta uma topologia radicalmente diferente das apresentadas até agora, uma vez que no estado normal de operação a alimentação passa por um rectificador e por um inversor. O diagrama de blocos pode ser observado na Fig. 1.15.

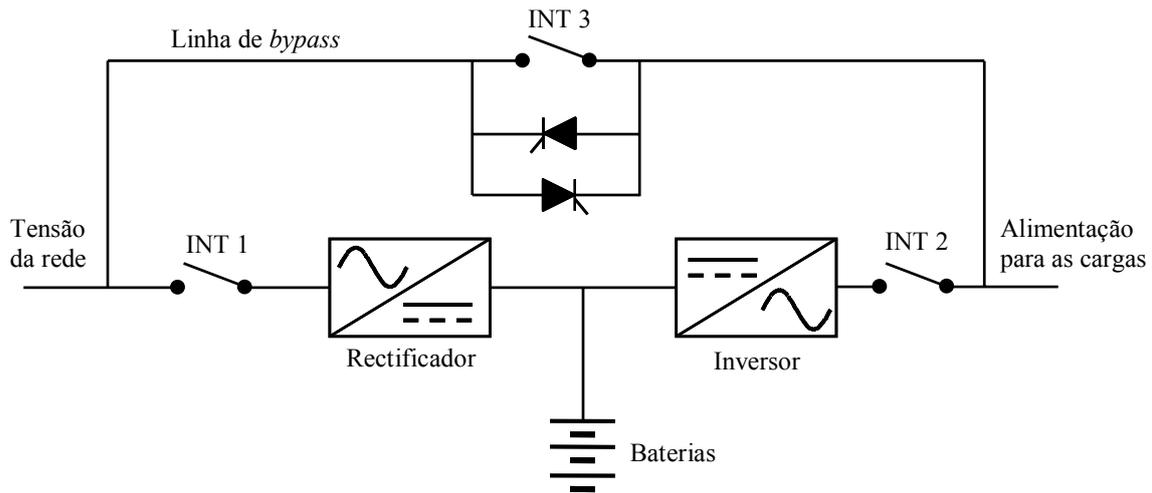


Fig. 1.15 – Diagrama simplificado de uma UPS *online*.

No modo normal de operação o interruptor *INT 3* está aberto (os restantes estão fechados) e a tensão é convertida para CC pelo rectificador e reconvertida para CA pelo inversor. Deste modo a tensão que alimenta as cargas é regulada a nível de frequência e amplitude. Caso a tensão da rede saia fora de determinados parâmetros, o interruptor *INT 1* é aberto e a UPS entra no modo “bateria” passando a fornecer a energia necessária às cargas a partir das baterias. O terceiro modo de operação, chamado modo “*bypass*” é activado sempre que, por algum motivo, o inversor não tenha a possibilidade de alimentar a carga. Os motivos podem ser sobrecarga, avaria do rectificador ou do inversor, sobreaquecimento ou algum problema a nível do sistema de controlo. Nesta altura o interruptor estático é activado e o *INT 2* é aberto para que o inversor se desactive. De destacar que durante este período a carga não tem qualquer protecção à excepção de supressores de transitórios que alguns fabricantes optam por colocar.

Este tipo de UPS pode atingir por si só 1 MVA, sendo possível fazer uma série de várias UPS de maneira a atingir potências que vão até 5 MVA. Para além das elevadas potências que podem alcançar, não existe qualquer tempo de transferência quando é necessário comutar entre a rede eléctrica e as baterias. Das três topologias é a que oferece mais protecção à carga, no entanto, apresentam perdas mais elevadas uma vez que o rectificador e inversor estão sempre em operação.

Existem ainda outras topologias [22], como por exemplo a *Delta Conversion Online*, que é uma variação relativamente aos tipos básicos aqui apresentados, com vista a aumentar a eficiência e diminuir a distorção e o factor de potência que poderão ser introduzidos no sistema eléctrico. De destacar que cada topologia tem diferentes vantagens e desvantagens, não existindo ainda um tipo de UPS universal, que consiga

agrupar as vantagens das diversas tipologias, no entanto existe investigação nesse sentido [23].

1.6.4 - Restaurador Dinâmico de Tensão (DVR - *Dynamic Voltage Restorer*)

O Restaurador Dinâmico de Tensão (DVR - *Dynamic Voltage Restorer*) é utilizado para proteger cargas sensíveis ou instalações de afundamentos de tensão e sobretensões momentâneas (embora a protecção neste caso seja bastante limitada), não recorrendo normalmente a armazenadores de energia. Os DVR para protecção de instalações eléctricas funcionam normalmente em média tensão podendo suportar potências até algumas dezenas de MVA. Para baixa tensão este equipamento (também chamado *Series Voltage Regulator* – SVR) atinge as centenas de kVA, podendo ter algumas características adicionais, como por exemplo correcção do factor de potência ou regulação do nível de tensão.

Os SVR foram projectados como uma alternativa mais barata e que ocupa menos espaço (uma vez que não tem armazenadores de energia) às UPS para compensar afundamentos de tensão, uma vez que é este o problema de tensão mais comum. De acordo com o EPRI a duração típica dos afundamentos é entre 0,1 s e 0,3 s e é também normal que sejam monofásicos pelo que estes equipamentos foram pensados para proteger cargas sensíveis deste tipo de situação [24].

A Fig. 1.16 mostra o diagrama simplificado de um SVR para baixa tensão fabricado pela ABB. É constituído por um transformador, um rectificador, um elo CC com banco de condensadores e um inversor. [25].

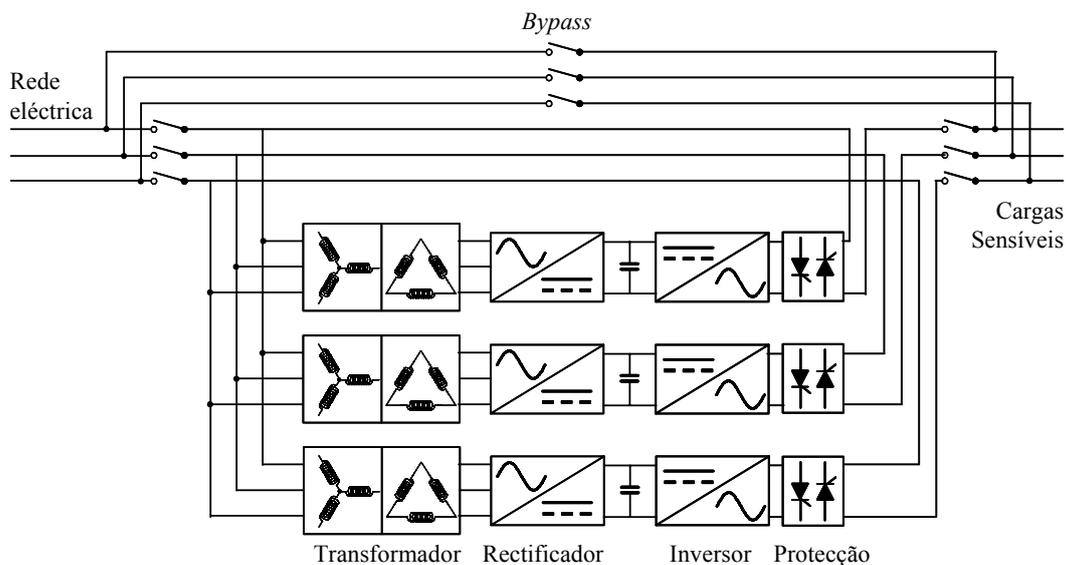


Fig. 1.16 – Diagrama de blocos de um SVR da ABB.

Estes equipamentos conseguem compensar afundamentos significativos, quer monofásicos, quer trifásicos, com durações de até 30 segundos, e com um tempo de resposta bem inferior às UPS *offline*. Relativamente a sobretensões, a sua capacidade é mais reduzida, sendo capaz de compensar valores apenas na ordem dos 10 %.

1.6.5 - Filtro Activo Paralelo

O Filtro Activo Paralelo é o indicado para resolver problemas relacionados com as correntes num determinado sistema. Consoante o modelo específico, um Filtro Activo Paralelo poderá ter a capacidade de compensar harmónicos de corrente, desequilíbrios e factor de potência simultaneamente.

Idealmente, num caso de um sistema eléctrico de três fases com neutro acessível, o Filtro Activo Paralelo funciona como uma fonte de corrente controlada, injectando corrente nas três fases e no neutro para que a fonte só forneça correntes sinusoidais, equilibradas e com factor de potência unitário. Desta forma, para a fonte, o conjunto constituído pelo filtro activo e pelas cargas passa a ser visto como uma carga resistiva equilibrada, uma vez que o filtro activo fornece a energia reactiva, os harmónicos e redistribui as correntes pelas fases e pelo neutro. O diagrama de blocos da Fig. 1.17 permite visualizar os diversos componentes que constituem um Filtro Activo Paralelo.

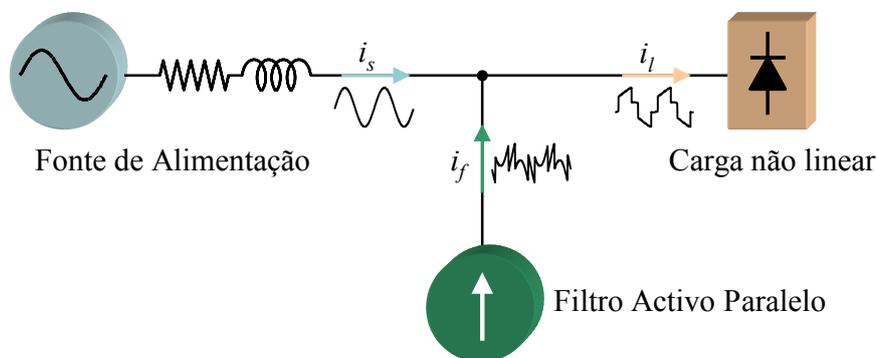


Fig. 1.17 – Diagrama simplificado de um Filtro Activo Paralelo.

Este tipo de filtro é, neste momento, o mais desenvolvido, existindo já uma gama bastante de grande de produtos no mercado [26].

1.6.6 - Filtro Activo Série

O Filtro Activo Série funciona como dual do Filtro Activo Paralelo, ou seja, é indicado para corrigir problemas relacionados com as tensões nas cargas. Este tipo de filtro activo poderá corrigir diversos problemas tais como harmónicos de tensão,

desequilíbrios de tensão, e caso tenham a capacidade de fornecer e absorver energia da rede, poderão também compensar afundamentos ou sobretensões. Sendo dual do Filtro Activo Paralelo, é possível ver o Filtro Activo Série como uma fonte de tensão controlada que injecta tensões no sistema de forma a compensar os problemas de tensão do lado da carga, tal como se pode observar na Fig. 1.18.

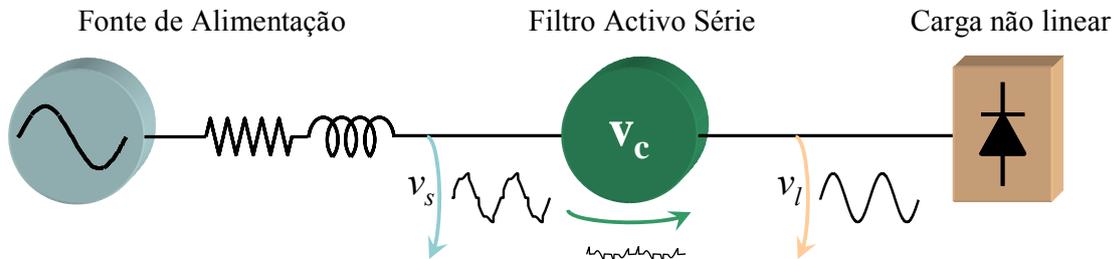


Fig. 1.18 – Diagrama Simplificado de um Filtro Activo Série.

O desenvolvimento dos Filtros Activos Série começou nos anos 80 do século passado, no entanto, este tipo de filtros é utilizado com menos regularidade, havendo um número relativamente reduzido de implementações quando comparado com o Filtro Activo Paralelo, uma vez que os problemas a nível de tensão poderão ser resolvidos, por exemplo, recorrendo-se a UPS online (a nível de regulação a nível de amplitude e frequência, assim como afundamentos ou sobretensões, por exemplo), apesar de terem perdas relativamente elevadas. As UPS não resolvem problemas a nível de harmónicos de tensão, no entanto, normalmente estes têm uma amplitude bastante reduzida e os processos produtivos não costumam ser afectados por este problema. Apesar de tudo existem situações onde é, de facto necessário aplicar este tipo de filtro activo [29, 30].

1.6.7 - Filtro Activo Híbrido

Um Filtro Activo Híbrido é composto por um Filtro Activo de Potência e por filtros passivos. A topologia mais desenvolvida combina um Filtro Activo Série com filtros passivos LC para compensação de harmónicos de corrente, sendo esta topologia mais comum do que o Filtro Activo Série a operar sozinho, uma vez que tem a vantagem de combinar o isolamento entre o sistema eléctrico e a carga com a compensação de harmónicos de corrente através da utilização de filtros LC. Caso a intenção seja unicamente a compensação de harmónicos de corrente a potência do Filtro Activo Série pode descer para 5 % da potência do sistema eléctrico onde está inserido. O diagrama unifilar deste filtro activo é apresentado na Fig. 1.19.

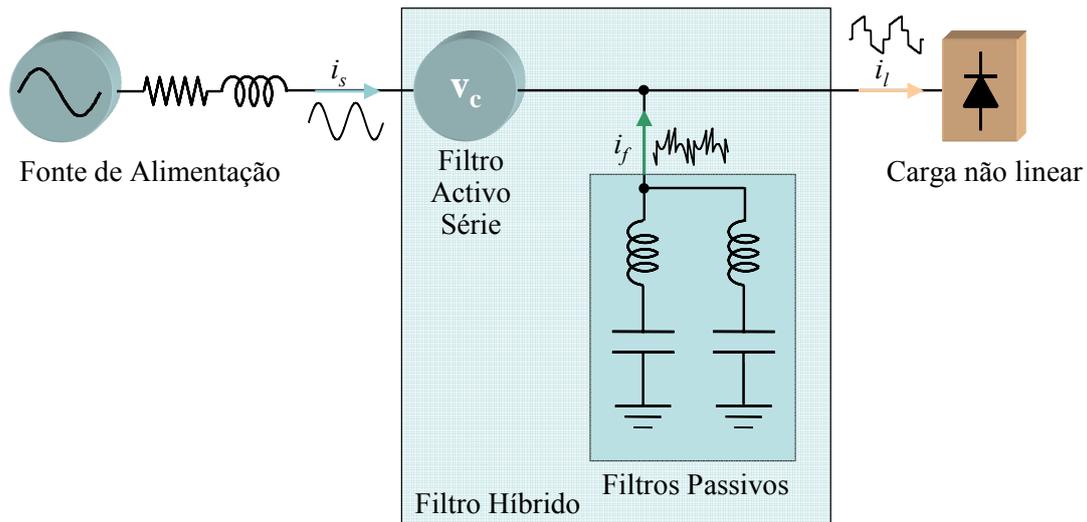


Fig. 1.19 – Diagrama unifilar do Filtro Activo Híbrido.

Os filtros activos híbridos começaram por ser desenvolvidos por *Akagi, Peng e Nabae* no final da década de 80, com a apresentação de um exemplo em que a potência do filtro híbrido era de 1,6 % da potência da carga que estava a proteger [31], no entanto, outros autores que também implementaram este tipo de filtros afirmaram que 5 % da potência da carga é mais adequado [32].

1.6.8 - Filtro Activo Série-Paralelo

Um Filtro Série-Paralelo, também conhecido por *Unified Power Quality Conditioner (UPQC)* pode ser visto como o mais próximo a que se chegou de se ter um equipamento universal para mitigar problemas relacionados com a qualidade de energia eléctrica, tanto a nível da forma de onda de tensão como de corrente. É, como o próprio nome indica, um Filtro Activo “Unificado”, ou seja, composto por um Filtro Activo Paralelo e por um Filtro Activo Série. O Filtro Activo Paralelo está localizado no lado da carga, sendo utilizado para compensar os harmónicos de corrente e o Filtro Activo Série, situado no lado da fonte, funciona como isolador para harmónicos de tensão entre a fonte e a carga, tal como se pode observar no diagrama da Fig. 1.20.

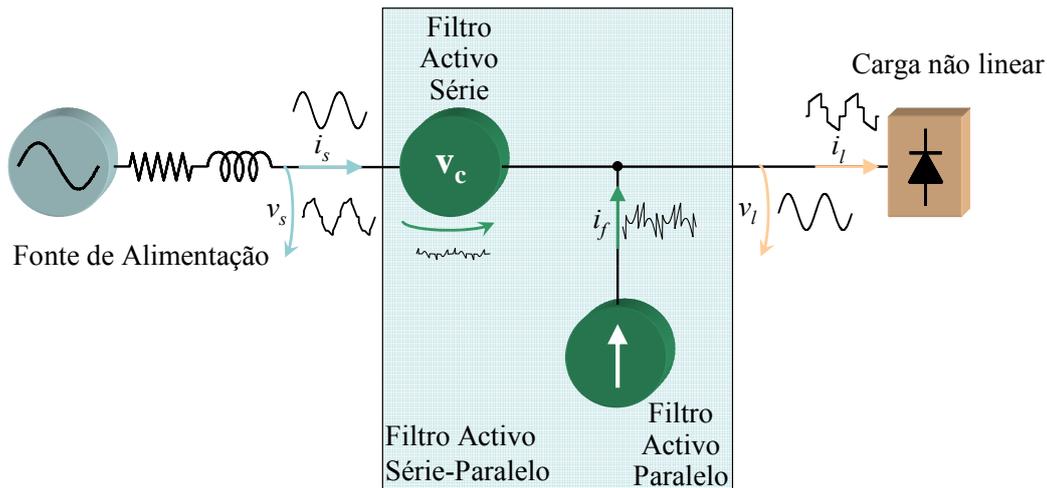


Fig. 1.20 – Diagrama simplificado de um Filtro Activo Série-Paralelo.

Implementações deste tipo de filtro activo de potência têm já surgido com relativa frequência, sendo relativamente comum a utilização de inversores de 3 ou mais níveis em substituição aos clássicos inversores de 2 níveis [33, 34].

1.6.9 - Supressores de Transitórios (TVSS)

Os supressores de transitórios (TVSS - *Transient Voltage Surge Suppressors*) são dispositivos utilizados para proteger equipamentos electrónicos de transitórios de tensão que se propagam através da rede eléctrica, tendo tempos de resposta que poderão ser inferiores a 1 ns. Os supressores para protecção cargas e instalações poderão ser do tipo paralelo ou série. O supressor paralelo ou *shunt* cria um caminho de baixa impedância de maneira a impedir que o transitório atinja a carga protegida, existindo modelos para instalações monofásicas e trifásicas. Usualmente são ligados das fases para a terra, ou das fases para o neutro, no entanto, para que a protecção seja completa contra todos os tipos de transitório é necessário utilizar uma abordagem que preveja todos os casos possíveis. Na Fig. 1.21 é possível visualizar os TVSS que deverão ser ligados a uma instalação eléctrica em estrela com neutro e terra acessíveis de maneira a proteger o melhor possível a instalação e suas cargas [35]. De notar que os cabos que ligam os supressores às linhas que estes devem proteger, deverão ser o mais curto possível, uma vez que a indutância e resistência associados aos cabos afectam o desempenho do supressor [36].

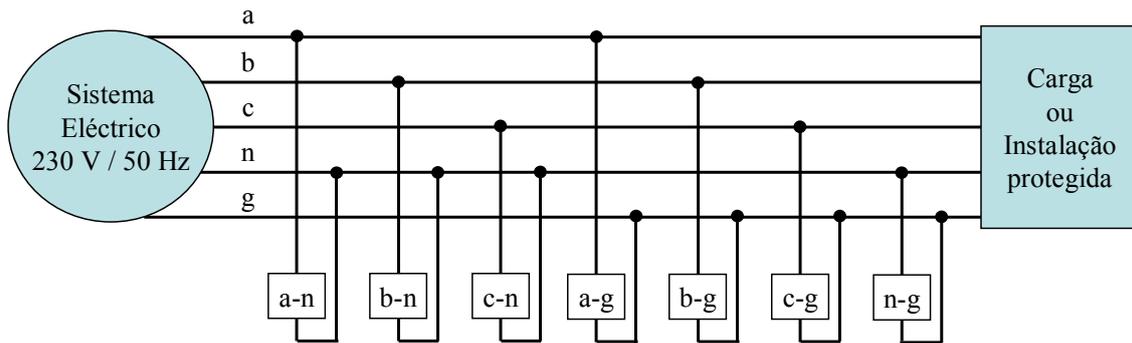


Fig. 1.21 – Esquema de ligação de supressores numa instalação trifásica.

Este tipo de supressores é normalmente constituído por varístores MOV (*Metal Oxide Varistor*) ou díodos *avalanche*. Consoante o modelo, poderão actuar para valores inferiores a 10 V e superiores a 1 KV, podendo suportar correntes muito superiores a 100.000 A (no caso dos MOV).

O TVSS do tipo série funciona como uma impedância que bloqueia a passagem dos transitórios. São menos comuns que os de tipo paralelo, dado que a ligação em série num quadro eléctrico requer mais trabalho, acrescentando-se também o facto deste tipo de componente ser mais caro. É necessário ter em consideração que, caso o TVSS deixe de funcionar a carga deixa de ser alimentada, no entanto, existem também vantagens, pois minimiza-se o número de condutores relativamente à ligação em paralelo, e a resposta do filtro série aos transitórios é melhor [37].

Consoante a aplicação existem diversos tipos de supressores que poderão ser utilizados, tais como os díodos *avalancha* (*Transient Voltage Suppressing Diode – TVSD*), os tubos de descarga (*Gas Discharge Tubes - GDT*), os varístores e também tirístores especiais (*Thyristor Surge Protective Devices – TSPD*). A utilização de cada tipo varia com a aplicação desejada e também com o tempo de resposta e o tamanho do dispositivo. Assim os díodos *avalancha* são usados para protecção contra descargas electrostáticas (*ElectroStatic Discharges – ESD*) em circuitos de sinal ou em linhas CC de tensão reduzida. Os GDT encontram-se muitas vezes em linhas de comunicação, por exemplo. Já os MOV ou varístores, são os mais conhecidos e usados, e normalmente encontram-se na protecção de dispositivos electrónicos, podendo ir desde tensões na ordem dos 10 V até dezenas de kV, com um tempo de actuação rápido e uma boa durabilidade. Por último, os TSPD, que utilizam a mais recente tecnologia nesta área, têm a vantagem de ser muito compactos em relação aos transitórios que consegue suprimir. Para que este tipo dispositivos seja eficaz será necessária uma observação

constante uma vez que muito embora possam aguentar mais do que um transitório apenas os TSPD mantêm as suas características, já os restantes tipos de supressores perdem eficácia com o tempo.

Capítulo 2

Ferramentas de Simulação para Electrónica de Potência

2.1 Necessidade de Utilização de Ferramentas de Simulação

Uma das possibilidades existentes quando se quer observar e compreender o comportamento de sistemas complexos, é fazer um estudo da resposta destes quando sujeitos a perturbações e variações nos seus parâmetros. Muito embora esse estudo possa ser efectuado no sistema real em ambiente laboratorial, não é conveniente fazê-lo numa fase inicial sem saber como é que este vai reagir, pelo menos a nível teórico. Assim sendo, as ferramentas de simulação por computador surgem como uma alternativa que permite realizar um estudo do sistema, mesmo em situações extremas de operação, sem que isto implique nenhum risco para o *hardware* desenvolvido, para a instalação envolvente e para os operadores, reduzindo os custos e tempo de investigação e aumentando a segurança do trabalho de desenvolvimento.

Com este tipo de ferramentas, caso o modelo do sistema e do ambiente envolvente sejam suficientemente aproximados da realidade, é possível observar o comportamento do sistema de forma bastante fiável. É também possível rapidamente testar alternativas ao controlador e à topologia de *hardware*, e fazer as afinações desejadas aos parâmetros para melhorar o desempenho do sistema.

Hoje em dia existe já uma quantidade considerável de ferramentas de simulação encontrando-se o mercado em constante crescimento. Existem inclusivamente algumas ferramentas de simulação especialmente orientadas para a Electrónica de Potência e para as Máquinas Eléctricas, tais como *PSCAD*, *Caspoc*, *PLECS*, entre outras. Há ainda outras ferramentas de simulação, que embora não sejam especificamente concebidas para a Electrónica de Potência, apresentam também bom potencial nesta área: o *Matlab / Simulink*, através da *toolbox SimPowerSystems* permite simular sistemas de electrónica de potência; o *PSpice* contém também todo o tipo de bibliotecas para esta área da Electrónica, o *Simplorer* que, tendo uma orientação bastante forte para a indústria automóvel tem uma componente forte de Electrónica de Potência, e tem inclusivamente bibliotecas para Energias Renováveis.

2.2 PSCAD

A ferramenta *PSCAD* (*Power Systems Computer Assisted Design*), desenvolvida pelo centro de pesquisa *HVDC Manitoba*, funciona como interface gráfico para o utilizador (GUI – *Graphical User Interface*), que utiliza o algoritmo *EMTDC* (*ElectroMagnetic Transients including DC*) para resolver os modelos de simulação. A Fig. 2.1 mostra a interface apresentado pela ferramenta.

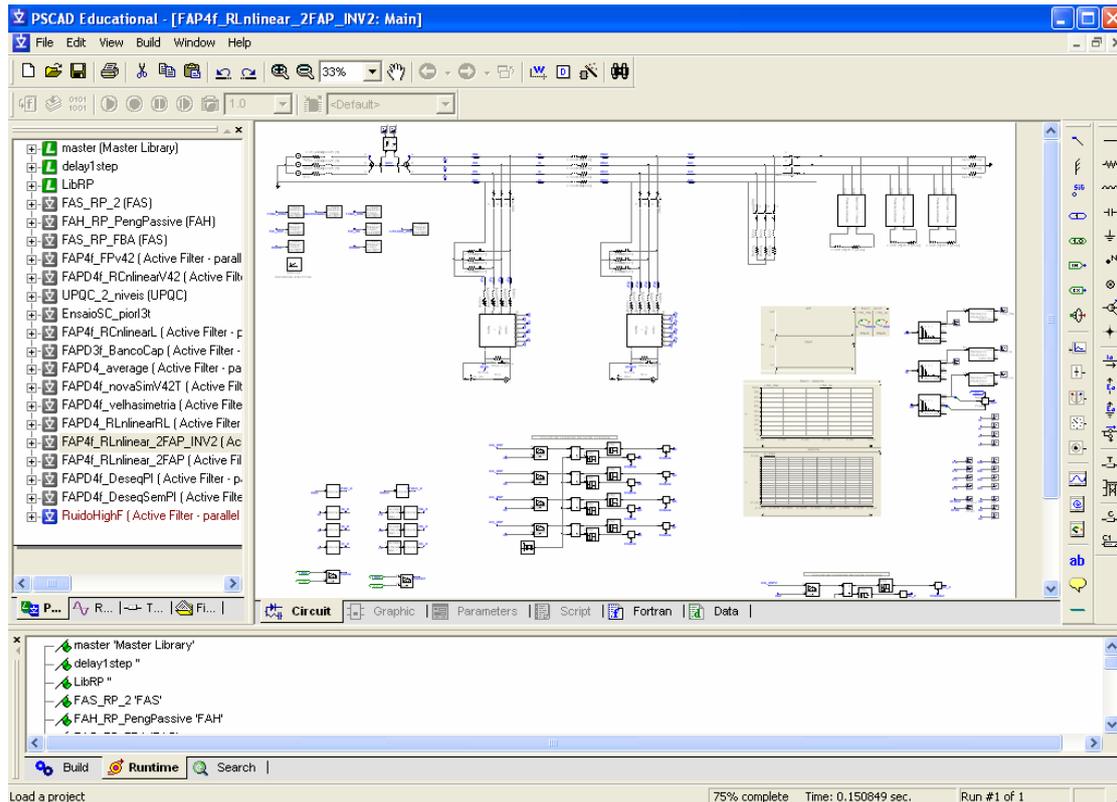


Fig. 2.1 – Interface gráfica do PSCAD.

O *EMTDC* é uma evolução do algoritmo *EMTP* (*ElectroMagnetic Transients Program*) desenvolvido por *Hermann Dommel*, que representa e resolve equações diferenciais de sistemas electromagnéticos e electromecânicos, sendo as soluções calculadas no domínio dos tempos com um passo de integração (*time step*) fixo [38]. A flexibilidade deste programa permite também a representação de sistemas de controlo sem que sistemas electromagnéticos ou electromecânicos estejam presentes, embora não fosse esse o objectivo inicial. Actualmente a principal área de utilização do *PSCAD* está no desenvolvimento de sistemas para melhoria da qualidade da energia eléctrica [39, 40]. Os resultados determinados pelo *EMTDC* são valores instantâneos no tempo, e as ferramentas incluídas no *PSCAD* permitem a sua compilação e análise.

O *PSCAD* inclui já uma série de bibliotecas onde é possível encontrar os diversos tipos de componentes eléctricos standard, tais como, componentes passivos, transformadores, fontes de tensão e de corrente, semicondutores de potência (*IGBT*, *GTO*, *MOSFET*, etc). Para além disso tem também um conjunto de máquinas eléctricas (motores de indução, máquinas síncronas, motores de corrente contínua, entre outros), sistemas de protecção (varístores, detectores de sobrecorrente, fusíveis etc), blocos para controladores, componentes de sistemas digitais, e um conjunto de medidores de sinais (impedância entre linha e terra, voltímetro, amperímetro, etc). Relativamente à utilização das fontes de tensão e de corrente, é também possível inserir harmónicos, transitórios e outras perturbações ao sistema eléctrico (que incluem, por exemplo, a simulação de um curto-circuito durante um determinado intervalo de tempo). Existe também a possibilidade de simular o transporte e distribuição de energia eléctrica, nomeadamente a nível de linhas de transporte de energia, torres e configuração da cablagem, assim como resistividade do solo e outros parâmetros de representação das cablagens [41].

Para além do facto de existir uma gama já bastante vasta de componentes, aquilo que torna esta ferramenta muito útil é a complexidade dos modelos existentes. Por exemplo, no caso de um transformador monofásico, para além de se definirem as tensões no primário e secundário, a potência do transformador e o número de *taps*, é possível definir as perdas no cobre e no ferro, assim como características de saturação. Caso um bloco necessário não exista em nenhuma das bibliotecas, é possível para o utilizador criar novos blocos utilizando para isso um conjunto de templates e variáveis globais do *PSCAD* e programar em linguagem *Fortran* o componente desejado [42]. O *PSCAD* pode também trabalhar em conjunto com a ferramenta *Matlab / Simulink*, e com ficheiros nas linguagens *C/C++*. É de notar que a interface com *Matlab*, embora possível não é recomendada a não ser em último recurso, uma vez que o processo de simulação torna-se muito lento.

A nível de suporte a empresa *HVDC Manitoba* fornece um serviço rápido e eficiente suplantado apenas pelo suporte *Matlab / Simulink* que apresenta dezenas de *links* e centenas de páginas com exemplos e fóruns. O *PSCAD* tem um fórum oficial que permite a partilha de conhecimentos com outros utilizadores e também com o próprio suporte técnico.

Existe também uma ferramenta de pós processamento gratuita chamada *TOP* (*The Output Processor*) que permite a exportação de resultados em forma de gráficos ou

tabelas de valores que poderão ser utilizados em ferramentas como o *Microsoft Office*. Este programa tem também um conjunto bastante alargado de funções matemáticas que permitem fazer uma análise aprofundada de um dado sinal, assim como possibilita, por exemplo, combinar ou filtrar valores, compensando de certa forma o facto do *PSCAD* não permitir o pós-processamento dos sinais [43]. A Fig. 2.2 mostra a interface oferecida pelo TOP.

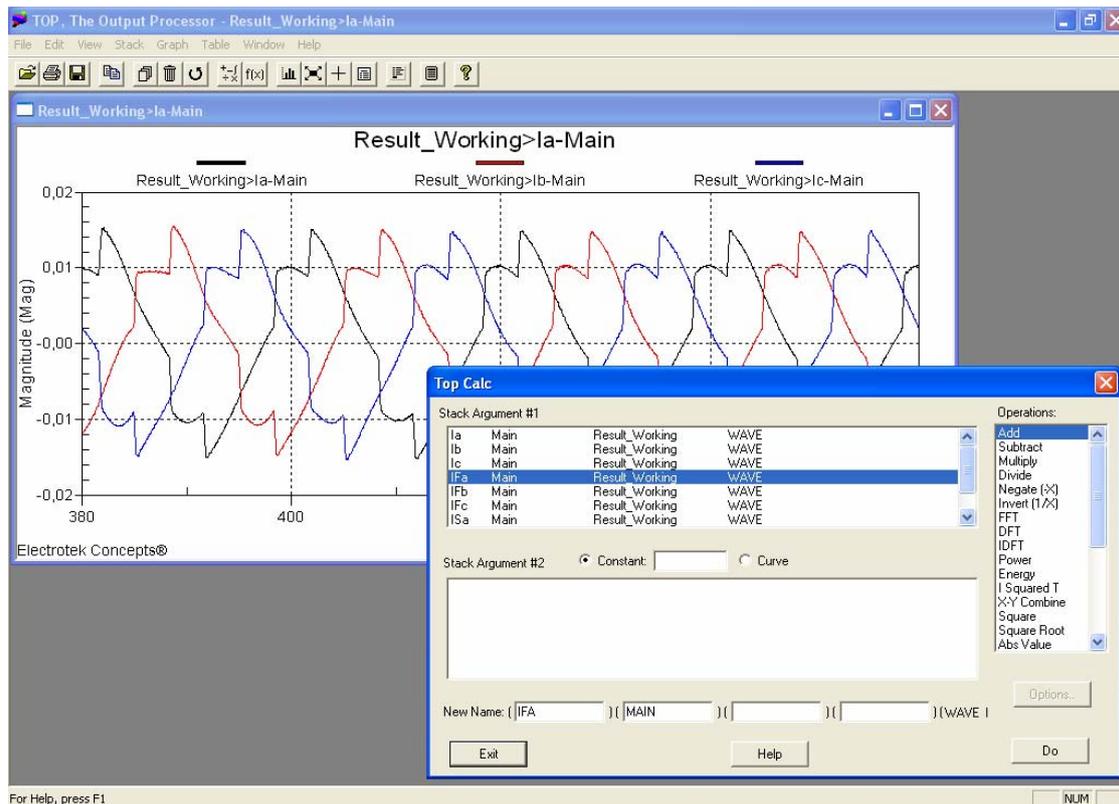


Fig. 2.2 – Interface do TOP – ferramenta de pós-processamento para o *PSCAD*.

2.3 *Matlab / Simulink*

A ferramenta *Matlab* (*Matrix Laboratory*) consiste num ambiente de computação numérica e visualização, desenvolvido pela empresa *MathWorks Inc.* Integra uma vasta quantidade de funções que vão desde a álgebra, a aritmética complexa até ao processamento de sinal ou os sistemas não-lineares, e representa as soluções em notação matemática. O número de aplicações que contém faz com que seja utilizada por virtualmente todos os ramos da Ciência e da Engenharia.

O *Matlab* permite criação de novas funções desenvolvidas pelo utilizador, empregando uma linguagem própria de alto nível, ou recorrendo às linguagens de programação *C* ou *Fortran*, através de interface externas [44]. A linguagem *MATLAB*

tem a vantagem de utilizar como elementos básicos de armazenamento *arrays* que não têm dimensão definida pelo utilizador, tornando possível a resolução de diversos problemas num intervalo de tempo menor do que o necessário quando se recorre a outras linguagens (como por exemplo a linguagem C).

Possivelmente as maiores vantagens do *Matlab* são a sua disseminação pelo meio académico, que facilita as trocas de informação, e o facto de uma quantidade assinalável de outras ferramentas de simulação (*PSCAD*, *Simplorer*, entre outras) permitirem trabalhar juntamente com o *Matlab*.

A nível da interface, o *Matlab* funciona como um sistema operativo com linha de comandos onde é possível chamar todas as aplicações ou *toolboxes* incluídas. A Fig. 2.3 mostra a linha de comandos.

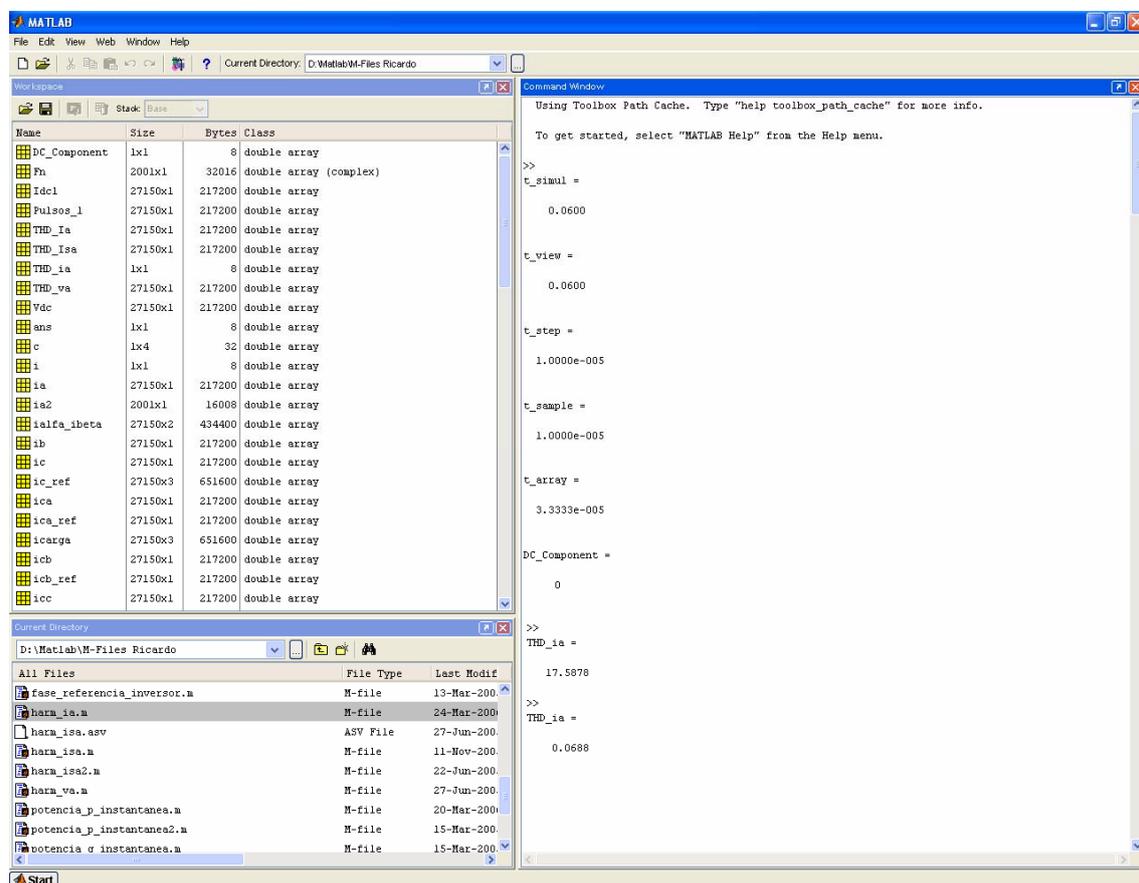


Fig. 2.3 – Interface do *Matlab*.

Integrado no *Matlab* encontra-se o ambiente interactivo *Simulink*, apresentado na Fig. 2.4, que proporciona uma interface para construir modelos a partir de blocos, utilizando a filosofia *drag and drop*. Este módulo foi desenvolvido como uma arquitectura aberta permitindo ao utilizador acrescentar novas bibliotecas de blocos consoante a necessidade.

A principal característica que sobressai no *Simulink*, relativamente a outras ferramentas de simulação, consiste no número de opções ao dispor do utilizador a nível dos métodos de integração, que podem ser de *time step* fixo ou variável. Para além disso é possível dividir os blocos em hierarquias, e nas bibliotecas que estão inseridas por defeito incluem-se os blocos necessários para se trabalhar em aplicações da área de Electrónica de Potência [45].

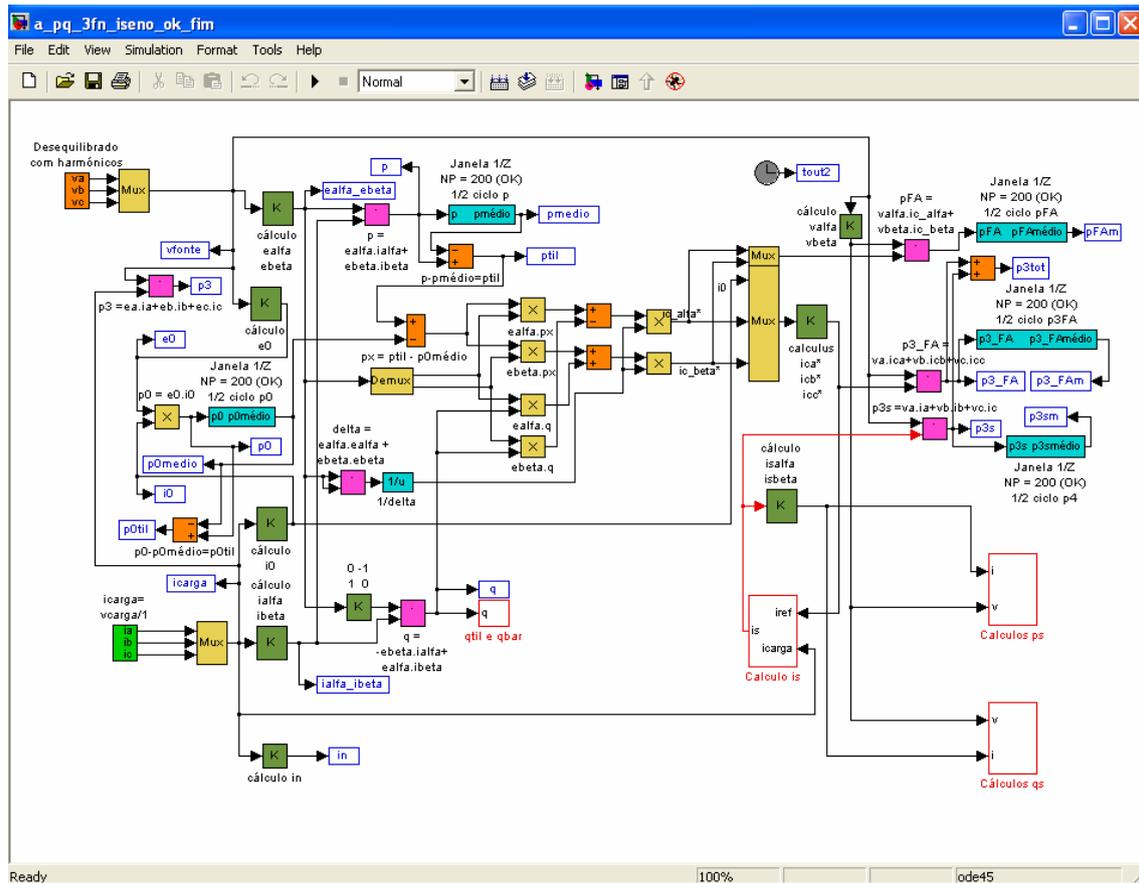


Fig. 2.4 – Exemplo de um modelo em *Simulink*.

O *SimPowerSystems* (anteriormente denominado *Power Systems Blockset*) é uma *toolbox* do *Simulink* que permite rapidamente criar modelos de sistemas de Electrónica de Potência. Para além de sistemas eléctricos esta ferramenta tem a capacidade de interagir com sistemas mecânicos, térmicos, de controlo e outros, graças à ligação ao *Simulink*. É possível simular sistemas de geração e distribuição de energia, tendo inclusivamente blocos que permitem a simulação das características das linhas de distribuição, no entanto, os modelos são mais limitados quando comparados com os do *PSCAD*. Estão também disponíveis os componentes passivos e os semicondutores de potência mais comuns, e também algumas máquinas eléctricas de corrente contínua e de corrente alternada monofásicas e trifásicas.

O principal problema da utilização do *SimPowerSystems* é a velocidade de simulação que se torna bastante reduzida, principalmente em sistemas que utilizam semicondutores de potência como elementos de comutação. A escolha dos valores iniciais de tensão e corrente, embora seja feita automaticamente por defeito, é também uma possível fonte de problemas, uma vez que o sistema pode demorar muito tempo a estabilizar, principalmente quando se inserem indutâncias no sistema. Como principais vantagens destacam-se o facto de ser muito intuitiva, de possuir uma vasta biblioteca e dentre, entre as ferramentas analisadas, ser a que tem mais informação e modelos já construídos estando estes facilmente acessíveis através da Internet.

2.4 PLECS

Contrariamente às restantes ferramentas apresentadas, a *PLECS* é uma *toolbox* que funciona com o *Matlab / Simulink*, desenvolvida pela empresa *Plexim GmbH*, e que funciona como uma alternativa ao *SimPowerSystems*. Desta forma é utilizado o *Simulink* como interface gráfica, o que se traduz numa grande vantagem para quem já tem experiência a trabalhar com esta ferramenta.

A nível de bibliotecas o *PLECS* fornece os diversos elementos passivos, semicondutores, transformadores e máquinas eléctricas padrão que podem ser encontrados em qualquer simulador vocacionado para Electrónica de Potência. Estão também disponíveis diversos blocos que pretendem modelizar conversores monofásicos e trifásicos de 2 e 3 níveis, assim como blocos de controlo para o disparo de pontes tiristorizadas através da modulação de largura de impulsos (PWM), por exemplo. As indutâncias e condensadores não ideais fazem também parte dos blocos contidos nesta ferramenta.

De acordo com os autores, a principal vantagem do *PLECS* é a utilização de modelos de semicondutores baseados em interruptores ideais, o que se traduz numa simulação mais rápida e robusta. Adicionando a isto o facto desses modelos de semicondutores não utilizarem também os circuitos de amortecimento (*snubbers*), são eliminados os transitórios gerados pela comutação dos elementos semicondutores possibilitando a realização da simulação com um passo de integração variável, o que se traduz, segundo os autores, num aumento da robustez e velocidade de simulação. Caso seja necessário utilizar modelos mais exactos existe a possibilidade para o utilizador de

adicionar os elementos que aproximam mais os modelos da realidade e criar o seu próprio componente [46].

De forma a avaliar as capacidades desta *toolbox* foi testado um sistema relativamente simples, contido na biblioteca de exemplos, e que corre na versão de demonstração fornecida gratuitamente, mas que tem limitações relativamente ao número de blocos que podem ser utilizados numa simulação. Esse exemplo consiste num conversor CC-CC ressonante, que pode ser observado na interface do *Simulink* na Fig. 2.5, e cujo bloco *PLECS* expandido se encontra na Fig. 2.6.

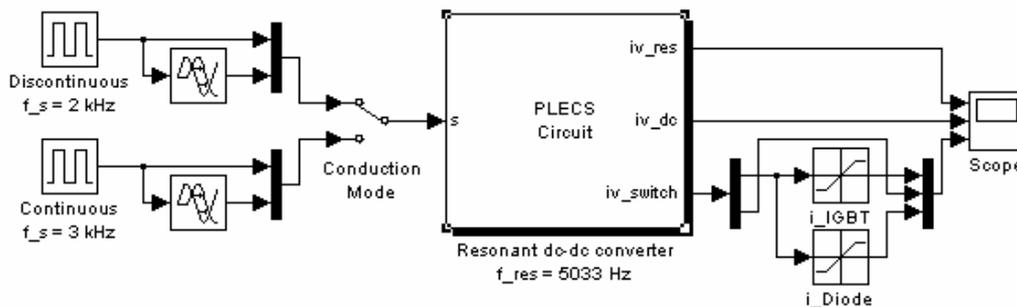


Fig. 2.5 – Circuito *PLECS* na interface *Simulink*.

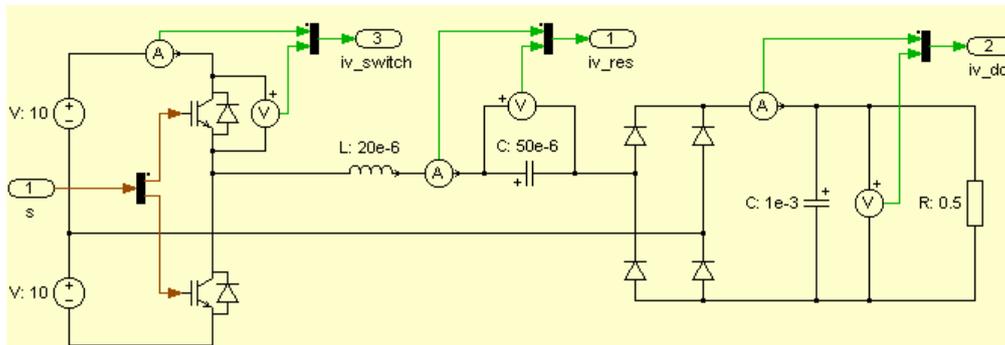


Fig. 2.6 – Expansão do bloco *PLECS* da figura anterior.

As entradas do circuito de exemplo consistem em duas fontes CC de 10 V, sendo o sinal de controlo dos semicondutores duas ondas quadradas desfasadas 180° que podem ser de 2 kHz ou 3 kHz consoante a posição do interruptor. As ondas têm um *duty cycle* de 45 %, que entra em linha de conta com o tempo morto (*dead time*).

Foi possível constatar que a velocidade de simulação é bastante superior à apresentada pelo *SimPowerSystems*, no entanto, os semicondutores são um pouco mais simplificados o que poderá retirar alguma precisão à simulação. Além disso o investimento é considerável uma vez que esta ferramenta é um *addon* para o *Simulink*. Por outro lado, o facto de utilizar esta interface gráfica como base reduz o tempo de aprendizagem de utilização. Comparando com as restantes ferramentas de simulação as

bibliotecas presentes são um pouco reduzidas, no entanto, essa falha é compensada pelo facto de se poder utilizar blocos do *SimPowerSystems* e do *PLECS* simultaneamente. Deve-se ter em conta que a utilização simultânea destas duas *toolboxes* reduz consideravelmente a velocidade de simulação do sistema.

A nível de suporte não existe muita informação disponível na Internet, nem existem muitos exemplos disponíveis, exceptuando os criados pelo suporte técnico do *PLECS*.

2.5 *Caspoc*

O *Caspoc* é uma ferramenta de simulação/animação com passo de integração fixo, utilizada para o desenvolvimento de sistemas de Electrónica de Potência e controlo de motores, tendo uma vertente virada para o ensino da Electrónica de Potência e das Máquinas Eléctricas. De acordo com o seu fabricante, a *Integrated Engineering Software*, as suas potencialidades permitem modelar sistemas utilizados na indústria automóvel, aeroespacial, electrónica comercial, entre outras.

O ponto que distingue esta ferramenta das restantes consiste no sistema de animação que permite ao utilizador observar quais os caminhos percorridos pela corrente num determinado instante, mostrando também quais os semicondutores a operar. Paralelamente às animações dos sistemas eléctricos, é possível observar animações de sistemas mecânicos. Por exemplo, é possível observar simultaneamente um guindaste a operar e o comportamento do circuito eléctrico que o comanda.

Para além do *Caspoc* propriamente dito, existem uma série de ferramentas de apoio, como por exemplo páginas *html*, que permitem calcular o circuito de *snubber* de semicondutores de potência, o dimensionamento de componentes de filtros passivos, entre outras. Para além destas ferramentas, existe também *software* para análise térmica, análise electromagnética, para o projecto de máquinas eléctricas, entre outras. Existe inclusivamente uma ferramenta de apoio ao *Caspoc*, denominada *Euler*, que permite importar modelo mecânicos criados em *CAD* (nomeadamente com o programa *Solid Works*) para os inserir no *Caspoc*. Uma outra ferramenta, *Tesla*, é uma *RAD* (*Rapid Application Development*) que permite modelar protótipos de máquinas eléctricas (motores de indução, motores CC, máquinas síncronas, etc) ao nível dos dados mecânicos, geométricos e também incluindo os materiais utilizados na construção da máquina. Uma vez que o protótipo virtual esteja construído é possível proceder-se à

análise das características a nível de eficiência, relação velocidade/binário e também velocidade/potência [47].

Analisando a versão de demonstração disponível no *site* foi possível observar que esta ferramenta recorre muito aos componentes ideais, não havendo, por exemplo, modelos definidos para fontes de alimentação com impedância interna, sendo por isso necessário que o próprio utilizador defina estes valores externamente. Este problema de ter de definir externamente determinadas características de componentes não está limitado unicamente às fontes. Sempre que se pretende tornar um determinado componente mais realista, tal como um transformador ou motor, será necessário acrescentar blocos externo soa modelo de simulação. O nível de realismo dos componentes é equivalente ao de outras ferramentas e, embora a colocação externa de características adicionais não seja problemática num caso simples, acaba por se tornar confuso em simulações mais complexas com muitos componentes que se queiram realistas.

Relativamente às potencialidades a nível da Qualidade de Energia verificou-se que embora seja possível fazer uma análise de *Fourier* discreta, as potencialidades para análise que existem por defeito no programa são relativamente limitadas não sendo possível, por exemplo, determinar a sequência positiva, sequência negativa e sequência zero de um sinal.

Muito embora o *Caspoc* tenha algumas limitações existe a possibilidade de fazer a interface deste com o *Simulink* e também com o *Spice*, para que estas sejam compensadas. É também possível criar novos blocos recorrendo a um compilador de linguagem *C* interno ao próprio *Caspoc* (não utilizando, no entanto, todas as potencialidades desta linguagem). Caso se queira utilizar todas as potencialidades da linguagem *C* deve-se utilizar o *Microsoft Visual C*, dado que existe a possibilidade de facilmente integrar as duas ferramentas, desde que se use a versão profissional do *Caspoc*. Uma das maiores potencialidades da versão profissional do *Caspoc* consiste na possibilidade de criar um bloco ou conjunto de blocos de controlo que poderão depois ser compilados em *Embedded C*, permitindo a sua exportação quase directa para um microcontrolador.

Relativamente à interface com o utilizador, esta poderá ser observado na Fig. 2.7. A nível de compreensão de funcionamento de um dado circuito, a função de animação é muito boa, permitindo adquirir um entendimento rápido relativamente ao que está a acontecer num dado instante da simulação.

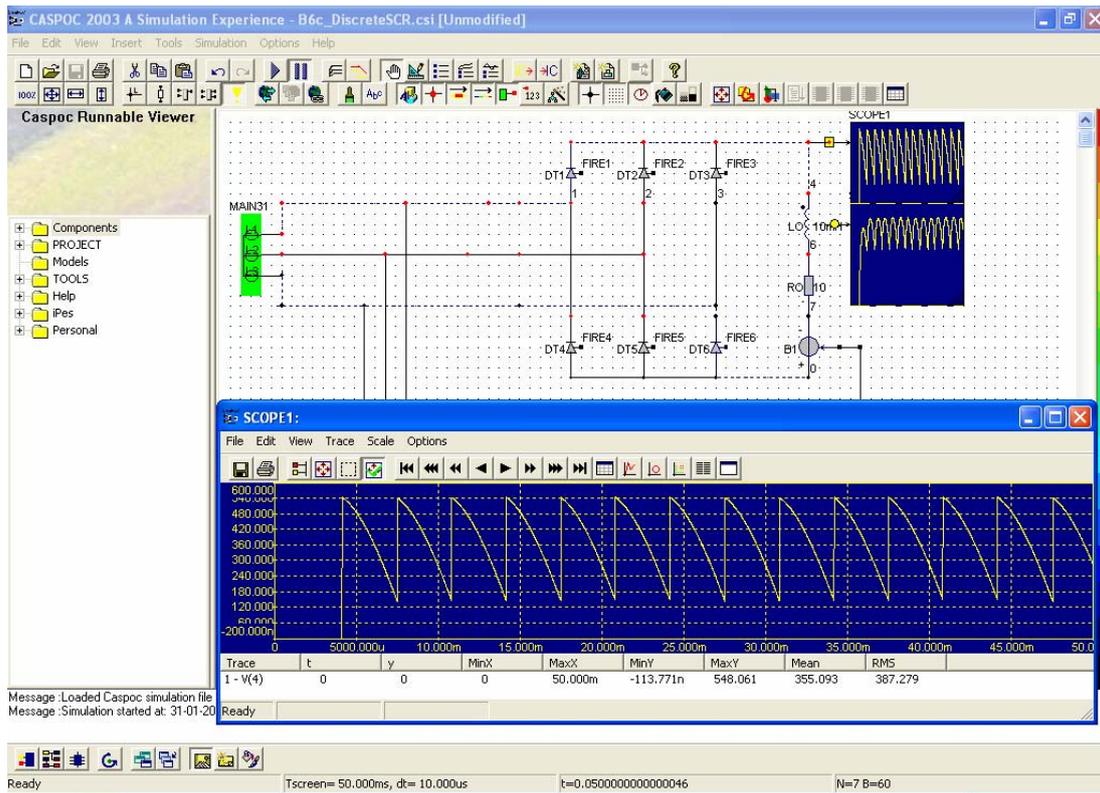


Fig. 2.7 – Interface da ferramenta de simulação *Caspoc*.

No que toca à criação de um dado modelo de simulação esta ferramenta é pouco intuitiva, principalmente quando é necessário inserir os parâmetros de um dado bloco, pois não existe qualquer descrição facilmente acessível, tornando-se complicado, pelo menos numa fase inicial, definir os parâmetros dos diversos blocos.

Relativamente à velocidade de simulação, esta é relativamente reduzida, quando comparada com outras ferramentas (como por exemplo, o *PSCAD*, ou o *PLECS*). Cabe ressaltar que a velocidade de simulação, quando o modo de animação está activado, não pode ser muito elevada pois o interesse é que se consiga perceber o que está a acontecer. No entanto, mesmo com o modo de animação da simulação desligado, esta processa-se a uma velocidade relativamente baixa tendo em conta o passo de integração e a complexidade do circuito.

De todas as ferramentas analisadas esta é a que tem menor quantidade de informação disponível e, aparentemente, é a menos utilizada. Através da análise da versão gratuita pode-se concluir que o seu ponto forte é a utilização para actividades pedagógicas.

2.6 Simplorer

O Simplorer é definido pelo seu fabricante, a *Ansoft Corporation*, como uma ferramenta de simulação multi-domínio que permite analisar sistemas complexos encontrados na indústria automóvel, aeroespacial e em sistemas industriais. A interface pode ser observada na Fig. 2.8.

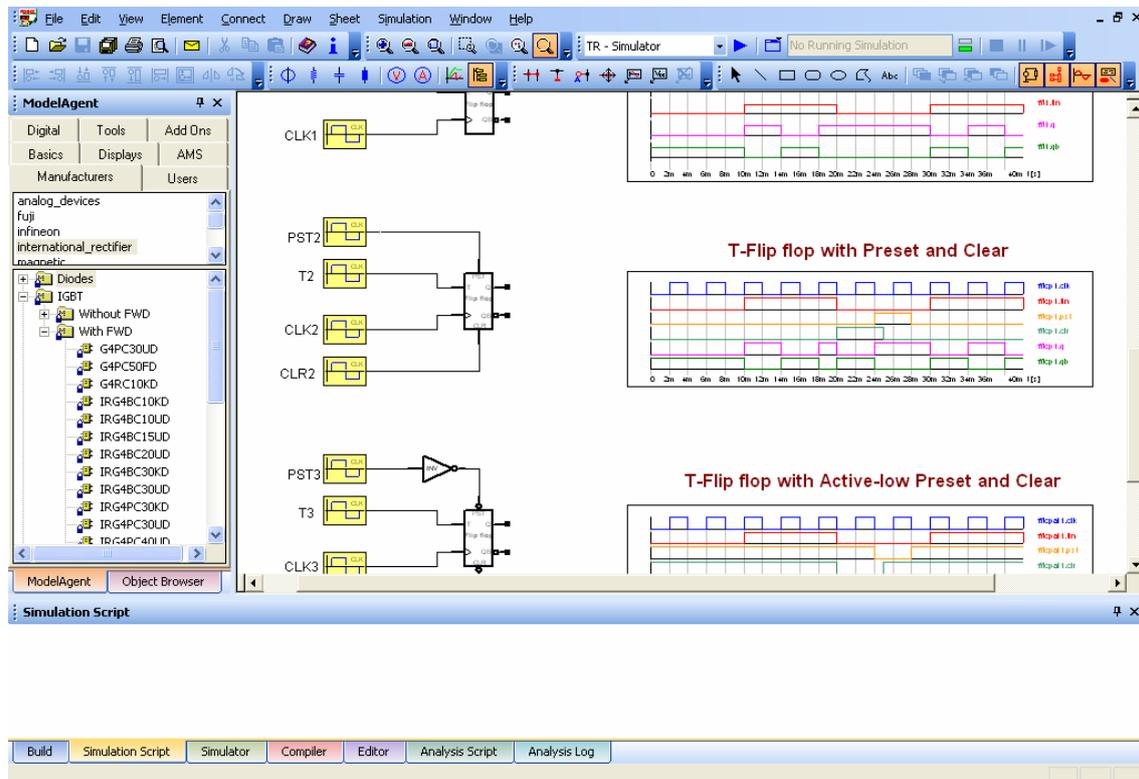


Fig. 2.8 – Interface do *Simplorer*.

A modelização de sistema poderá ser efectuada recorrendo a diversos standards: *VHDL-AMS*, circuitos eléctricos, diagramas de blocos, máquinas de estados e *C/C++*.

O standard *VHDL-AMS* (*Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language-Analog and Mixed Signal*) é um standard do *IEEE* que consiste numa forma de descrever, através de um programa, o comportamento de um circuito ou componente. É uma extensão do *VHDL* que permite que um dado componente não seja meramente digital, sendo possível descrever um sistema através de equações diferenciais ou através de uma função de transferência. Esta extensão permite, por exemplo, a criação de modelos de díodos ou de outros semicondutores, no entanto, não é efectuada a integração destes modelos numa *FPGA* (*Field Programmable Gate Array*) um circuito integrado programável), tal como aconteceria com *VHDL*. As máquinas de

estados e diagramas de blocos permitem também uma definição relativamente simples de controladores de malha fechada, quer sejam sistemas contínuos ou discretos.

As bibliotecas desta ferramenta são bastante extensas, cobrindo Electrónica, Máquinas Eléctricas, Hidráulica, Mecânica, etc., existindo bibliotecas especializadas para a indústria automóvel ou para a área das Energias Renováveis, entre outras. Relativamente aos componentes electrónicos, os seus modelos são criados de acordo com as especificações dos fabricantes, existindo componentes da *Infineon*, *Semikron*, *International Rectifier*, etc. Para a obtenção de novos componentes existe a possibilidade de descarregar novas bibliotecas da Internet, ou caso não esteja disponível um dado semiconductor, basta usar a *template* existente que pede informações padronizadas que se encontram nos *datasheets* dos fabricantes. A nível de elementos eléctricos passivos (indutâncias, condensadores e resistências) é possível que estes sejam lineares ou valores controlados por uma expressão matemática. Relativamente às indutâncias, há também a possibilidade de utilizar modelos não lineares.

A nível de análise dos dados esta ferramenta utiliza uma série de algoritmos estatísticos, tais como: análise de Monte Carlo, algoritmos genéticos, aproximações sucessivas, análise de pior caso, etc. Para além disso permite também fazer a análise da resposta de um sistema no domínio da frequência.

Relativamente à possibilidade de integração da ferramenta com outros programas, o *Simplorer* comunica com o *MathCAD*, com o *Matlab* e também com programas escritos nas linguagens C/C++. Através de linguagens de *scripting* como o *Java* é possível interagir com ferramentas que suportem o interface *Microsoft Com*, tais como o *Office* ou o *Labview*.

A nível de Electrónica de Potência, o *Simplorer* contém uma biblioteca já bastante completa com um conjunto de macros com as topologias mais comuns de fontes CC/CC, inversores multi-nível, rectificadores tiristorizados, entre outros. A nível de algoritmos de comando de semicondutores verificou-se que a modulação por largura de impulsos e a comutação natural já estão implementados. Relativamente à análise dos sistemas de potência a biblioteca inclui módulos para análise de Qualidade de Energia, impedância equivalente do sistema, entre outras [48].

De acordo com os testes efectuados com a versão fornecida gratuitamente, foi possível concluir que, de facto, esta ferramenta é extremamente versátil uma vez que existem múltiplos métodos para criar um modelo. O facto de possuir componentes específicos de diversos fabricantes é também um ponto forte, no entanto, a velocidade

de execução das simulações (mesmo que o modelo seja simples) é relativamente reduzida. Além disso é uma ferramenta relativamente pouco disseminada a nível do desenvolvimento de modelos de sistemas relacionados com Qualidade de Energia, sendo a informação mais dirigida para sistemas de potência para a indústria automóvel [49]. No entanto, deve-se ter em conta que tem também boas potencialidade ao nível da área da Qualidade de Energia, e já existem inclusivamente resultados publicados baseados em simulações efectuadas com esta ferramenta [50].

2.7 Escolha da Ferramenta de Simulação

Na escolha da ferramenta de simulação a ser utilizada no desenvolvimento deste trabalho de Mestrado também pesaram os recursos que a Universidade já dispunha, assim como o *know-how* já existente, particularmente de colegas que facilmente possam disponibilizar esse conhecimento quer através de exemplos, quer de explicações, facilitando o avanço do trabalho e possibilitando uma maior aproximação das simulações à realidade. Assim sendo a utilização do *Matlab* tornou-se numa escolha natural, quer pelo facto de, a nível de controlo, ser uma ferramenta extremamente avançada e com um espectro muito largo de aplicações graças às suas vastas bibliotecas, quer porque existe já trabalho desenvolvido, nomeadamente a nível de Filtros Activos Paralelos [51, 52] e de Filtros Activos Série [53]. A versão utilizada no decorrer deste trabalho foi o *Matlab* 6.5 que inclui a versão 5.0 do *Simulink* e a versão 2.3 da *toolbox SimPowerSystems*.

O *SimPowerSystems*, como parte integrante do *Matlab*, é a *toolbox* para Electrónica de Potência, no entanto, esta ferramenta é extremamente lenta quando se simulam uma grande quantidade de elementos não-lineares. Devido a este facto, decidiu-se adquirir uma outra ferramenta de simulação que fosse mais dirigida para a simulação de sistemas de Electrónica de Potência e que tivesse uma velocidade de simulação maior, ao mesmo tempo que possibilitasse resultados os mais próximos possíveis da realidade.

Deve-se destacar que, para além das ferramentas de simulação analisadas, existem também outras que poderão ser aplicadas na simulação de circuitos de Electrónica de Potência, tais como o *Saber*, *Microsim (PSPICE)*, entre diversas outras. Possivelmente, a ferramenta mais conhecida que não foi analisada consiste no *Microsim*, que é uma ferramenta, tal como o *Matlab*, com uma biblioteca muito vasta a

nível de electrónica, mas que não foi seleccionada uma vez que a análise efectuada por *José Rodríguez et al.* [54] demonstrou que apresenta alguns problemas de convergência, sendo também mais lenta do que o próprio *Matlab / Simulink* na simulação de circuitos de Electrónica de Potência. Para além disso esta é também uma ferramenta com um largo espectro de aplicação, tal como o *Matlab*, não sendo uma ferramenta dirigida para a Electrónica de Potência (muito embora hajam *toolboxes* comerciais disponíveis só para esta área de trabalho). A nível do *Saber* não foi possível obter uma versão de demonstração em tempo útil, pelo que não se conseguiu testar as suas potencialidades.

Assim, foi necessário seleccionar uma outra ferramenta de simulação, mais “especializada” em Electrónica de Potência. Esta ferramenta não necessitava de grande versatilidade, pois o *Matlab* já cobre essa vertente, no entanto, era necessário que simulasse rapidamente, de preferência que conseguisse aplicar as teorias de controlo estudadas numa fase inicial no *Matlab* e devendo ter a possibilidade de interagir com este. Com base no estudo feito com as versões fornecidas pelos diversos fabricantes (apenas o *Matlab* já existia na Universidade) foi possível concluir que a ferramenta que cumpre o critério mais importante (velocidade de simulação) sem comprometer a nível de precisão de resultados é o *PSCAD* sendo este inclusivamente um dos pontos fortes indicados. Para além disso, o facto de existir a possibilidade de simular o sistema de distribuição de energia, problemas de Qualidade de Energia, assim como sistemas de energia renovável é de importância considerável para a Área de Electrónica de Potência e Actuadores do Departamento de Electrónica Industrial pelo que a escolha final recaiu sobre a versão Educacional desta ferramenta, que basicamente é uma versão mais barata da versão profissional, tendo a limitação de 1000 nós por circuito. Este valor é mais que suficiente para os trabalhos a serem efectuados quer no âmbito desta tese quer noutros trabalhos.

Capítulo 3

Filtro Activo Paralelo

3.1 Introdução

Tal como mencionado no Capítulo 1 o Filtro Activo Paralelo é uma solução bastante interessante para melhorar a qualidade da energia de um sistema eléctrico, uma vez que tem a capacidade de, a montante da sua localização, compensar os harmónicos, corrigir o factor de potência, equilibrar as correntes nas três fases e anular a corrente no neutro, fazendo-o de forma dinâmica.

A Fig. 3.1 mostra um diagrama de blocos, onde é possível identificar os principais módulos que constituem um Filtro Activo Paralelo inserido num sistema eléctrico trifásico com neutro acessível (inversor e controlador).

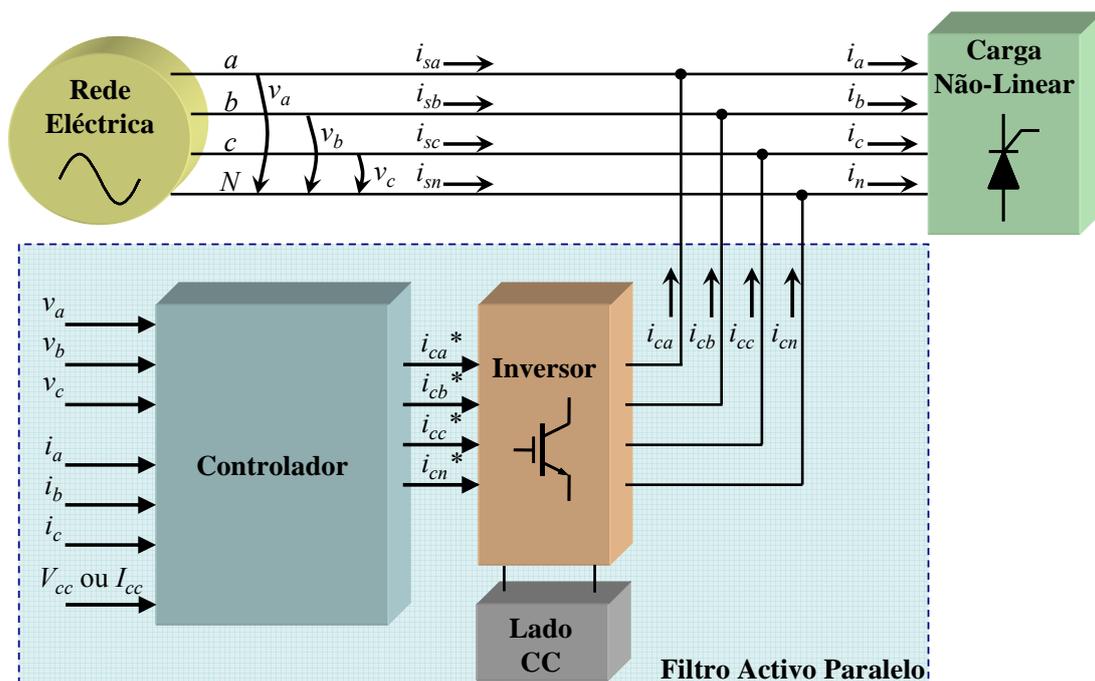


Fig. 3.1 – Diagrama de blocos de um Filtro Activo Paralelo.

O objectivo é fazer com que as correntes nas 3 fases do lado da fonte, i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} , sejam, tanto quanto possível, sinusoidais, equilibradas, em fase com as tensões (v_a , v_b e v_c) e também que a corrente do neutro do lado fonte, i_{sn} , seja nula, independentemente da forma de onda das correntes da carga (i_a , i_b , i_c e i_n). Para isso o Filtro Activo Paralelo injecta as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} , recorrendo a um inversor de

electrónica de potência. O filtro activo tem apenas um componente armazenador de energia, no lado CC do inversor. As correntes de compensação são determinadas por um controlador que, em função do algoritmo de controlo que utiliza, poderá ter como variáveis de entrada as apresentadas na Fig. 3.1, no entanto, não é obrigatório que assim seja.

3.2 Topologias de Inversores para Filtros Activos Paralelos

Os inversores são uma das partes críticas de qualquer Filtro Activo de Potência, uma vez que é este módulo que faz a interface com a rede eléctrica e injecta as tensões ou correntes necessárias para compensar os problemas de Qualidade da Energia Eléctrica. Existem várias topologias de inversores que podem ser utilizados nos filtros activos, sendo a mais comum, o VSI (*Voltage Source Inverter* - inversor tipo fonte de tensão) de 2 níveis demonstrado na Fig. 3.2 (a). Esta topologia é geralmente preferida relativamente à topologia CSI (*Current Source Inverter* - inversor tipo fonte de corrente) uma vez que o VSI possui uma eficiência mais elevada e um custo mais reduzido [55], podendo ainda ser expandida para configurações multi-nível. A vantagem da topologia CSI, ilustrada na Fig. 3.2 (b) prende-se com o facto de, para compensação de harmónicos de baixa ordem, o armazenamento de energia no lado CC ser menor, o que reduz o peso e o volume do inversor [56]. Ponderando as vantagens e desvantagens existentes nas duas topologias optou-se pela utilização do tipo VSI como inversor dos filtros activos de potência a serem estudados neste trabalho.

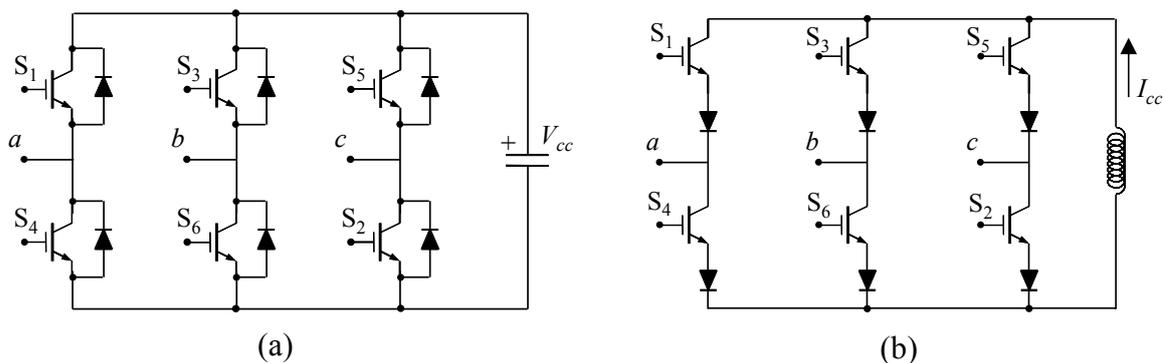


Fig. 3.2 – Topologias de inversores: (a) VSI e (b) CSI.

Dentro da topologia VSI existem várias configurações que podem ser utilizadas [57], e como tal, será feita uma introdução a algumas das configurações mais comuns: pontes trifásicas de 2 níveis, pontes trifásicas de 3 níveis e pontes monofásicas.

3.2.1 - Topologia VSI de 2 níveis

O VSI de dois níveis é a configuração mais comum utilizada em inversores de electrónica de potência, uma vez que para além de ser geralmente utilizada em filtros activos, é também utilizada em variadores electrónicos de velocidade, UPSs, DVRs, entre muitas outras aplicações. Esta configuração, cuja representação teórica é apresentada na Fig. 3.2 (a), pode aplicar dois valores diferentes de tensão no sistema: V_{cc} ou 0 V , sendo a que necessita de menos interruptores semicondutores, no entanto, estes têm que suportar uma tensão directa bastante elevada, uma vez que a tensão no lado CC, para sistemas ligados à rede eléctrica trifásica de baixa tensão em Portugal (230 V fase-neutro e 400 V fase-fase, 50 Hz) terá que apresentar valores superiores a 565 V. Por outro lado, existem muitas formas simples e eficazes de comandar este tipo de ponte trifásica, o que é positivo pois não contribui decisivamente para o aumento da carga de processamento do controlador (poderá inclusivamente ser efectuada por *hardware* com recurso a relativamente poucos componentes).

3.2.2 - Topologia VSI de 3 níveis NPC

Um inversor de dois níveis, tal como já foi visto, permite apenas dois níveis de tensão à saída de cada braço, já os inversores multi-nível permitem múltiplos níveis à sua saída o que faz com que as tensões e correntes apresentem um menor *ripple*, para a mesma frequência de comutação [57]. A Fig. 3.3 mostra o princípio de funcionamento teórico simplificado de inversores de 2, 3 e n níveis.

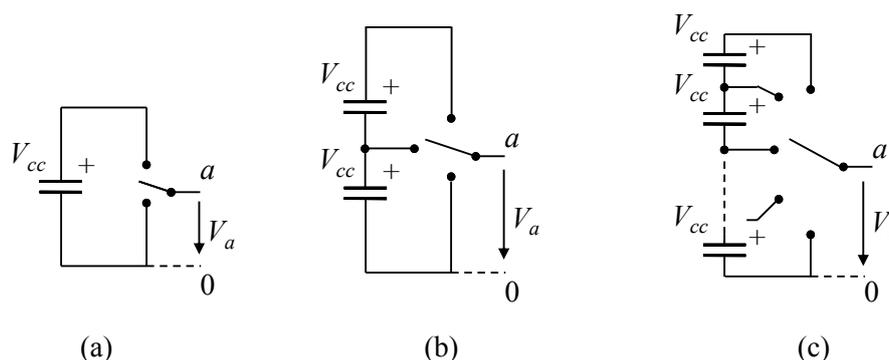


Fig. 3.3 – Princípio de funcionamento teórico de inversores: (a) 2 níveis, (b) 3 níveis e (c) n níveis.

Usando como base a topologia VSI existem diversas variantes que podem ser aplicadas nos filtros activos de potência, sendo a topologia de três níveis NPC (*Neutral Point Clamped*) mostrada na Fig. 3.4, um dos tipos que está a conhecer um maior crescimento a nível de número de implementações [58].

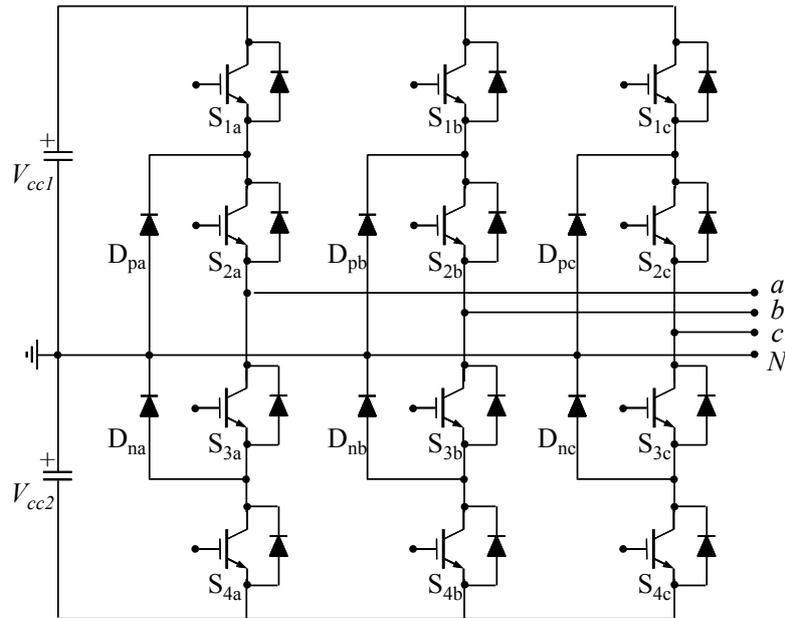


Fig. 3.4 – Inversor de 3 níveis NPC.

Nesta topologia a tensão do lado CC é dividida em três níveis através dos 2 condensadores, V_{cc1} e V_{cc2} , representados na Fig. 3.4. Assim as tensões de saída tomam os valores $+V_{cc}/2$, 0 V ou $-V_{cc}/2$. Existem três modos de funcionamento neste tipo de inversor. A Fig. 3.5 mostra o Modo 1, em que os interruptores semicondutores 1 e 2 estão em condução e a tensão de saída apresenta o valor $+V_{cc}/2$. Consoante o fluxo de energia, a corrente flui por S_1 e S_2 , ou por D_1 e D_2 .

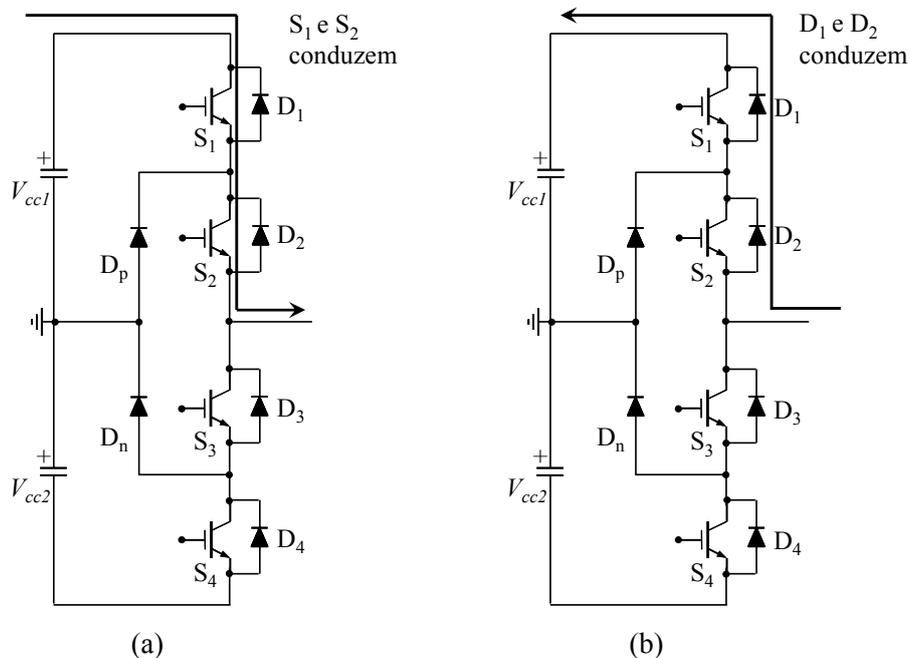


Fig. 3.5 – Modo 1 de funcionamento do inversor: (a) fluxo de energia do lado CC para a rede, e (b) fluxo de energia da rede para o lado CC.

No Modo 2, v_{an} tem o valor $-V_{cc}/2$ e os semicondutores que conduzem são S_3 e S_4 , caso o fluxo de energia seja do lado CC para a rede, ou D_3 e D_4 caso o fluxo de energia se inverta. A Fig. 3.6 mostra o comportamento do inversor neste modo de condução.

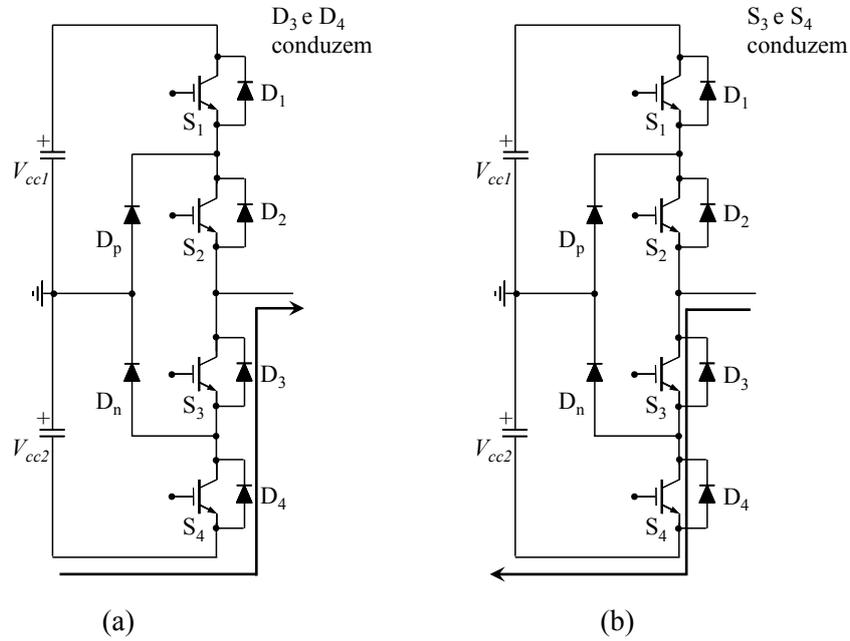


Fig. 3.6 – Modo 2 de funcionamento do inversor: (a) fluxo de energia do lado CC para a rede, e (b) fluxo de energia da rede para o lado CC.

Finalmente, o Modo 3 faz com que v_{an} se anule. Neste caso os elementos que conduzem são D_p e S_2 caso o fluxo de energia seja do lado CC para a fonte ou, caso contrário, são os elementos D_n e S_3 . A figura seguinte ilustra este modo de condução.

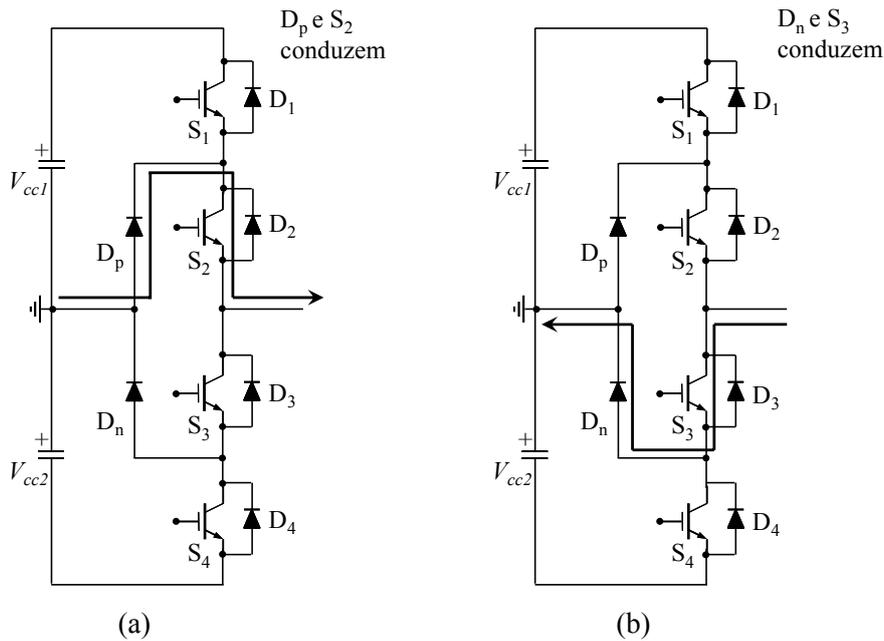


Fig. 3.7 – Modo 3 de funcionamento do inversor: (a) fluxo de energia do lado CC para a rede, e (b) fluxo de energia da rede para o lado CC.

Pode-se observar que os elementos chave que distinguem este inversor do inversor normal de dois níveis são os díodos D_P e D_N . Graças a estes díodos, os interruptores semicondutores que não conduzem num dado momento apenas bloqueiam metade da tensão total presente no lado CC. Por exemplo, no Modo 1, quando a tensão de saída é $+V_{cc}/2$, o diódo D_N tem a função de equilibrar a tensão aos terminais dos semicondutores S_3 e S_4 . Assim S_3 bloqueia a tensão V_{cc1} e S_4 bloqueia a tensão V_{cc2} . Deve-se destacar que, para além das vantagens já apresentadas, os inversores de 3 níveis NPC apresentam também desvantagens: podem ocorrer desequilíbrios a nível das tensões nos condensadores; as estratégias de comando são bastante mais complexas, uma vez que há o dobro do número de semicondutores interruptores em cada braço relativamente ao VSI de dois níveis [59 - 61].

3.2.3 – Topologia VSI com Pontes Monofásicas

Uma outra solução para o inversor do Filtro Activo Paralelo consiste em utilizar um inversor monofásico para cada fase [62 – 64]. A Fig. 3.8 apresenta o inversor com pontes monofásicas totalmente comandadas utilizado num Filtro Activo Paralelo a ser inserido num sistema trifásico com neutro acessível.

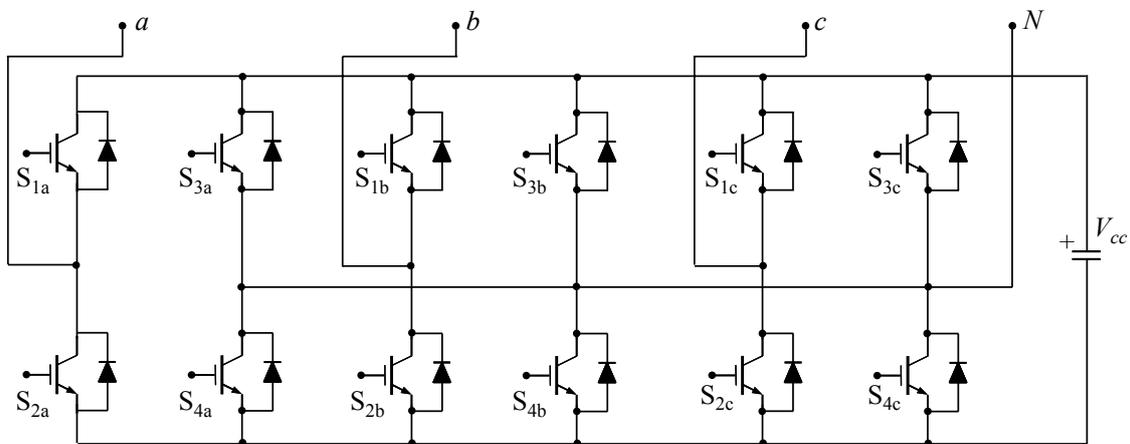


Fig. 3.8 – Exemplo de um inversor de um Filtro Activo Paralelo que utiliza pontes monofásicas.

Esta topologia não necessita de um método para determinar os sinais de comando diferente do inversor de dois níveis, no entanto, ocupa bastante mais espaço, e é comparativamente mais cara, uma vez que utiliza o dobro dos semicondutores relativamente à topologia VSI de 2 níveis trifásico. Por outro lado tem a vantagem de necessitar de uma tensão mais baixa no lado CC. Isto porque num inversor trifásico como o apresentado na Fig. 3.2 (a) a tensão que teoricamente deverá estar no lado CC para que o filtro activo funcione correctamente é dada por:

$$V_{cc} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{fn_RMS} \quad (3.1)$$

Em que V_{fn_RMS} é o valor eficaz da tensão entre uma das fases e o neutro de um sistema eléctrico trifásico. Já num inversor com pontes monofásicas a tensão teórica para o barramento de corrente contínua é dada por:

$$V_{cc} = \sqrt{2} \cdot V_{fn_RMS} \quad (3.2)$$

Existem também inversores multi-nível que utilizam pontes monofásicas, no entanto, são utilizados para alta tensão e alta potência, pelo que o interesse para este trabalho é reduzido e portanto não serão aqui descritos.

3.2.4 - Topologias Estudadas neste Trabalho

Por uma questão de estratégia, e uma vez que este trabalho de Mestrado ocorreu paralelamente à implementação em bancada de um Filtro Activo Paralelo, a topologia a ser estudada neste trabalho será o inversor VSI de 2 níveis com controlo de corrente. Esta escolha deve-se à sua maior simplicidade a nível da implementação e também do controlo, e também devido ao seu custo, neste momento, ser mais vantajoso relativamente às outras possibilidades apresentadas, uma vez que o número de semicondutores necessário é menor. Para além disso este tipo de inversor foi já utilizado num trabalho de Doutoramento no Departamento de Electrónica Industrial da Universidade do Minho [65], pelo que o tempo necessário para a sua implementação foi mais reduzido. Por outro lado, o preço dos semicondutores tem vindo a baixar progressivamente, o que faz com que os inversores multi-nível comecem a ser uma hipótese interessante, pelo que a topologia VSI de 3 níveis NPC irá ser estudada nos inversores do UPQC apresentado no Capítulo 5.

A nível dos semicondutores interruptores, foram utilizados IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistors*), que combinam uma rápida velocidade de comutação com perdas de comutação relativamente reduzidas. É também imperativa a utilização de díodos de recuperação rápida em anti-paralelo com os IGBTs, que em muitos casos já vêm integrados nos próprios IGBTs, de maneira a protegê-los de tensões inversas causadas pelas inversões de fluxo de energia entre o inversor e a rede eléctrica. Para além disso é recomendável que em paralelo com cada semicondutor do inversor seja aplicado um circuito *snubber*, de forma a minimizar as sobretensões de comutação dos IGBTs, e também de diminuir as perdas de comutação desses semicondutores. O acoplamento entre o inversor e a rede eléctrica foi feito através de indutâncias de

maneira a minimizar os valores de di/dt . Foi também incluído um filtro RC entre cada fase e o neutro para ajudar a diminuir o ruído de alta-frequência nas correntes de compensação produzido pelas comutações dos IGBTs do inversor. A Fig. 3.9 ilustra o esquema eléctrico completo do inversor a ser utilizado neste trabalho.

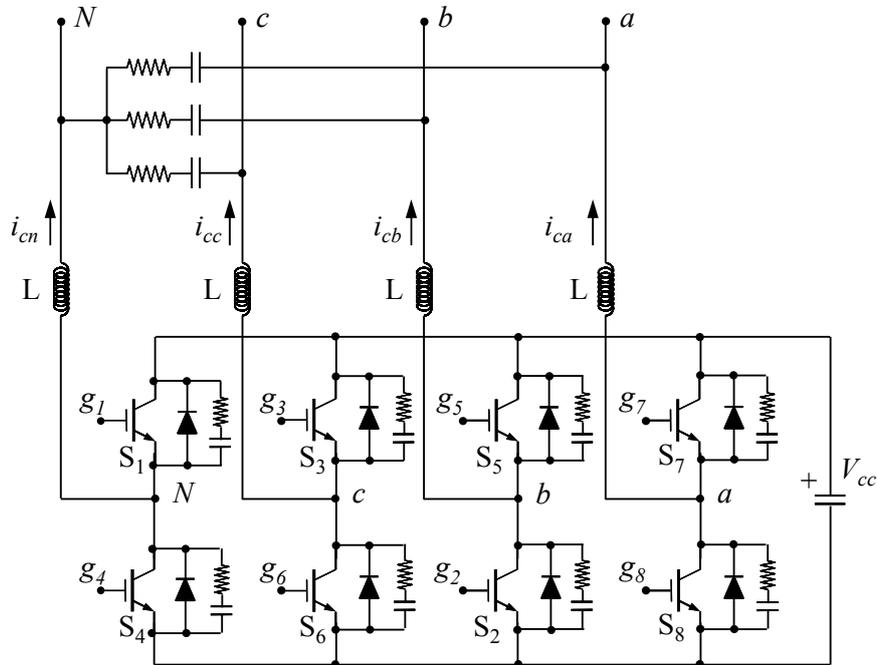


Fig. 3.9 – Inversor VSI de 2 níveis com 4 braços para o Filtro Activo Paralelo.

Os sinais i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} , e i_{cn} , são as correntes à saída do inversor, antes dos filtros RC e que serão utilizadas como variáveis de realimentação para determinar os sinais de comando para os IGBTs: g_1 , g_2 , g_3 , g_4 , g_5 , g_6 , g_7 e g_8 . Por fim, L são as indutâncias de saída do inversor.

3.3 Técnicas de Comutação dos Interruptores Semicondutores

De forma a actuar correctamente no inversor será necessário escolher uma técnica de comutação que determine os sinais de comando a serem aplicados nos interruptores semicondutores. A qualidade da forma de onda da corrente injectada pelo Filtro Activo Paralelo depende da estratégia utilizada para determinar esses sinais de comando. Por outro lado deve-se ter em conta que alguns métodos propostos em literatura para criar estes sinais exigem um esforço computacional elevado, que pode ser incompatível com a plataforma adoptada para o comando do inversor.

Existe um conjunto variado de métodos para fazer com que as correntes do inversor sigam as correntes de referência [66, 67]. Cada método tem vantagens e

desvantagens consoante a aplicação, não existindo um que seja consensualmente superior relativamente aos restantes. De seguida serão introduzidos alguns dos métodos que são aplicados com maior regularidade, nomeadamente: comparador com histerese, *Periodic Sampling* (amostragem periódica), *SPWM* (*Sinusoidal Pulse-Width Modulation* - modulação por largura de impulso sinusoidal), *SVPWM* (*Space Vector PWM*) e também a utilização de lógica *fuzzy* para a determinação dos sinais de comando.

3.3.1 - Comparador com Histerese

O método mais simples a nível de implementação, está ilustrado na Fig. 3.10, e consiste em comparar os sinais de referência providenciados pelo controlador do Filtro Activo Paralelo com as correntes produzidas pelo inversor a cadamomento. De acordo com *Buso et al.* [68] o facto deste método ter uma resposta muito rápida e que segue a referência sem erro assinalável torna-o muito atractivo para aplicações em filtros activos. Para além disso este método é incondicionalmente estável e consegue seguir variações bruscas, no entanto, injecta ruído que não é desprezável ao longo do espectro uma vez que a frequência de comutação não é fixa, e apenas é possível estimar a máxima frequência de comutação, e não determiná-la com exactidão. Existem evoluções que fazem com que a frequência de comutação seja praticamente constante, no entanto, o aumento da complexidade de implementação é muito significativo [69].

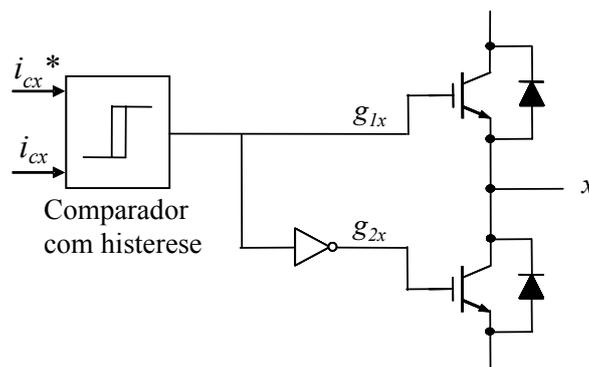


Fig. 3.10 – Comparador com histerese para comandar um braço de um inversor trifásico.

3.3.2 – *Periodic Sampling*

Existe também uma variação da modulação por histerese, exemplificada na Fig. 3.11, conhecida na literatura como *Periodic Sampling* (amostragem periódica) que consiste em utilizar um comparador sem histerese, seguido por um *flip-flop D* que é aplicado como limitador de frequência. Esta técnica é um caso particular da modulação

por histerese, com a histerese a tomar um valor nulo. Deve-se destacar que a utilização do *flip-flop D* é a diferença realmente assinalável relativamente à comparação com histerese, uma vez que desta forma pode-se limitar verdadeiramente a frequência de comutação a um valor máximo.

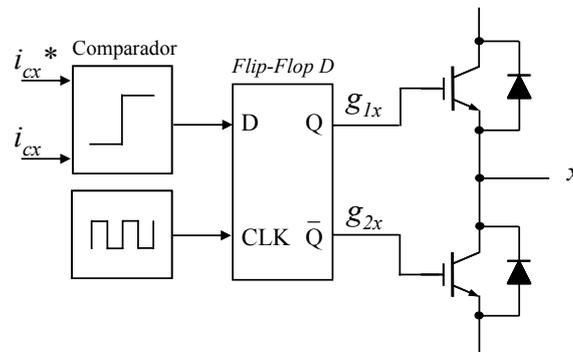


Fig. 3.11 – *Periodic Sampling* para comandar um braço de um inversor trifásico.

3.3.3 - PWM Sinusoidal

A regulação de corrente por SPWM (*Sinusoidal Pulse-Width Modulation*) é um método já extensivamente estudado em muitas áreas e que tem sido aplicado em filtros activos [70, 71]. Este método determina apenas o *duty cycle* e não a frequência, que é fixa. É calculado o erro entre a corrente de referência e a corrente do inversor para cada fase e estes valores são utilizados como entradas de blocos PI (Proporcional Integral), cujas saídas são posteriormente comparadas com uma portadora triangular. A nível de implementação digital, a utilização de um bloco PI faz com que exista uma complexidade acrescida relativamente aos métodos anteriores, mas apesar disso existem grandes vantagens em obter uma frequência de comutação constante, dado que a filtragem do ruído de alta-frequência gerado pelas comutações do inversor é bastante mais simples.

A maior dificuldade que este método apresenta é a afinação dos parâmetros de ganho proporcional, K_p , e ganho integral, K_i , uma vez que é destas constantes que o desempenho do inversor depende. Muito embora não seja complicado determinar estes parâmetros quando se tenta gerar uma onda sinusoidal, o mesmo não acontece quando o sinal produzido pelo inversor pode ser de qualquer tipo (como no caso dos filtros activos), uma vez que o integrador do controlador PI afecta a resposta transitória do sistema. Assim, a regra empírica que indica que K_i deverá ser igual à frequência de comutação dos semicondutores para gerar uma corrente sinusoidal, acaba por fazer com que o inversor não funcione de forma satisfatória para formas de onda que não sejam

sinusoidais. Neste caso, uma boa estratégia é anular o parâmetro K_i , para que este método de determinação dos sinais de comando dos semicondutores seja eficaz em qualquer situação [72]. Quanto a K_p , este parâmetro é mantido em 1, tal como as regras empíricas indicam, e a portadora triangular deverá ter uma amplitude tal que o seu declive seja igual à maior variação de corrente permitida pelo inversor (que é definida pela tensão do lado CC do inversor, pela tensão da rede eléctrica e pela indutância que a interface do inversor com a rede).

A figura seguinte mostra a implementação deste método apenas com o controlador proporcional. Graças às regras empíricas este método acaba por ficar bastante mais simples a nível da implementação.

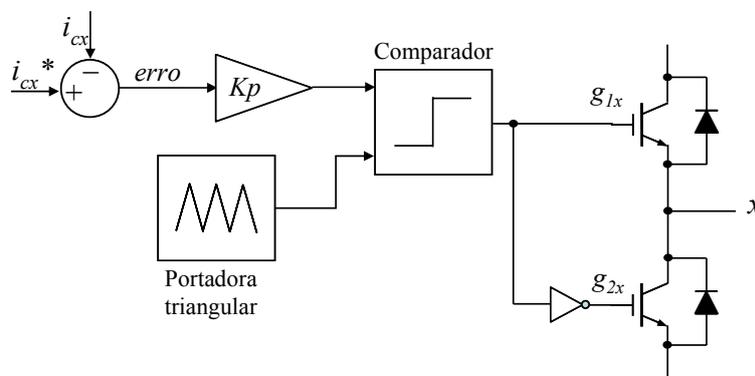


Fig. 3.12 – PWM sinusoidal apenas com ganho proporcional para comandar um braço de um inversor trifásico.

3.3.4 - Space Vector PWM

O método SVM (*Space Vector Modulation*) ou SVPWM (*Space Vector Pulse-Width Modulation*) consiste numa aproximação vectorial da técnica de comutação SPWM. Basicamente baseia-se em efectuar uma transformação que projecta as tensões de saída do inversor no espaço vectorial. É uma aproximação que a nível de implementação é mais complexa do que o SPWM, uma vez que se baseia num controlador PI para converter as correntes de referência em tensões que possam ser inseridas no espaço vectorial, e de seguida na aplicação de tabelas de verdade para determinar as sequências de comutação para cada semiconductor. De notar que, como no SPWM, este método calcula apenas o *duty cycle* e não a frequência, que é fixa.

A técnica de comutação SVPWM tem conhecido uma maior utilização para controlo de inversores, uma vez que é possível reduzir as perdas de comutação e o ruído relativamente ao SPWM [73]. A nível de filtros activos, existem diversas implementações que aplicam esta técnica com sucesso, no entanto, a fase de projecto é

algo complexa, principalmente se o filtro activo for utilizado para compensação da componente de sequência zero em sistemas a 4 fios [74, 75]. Outro ponto importante a considerar é o facto das variáveis de entrada para o espaço vectorial serem tensões, e que, no caso do Filtro Activo Paralelo, os valores de referência são correntes. Para que as variáveis de entrada sejam adequadas para o espaço vectorial é necessário utilizar, por exemplo, um bloco PI para fazer a conversão. A Fig. 3.13 mostra o diagrama de blocos simplificado desta técnica de comutação. De notar que normalmente as variáveis utilizadas no modulador são definidas no referencial α - β -0, e não no referencial a - b - c , para diminuir o número de variáveis em jogo nas tabelas de verdade.

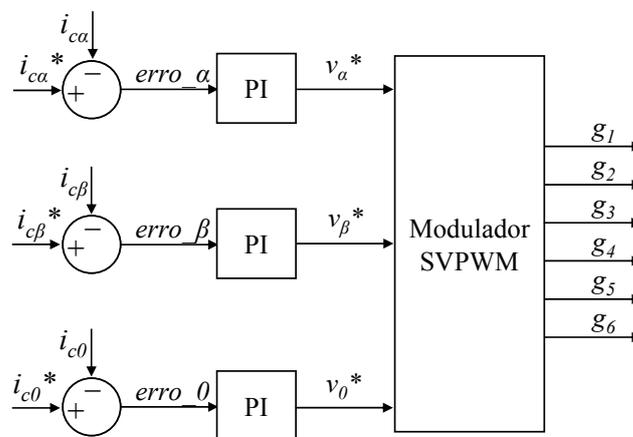


Fig. 3.13 – Diagrama de blocos para SVPWM.

3.3.5 – Técnica de Comutação com Controlador Baseado em Lógica Fuzzy

Uma outra técnica de comutação que tem tido utilização em filtros activos consiste em aplicar um controlador baseado em lógica *fuzzy* para determinar o *duty cycle* de cada semiconductor interruptor. A lógica *fuzzy* consiste em obter expressões linguísticas condicionais para descrever as regras de controlo, que basicamente traduzem a experiência de um operador relativamente a um dado processo, sem que sejam necessárias quaisquer expressões matemáticas para definir as variáveis de controlo. Assim sendo, para se implementar um controlador que determine o estado dos interruptores será necessário conhecer o comportamento do sistema. Como já se sabe o inversor do Filtro Activo Paralelo terá que produzir correntes que sejam o mais próximo possível das correntes de referência calculadas pelo controlador do filtro activo. Em função das cargas a serem compensadas, estas correntes de referência poderão ter declives acentuados e que mudam rapidamente. Assim, e de acordo com [75], uma boa estratégia seria utilizar como variáveis de entrada, para cada fase, o erro entre a corrente

do inversor e a corrente de referência e também a derivada da corrente de referência. As saídas do controlador corresponderão ao tempo que cada interruptor deverá estar ligado, tal como se pode observar na Fig. 3.14, que depois terá que ser convertido nos sinais de comando. Basicamente o princípio de funcionamento será semelhante ao do comparador com histerese, no entanto, a frequência de comutação será fixa, ou seja, o controlador decidirá apenas relativamente ao *duty cycle*, tal como ocorre na técnica SPWM.

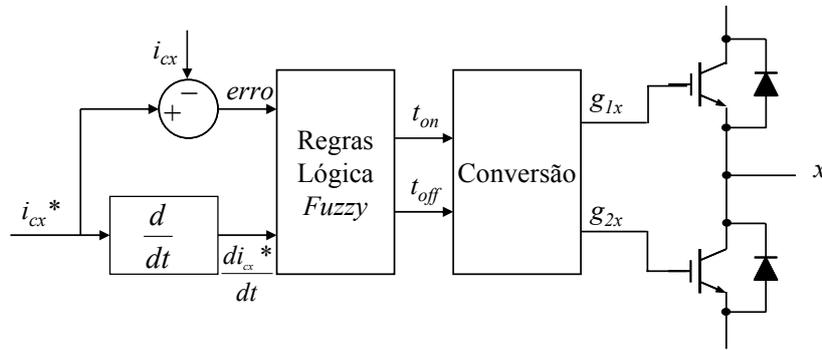


Fig. 3.14 – Diagrama do método de comutação que aplica lógica *Fuzzy*.

De acordo com os resultados de simulação apresentados em [76], onde se comparou o desempenho desta técnica de comutação com a técnica SPWM, concluiu-se que a utilização de um controlador baseado em lógica *Fuzzy* apresenta um melhor desempenho durante o período transitório, uma vez que apresentou uma resposta um pouco mais rápida, no entanto, a nível do regime permanente não existem diferenças assinaláveis.

3.3.6 – Técnicas de Comutação Escolhidas para o Inversor

Numa fase inicial, a técnica de comutação seleccionada para comandar os interruptores semicondutores do inversor do Filtro Activo Paralelo, foi a *Periodic Sampling*, que para além de possibilitar a definição de um valor máximo para a frequência de comutação, é também um método bastante simples, que permite validar a teoria de controlo mais rapidamente. Para além deste método foi também utilizada a técnica de comutação SPWM, uma vez que utiliza uma frequência de comutação fixa, o que melhora o desempenho do Filtro Activo Paralelo a nível do ruído injectado na rede eléctrica.

3.4 Teorias de Controlo para o Filtro Activo Paralelo

Existem diversos métodos de determinação das correntes de referência para um Filtro Activo Paralelo trifásico, uma vez que o conceito de compensação dinâmica por Filtros Activos de Potência já existe desde o início dos anos 70 do século XX. Consoante os objectivos, um Filtro Activo Paralelo poderá ter as seguintes características:

- Compensação da distorção harmónica das correntes;
- Compensação da potência reactiva;
- Compensação de desequilíbrios, resultando numa corrente de neutro nula*.

O Filtro Activo Paralelo a ser implementado deverá ter todas as características de compensação enumeradas. Tal como um filtro de sinal, o controlador de um Filtro Activo Paralelo tem o seu desempenho baseado em três parâmetros [77]:

- Atenuação – As componentes desejadas devem manter a sua magnitude e as preteridas devem ser fortemente atenuadas.
- Desfasamento – a fase das componentes harmónicas de referência calculadas pelo sistema de controlo do Filtro Activo Paralelo devem ser precisas e não devem ser afectadas por atrasos, caso contrário a compensação é comprometida.
- Resposta temporal – o sinal a ser compensado pode sofrer mudanças bruscas num curto período de tempo, e o filtro activo deve alterar a sua acção de compensação rapidamente.

Existem duas aproximações na aplicação dos controladores para determinar os sinais de referência: a primeira consiste em utilizar o controlador para determinar a componente a ser eliminada (aproximação directa); a segunda consiste em determinar a componente desejada e depois subtrair o sinal de entrada para determinar a referência para o filtro activo (aproximação indirecta). A aproximação directa traz como desvantagem o facto de que, quando as cargas variam, o controlador tem uma resposta transitória que fará com que a distorção não seja eliminada durante esse período. Já a aproximação indirecta não tem esse problema, no entanto, devido ao facto da componente fundamental já não corresponder ao valor real irá, existir transferência de energia entre o lado CC do filtro activo e a rede, o que tornará necessário um

* Mesmo em sistemas com correntes equilibradas pode haver corrente no neutro caso existam harmónicos de 3ª ordem nas correntes das fases. Uma vez que o Filtro Activo Paralelo pode compensar os harmónicos de corrente nas fases, este problema também será resolvido

sobredimensionamento do condensador do lado CC do inversor para lidar com esse fenómeno, ou a utilização de um controlador para a tensão do lado CC que consiga eliminar esta troca de energia.

De seguida serão apresentados, de forma sucinta, alguns dos métodos mais comuns de determinação das correntes de referência em Filtros Activos Paralelos.

3.4.1 - Filtragem no Domínio das Frequências

A filtragem no domínio das frequências envolve a utilização de transformadas de Fourier, nomeadamente transformadas discretas de Fourier (DFT – *Discrete Fourier Transform*) ou transformadas rápidas de Fourier (FFT – *Fast Fourier Transform*). A vantagem de trabalhar no domínio das frequências é que é possível seleccionar uma ou várias frequências, sem que haja uma banda de transição entre elas. Isto significa que teoricamente é possível gerar as correntes de compensação ideais para harmónicos, uma vez que se podem anular todas as frequências indesejadas.

A aplicação de controladores baseados neste tipo de filtragem pressupõe que se tem que armazenar pelo menos um ciclo da frequência mais baixa de interesse com uma frequência de amostragem de pelo menos o dobro da frequência mais alta que vai ser analisada. Para além disso só funcionam para sinais periódicos estáveis, caso contrário, o sinal de saída terá erros a nível de fase e amplitude, e necessitam de um esforço computacional considerável. Apesar das desvantagens foram efectuadas implementações de filtros com teorias de controlo com base em FFTs [78].

3.4.2 - Métodos Heteródinos

Os métodos heteródinos de compensação envolvem fazer a multiplicação entre um sinal distorcido e uma sinusóide com frequência igual à frequência fundamental do sinal distorcido. A componente na frequência fundamental do sinal distorcido que estiver em fase com o sinal de referência irá gerar um valor médio e um termo com o dobro da frequência da fundamental. O problema destas teorias é que depois é necessário isolar o valor médio, que corresponde à componente fundamental do sinal distorcido, sendo necessário fazer um compromisso: um filtro de ordem elevada, embora filtre melhor as componentes indesejadas, tem problemas a nível de velocidade de resposta, já um filtro de baixa ordem não consegue filtrar completamente as componentes indesejadas [79].

3.4.3 - Algoritmos de Aprendizagem e Identificação de Padrões

A aplicação de redes neuronais como controladores de filtros activos remonta ao início dos anos 90, tendo nessa época um nível de sucesso muito reduzido devido ao esforço computacional e ao tempo de resposta dessas redes. Hoje em dia já se consegue, em simulações, fazer com que redes tenham um comportamento bastante melhor.

Duas aproximações distintas são utilizadas, tal como na maioria dos controladores: ou se usa a rede neuronal para determinar as componentes que devem ser eliminadas (aproximação directa) ou então determina-se a forma de onda que a fonte deverá ter (aproximação indirecta). Esta última aproximação é a que aparenta apresentar melhores resultados, tendo-se conseguido um tempo de adaptação a novas condições de 2-3 ciclos aproximadamente, no entanto, esta conclusão foi efectuada apenas com base em resultados de simulações [80]. Paralelamente à discussão entre as aproximações directa e indirecta, existe também alguma discussão relativamente à operação das redes neuronais no domínio dos tempos e no domínio das frequências [81]. Se na primeira o número de neurónios é bastante reduzido, sendo necessário um menor esforço computacional, o tempo de resposta é na ordem dos 10 ciclos da rede. Por outro lado a operação no domínio dos tempos apresenta a um melhor desempenho, mas utiliza uma rede neuronal mais complexa. O problema deste tipo de controlador, tal como afirma *T. C. Green* [77] é que numa implementação real poderão existir problemas em fazer as inerentes às redes neuronais em tempo útil e com esforço computacional que seja comparável às outras técnicas de controlo.

3.4.4 – Métodos no Domínio dos Tempos

As definições de potência instantânea introduzidas por *Akagi et al.* [82] deram também origem a novos métodos de determinação das correntes de referência de um Filtro Activo Paralelo. Aplicando estas definições o controlador opera exclusivamente no domínio dos tempos, e tem a vantagem de não necessitar de uma capacidade de processamento elevada. Basicamente, uma vez calculadas as potências instantâneas de acordo com as definições determinadas por *Akagi*, basta separar a componente média da potência activa instantânea e determinar as correntes de compensação. De acordo com alguns estudos efectuados, esta teoria tem o problema de necessitar que as tensões no sistema seja equilibradas e sinusoidais, caso contrário as correntes da fonte não são totalmente compensadas [79].

3.4.5 - Teoria de Controlo a Aplicar

Pelo estudo efectuado aos diversos métodos de controlo de Filtros Activos de Potência constatou-se que nenhum se superioriza indiscutivelmente relativamente aos outros, uma vez que todos apresentam desvantagens em determinadas situações. Pode-se, à partida, eliminar a utilização de redes neuronais, uma vez que neste momento só é possível utilizá-las em simulação e não em tempo real com microcontroladores que tenham uma capacidade de processamento equivalente à necessária pelas restantes teorias de controlo apresentadas. Quanto às transformadas de Fourier, para além da grande capacidade de processamento exigida e complexidade de implementação, têm diversos problemas por não ser um método de determinação das referências em tempo real, entre os quais o mais grave é de não funcionar correctamente quando o sistema se encontra em regime transitório. Entre os diversos métodos heteródinos de determinação das correntes de referência, o mais conhecido é o implementado por *Divan* em [83] e apresenta bons resultados, no entanto, tem uma complexidade elevada de implementação. Já a Teoria p-q pode ser implementada com relativa facilidade num microcontrolador e apresenta um bom comportamento dinâmico [84], pelo que foi esta a teoria escolhida para o Filtro Activo Paralelo.

3.5 Teoria p-q

A “Teoria Generalizada da Potência Reactiva Instantânea em Circuitos Trifásicos”, ou simplesmente “Teoria p-q”, foi proposta em 1983 por *Akagi et al.* para o controlo de filtros activos inseridos em sistemas trifásicos [82]. Inicialmente foi desenvolvida para sistemas sem neutro, havendo apenas uma menção para sistemas trifásicos a 4 fios (três fases e neutro). Nos anos 90 *Watanabe et al.* [85] e *Aredes et al.* [86] completaram a Teoria p-q para lidar com este tipo de sistemas eléctricos.

A Teoria p-q apresenta vantagens relativamente à aproximação clássica, uma vez que é baseada no domínio dos tempos, sendo por isso válida tanto para regime permanente como para regime transitório. Também o facto de ter os seus cálculos baseados em simples operações algébricas, exceptuando a separação de componentes em valores médios e valores alternados, facilita a implementação do sistema de controlo. Para além disso é associado um significado físico a cada componente de potência, o que torna mais fácil a compreensão de sistemas trifásicos equilibrados ou desequilibrados, com ou sem harmónicos [87].

A Teoria p-q começa por implementar uma transformação das correntes e tensões nas três fases para uma nova referência estacionária através da transformada de *Clarke*. A transformação das correntes e tensões num sistema trifásico para o domínio α - β -0 é dada por:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = T \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\text{Onde } T = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

A partir das correntes e tensões calculadas em (3.2) são determinadas as 3 potências instantâneas: a potência real instantânea, p , a potência imaginária instantânea, q , e a potência instantânea de sequência zero, p_0 .

$$p = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \quad (3.5)$$

$$q = v_\beta \cdot i_\alpha - v_\alpha \cdot i_\beta \quad (3.6)$$

$$p_0 = v_0 \cdot i_0 \quad (3.7)$$

Pode-se estabelecer a seguinte correspondência entre as potências do referencial a - b - c e as potências do referencial α - β -0:

$$p_{3\phi} = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta + v_0 \cdot i_0 = p + p_0 \quad (3.8)$$

$$q = v_\beta \cdot i_\alpha - v_\alpha \cdot i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot [(v_a - v_b) \cdot i_c + (v_b - v_c) \cdot i_a + (v_c - v_a) \cdot i_b] \quad (3.9)$$

Assim é possível verificar que a potência instantânea trifásica, $p_{3\phi}$, que no referencial a - b - c descreve o fluxo de energia por unidade de tempo entre dois subsistemas, corresponde ao conjunto de p e p_0 presentes no referencial α - β -0.

A definição da potência q difere da potência reactiva trifásica convencional, uma vez que nela todos os harmónicos de tensão e corrente também são considerados. Deve-se destacar que os harmónicos também se reflectem em p e p_0 .

3.5.1 - Significado Físico das Potências Instantâneas

É possível dividir as potências do referencial $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$ nos seus valores médios e alternados, correspondendo o seguinte significado a cada uma das parcelas:

\bar{p} – valor médio da potência real instantânea. Corresponde à energia média por unidade de tempo que é transferida de forma equilibrada da fonte de energia para a carga através das coordenadas $\alpha\text{-}\beta$ (ou seja, através das fases $a\text{-}b\text{-}c$). Idealmente, num sistema trifásico a 3 fios, esta parcela é a única que a fonte deverá enviar para a carga.

\tilde{p} – valor alternado da potência real instantânea. Corresponde à energia trocada entre a fonte e a carga através das coordenadas $\alpha\text{-}\beta$ (ou seja, através das fases $a\text{-}b\text{-}c$). Como não consiste numa transferência de energia entre a fonte e a carga, esta parcela deve ser compensada.

q – potência imaginária instantânea, corresponde à energia por unidade tempo trocada entre as coordenadas $\alpha\text{-}\beta$ do sistema eléctrico. Não corresponde a nenhuma transferência ou troca de energia entre a fonte e a carga, e como tal, deve ser compensada. A potência imaginária pode também ser dividida em componente contínua, \bar{q} , e componente alternada, \tilde{q} . Em casos em que não existe qualquer distorção ou desequilíbrio nas tensões do sistema \bar{q} corresponde à potência reactiva trifásica da teoria convencional.

\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 componente de sequência zero das correntes e das tensões no sistema de coordenadas $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$. Nas coordenadas $a\text{-}b\text{-}c$ esta energia é transportada através do neutro e de uma ou mais fases.

\tilde{p}_0 – valor alternado da potência instantânea de sequência zero. Corresponde à energia por unidade de tempo trocada entre a fonte e a carga através da componente de sequência 0 das tensões e das correntes. Nas coordenadas $a\text{-}b\text{-}c$ esta energia é transportada através do neutro e de uma ou mais fases.

Deve-se destacar que a potência instantânea de sequência zero existe apenas em sistemas com neutro e quando uma ou duas das seguintes condições são satisfeitas: tanto as correntes como as tensões apresentam um desequilíbrio, ou existem harmónicos múltiplos de 3ª tanto na tensão como na corrente. p_0 é uma potência real, sem componente imaginária.

A Fig. 3.15 mostra as diversas parcelas de potência presentes num sistema eléctrico com neutro e com o Filtro Activo Paralelo em operação, representado no referencial $a-b-c$:

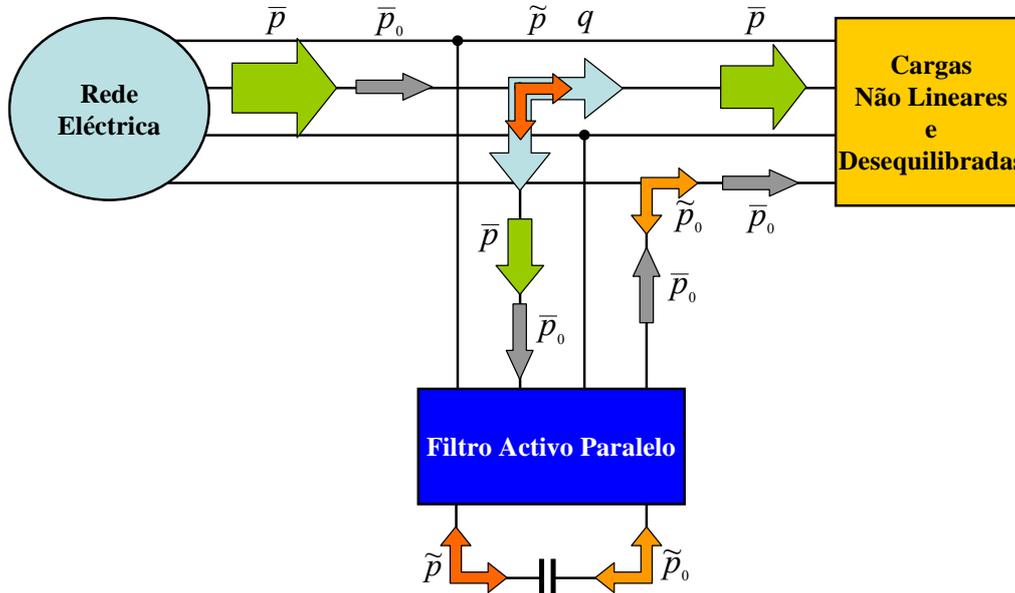


Fig. 3.15 – Diagrama de potências envolvidas num sistema eléctrico com harmónicos e desequilíbrios e cujas correntes são compensadas por um Filtro Activo Paralelo.

3.5.2 - Cálculo das Correntes de Compensação

Observando a Fig. 3.15 constata-se que idealmente, num sistema trifásico a 4 fios, apenas os valores médios da potência real instantânea e da potência instantânea de sequência zero devem ser fornecidos pela fonte. Assim sendo, deve-se calcular as correntes que um filtro activo teria que fornecer ao sistema de forma a satisfazer essa condição. A nível da potência real instantânea, o valor a ser injectado pelo filtro activo será:

$$p_x = \tilde{p} - \bar{p}_0 \quad (3.10)$$

Em que p_x é a potência real instantânea a ser compensada. De notar que nesta equação \bar{p}_0 é inserida com sinal negativo uma vez que, embora seja o Filtro Activo Paralelo que fornece esta potência para a carga, deve ser a fonte a fornecer energia ao filtro para permitir esta operação. Assim, a energia necessária para fornecer a componente média da potência instantânea de sequência zero à carga é fornecida ao filtro activo de forma equilibrada pelas 3 fases.

Relativamente à potência imaginária instantânea, esta deve ser fornecida na sua totalidade pelo Filtro Activo Paralelo, ou seja:

$$q_x = q \quad (3.11)$$

Em que q_x é a potência imaginária que deve ser compensada pelo Filtro Activo Paralelo.

A partir das expressões (3.5) e (3.6), não considerando o parâmetro p_o , pode-se retirar:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Substituindo p e q por p_x e q_x , respectivamente, é possível obter a fórmula que permite obter as correntes que o Filtro Activo Paralelo deve injectar no sistema:

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_x \\ q_x \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Relativamente à corrente de compensação instantânea de sequência 0, i_{c0} , toma o valor da corrente de sequência 0 do sistema eléctrico e é calculada da seguinte forma:

$$i_{c0} = i_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (i_a + i_b + i_c) \quad (3.14)$$

Por fim, será necessário converter as correntes de compensação para o referencial $a-b-c$, bastando fazer a transformada inversa de Clarke:

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{c0} \\ i_{ca} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$i_{cn} = -(i_{ca} + i_{cb} + i_{cc}) \quad (3.16)$$

3.5.3 – Cálculo da Potência de Regulação

O Filtro Activo Paralelo tem como único elemento armazenador de energia um condensador no lado CC do inversor. Para manter a tensão do lado CC estabilizada com o valor desejado é inserida uma terceira variável em (3.10) que determina p_x , que é a potência de regulação, p_{reg} . A determinação desta componente é efectuada utilizando um controlador proporcional que aplica o método quadrático, de forma a possibilitar uma aproximação mais rápida ao valor de referência:

$$p_{reg} = K_p (V_{ref}^2 - V_{cc}^2) \quad (3.17)$$

Em que K_p é o ganho proporcional e V_{ref} é a tensão de referência. Assim, a variável p_x determinada em (3.10) passará a ser calculada da seguinte forma:

$$p_x = \tilde{p} - \bar{p}_0 - p_{reg} \quad (3.18)$$

Esta parcela de potência instantânea é fornecida (ou recebida)* pela fonte de forma equilibrada através das 3 fases. Para que o filtro activo funcione correctamente, a tensão do lado CC deve ter um valor superior à soma entre a tensão de pico entre fases e o valor de pico de tensão da bobina, ou seja:

$$V_{cc} = v_L + v_{linha} \quad (3.19)$$

Em que v_L é o valor da tensão na indutância, V_{linha} é o valor da tensão entre fases e V_{cc} a tensão no condensador.

O diagrama de blocos da Fig. 3.16 ilustra o sistema de controlo do Filtro Activo Paralelo baseado na Teoria p-q.

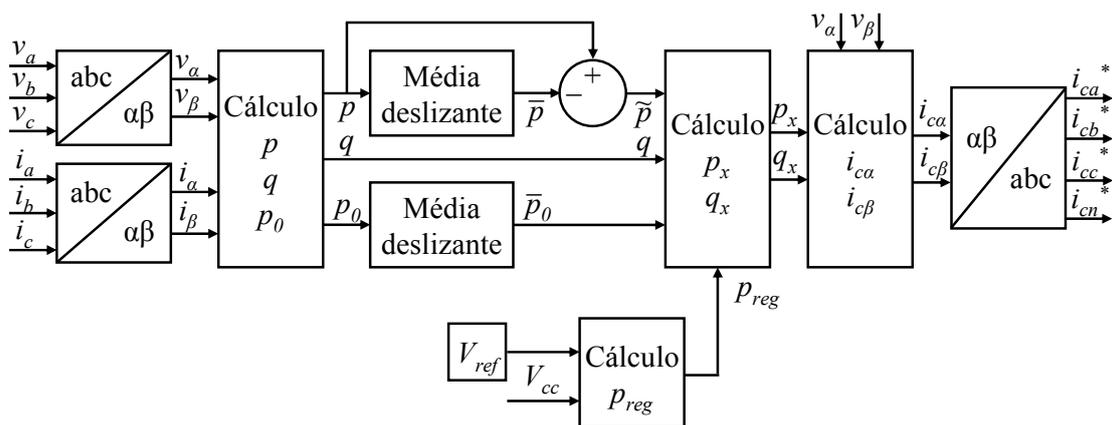


Fig. 3.16 – Diagrama de blocos do controlador do Filtro Activo Paralelo baseado na Teoria p-q.

3.6 Simulações em *Matlab/Simulink*

Para testar a teoria de controlo escolhida para o Filtro Activo Paralelo foram efectuadas algumas simulações em *Matlab/Simulink*. Estas simulações visam observar o desempenho da teoria de controlo quando as cargas são bruscamente alteradas e também verificar o comportamento do controlador na presença de correntes desequilibradas, factor de potência e conteúdo harmónico (harmónicos pares e ímpares). Nestas simulações apenas foi testada a teoria de controlo baseada na Teoria p-q sem o

* Quando $V_{cc} > V_{ref}$, a fonte recebe energia do condensador do lado CC. Se $V_{cc} < V_{ref}$, a fonte fornece energia ao condensador.

hardware do Filtro Activo Paralelo (a nível do inversor e restantes componentes associados). Assim sendo, nestes ensaios p_{reg} assumiu um valor igual a zero.

O teste consistiu então em aplicar nas entradas do controlador tensões no sistema (v_a , v_b e v_c) equilibradas e sinusoidais, e as correntes na carga (i_a , i_b e i_c) apresentadas na Tab. 3.1. Para além do desequilíbrio de 33% presente na componente fundamental das correntes, a corrente i_c tem também um factor de potência indutivo de 0,52, sendo os factores de potência das restantes fases unitários. No instante de tempo $t = 0,06$ s a corrente da fase a duplica (a nível da fundamental e respectivos harmónicos) e a corrente da fase c é anulada.

Tab. 3.1 – Correntes na carga aplicadas na primeira parte da simulação ($t < 0,06$ s)

	i_a (A)	i_b (A)	i_c (A)	i_n (A)
Fundamental	7,1	10,6	3,5	5,9
2º harmónico	0,0	2,1	0,0	2,1
5º harmónico	1,4	0,7	1,8	0,9
7º harmónico	1,1	0,7	1,4	0,6
11º harmónico	0,7	0,4	1,4	0,9

O conteúdo harmónico de i_a é de 26,9 %, i_b tem um THD de 22,4 % e em i_c este valor é de 75,5 %. A partir do instante $t = 0,06$ s o conteúdo harmónico em i_a e i_b mantém-se e na fase c , do lado da carga, este valor não se aplica pois não existe qualquer corrente nesta linha. No neutro o THD é de 43,4 % antes dos 0,06 s de simulação e passa para 31,5 % após este instante

A Fig. 3.18 ilustra as correntes nas cargas nas 3 fases e a Fig. 3.19 mostra a corrente do neutro, que o controlador a determina indirectamente através das correntes das fases. Deve-se destacar que, apesar do desequilíbrio que origina a corrente de neutro, a potência instantânea de sequência zero será nula uma vez que as tensões inseridas (Fig. 3.17) são sinusoidais e equilibradas. Tal como já observado em [79], o conteúdo harmónico e os desequilíbrios nos valores das tensões do sistema fazem com que as correntes de referência calculadas pelo controlador não tornem as correntes da fonte sinusoidais e equilibradas. Este fenómeno é demonstrado nas simulações efectuadas com o PSCAD no item 3.12.9.

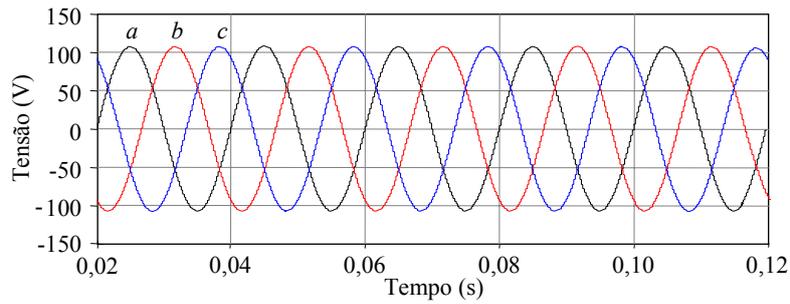


Fig. 3.17 – Formas de onda da tensão.

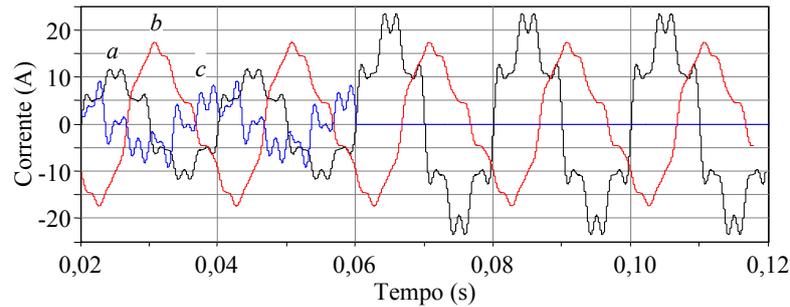


Fig. 3.18 – Formas de onda das correntes nas 3 fases na carga.

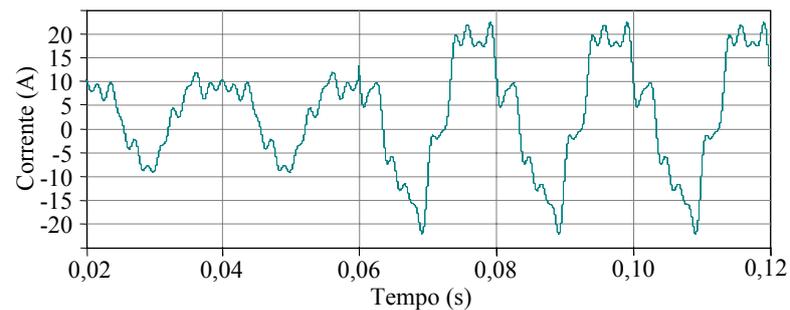


Fig. 3.19 – Corrente no neutro do lado da carga.

As correntes distorcidas, desequilibradas e desfasadas das tensões que são consumidas pelas cargas farão com que a potência real instantânea tenha uma componente alternada, tal como se pode observar na Fig. 3.20, e também que a potência imaginária instantânea não seja nula como se observa na Fig. 3.21.

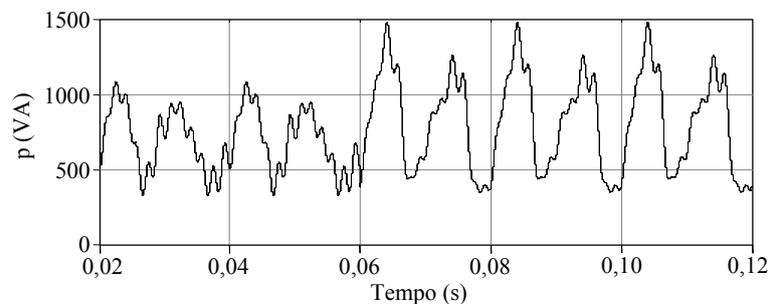


Fig. 3.20 – Potência real instantânea na carga.

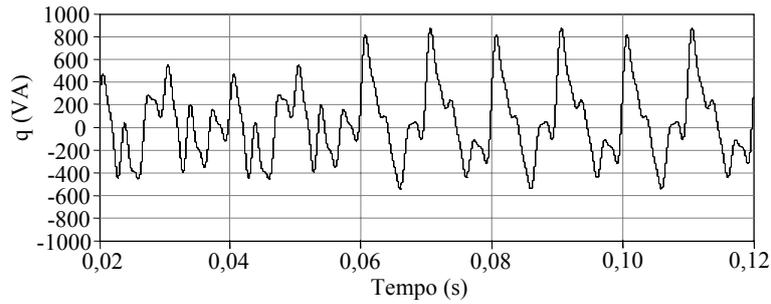


Fig. 3.21 – Potência imaginária instantânea na carga.

O controlador calcula as correntes de referência que o filtro activo deverá injectar na rede eléctrica (Fig. 3.22 e 23), para que as correntes fornecidas pela fonte passem a ser sinusoidais, equilibradas e em fase com as tensões (Fig. 3.24), traduzindo-se numa corrente de neutro nula (Fig. 3.25).

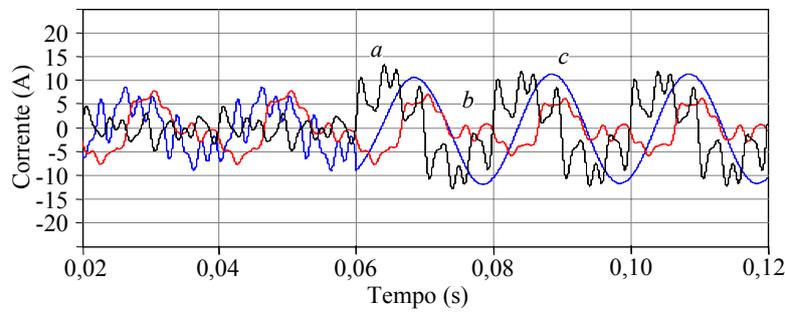


Fig. 3.22 – Correntes de referência calculadas pelo controlador baseado na Teoria p-q.

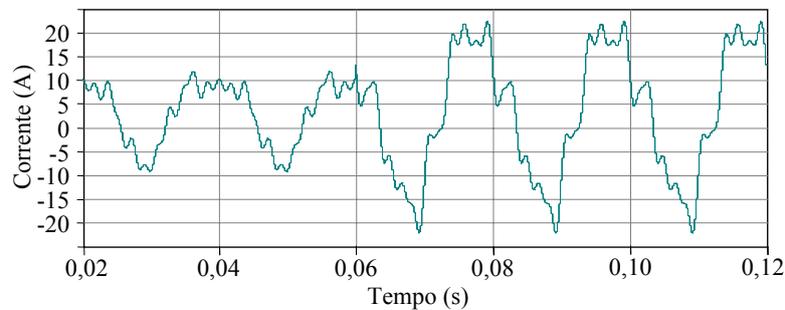


Fig. 3.23 – Corrente de referência para o neutro calculada pelo controlador baseado na Teoria p-q.

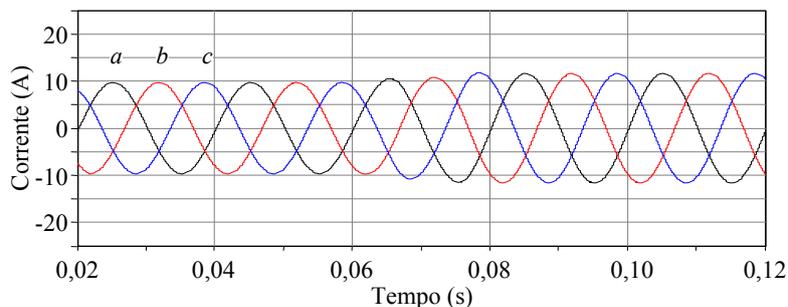


Fig. 3.24 – Formas de onda de corrente teóricas da fonte após compensação.

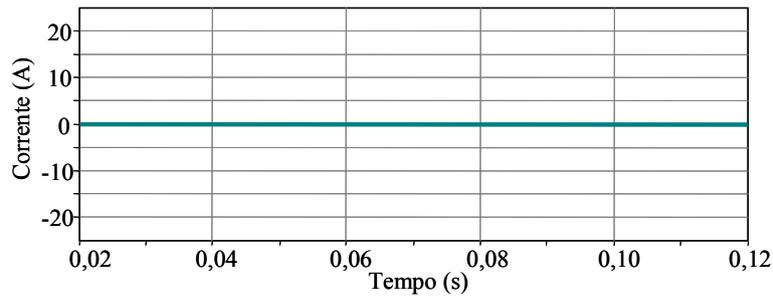


Fig. 3.25 – Forma de onda de corrente teórica no neutro na fonte, após compensação.

Quanto às potências instantâneas real e imaginária, pode-se constatar através das Figs 3.26 e 3.27 que, teoricamente, a fonte fornece apenas a componente correspondente à componente média da potência real instantânea, uma vez que o Filtro Activo Paralelo fornece as restantes componentes.

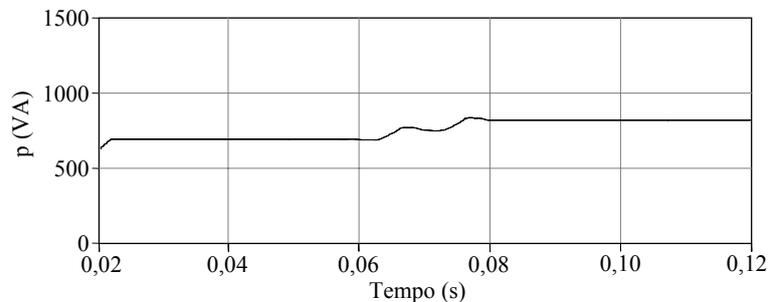


Fig. 3.26 – Potência real instantânea teoricamente fornecida pela fonte após compensação das correntes.

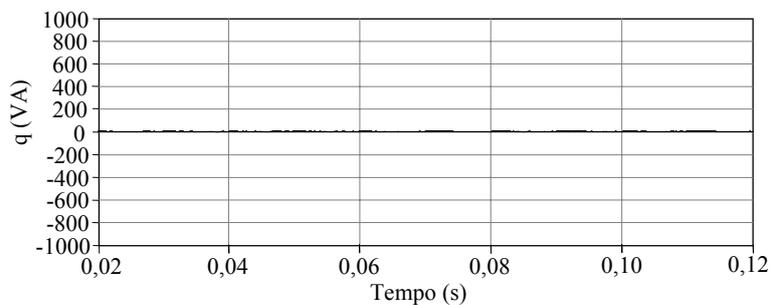


Fig. 3.27 – Potência imaginária instantânea teoricamente fornecida pela fonte após compensação das correntes.

Através das simulações da teoria de controlo pode-se constatar que o filtro activo necessita de um tempo igual a um ciclo da rede eléctrica para se adaptar às novas cargas, devido ao método utilizado para calcular o valor médio da potência real instantânea. Este método é introduzido no Item 3.9.1.

A nível da potência imaginária instantânea, observa-se que esta não sofre atrasos, mantendo-se em zero mesmo quando a carga muda. Isto ocorre porque o Filtro

Activo Paralelo injecta toda a potência imaginária e não apenas a componente oscilatória, o que faz com que não seja necessário separar esta variável em duas parcelas (valor médio e valor alternado), que é a origem do atraso no caso da potência real instantânea.

3.7 Teoria de Controlo Alternativa Baseada na Teoria p-q

Uma alternativa à teoria de controlo apresentada para o Filtro Activo Paralelo consiste em utilizar a Teoria p-q para determinar as correntes que deveriam ser fornecidas pela fonte. A partir destes valores seria apenas uma questão de subtrair estas correntes teóricas das correntes presentes na carga para se obter os valores que deverão ser produzidos pelo inversor do Filtro Activo Paralelo. Esta teoria de controlo pode ser observada na figura seguinte.

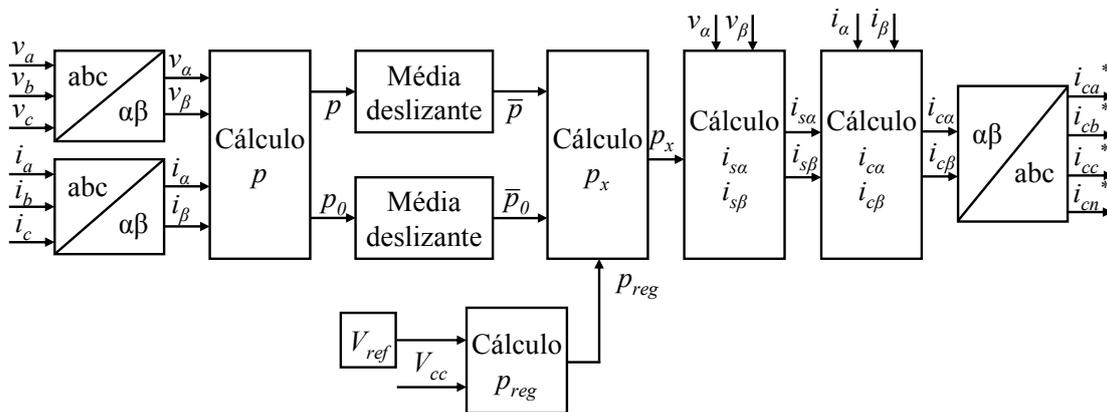


Fig. 3.28 – Diagrama de blocos do controlador com teoria alternativa.

Esta alternativa tem a vantagem de apenas ser necessário determinar as componentes médias da potência real instantânea e a potência instantânea de sequência zero, havendo menos cálculos relativamente ao controlador apresentado anteriormente. Assim p_x passará a ser calculado da seguinte forma:

$$p_x = \bar{p} + \bar{p}_0 + p_{reg} \quad (3.20)$$

Uma vez determinado o valor de p_x é possível determinar as correntes da fonte, i_{sa} e i_{sb} .

$$i_{sa} = \frac{p_x \cdot v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (3.21)$$

$$i_{s\beta} = \frac{P_x \cdot v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \quad (3.22)$$

Por fim, são calculadas as correntes que deverão ser injectadas pelo inversor do Filtro Activo Paralelo:

$$i_{c\alpha} = i_{\alpha} - i_{s\alpha} \quad (3.23)$$

$$i_{c\beta} = i_{\beta} - i_{s\beta} \quad (3.24)$$

Para testar esta teoria de controlo foram usadas as correntes de carga apresentadas na Tab. 3.1. A nível das formas de onda das tensões do sistema e das correntes na carga, estas podem ser observadas na Fig. 3.17 e na Fig. 3.18, respectivamente. As correntes que teoricamente devem estar presentes na fonte após a compensação efectuada pelo filtro activo são apresentadas na Fig. 3.29, e são idênticas às apresentadas na Fig. 3.24.

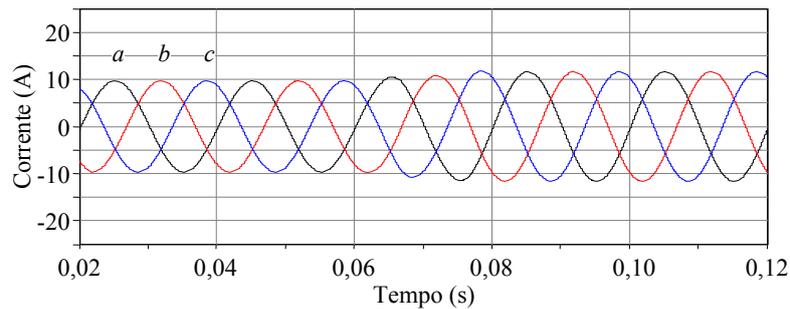


Fig. 3.29 – Correntes teóricas presentes na fonte após compensação.

A nível das correntes na fonte após a compensação, o comportamento de ambas as aproximações é exactamente igual. Se por um lado a aproximação alternativa tem a vantagem de possuir cálculos mais simples, por outro lado não permite a escolha das parcelas de potência a serem compensadas, uma vez que apenas determina as correntes ideais recorrendo a cálculos que utilizam apenas as potências p e p_0 (q não é calculada). A possibilidade de se poder não compensar certas parcelas de potência pode ser bastante útil se o filtro activo estiver em operar em sobrecarga. Por exemplo, poderá ser necessário continuar a compensar a totalidade do factor de potência, e compensar apenas parcialmente as restantes parcelas num caso em que o filtro activo não consiga compensar tudo. Apenas na aproximação que determina as correntes de referência directamente, é possível fazer essas opções e portanto, optou-se por seleccionar esta abordagem à Teoria p-q.

3.8 Modelo de Simulação do Inversor do Filtro Activo Paralelo

Uma vez realizados os testes iniciais à teoria de controlo, é necessário criar o modelo do inversor que produzirá as correntes de compensação. Tal como já foi mencionado anteriormente, a simulação será efectuada recorrendo ao inversor de 2 níveis tipo fonte de tensão com controlo de corrente e os interruptores semicondutores serão IGBTs. Uma vez que este trabalho decorre paralelamente à implementação do Filtro Activo Paralelo, os IGBTs simulados poderão não ter as características exactas dos que serão utilizados na versão final do protótipo, no entanto, os pontos mais importantes foram já definidos (tendo em conta as restrições impostas pelo fabricante dos semicondutores):

- Foram utilizados IGBTs de 1700 V que permitem uma tensão no lado CC de aproximadamente 1100 V;
- A frequência de comutação máxima utilizada foi de 20 kHz;
- A corrente instantânea directa máxima nos IGBTs será de 100 A.

Com estes pontos pôde-se criar um modelo que permitisse estudar o comportamento do Filtro Activo Paralelo em diversos cenários de simulação, sendo já possível detectar situações em que os valores nominais especificados possam ser ultrapassados.

Na Fig. 3.9 (página 52) foi apresentado o esquema completo do inversor de 2 níveis e 4 braços que será modelizado com a ferramenta de simulação PSCAD e implementado na bancada laboratorial. Para fazer o acoplamento entre o inversor e a rede eléctrica são utilizadas indutâncias de 5 mH, e também filtros passivos para atenuar o ruído alta-frequência produzido pelos IGBTs a comutar, minimizando a sua passagem para a rede eléctrica. Uma vez que nesta fase a comutação dos IGBTs não será efectuada com uma frequência fixa, utilizando-se a técnica *Periodic Sampling*, já apresentada no item 3.3.2, optou-se pela utilização de um filtro RC passa alto com uma frequência de corte de aproximadamente 4 kHz.

3.9 Controlador do Filtro Activo Paralelo Implementado num Microcontrolador/DSP

A teoria de controlo utilizada nas simulações, é exactamente igual à utilizada no microcontrolador/DSP (*Digital Signal Processor*) na implementação, de forma a manter as simulações o mais fidedignas possível. Com base em trabalho efectuado

anteriormente [65] foi decidido que se utilizaria um DSP que não tenha capacidades de cálculo em vírgula flutuante, uma vez que não são necessárias e tornam o sistema mais caro. Por outro lado, a utilização de um DSP sem esta característica obriga a fazer uma expansão dos cálculos da teoria de controlo de maneira a retirar, na medida do possível, as operações matemáticas mais complexas. Para além disso, a implementação da teoria de controlo num DSP obriga a que sejam tomadas medidas que compensem os atrasos gerados pela leitura das variáveis de entrada do controlador e também o atraso gerado pelo processamento. Um exemplo das adaptações feitas foi a substituição da operação matemática $1/3$, relativamente frequente nesta teoria de controlo, por uma operação $21/64$. Desta forma em vez de se fazer uma divisão que demora vários ciclos de processamento, é feita uma multiplicação da variável por 21 e uma operação de rotação à direita de 6 bits que corresponde a uma divisão por 64. Cada uma destas operações demora, normalmente 1 a 2 ciclos de processamento o que permite reduzir o tempo necessário para determinar as correntes de referência. O erro gerado por esta substituição é de 1,4 %, podendo ser ainda mais reduzido se necessário, bastando para isso aumentar a ordem de grandeza do denominador (e correspondente ordem de grandeza do numerador). No entanto, são necessários cuidados nesta operação pois podem ocorrer erros de *overflow*, sendo necessário estudar a utilização desta operação caso a caso. Por isso é importante que os cálculos das simulações sejam efectuados da mesma forma que serão feitos no DSP, uma vez que através de diversos testes é possível antecipar os *overflows* que possam ocorrer e verificar que o erro introduzido pelas substituições não afecta criticamente o desempenho do Filtro Activo Paralelo.

No sistema de controlo digital a escolha do período de amostragem assume também uma grande importância. Nas simulações iniciais será considerado um período de amostragem de amostragem de 300 amostras por ciclo da rede eléctrica que se traduzem num período de amostragem de 66,67 μ s. Este período foi utilizado num trabalho anterior [65] e o filtro activo apresentou um bom desempenho.

3.9.1 - Utilização da Média Deslizante

A utilização de uma janela deslizante para calcular os valores médios da potência real instantânea e da potência instantânea de sequência zero, em substituição ao tradicional filtro *Butterworth* [88], tem a grande vantagem de utilizar apenas um *array* para armazenamento de cada uma dessas potências ao longo de um ciclo da rede

eléctrica, e de permitir cálculos muito simples para determinar as respectivas componentes médias.

Para efectuar este procedimento é utilizada apenas uma variável auxiliar denominada *soma* que contém a o somatório de todas as variáveis presentes no *array*. O procedimento de actualização é o seguinte:

1. Retirar a variável mais antiga do *array*;
2. $soma = soma - \text{variável_antiga} + \text{variável_nova}$;
3. Inserir nova variável no *array* substituindo a *variável_antiga*;
4. Incrementar apontadores.

Estas medidas tornam o sistema de controlo digital simples e com um bom desempenho a nível do cálculo das correntes de referência, uma vez que os valores médios da potência são calculados com uma boa precisão. No entanto, sempre que o perfil de consumo das se altera, o novo valor médio só é determinado após 20 ms (um ciclo da rede eléctrica).

3.9.2 - Simetrias no Cálculo da Componente Média da Potência Real Instantânea

Aproveitando o facto de se utilizar a média deslizando, é possível diminuir, em certos casos, o tempo de resposta do Filtro Activo Paralelo. Para isso exploram-se as simetrias presentes na potência real instantânea, uma vez que o factor que realmente afecta a resposta dinâmica do controlador é o tempo que este demora a calcular as componentes médias das potências instantâneas [87]. Em certas situações poderá ser necessário utilizar todo o ciclo da rede eléctrica para determinar a componente média da potência real instantânea, mas em certos casos existe a possibilidade de se utilizar a simetria de meia onda, de um terço ou mesmo de um sexto de onda. A grande maioria das cargas presentes em sistemas eléctricos não possui qualquer componente harmónica par, pelo que a simetria de meia onda poderá ser aplicada em praticamente todos os casos. Se a carga for equilibrada então a simetria de um sexto de onda será, salvo raras excepções, a indicada. A Tab. 3.2 indica em que situações se pode recorrer às diversas simetria possíveis.

Tab. 3.2 – Utilização das diversas simetrias para determinar a componente média de potências instantâneas.

Tipo de simetria	Condições de funcionamento	Tempo de resposta
1/6 de ciclo	Correntes equilibradas, sem harmónicos pares.	3,33 ms
1/3 de ciclo	Correntes equilibradas, mas com harmónicos pares.	6,66 ms
1/2 ciclo	Correntes desequilibradas, sem harmónicos pares.	10 ms
Sem simetria	Correntes desequilibradas, e com harmónicos pares.	20 ms

3.9.3 - Compensação de Atrasos do Filtro Activo Paralelo

Nesta fase existe ainda um problema por resolver, que consiste no intervalo de tempo necessário para que o Filtro Activo Paralelo leia as variáveis de entrada, calcule os sinais de referência e injecte as correntes para compensar os problemas de qualidade de energia. Este intervalo de tempo, dependente da velocidade de processamento do microcontrolador/DSP utilizado, dos atrasos dos sensores, dos ADCs, entre outros factores, pode comprometer as suas características de compensação do filtro activo, uma vez que faz com que as correntes injectadas estejam atrasadas relativamente às correntes da carga..

Na Fig. 3.30 são apresentadas as formas de onda das correntes teóricas na fonte, quando se aplica a teoria de controlo digital, e são considerados os atrasos provenientes do processamento e da amostragem. Neste caso foi considerado um tempo de amostragem de 66,67 μ s, o que significa que são adquiridas 300 amostras por ciclo da rede eléctrica. Os sinais de entrada são os apresentados na Tab. 3.1, sem os harmónicos de 2ª ordem (aos 0,06 s a fase *c* é anulada e os harmónicos nas outras fases duplicam). Devido aos atrasos de processamento as correntes teóricas na fonte não são sinusoidais tal como deveriam ser. Pode-se constatar na figura seguinte que o conteúdo harmónico é relativamente elevado em duas das fases.

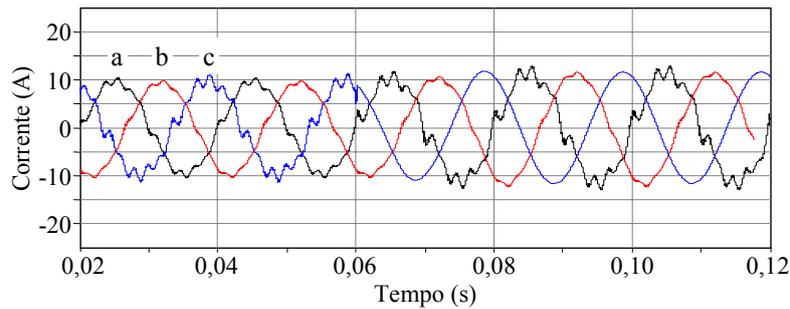


Fig. 3.30 – Formas de onda teóricas das correntes da fonte sem compensação de atraso.

Para compensar este atraso é utilizado um *array* (chamado *array de compensação*) para cada uma das correntes de referência, que tem armazenado o último ciclo de 20 ms. O objectivo é fazer com que as correntes de referência tenham um atraso de um ciclo relativamente às variáveis calculadas, menos o atraso provocado pelos diversos componentes de hardware. Desta forma as correntes de compensação terão o ângulo de fase correcto e a compensação será efectuada de forma satisfatória, tornando as correntes na fonte sinusoidais. De notar que idealmente a compensação de atraso deveria ser exactamente igual ao atraso gerado pelo sistema todo (controlador e *hardware*), no entanto, como as variáveis do *array de compensação* são actualizadas a cada 66,67 μs , e há muitas componentes a gerarem atrasos, o mais provável é que o atraso total não seja exactamente igual ou múltiplo do período de actualização do *array*. A Fig. 3.31 ilustra o *array de compensação* em que a variável n é o resultado do último cálculo realizado pelo microcontrolador e a variável $n-300$ é a mais antiga. Uma vez que é feita uma compensação de 2 amostras a variável de compensação a ser enviada está na posição $n-298$.

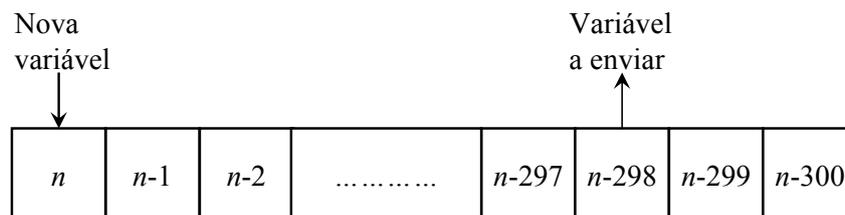


Fig. 3.31 – *Array de compensação*.

Assim, com o *array de compensação* configurado correctamente, pode-se observar na Fig. 3.32 que praticamente não existe distorção quando o sistema estabiliza, no entanto, a resposta a mudanças de carga demora dois ciclos caso não se apliquem as simetrias de onda descritas no item anterior, uma vez que o sistema de controlo demora um ciclo a determinar a potência média, mais um ciclo com o *array de compensação*.

Aos 0,06 s, aparece um conteúdo harmónico grande porque nos *arrays de compensação* estão correntes de referência que já não actuais relativamente às correntes da carga.

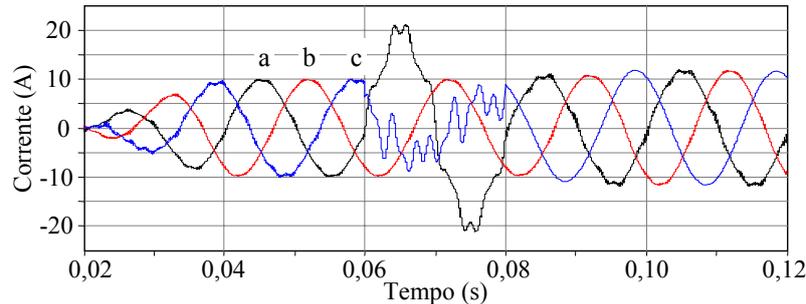


Fig. 3.32 - Formas de onda teóricas das correntes da fonte com compensação de atraso.

3.9.4 - Escolha do Período de Amostragem e Influência no Desempenho do Filtro Activo Paralelo

Em qualquer controlador digital a escolha do período de amostragem é crítica, uma vez que irá influenciar o desempenho e também irá influenciar a escolha do *hardware* utilizado a nível de conversores (ADCs e DACs) e microcontrolador/DSP. No caso deste sistema de controlo específico o desempenho poderá ser analisado a dois níveis: um primeiro sem a compensação de atraso apresentada no item anterior, para verificar a gravidade da deterioração do desempenho unicamente pelo menor número de amostras e, num segundo nível com a compensação de atraso de processamento de forma a observar o desempenho do sistema de controlo completo. De notar que a nível da saída com compensação de atraso os resultados poderão ser diferentes consoante o número de amostras utilizado, mas isto não se deve exclusivamente a este factor, uma vez que a utilização desta característica depende da sincronização do atraso total provocado nos diversos módulos de *hardware* do Filtro Activo Paralelo e do tempo ganho retirando um dado número de amostras na simetria.

Para efectuar o teste foram utilizadas cargas iguais em *Matlab/Simulink/SimPowerSystems*, modificando-se apenas o tempo de amostragem e também o tempo absoluto de processamento. Nesta fase o inversor foi modelizado para sistemas trifásicos a 3 fios de maneira a acrescentar os atrasos introduzidos pelo *hardware*. Foram escolhidos 3 períodos de amostragem diferentes: 66,67 μ s, (correspondente a 300 amostras por ciclo), 33,33 μ s (correspondente a 600 amostras por ciclo) e 25 μ s (correspondente a 800 amostras por ciclo). A nível do atraso provocado pelo processamento escolheu-se um tempo de 87 % do tempo de amostragem, ou seja,

58 μs quando se retiram 300 amostras, 29 μs para 600 amostras e 22 μs para 800 amostras.

As cargas aplicadas estão ilustradas na Fig. 3.33, não existindo neste caso qualquer corrente no neutro uma vez que as cargas passivas são equilibradas. A forma de onda da tensão, cujo THD é de 1,3 %, encontra-se na Fig. 3.34, e a forma de onda de corrente e respectivo espectro harmónico encontram-se na Fig. 3.35, sendo o THD neste caso de 27,0 %. São apresentadas apenas as formas de onda correspondentes à fase *a*, uma vez que o sistema é equilibrado. De notar que nesta fase foram utilizados níveis de tensão de 75 V, até porque no protótipo laboratorial, os testes iniciais serão igualmente efectuados com este nível de tensão e as cargas aplicadas são equivalentes às cargas existentes para os primeiros ensaios laboratoriais, no entanto, as restantes simulações utilizarão os valores de tensão nominais da rede eléctrica. Quanto à tensão do lado CC será utilizado um valor de referência de 240 V, que para este nível de tensão do sistema eléctrico é apropriado, tal como já foi verificado no trabalho apresentado em [89]. Também os valores dos filtros RC e indutâncias serão, para já, os utilizados nesse trabalho ($R = 3,0 \Omega$, $C = 7,4 \mu\text{F}$ e $L = 5 \text{ mH}$), uma vez que embora estes tenham influência no THD final, o objectivo deste conjunto de simulações é observar apenas a influência do período de amostragem utilizado e da compensação de atrasos.

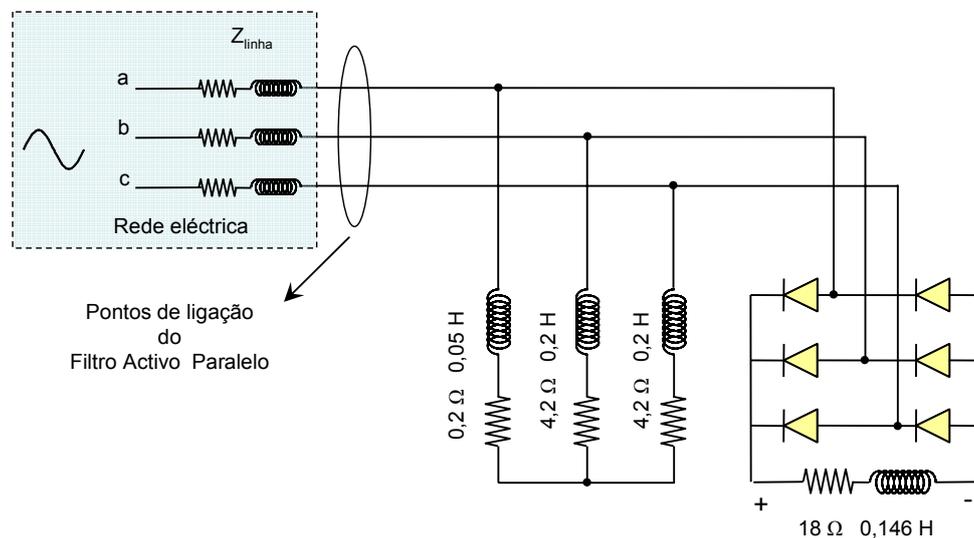
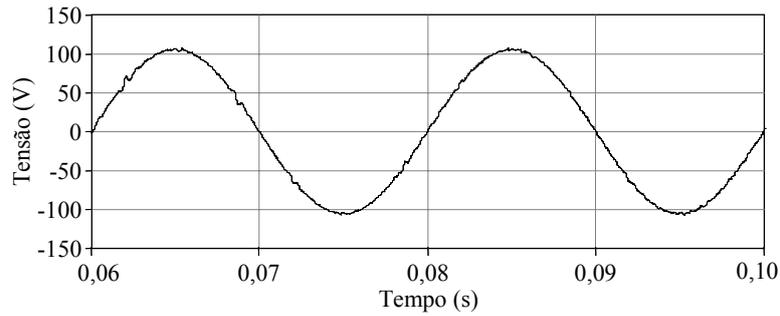
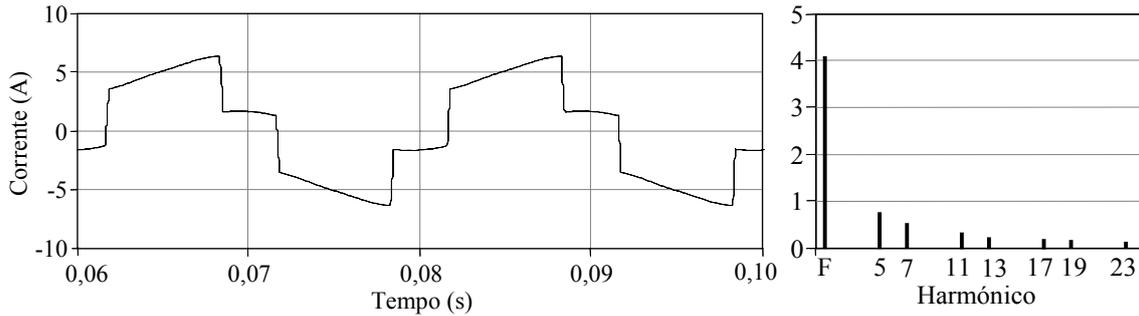


Fig. 3.33 – Esquema do sistema para teste do Filtro Activo Paralelo.

Fig. 3.34 – Forma de onda da tensão na fase *a*.Fig. 3.35 – Forma de onda da corrente na fase *a* e respectivo espectro harmónico.

Foram efectuados os testes com os diferentes tempos de amostragem, com e sem compensação do atraso e tendo-se escolhido os valores de compensação que melhores resultados produziam nas correntes da fonte. A Tab. 3.3 ilustra os diversos resultados obtidos a nível do THD da corrente da fonte.

Tab. 3.3 – Comparação do desempenho consoante o período de amostragem.

Período de amostragem (número de amostras por ciclo da rede)	THD nas correntes da fonte (%)	
	Sem compensação de atrasos	Com compensação de atrasos
66,67 μ s (300)	18,8	7,0
33,33 μ s (600)	14,4	6,3
25,00 μ s (800)	13,0	6,3

Quando a compensação de atrasos não é inserida no sistema de controlo, é possível verificar na tabela que o período de amostragem tem uma forte influência no desempenho do Filtro Activo Paralelo. Quando a técnica de compensação de atrasos é utilizada constata-se que o número de amostras utilizadas, neste caso específico, perde influência uma vez que não se nota diferença a nível do desempenho entre a utilização de períodos de amostragem de 33,33 μ s e 25,00 μ s. Isto aconteceu porque o *array de*

compensação conseguiu sincronizar melhor quando o período é 33,33 μ s, sendo possível verificar a importância da compensação de atrasos.

A partir da análise da tabela é possível concluir que neste caso não existe nenhuma vantagem em utilizar 800 amostras por ciclo (relativamente às 600), dado que como se pode observar nos gráficos das correntes da fonte, a compensação de atrasos, no caso das 800 amostras, não sincroniza tão bem. De notar que na implementação real as condições serão ligeiramente diferentes uma vez que os atrasos no *hardware* e no próprio microcontrolador são difíceis de estimar e passar para o modelo de simulação, no entanto, seja qual for o valor desse atraso, o *array de compensação* trará sempre vantagens, sendo em princípio necessário reconfigurar o número de amostras a desconsiderar para conseguir obter melhores resultados a nível da implementação. Este processo, mesmo que empírico, não deverá ser muito trabalhoso uma vez que o número de hipóteses é bastante reduzido, não sendo de prever que se compense menos de 2 amostras nem mais de 6.

3.10 Modelos de Simulação de Sensores, de ADCs, de DACs e do Condicionamento de Sinal

Na implementação do protótipo do Filtro Activo Paralelo foi utilizado um *DSP* da *Texas Instruments* (TMS320LF2407A) para implementação do controlador. Um dos objectivos das simulações é verificar o bom funcionamento do controlador, e portanto optou-se por utilizar em simulação variáveis de 16 bit inteiras, de forma a observar o comportamento das variáveis intermédias, quer pelo erro introduzido pela utilização de arredondamentos quer por possíveis problemas de *overflow* (que não existirão desde que a programação seja cuidadosa). Deve-se realçar que, apesar do *DSP* ser de 16 bits, este permite o armazenamento de variáveis de 32 bits, sendo possível também fazer operações matemáticas sobre essas variáveis, apesar de os tempos destas operações serem superiores [90].

Para que as variáveis à entrada do controlador sejam equivalentes às variáveis utilizadas no *DSP* será necessário simular igualmente as operações matemáticas que são efectuadas nas placas de condicionamento de sinal do protótipo, e também nos *ADCs* e *DACs*. De notar que não são simuladas as não-linearidades e erros de medida que estes componentes de *hardware* introduzem nas variáveis medidas. O objectivo aqui é apenas usar variáveis no controlador que sejam equivalentes às variáveis do *DSP*. Para isso é

preciso ter em conta a conversão efectuada pelos sensores de tensão e corrente, o tratamento efectuado pelas placas de condicionamento de sinal (para converter as saídas dos sensores em sinais que possam ser lidos pelos *ADCs*) e por fim as operações efectuadas pelos *DACs* para reconverter os sinais calculados pelo *DSP* em correntes.

3.10.1 - Sensores

Tanto os sensores de corrente como os sensores de tensão operam sob o mesmo princípio. Têm uma entrada que é o valor uma tensão ou uma corrente, e ambos apresentam uma saída em corrente, que com a resistência adequada torna-se numa tensão limitada a 5 V RMS [91, 92]. Assim o sensor pode ser traduzido por:

$$saida_{sensor} = \frac{pico_{out}}{pico_{in}} \cdot entrada_{sensor} \quad (3.25)$$

Em que $pico_{in}$ é o valor de pico máximo que o sensor consegue ler e $pico_{out}$ é o valor de pico da saída. $Entrada_{sensor}$ é o valor instantâneo da corrente ou tensão que o sensor está a medir e $saida_{sensor}$ é o valor instantâneo da saída.

Para além dos sensores propriamente ditos, existem outros elementos críticos para o bom funcionamento do sistema de controlo: os filtros *Butterworth* utilizados para filtrar as tensões nas fases. Os resultados apresentados na Fig. 3.36 (tensões no sistema) e na Fig. 3.37 (correntes da fonte, após compensação pelo filtro activo) mostram o comportamento do sistema quando não são utilizados quaisquer filtros nas tensões.

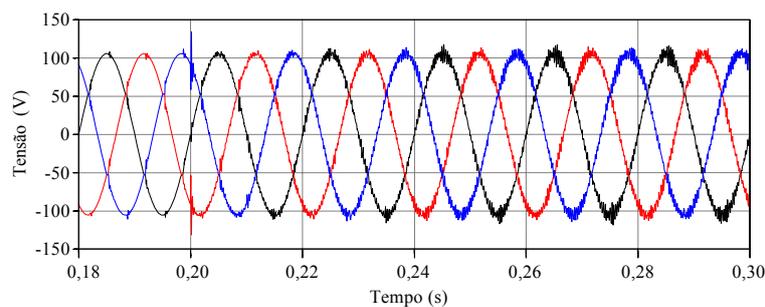


Fig. 3.36 – Tensões no sistema sem filtragem.

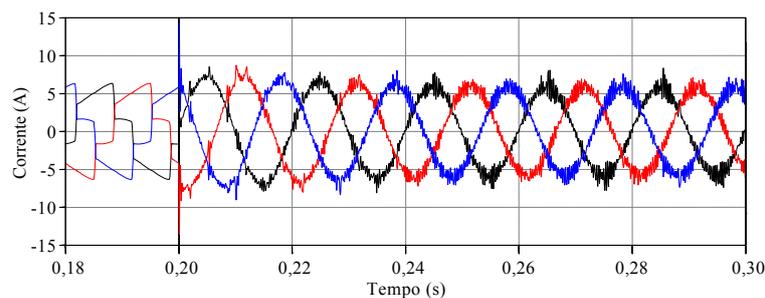


Fig. 3.37 – Correntes na fonte sem filtragem.

Como se pode observar, quando o Filtro Activo Paralelo é ligado, aos 0,2 s, aparecem oscilações de alta-frequência nas tensões e nas correntes, tornando o sistema instável. Estas oscilações aparecem nas tensões por causa da impedância na linha, uma vez que qualquer ruído de alta-frequência na corrente, introduzido pelas comutações dos IGBTs do inversor do filtro activo, irá repercutir-se nas tensões através das impedâncias da linha. Isto fará com que as tensões lidas pelo controlador apresentem distorção, o que irá por sua vez fazer com que as correntes de referência apresentem o ruído o que contribui para um aumento da distorção das correntes de saída do inversor num ciclo de realimentação positiva. Assim sendo foram utilizados filtros *Butterworth* configurados para 860 Hz, que é um valor que pouco interfere com a componente fundamental (há um atraso inerente à utilização destes filtros) e que consegue eliminar as oscilações de alta-frequência que aparecem devido à comutação dos semicondutores do inversor.

3.10.2 - Condicionamento de Sinal

Uma vez que o *ADC* interno do *DSP* só aceita valores positivos entre 0 e 3,3 V tem que existir um estágio intermédio de processamento dos sinais de saída dos sensores, aplicando-lhes uma atenuação e somando um valor médio. A nível do bloco criado no modelo de simulação estas operações são traduzidas por:

$$saida_{cond} = entrada_{cond} \cdot k_1 + k_{CC} \quad (3.26)$$

Em que k_1 é o valor a multiplicar pelo sinal de entrada para o atenuar e k_{CC} é o valor médio a ser adicionado. De notar que $entrada_{cond} = saida_{sensor}$, uma vez que a saída dos sensores liga directamente ao condicionamento de sinal.

3.10.3 - *ADC*

O *ADC* converte a sinal à sua entrada para um sinal digital de 10 bits sem sinal. Uma vez que no *DSP* é depois acrescentado o sinal às variáveis de forma a determinar as correntes de referência, optou-se, no modelo de simulação, por fazer essa operação no bloco do *ADC*, por uma questão de simplificação da estrutura do modelo.

Uma vez que o sinal é de 10 bits, a saída tomará um valor inteiro entre 0 e 1023, que será convertido num sinal entre +512 e -512 de maneira a trabalhar com sinal. A nível do modelo esta operação consiste em aplicar a seguinte fórmula:

$$saida_{ADC} = \frac{k_1}{k_2} \cdot entrada_{ADC} - k_s \quad (3.27)$$

Neste caso k_1 corresponde à valor máximo digital de saída do *ADC* (1024), k_2 é o valor de pico do sinal de entrada analógico (3,3) e k_s corresponde a metade da escala digital suportada pelo *ADC* (512) para que a variável $saida_{ADC}$ tenha sinal. A variável $entrada_{ADC}$ corresponde ao valor $saida_{cond}$.

3.10.4 - DAC

Antes de enviar os sinais de compensação para o bloco que actua sobre os semicondutores, faz-se uma conversão dos sinais de referência determinados pelo controlador, e que estão numa escala digital de 10 bits, para sinais de corrente (em A) de forma a tornar mais simples a interpretação dos dados nas simulações.

O *DAC* utilizado na implementação é de 4 canais e envia para a saída os 4 sinais simultaneamente. A sua entrada é de 12 bits, o que implica uma conversão dos sinais de 10 bits (multiplicação por 4), e depois uma conversão para os sinais de corrente. De destacar que a variável $entrada_{DAC}$ tem sinal, e embora seja necessário retirar o sinal às variáveis de referência no protótipo para que o *DAC* funcione correctamente, não existe nenhum motivo para o fazer no modelo de simulação. A fórmula aplicada para simular as contas efectuadas pelo *DAC* foi a seguinte:

$$saida_{DAC} = \frac{(4 \cdot entrada_{DAC})}{k_{DAC}} \quad (3.28)$$

Em que k_{DAC} corresponde a um valor que faz com que a saída do *DAC* em simulação corresponda à corrente efectiva que deve ser injectada pelo inversor do Filtro Activo Paralelo.

3.11 Modelo de Simulação do Sistema de Controlo

As alterações efectuadas aos cálculos fez com que o controlador tomasse a estrutura que se pode observar na Fig. 3.38. De notar que neste caso os sinais v_a , v_b , v_c , i_a , i_b , i_c , e V_{CC} , são as saídas dos sensores.

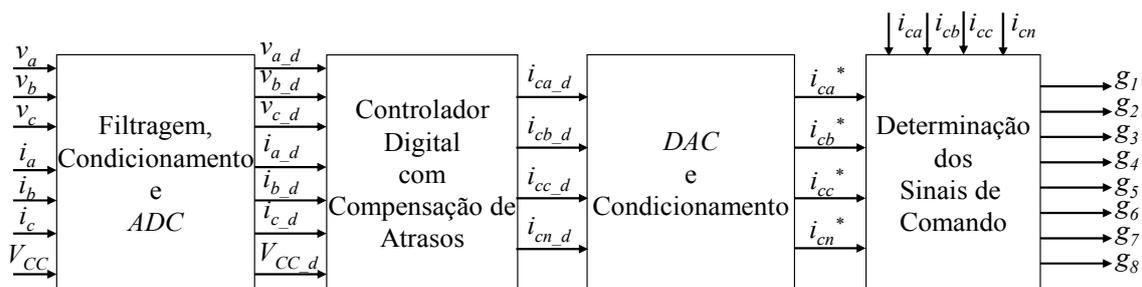


Fig. 3.38 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de controlo digital.

3.12 Simulações em PSCAD

De seguida serão descritos os vários cenários de simulação utilizados para testar o Filtro Activo Paralelo utilizando a ferramenta de simulação *PSCAD*. Estas simulações incluem testes de operação com cargas normais em regime permanente e transitório, assim como testes em situações que dificultam a determinação das referências por parte do controlador.

Os resultados das simulações que serão de seguida apresentados têm dois objectivos: o primeiro objectivo é observar o comportamento deste Filtro Activo Paralelo em diversas situações que ainda não foram estudadas, e o segundo é tentar resolver algumas limitações anteriormente detectadas, alterando a teoria de controlo e até mesmo o *hardware* quando necessário, de forma a que se possa avançar na implementação deste equipamento com uma maior certeza da sua robustez em diferentes cenários de operação.

3.12.1 - Rectificador Trifásico com Carga RL e Cargas Passivas RL

Desequilibradas

Este caso é comum em literatura quando se apresenta um Filtro Activo Paralelo, e consiste na utilização de um rectificador trifásico com carga RL série do lado CC. São também empregues cargas monofásicas RL para obrigar o filtro a compensar o factor de potência. Para além disso, neste cenário é também possível observar as características de compensação de desequilíbrios, uma vez que as cargas passivas têm valores de resistência e indutância diferentes na fase *c*. O esquema da Fig. 3.39 ilustra o sistema eléctrico onde o Filtro Activo Paralelo será inserido. De notar que é considerada a impedância da linha, predominantemente indutiva devido aos transformadores presentes num sistema real, e uma segunda impedância, com 10 % do valor da primeira e com uma componente indutiva menos significativa, entre o Filtro Activo Paralelo e a carga. Outro factor a ter em consideração é o facto de as únicas cargas do sistema eléctrico serem as cargas que o Filtro Activo Paralelo está a compensar. Isto significa que quando o filtro activo entra em funcionamento deixam de existir correntes com conteúdo harmónico elevado nas impedâncias do sistema a montante do filtro activo, Z_{linha} , o que se traduz numa diminuição significativa dos harmónicos de tensão. Num caso real, se o filtro activo estiver a compensar uma única carga de um sistema eléctrico com muitas cargas isto não acontecerá. Essa situação será abordada em pormenor no Item 3.12.9,

que se refere à resposta do Filtro Activo Paralelo quando existem problemas a nível das formas de onda da tensão do sistema.

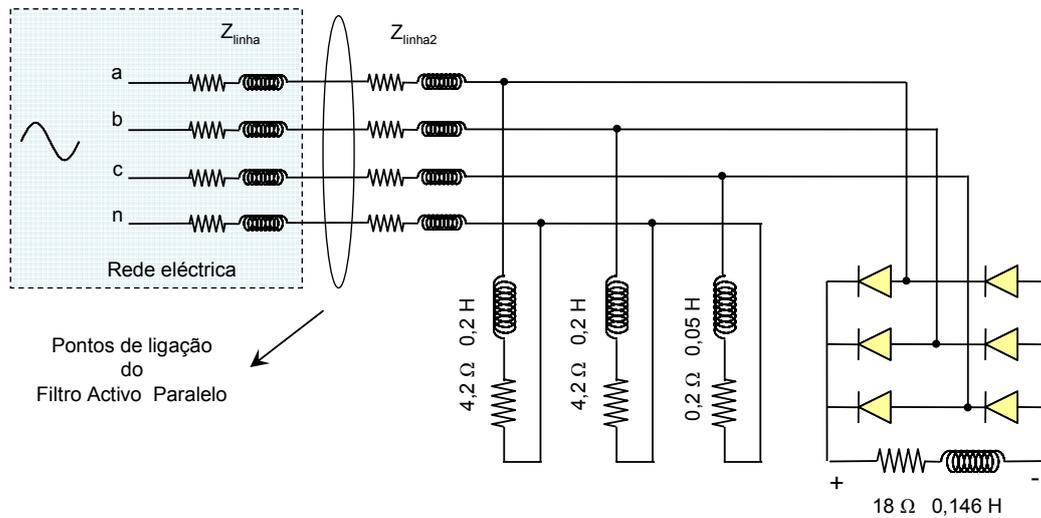


Fig. 3.39 – Esquema do sistema em estudo.

A nível das formas de onda de tensão do sistema, estas não têm desequilíbrio assinalável, havendo, no entanto, alguns problemas a nível de distorção harmónica, tal como se pode observar pela Fig. 3.40, que mostra a tensão fase-neutro para a fase *a*. Apesar do THD da tensão ser relativamente baixo (apenas 2,0 %), notam-se microcortes, que se devem à operação dos semicondutores do rectificador. Através da análise das formas de onda da Fig. 3.41, constata-se que a corrente à frequência fundamental da fase *c* é de 28,2 A, contra apenas 23,6 A nas outras fases, o que resulta num desequilíbrio de 12,2 % com uma corrente de neutro de 10,8 A. A nível do THD das correntes, este é de 26,4 % nas fases *a* e *b* e de 22,0 % na fase *c*. Existe também um factor de potência indutivo devido às cargas passivas, que é de 0,96 nas fases *a* e *b*, e de 0,92 na fase *c*.

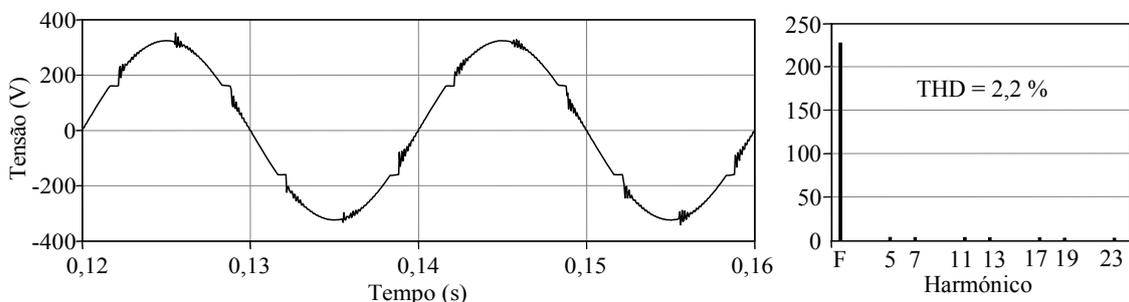


Fig. 3.40 – Tensão do sistema.

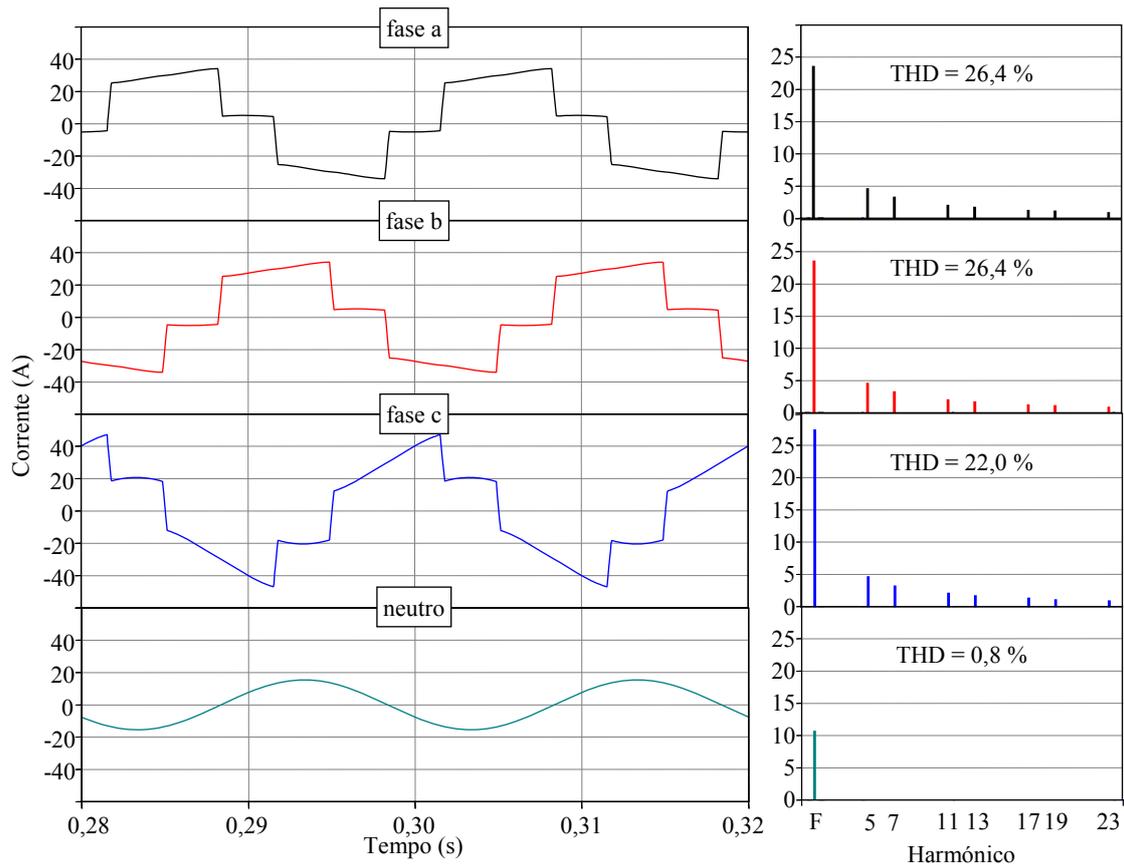


Fig. 3.41 – Correntes na carga e respectivos espectros harmónicos.

Uma vez ligado o filtro activo, este compensa os harmónicos e os desequilíbrios de corrente, bem como o factor de potência, sendo possível observar que as correntes tornam-se praticamente sinusoidais, com um desequilíbrio de apenas 1,1 %, e com um factor de potência de 0,99 indutivo. A corrente do neutro é também praticamente anulada, sendo a sua componente fundamental de 0,2 A, no entanto, ocorre um aumento a nível do ruído nas 3 fases e no neutro por causa da operação do inversor. As tensões são equilibradas e a Fig. 3.42 mostra que a fase *a* (tal como as restantes fases) é praticamente sinusoidal (o THD neste caso é de 1,9 %) quando o filtro activo está em operação, pois deixam de existir correntes harmónicas a percorrer as impedâncias da linha. Na Fig. 3.43 é possível observar as correntes na fonte e o respectivo espectro harmónico depois do filtro activo entrar em operação, em que o conteúdo harmónico baixou para valores entre 3,6 % e 4,0 % nas 3 fases.

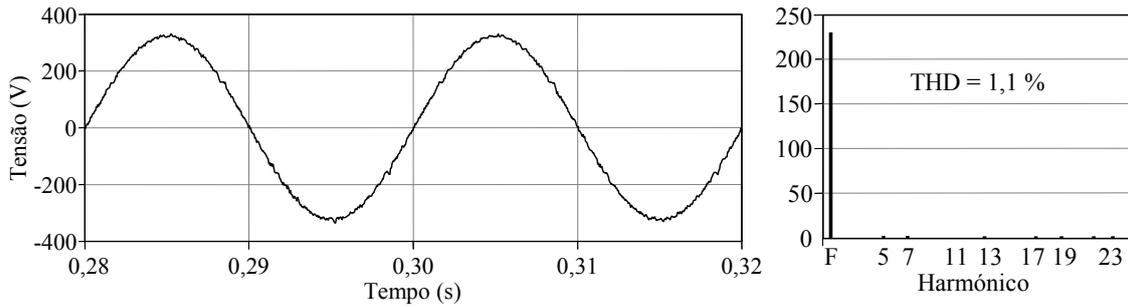


Fig. 3.42 – Tensão do sistema após compensação.

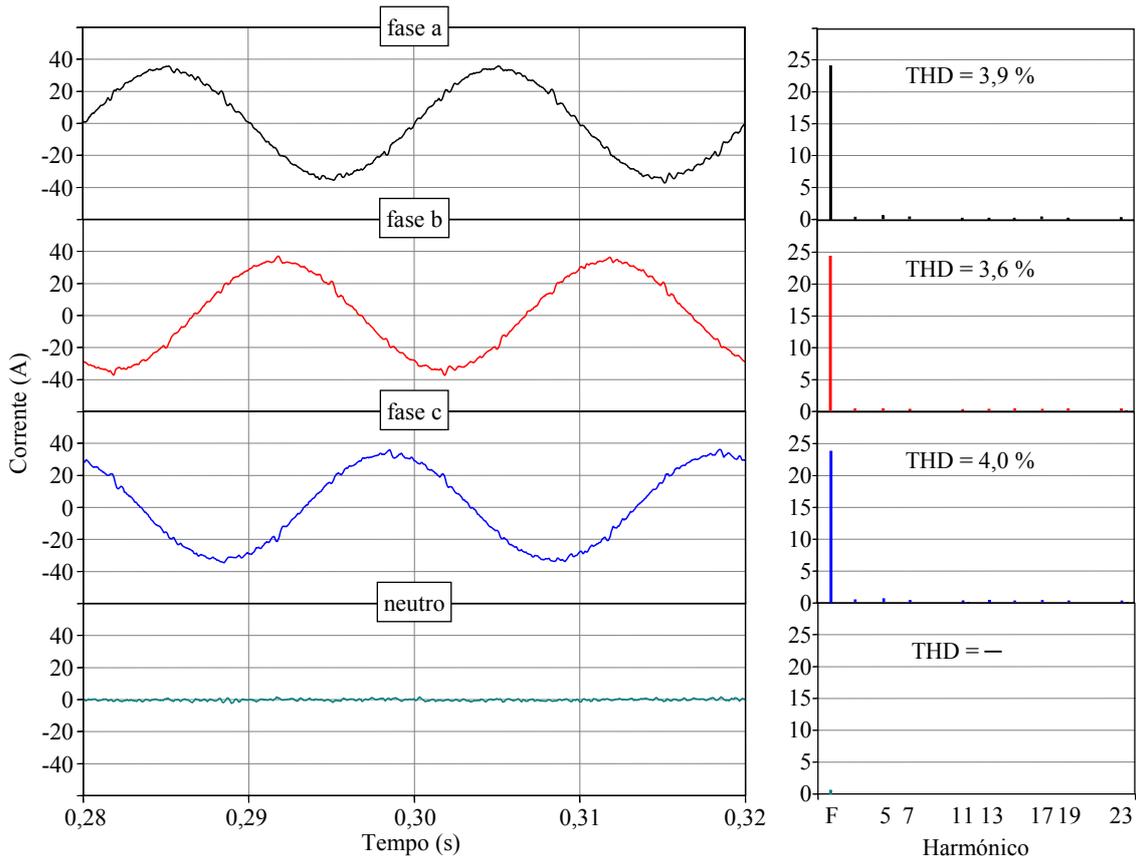


Fig. 3.43 – Correntes na fonte e respectivos espectros harmónicos com filtro activo a operar em regime permanente.

A Fig. 3.44 ilustra as correntes de referência calculadas pelo controlador do Filtro Activo Paralelo (a tracejado) e compara-as com as correntes injectadas pelo inversor, a seguir ao filtro RC. Pode-se observar que, exceptuando algumas oscilações de mais baixa frequência, o inversor consegue seguir a referência bastante bem sintetizando de forma satisfatória as ondas calculadas pelo controlador.

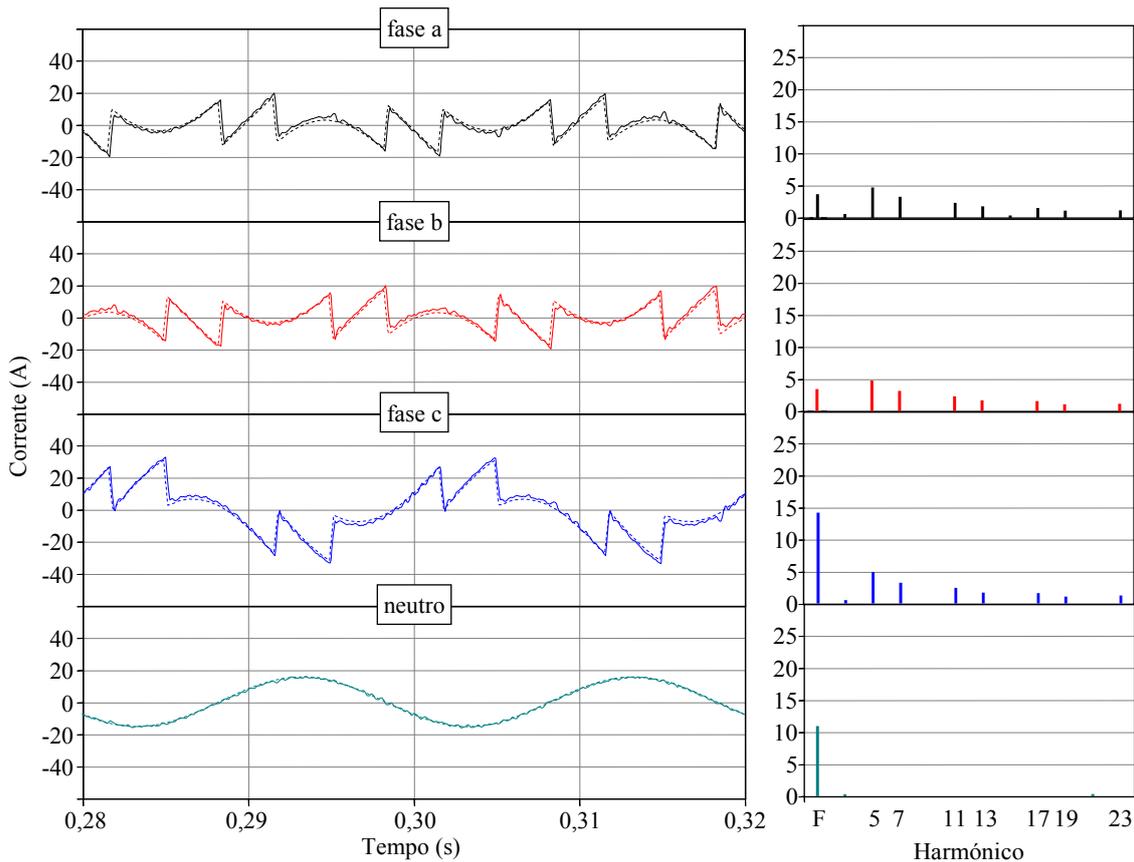


Fig. 3.44 – Correntes injectadas pelo inversor do Filtro Activo Paralelo.

Neste caso foi utilizada uma tensão de referência do lado CC de 900 V, sendo possível observar a evolução desta grandeza na Fig. 3.45. Muito embora para este caso tensões na ordem dos 735 V sejam suficientes, tal como foi demonstrado em [52], existem cenários, como por exemplo o demonstrado no Item 3.12.3, que necessitam de tensões no barramento mais elevadas para que o Filtro Activo Paralelo tenha um bom desempenho.

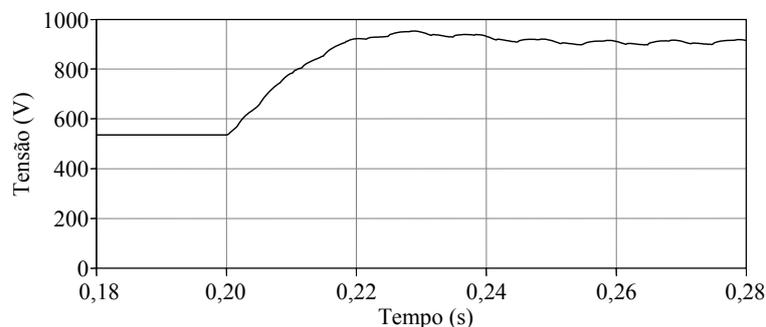


Fig. 3.45 – Tensão no lado CC do inversor do filtro activo.

Os gráficos da Fig. 3.46 e da Fig. 3.47 mostram a potência real instantânea e a potência imaginária instantânea na fonte, determinadas através da Teoria p-q, antes e depois do Filtro Activo Paralelo começar a injectar correntes no sistema. Pode-se

constatar que a potência real instantânea na fonte tem uma componente alternada bem menor e um valor de potência média um pouco superior, por causa das correntes que o filtro injecta no neutro e também devido à energia necessária para a operação do filtro activo. Quanto ao aumento transitório que começa aos 0,2 s e dura um pouco mais de meio ciclo, este deve-se ao facto do condensador do lado CC, durante este período, ter uma tensão insuficiente de acordo com o estabelecido pelo controlador, e portanto, a fonte tem que fornecer energia para carregar este elemento com o valor especificado. A nível da potência instantânea de sequência zero, esta tem um valor extremamente baixo, devido ao valor de v_0 (tensão de sequência zero do sistema) ser praticamente nulo, pelo que não foi ilustrada.

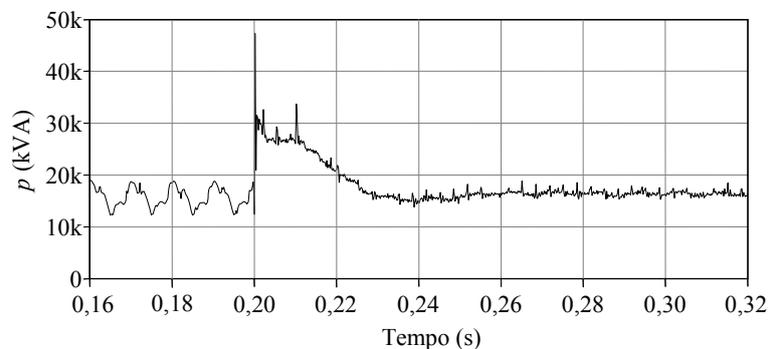


Fig. 3.46 – Potência real instantânea na fonte.

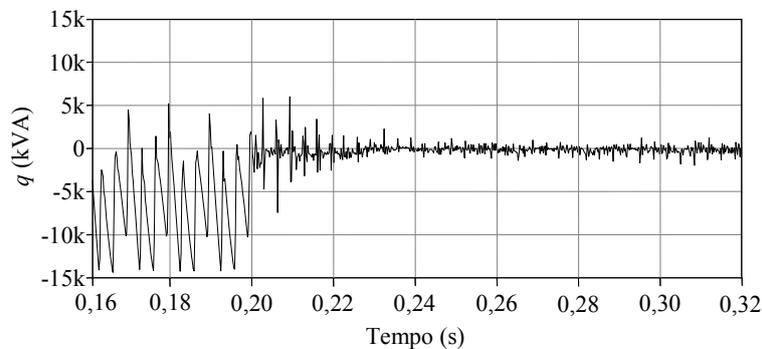


Fig. 3.47 – Potência imaginária instantânea na fonte.

3.12.2 - Utilização do Filtro Activo Paralelo como Interface entre a Rede Eléctrica e Fontes de Energia Renováveis

Uma possível aplicação do Filtro Activo Paralelo é a sua utilização como interface entre fontes de energia renovável e a rede eléctrica [93]. Esta solução permite que o fornecimento de energia eléctrica à rede seja feito através de correntes sinusoidais e, para além disso, permite manter as características de compensação das correntes do filtro activo. Mesmo que num determinado momento não exista energia disponível nas

fontes de energia renováveis, este continua a operar, compensando harmónicos e desequilíbrios de corrente e o factor de potência da carga.

Na Fig. 3.48 é possível observar o sistema completo em que a energia é retirada de painéis solares fotovoltaicos ou de pequenos geradores eólicos recorrendo a um *Maximum Power Point Tracker* (MPPT) ou a um controlador por cada sistema gerador, de maneira a retirar o máximo de energia possível disponível num dado instante. Para carregar o condensador do Filtro Activo Paralelo poderá ser utilizado um conversor CC-CC que eleve a tensão para o valor necessário à operação do inversor do filtro activo. A energia disponível é gerida pelo filtro consoante as necessidades, podendo ser utilizada para alimentar as cargas ou injectar energia na rede eléctrica.

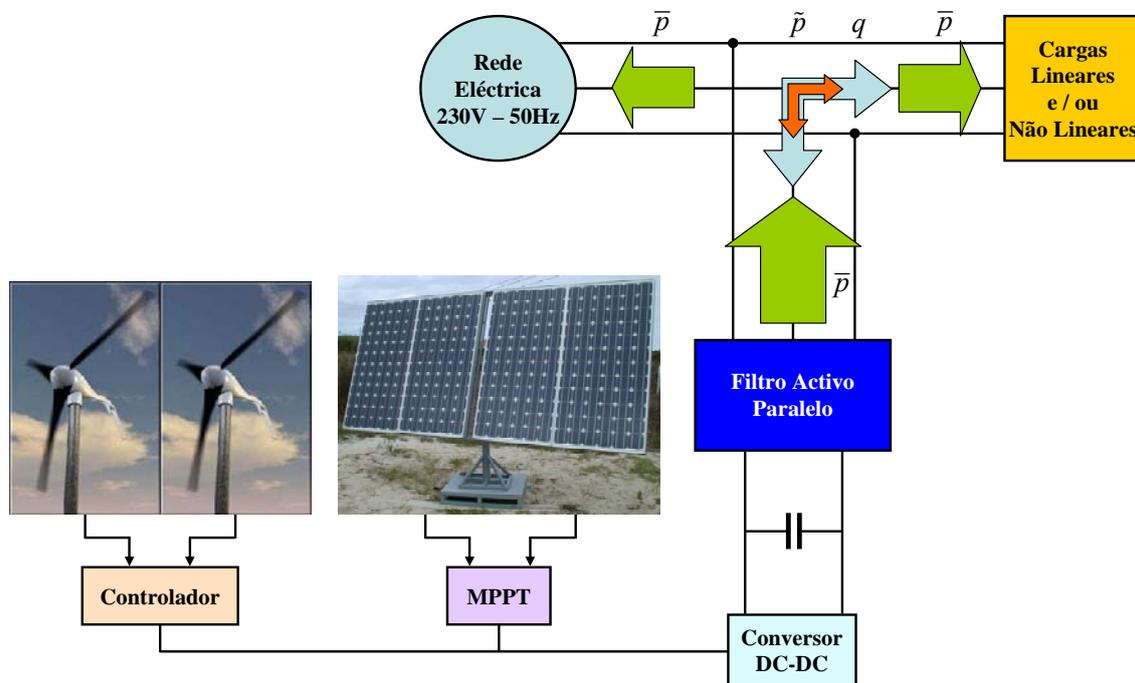


Fig. 3.48 – Interface e componentes da Teoria p-q.

Dado que neste caso específico as fontes de energia renovável carregam um condensador colocado no lado de corrente contínua do inversor do Filtro Activo Paralelo, é necessário efectuar alterações a nível da teoria de controlo, sendo introduzida uma nova potência, \bar{p}_{alt} , que corresponde à energia por unidade de tempo que essas fontes produzem. Cabe ressaltar que antes de começar a fornecer \bar{p} , é necessário fazer com que a energia necessária para o filtro operar, traduzida pelo parâmetro p_{reg} , seja garantida pelas fontes de energia alternativa. Quando essas fontes fornecem energia suficiente deixa de ser necessário recorrer à rede eléctrica para regular a tensão no condensador do barramento de corrente contínua, e portanto p_{reg} deixa de ser necessário,

sendo então possível injectar a restante energia disponível na rede eléctrica. As potências que o filtro activo injecta passarão então a tomar a seguinte forma, num sistema trifásico sem neutro acessível (em que p_0 não é considerada):

$$p_x = p_{alt} - p_{reg} + \tilde{p} \tag{3.29}$$

$$q_x = \bar{q}_G + q \tag{3.30}$$

Relativamente ao termo \bar{q}_G , este corresponde à “energia” reactiva capacitiva que por lei deve ser fornecida fora das horas de vazio. De acordo com a alínea d) do artigo 22º do decreto-lei n.º 313/95 de 24 de Novembro, os produtores de energia eléctrica devem fornecer uma quantidade de “energia” reactiva que corresponde a pelo menos 40 % da energia activa fornecida. Realça-se também que de acordo com a alínea e) desse mesmo artigo não deve ser fornecida à rede “energia” reactiva durante as horas de vazio. A “energia” reactiva fornecida em défice fora das horas de vazio e em excesso durante as horas de vazio será paga pelo produtor, de acordo com as tarifas fixadas pela Entidade Reguladora do Sector Energético (ERSE). Com o algoritmo de controlo utilizado, torna-se relativamente simples controlar o fornecimento de “energia” reactiva que deve ser fornecida à rede eléctrica, consoante a operação seja durante as horas de vazio ou fora das horas de vazio.

Com os valores das potências e das tensões no sistema e no lado CC, é possível determinar as correntes de referência que devem ser injectadas na rede eléctrica de maneira a que, teoricamente, as correntes na fonte sejam sinusoidais. Desta forma a teoria de controlo passará a ter a seguinte estrutura:

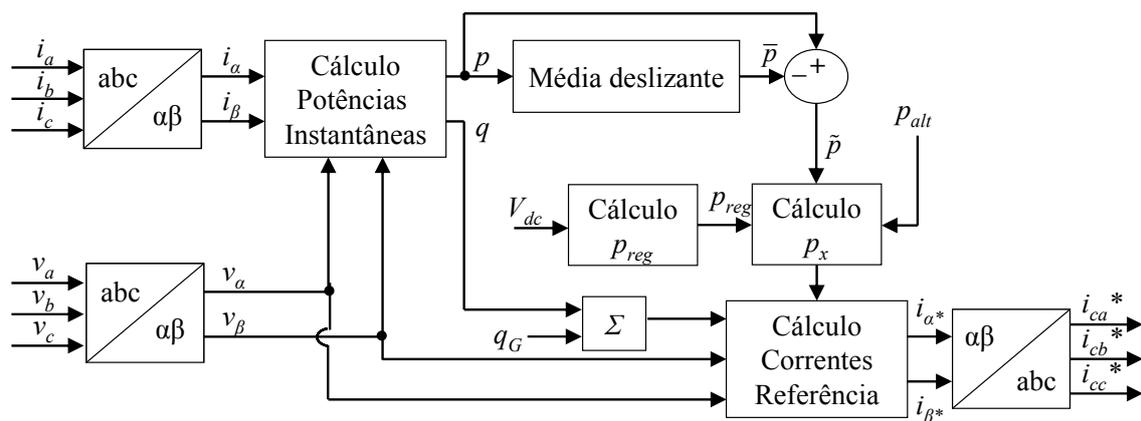


Fig. 3.49 – Diagrama de blocos da teoria de controlo modificada.

O tipo de cargas utilizadas nas diversas simulações para este cenário são semelhantes às apresentadas no item 3.12.1, no entanto, neste caso optou-se por não

introduzir desequilíbrios para simplificar o modelo, que é trifásico, mas não tem neutro acessível. Assim foi utilizada uma carga RL série passiva trifásica equilibrada ($R = 5,85 \Omega$; $L = 32,25 \text{ mH}$) que consome uma potência activa de 6,8 kW, apresentando um factor de potência de 0,5 indutivo. Para além disso, e tal como no caso anterior, foi utilizada também uma ponte trifásica completa de díodos (não ideais) com uma carga RL série ($R = 28 \Omega$ e $L = 146 \text{ mH}$) no seu lado CC. A ponte consome uma potência activa de aproximadamente 10,2 kW e as correntes apresentam um conteúdo harmónico total (THD - *Total Harmonic Distortion*) de 29,4 %. O conjunto apresenta um factor de potência de 0,827 indutivo e consome uma potência activa total aproximadamente igual a 17 kW. O THD total das correntes nas fases é de 14,4 %. Já o THD das tensões, que surge devido à queda de tensão nas impedâncias das linhas ser não sinusoidal, é de 3,2 %. As formas de onda das tensões e das correntes antes do filtro activo entrar em operação são apresentadas na Fig. 3.50 e na Fig. 3.51 respectivamente. Deve-se destacar que apenas são mostrados os sinais eléctricos para a fase *a* uma vez que o sistema é equilibrado

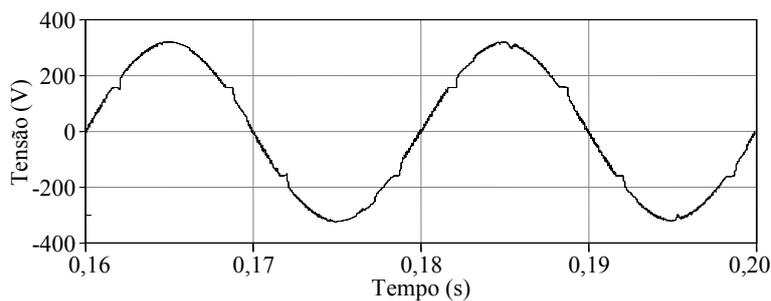


Fig. 3.50 – Tensão do sistema.

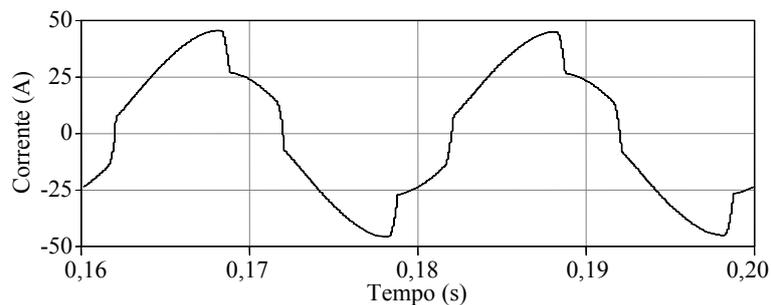


Fig. 3.51 – Corrente na carga.

O primeiro caso estudado consiste em utilizar o filtro activo apenas para correcção dos problemas de qualidade de energia associados ao sistema eléctrico descrito anteriormente. A figura seguinte mostra a forma de onda da corrente na fonte

com o filtro activo em operação sem que esteja a injectar energia na rede eléctrica. O THD na corrente neste caso é de 2,4 %.

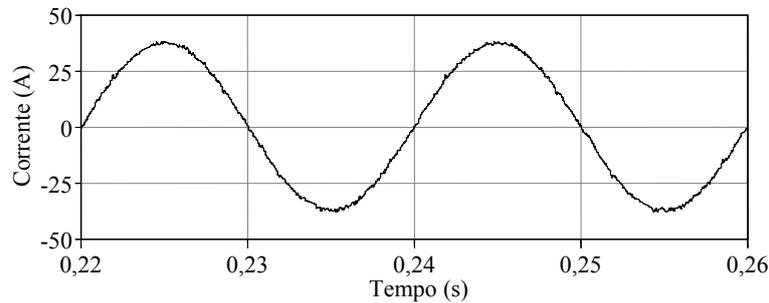


Fig. 3.52 – Corrente na fonte com filtro activo a operar em regime permanente, sem injectar energia na rede.

O segundo teste consiste em fazer com que o filtro injecte energia activa na rede eléctrica durante as horas de vazio. Considera-se que a potência que o filtro activo tem disponível para fornecer é 1,5 vezes superior à potência activa que as cargas estão a consumir, ou seja, 26 kW. Como se pode observar na Fig. 3.53 esse objectivo é atingido, o que se traduz num fluxo de potência do Filtro Activo Paralelo para a fonte, não sendo injectada “energia” reactiva que levaria a uma penalização a nível do tarifário, uma vez que a corrente se encontra em inversão de fase relativamente à tensão. O THD das correntes na fonte aumentou para 7,5 % relativamente ao caso em que apenas era efectuada a compensação das correntes. Já a distorção harmónica das tensões baixou para 2,2 %. A potência efectivamente injectada pelo filtro activo na rede eléctrica é de 7,2 kW, sendo a restante potência disponível no lado CC utilizada para alimentar as cargas e compensar as perdas do próprio filtro activo que totalizam 1,8 kW.

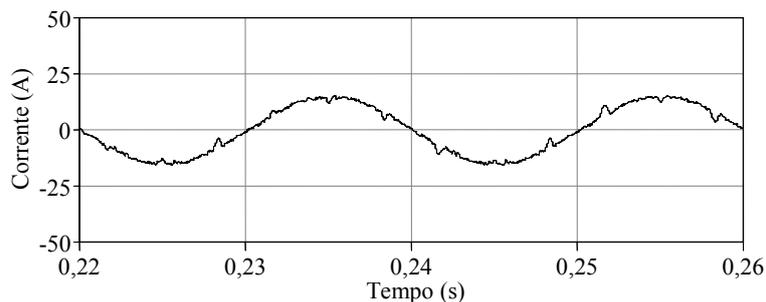


Fig. 3.53 – Correntes na fonte com filtro activo em operação de compensação e injeção de energia activa na rede.

Durante o período de horas cheias e de horas de ponta o Filtro Activo Paralelo, para além da energia activa, terá também que injectar uma componente reactiva correspondente a 40 % da energia activa injectada na rede eléctrica. Como já se viu anteriormente o filtro injecta 7,2 kW durante as horas de vazio. Assim sendo, para que

se mantenha este nível de potência activa, será necessário injectar simultaneamente uma potência reactiva de pelo menos 3,15 kVAr, correspondente ao valor exigido pelo decreto-lei n.º 313/95. Desta forma evita-se o pagamento da tarifa prevista por lei para os produtores que não injectam “energia” reactiva durante os períodos de horas cheias e horas de ponta. Na Fig. 3.54 são apresentadas as correntes na fonte com o filtro activo em operação, neste cenário.

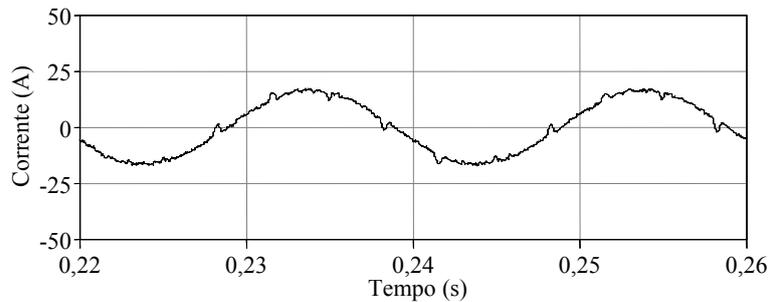


Fig. 3.54 – Correntes na fonte com filtro activo em operação de compensação, injeção de energia activa e injeção de “energia” reactiva.

Neste caso as correntes e as tensões não estão em inversão de fase já que o Filtro Activo Paralelo, para além de injectar a potência activa, está também a injectar a potência reactiva requerida por lei. O THD medido nas correntes da fonte e nas tensões manteve-se inalterado relativamente ao caso anterior. Deve-se destacar que o aumento de THD relativamente ao item 3.12.1 deve-se principalmente à baixa amplitude das correntes na fonte. Nota-se também que a compensação de atrasos nos dois casos em que houve injeção de energia não funcionou tão bem como no caso em que o filtro activo apenas compensou as correntes, e isso também influenciou o THD destas.

Com este cenário de simulação comprovou-se que o Filtro Activo Paralelo tem a capacidade de compensar os problemas de qualidade de energia relacionados com as correntes e, simultaneamente, de injectar energia proveniente de fontes de energia renovável na rede eléctrica com um baixo conteúdo harmónico.

3.12.3 - Bancos de Condensadores

Os bancos de condensadores são muito comuns em indústrias e, muito embora o Filtro Activo Paralelo substitua este tipo de dispositivos, poderá acontecer que estes se mantenham em operação no sistema (por exemplo se o filtro activo não tiver potência suficiente para compensar os problemas satisfatoriamente). Para testar o funcionamento do Filtro Activo Paralelo em conjunto com este tipo de dispositivos foram criados dois cenários de simulação. No primeiro cenário as correntes são distorcidas por uma carga

trifásica não linear, e existe um banco de condensadores, embora o sistema não tenha um factor de potência indutivo. Esta simulação tem o duplo propósito de testar o filtro activo a compensar “energia” reactiva capacitiva, e também de testar o seu funcionamento quando opera juntamente com um banco de condensadores. No segundo cenário mantiveram-se as cargas anteriores e inseriram-se cargas indutivas passivas que consomem “energia” reactiva indutiva. Este cenário específico já foi testado anteriormente [52] e ocorreram problemas de ressonância que tiveram como consequência para o filtro activo, a perda da capacidade de eliminar harmónicos, que é uma das suas características mais importantes.

A Fig. 3.55 ilustra o sistema de cargas e banco de condensadores para o primeiro cenário. Neste caso, se o banco de condensadores estiver ligado, o factor de potência do sistema é capacitivo.

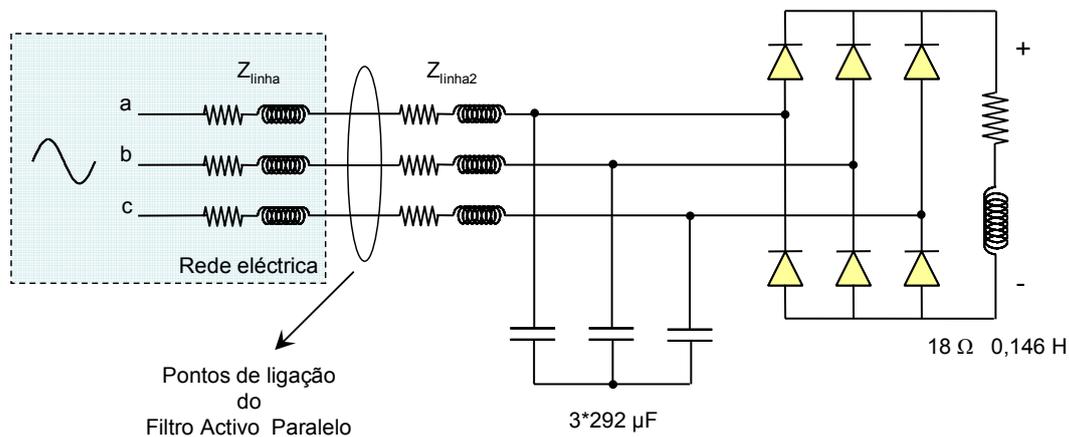


Fig. 3.55 – Sistema eléctrico com banco de condensadores.

A Fig. 3.56 mostra a tensão na fase *a* com as cargas todas a operar. As Figs. 3.57 e 3.58 mostram as formas de onda de corrente e o espectro harmónico (apenas da fase *a*, pois o sistema é equilibrado) com e sem o banco de condensadores. Pode-se observar através dos espectros harmónicos que, quando o banco de condensadores é ligado, os harmónicos desde a 5ª ordem até à 13ª sofrem um aumento significativo.

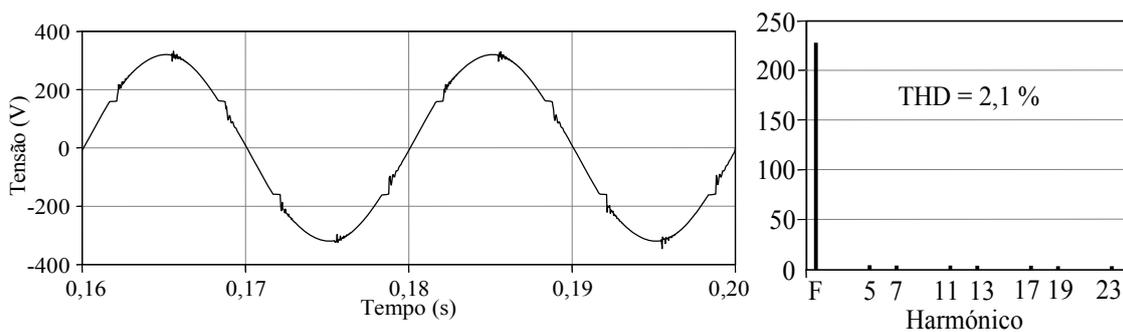


Fig. 3.56 – Tensão do sistema.

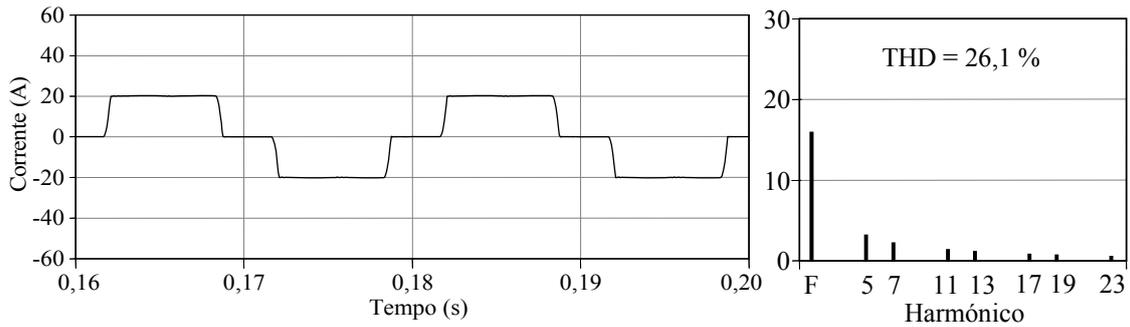


Fig. 3.57 – Correntes na carga não-linear e respectivo espectro harmónico.

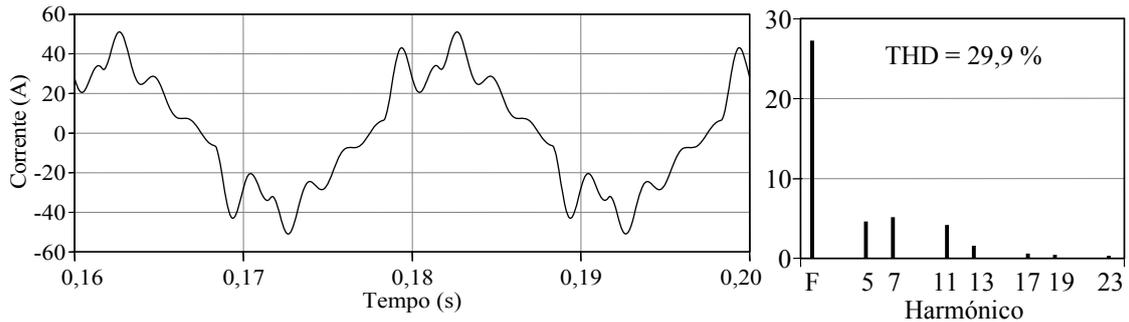


Fig. 3.58 – Corrente do conjunto carga não-linear e banco de condensadores e respectivo espectro harmónico.

Pela corrente no condensador apresentada na Fig. 3.59, pode-se observar que o sistema já tem problemas antes do Filtro Activo Paralelo entrar em funcionamento, uma vez que, observando o espectro harmónico das correntes constata-se que existe um conteúdo harmónico considerável.

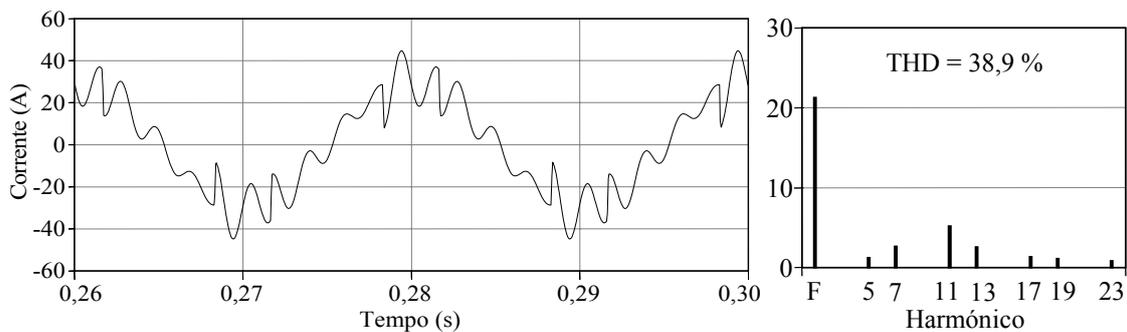


Fig. 3.59 – Corrente no banco de condensadores e respectivo espectro harmónico.

O problema mais grave ocorre quando o filtro activo é ligado, uma vez que este injecta correntes de frequência próxima da frequência de ressonância do sistema. A frequência de ressonância neste caso, considerando apenas a impedância das linhas e o banco de condensadores, é dada por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (3.31)$$

Para este caso específico a frequência de ressonância do sistema é de 399 Hz. É possível verificar que quando o Filtro Activo Paralelo entra em operação, passam a existir componentes de 7º e 8º harmónico no sistema, mais altas do que a própria fundamental. Estas oscilações ocorrem devido às correntes que o Filtro Activo Paralelo injecta próximas da frequência de ressonância e que são amplificadas pelos elementos passivos. A Fig. 3.60 mostra as formas de onda das correntes na fonte onde se observa a ligação do banco de condensadores aos 0,20 s e a ligação do Filtro Activo Paralelo aos 0,30 s. Conclui-se que a entrada em funcionamento do banco de condensadores provoca um transitório que atinge correntes de pico na ordem dos 200 A, e a entrada em funcionamento do Filtro Activo Paralelo torna o sistema instável.

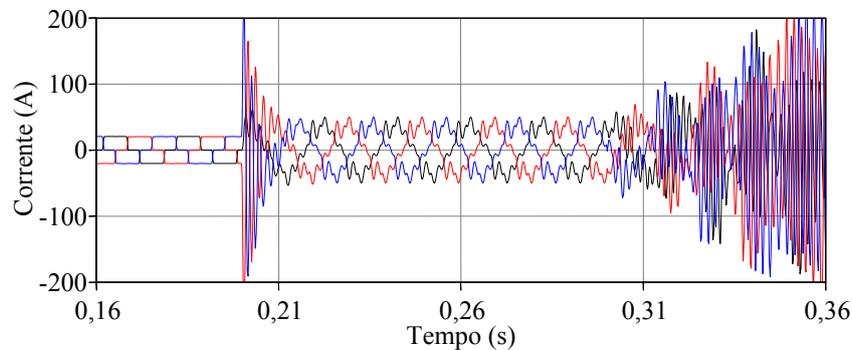


Fig. 3.60 – Correntes na fonte que ilustram a entrada do banco de condensadores e do Filtro Activo Paralelo.

Para eliminar o problema existem duas aproximações possíveis: uma mudança da teoria de controlo de maneira a tentar fazer com que o filtro activo não injecte componentes que façam com que o sistema entre em ressonância, ou uma modificação a nível do *hardware* do banco de condensadores, nomeadamente através da introdução de indutâncias em série com os condensadores.

A teoria de controlo do Filtro Activo Paralelo, pela análise que se faz dos seus sinais de referencia quando este não se encontra a injectar as correntes no sistema, não é responsável por introduzir harmónicos no sistema, uma vez que as correntes de compensação estão correctas, como se pode observar nas figuras seguintes.

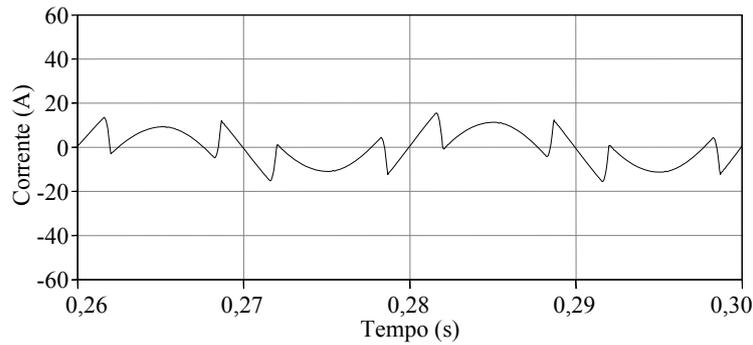


Fig. 3.61 – Corrente de referência produzida pelo controlador do filtro activo.

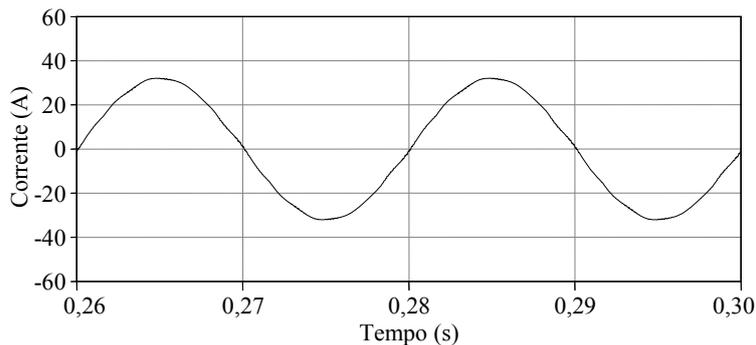


Fig. 3.62 – Corrente teórica na fonte quando o filtro activo está a operar.

Uma modificação no banco de condensadores é um procedimento bastante comum [94] e seria importante no caso deste exemplo, mesmo que o Filtro Activo Paralelo não estivesse inserido, uma vez que quando o banco de condensadores está a injectar “energia” reactiva, o 7º harmónico é de 4,7 A, e quando está apenas o rectificador trifásico em operação este valor é de 2,3 A. Este é um problema bastante comum na indústria que poderá provocar sobreaquecimento nos condutores ou a sobrecarga no banco de condensadores, por exemplo. Causa também problemas quando o banco de condensadores é comutado, devido aos picos de corrente durante esses períodos transitórios. Para impedir que este problema ocorra, o procedimento normal consiste em inserir uma indutância em série com o banco de condensadores, de maneira a que a frequência de ressonância fique abaixo do harmónico de mais baixa ordem que o sistema consome. Como neste caso o harmónico mais baixo é de 5ª ordem (o sistema não consome harmónicos de 3ª ordem) optou-se por inserir uma indutância de 1,5 mH que faz com que a frequência de ressonância do sistema seja de 205 Hz aproximadamente, ou seja, na região do 4º harmónico. Nesta situação, é possível verificar que deixam de ocorrer ressonâncias no sistema, e que o consumo de harmónicos não aumenta com a entrada em operação do banco de condensadores. Neste caso o Filtro Activo Paralelo opera correctamente, corrigindo o factor de potência

capacitivo (para 0,98) e mitigando os harmónicos do lado da fonte tal como demonstram as figuras seguintes.

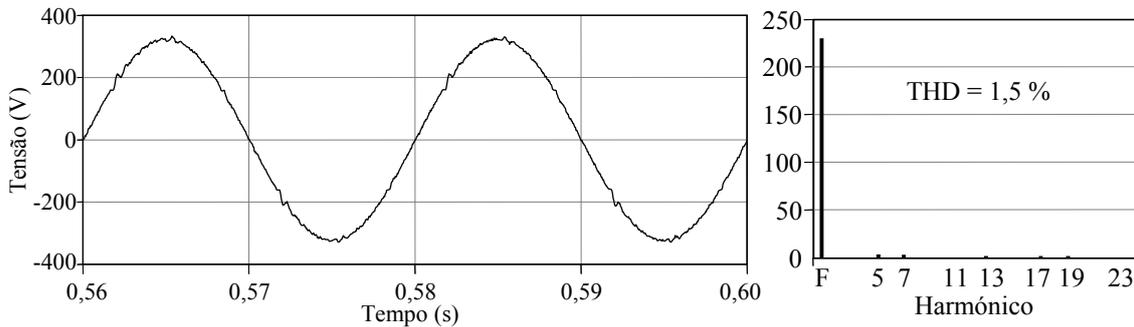


Fig. 3.63 – Tensão do sistema quando o filtro activo está a compensar harmónicos.

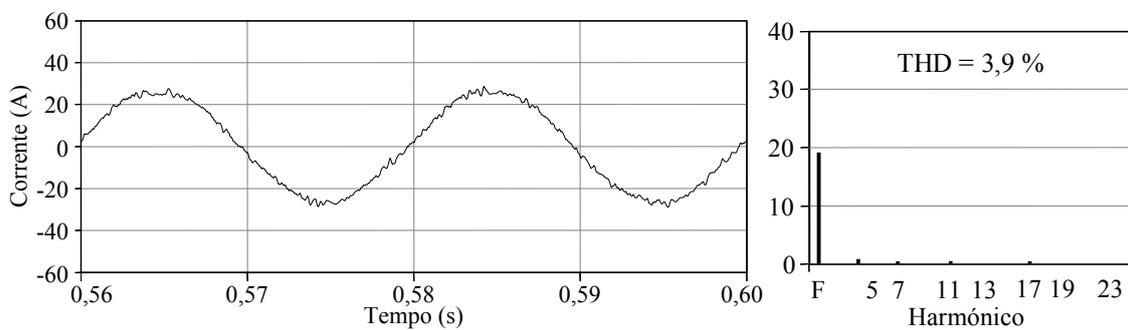


Fig. 3.64 – Corrente na fonte e respectivo espectro harmónico com filtro activo a operar em regime permanente.

Como se pode observar pela Fig. 3.65, os condensadores passam a absorver correntes praticamente apenas na frequência fundamental, contudo ainda consomem alguma corrente a nível de harmónicos de 5^a e de 7^a ordem.

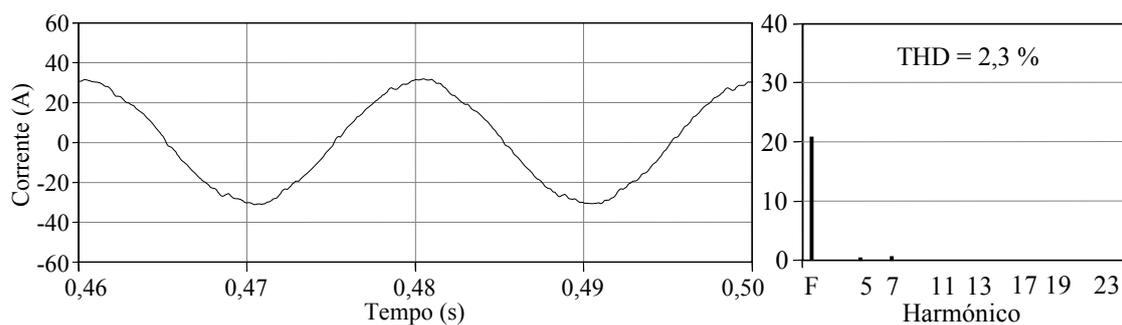


Fig. 3.65 – Corrente absorvida pelo condensador.

O cenário 2, já introduzido, testa o caso em que o banco de condensadores é aplicado para correcção do factor de potência indutivo provocado por cargas passivas predominantemente indutivas, cujas indutâncias são de 7,3 mH em série com resistências de 5,4 Ω . Pode-se observar que a função do filtro activo é, neste caso, apenas a compensação dos harmónicos, não existindo qualquer problema no sistema a

nível de estabilidade, graças às indutâncias inseridas no banco de condensadores. As próximas figuras mostram os resultados obtidos neste caso.

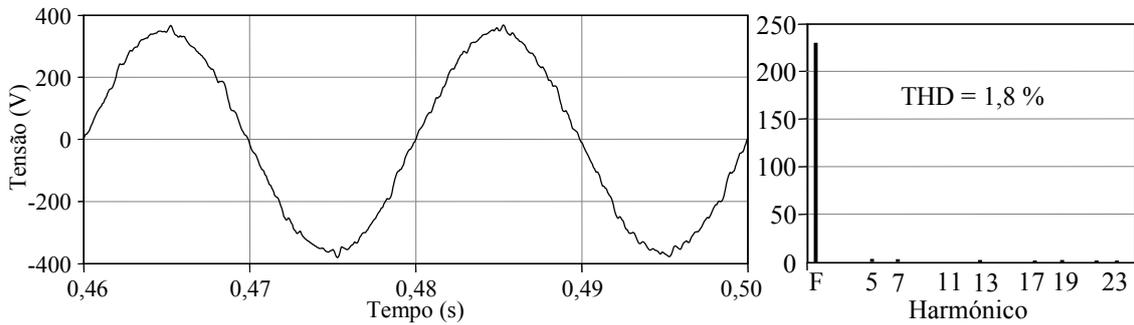


Fig. 3.66 – Tensão do sistema.

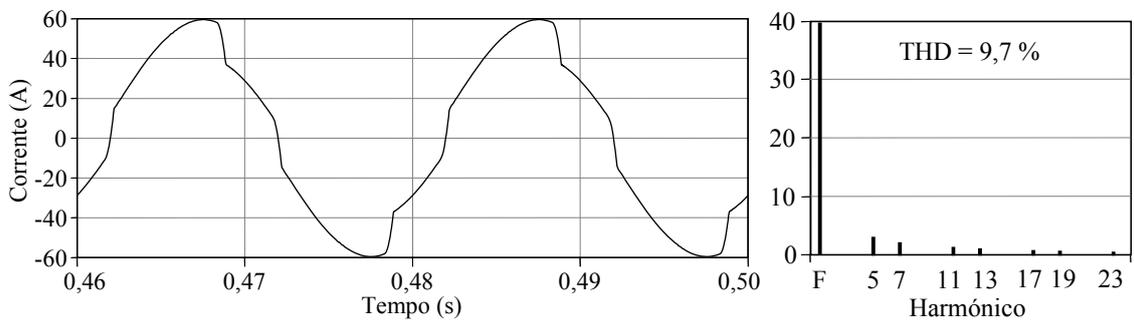


Fig. 3.67 – Corrente na carga não-linear e respectivo espectro harmônico.

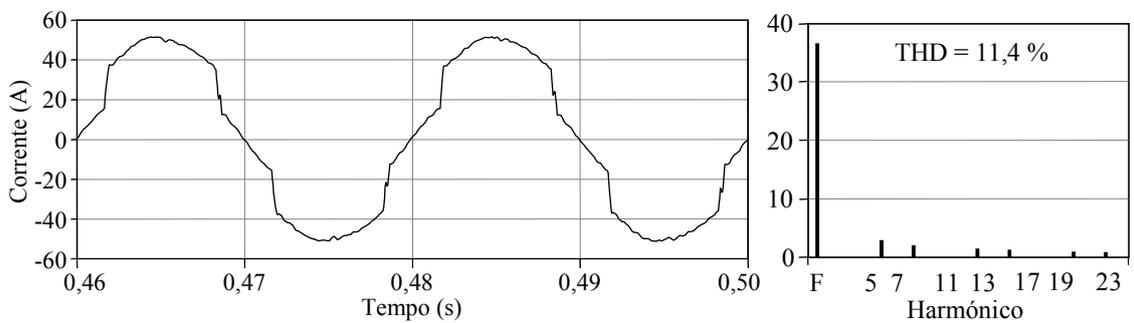


Fig. 3.68 – Corrente na fonte, compensada pelo banco de condensadores.

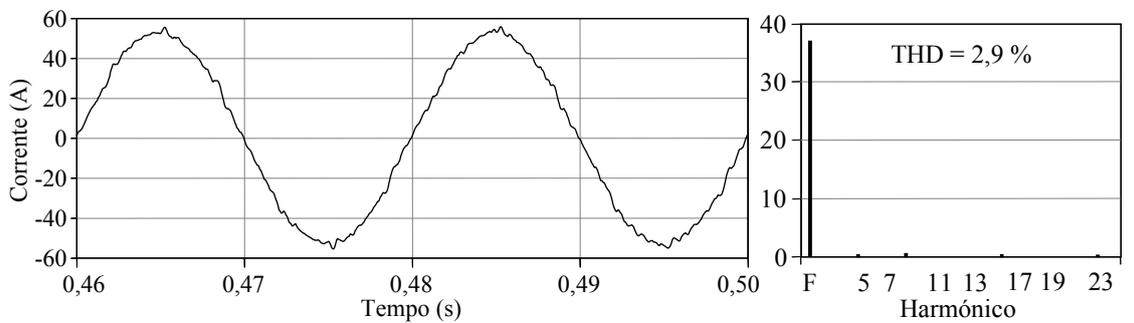


Fig. 3.69 – Corrente na fonte e respectivo espectro harmônico com filtro activo a operar em regime permanente.

Foram feitos alguns testes que passaram por uma alteração da teoria de controlo, que consistiram em fazer com que o Filtro Activo Paralelo compensasse apenas a componente média da potência imaginária instantânea, e depois acrescentar a compensação de harmónicos. Verificou-se que muito embora o Filtro Activo Paralelo conseguisse compensar a componente média da potência imaginária instantânea, a compensação de harmónicos torna-se problemática por causas das ressonâncias no sistema eléctrico. Existem na literatura algumas tentativas para fazerem um Filtro Activo Paralelo funcionar correctamente sem alterar componentes do sistema eléctrico, mas utilizam dados, tais como o valor da indutância do sistema ou do condensador do banco [95], que num sistema real não são conhecidos, e portanto, na prática, em sistemas cuja dinâmica se altera e onde não é possível ou é muito complicado obter a indutância da linha, não é praticável a implementação destas soluções.

No caso do banco de condensadores estar a montante do Filtro Activo Paralelo (foi utilizado o banco sem as indutâncias), o problema não é agravado pelo filtro activo, no entanto, pode-se observar que existe uma componente de sétimo harmónico trocada entre o banco de condensadores e a fonte de alimentação. De destacar que neste caso desactivou-se a compensação do factor de potência do filtro activo, caso contrário o sistema teria um factor de potência capacitivo, porque o filtro compensaria a “energia” reactiva proveniente das cargas indutivas, mas o banco de condensadores também injectaria “energia” reactiva no sistema. A Fig. 3.70 ilustra as correntes a montante do banco de condensadores e a Fig. 3.71 mostra as correntes absorvidas pelo mesmo. Deve-se destacar que o harmónico de 7^a ordem presente, é trocado entre a fonte e o banco de condensadores, e o Filtro Activo Paralelo não pode compensar este valor pois está a jusante do banco de condensadores.

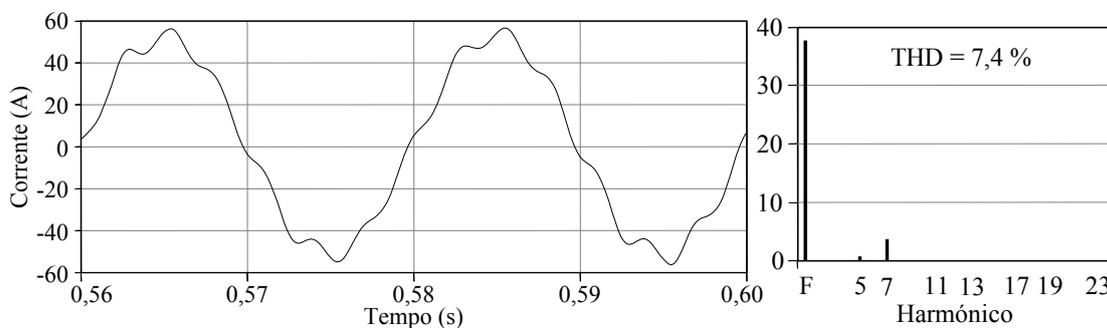


Fig. 3.70 – Corrente a montante do banco de condensadores.

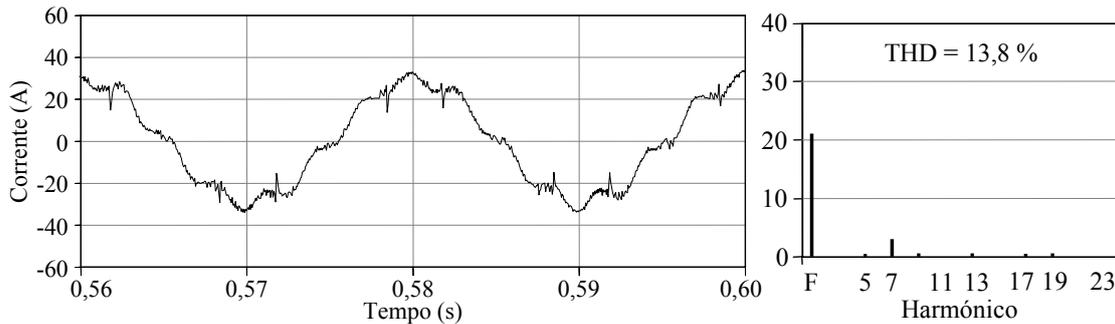


Fig. 3.71 – Corrente absorvida pelo banco de condensadores.

Em resumo, conclui-se que, para que o Filtro Activo Paralelo funcione correctamente será necessário que os bancos de condensadores, ou estejam a montante, ou tenham sido projectados de forma a evitar os problemas de ressonância com as indutâncias do sistema, caso contrário o filtro activo pode vir a piorar os problemas de ressonância do sistema eléctrico.

3.12.4 - Filtros Passivos LC para Compensação de Harmónicos de Corrente

No seguimento do cenário anterior, poderá existir o caso em que seja necessário que o Filtro Activo Paralelo trabalhe em conjunto com filtros passivos LC, uma vez que é possível que o filtro activo sozinho não tenha a capacidade de compensar satisfatoriamente os harmónicos de corrente de uma dada instalação.

Foi criado um cenário de simulação que visa estudar o comportamento do Filtro Activo Paralelo desenvolvido quando este trabalha em conjunto com os filtros passivos para compensar harmónicos de corrente. Serão utilizados os filtros LC mais comuns, ou seja, dimensionados para filtrarem o 5º e 7º harmónicos, no entanto, serão utilizadas duas configurações diferentes: uma é normalmente utilizada na literatura [96] contendo uma grande componente capacitiva, já a segunda aproximação será constituída por pequenos condensadores, e com indutâncias mais significativas, havendo uma consequente redução da “energia” reactiva capacitiva consumida à frequência fundamental. Os valores de condensadores e indutâncias para ambos os cenários são apresentados na Tab. 3.4. Já a Fig. 3.72 ilustra o cenário de simulação com os filtros passivos. A carga do sistema é uma ponte rectificadora trifásica que consome principalmente harmónicos de quinta e sétima ordem.

Tab. 3.4 – Filtros LC utilizados nas diversas simulações.

	Condensador (μF)	Indutância (mH)
5º Harmónico (baixa capacitância)	81	5
7º Harmónico (baixa capacitância)	51	4
5º Harmónico (alta capacitância)	340	1,2
7º Harmónico (alta capacitância)	170	1,2

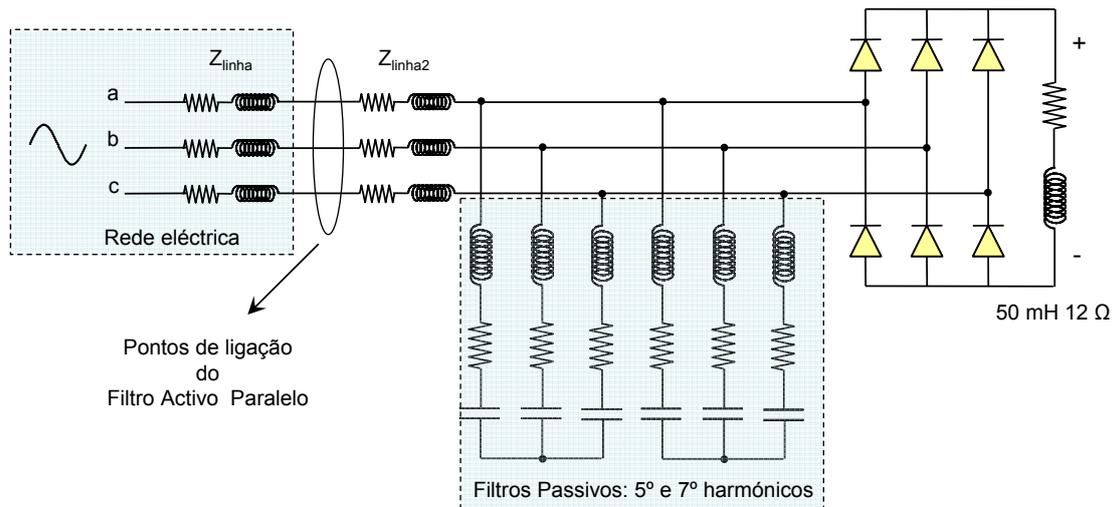


Fig. 3.72 – Instalação com compensação de harmónicos através de filtros passivos.

Nas Figs. 3.73 e 3.74 são apresentadas as formas de onda do sistema sem qualquer filtragem. A Fig. 3.75 mostra a formas do sistema já com os filtros passivos para 5º e 7º harmónicos com a configuração com baixas capacitâncias. Foi possível observar que graças aos filtros LC a componente de quinto harmónico de corrente da fonte desceu de 6,5 A para 0,7 A e a componente de sétimo harmónico passou de 4,2 A para 0,6 A. A nível global o THD das correntes da fonte passa de 26,0 % para 8,8 %. De destacar que apenas são mostradas as formas de onda para a fase *a*, uma vez que o sistema é trifásico equilibrado.

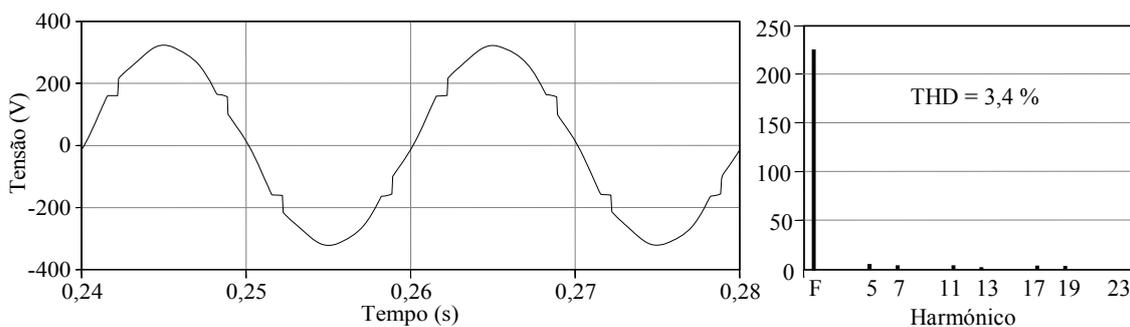


Fig. 3.73 – Tensão do sistema.

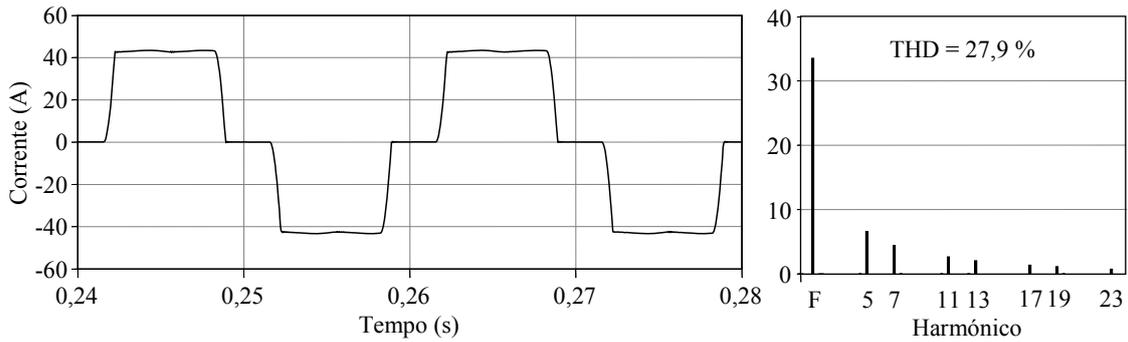


Fig. 3.74 – Corrente na carga não-linear e respectivo espectro harmónico.

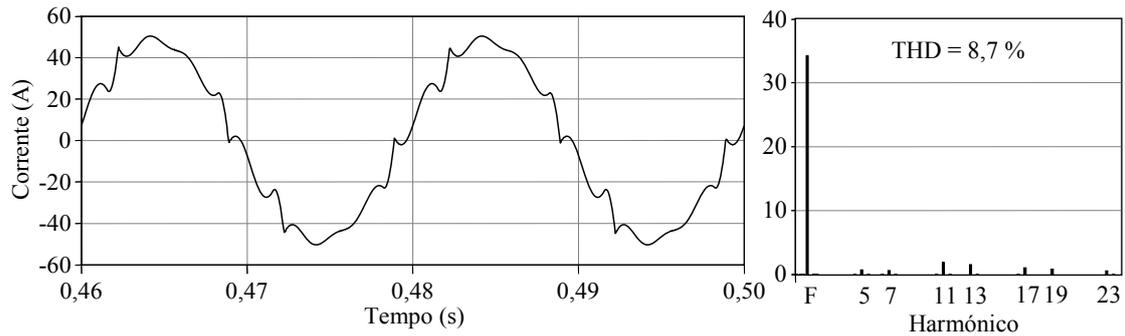


Fig. 3.75 – Corrente na fonte com filtros passivos de baixa capacitância a compensar e respectivo espectro harmónico.

Ligando o Filtro Activo Paralelo, é possível observar que, sem qualquer modificação na teoria de controlo o sistema não se torna instável, mesmo que a medição de correntes englobe a as cargas e os filtros passivos. No entanto, através das formas de onda de corrente nos filtros passivos, constata-se que este se encontra bastante oscilatório e demora bastante tempo a estabilizar. As figuras seguintes mostram o comportamento do sistema quando não se aplica qualquer modificação ao controlador do filtro activo e são utilizados os bancos de condensadores de baixa capacitância.

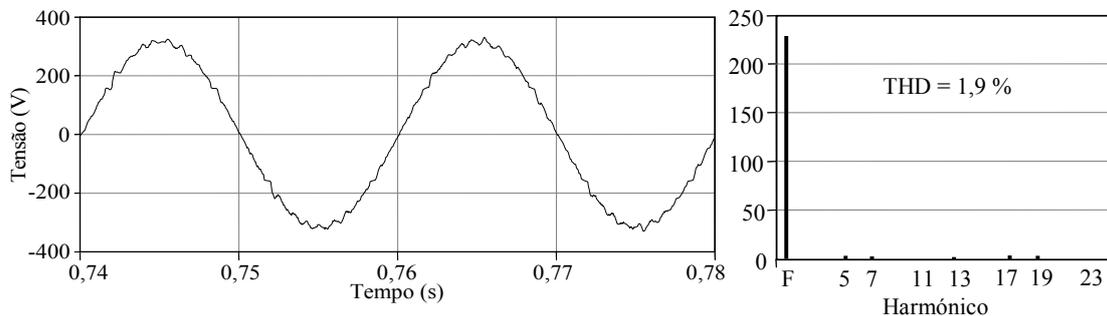


Fig. 3.76 – Tensão no sistema eléctrico com filtro activo em operação.

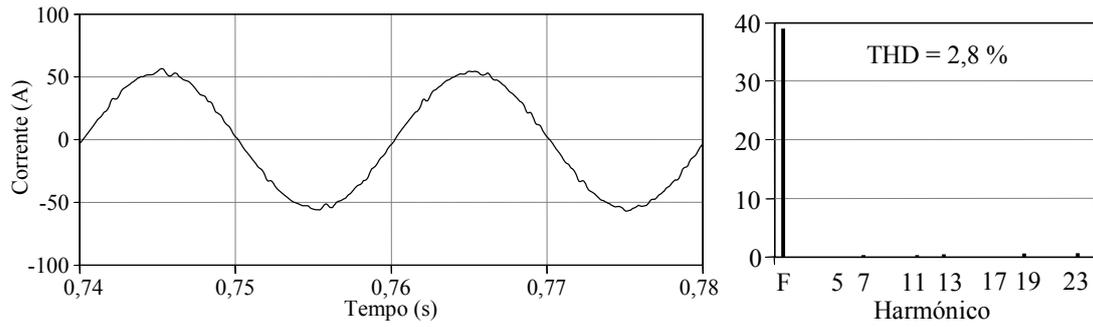


Fig. 3.77 – Corrente na fonte e respectivo espectro harmónico com filtro activo e filtros passivos de baixa capacitância a compensarem e em regime permanente.

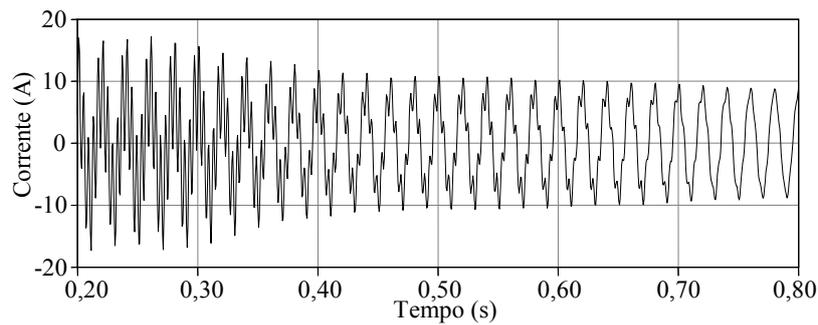


Fig. 3.78 – Corrente absorvida pelo filtro passivo que compensa 5º harmónico.

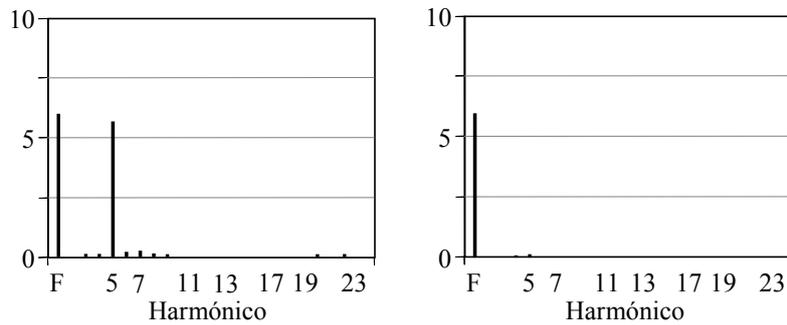


Fig. 3.79 – Espectros harmónicos da corrente absorvida pelo filtro passivo que compensa 5º harmónico, antes e depois do filtro activo entrar em funcionamento.

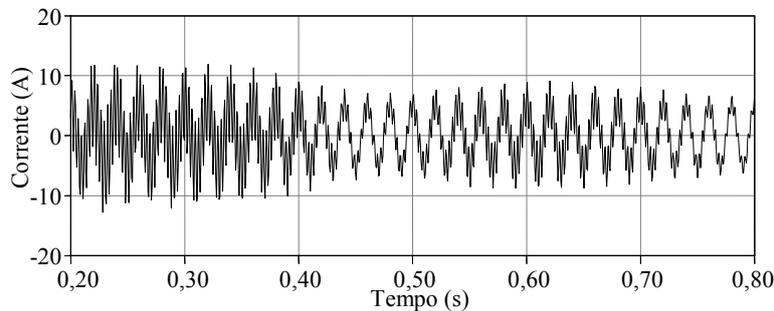


Fig. 3.80 – Corrente absorvida pelo filtro passivo que compensa 7º harmónico.

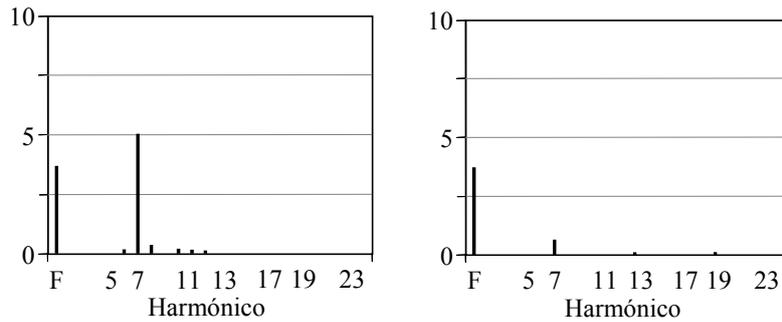


Fig. 3.81 – Espectros harmônicos da corrente absorvida pelo filtro passivo que compensa 5º harmónico, antes e depois do filtro activo entrar em funcionamento.

Relativamente aos outros dois filtros passivos, com condensadores maiores, estes apresentam um capacidade de absorver 5º e 7º harmónicos que é semelhante, embora um pouco melhor do que os filtros passivos de baixa capacitância, uma vez que, apesar do harmónico de 5ª ordem fornecido pela fonte se mantenha em 0,7 A, o harmónico de 7ª ordem passa a ser 0,4 A. A Fig. 3.82 ilustra a forma de onda da corrente da fase a na fonte e o respectivo espectro harmónico quando estes filtros estão a compensar. A diferença mais significativa acaba por ser o factor de potência capacitivo existente, que neste último caso é bastante inferior, tomando o valor 0,74 contra 0,97 no primeiro caso. O consumo de harmónicos de corrente de ordem mais elevada é também um pouco maior no primeiro caso.

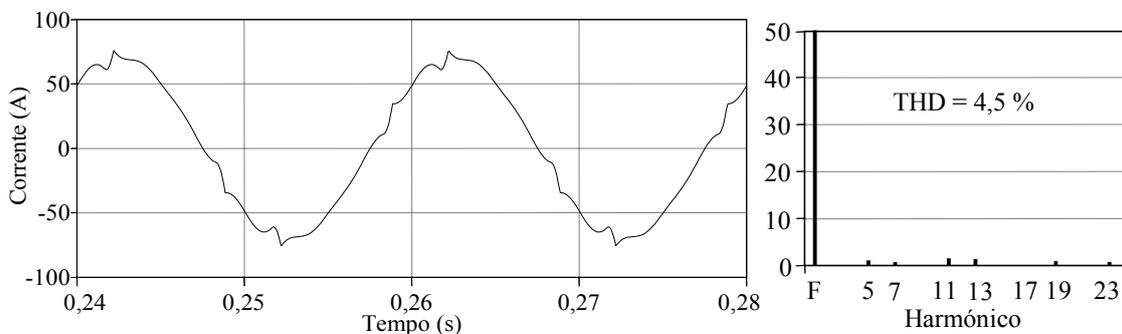


Fig. 3.82 – Corrente na fonte com filtros passivos de alta capacitância a compensar e respectivo espectro harmónico.

Neste caso, é imperativo que o Filtro Activo Paralelo não injecte harmónicos na frequência em que os filtros LC estão sintonizados, uma vez que causaria uma sobrecarga tanto no filtro activo como nos filtros LC que poderia ser problemática. Na Fig. 3.83 estão patentes as correntes absorvidas pelos filtros passivos e pela carga. Aos 0,22 s de simulação inseriu-se no sistema o filtro activo, sem nenhuma alteração no seu controlador. Neste caso específico foram utilizados os filtros passivos para 5º e 7º harmónicos com condensadores de valor mais elevado.

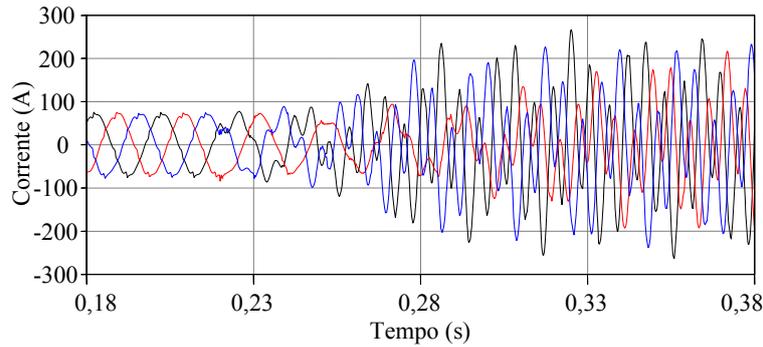


Fig. 3.83 – Sistema instável a partir do momento que o Filtro Activo Paralelo é ligado, devido a ressonâncias no sistema eléctrico.

Como se pode observar, quando o Filtro Activo Paralelo é ligado ao sistema, este torna-se instável. Foram estudadas alternativas para resolução deste problema, recorrendo-se a alterações à teoria de controlo de forma a impedir a injeção de harmónicos de quinta e sétima ordem pelo Filtro Activo Paralelo. A solução mais simples do ponto de vista teórico será acrescentar filtros de sinal à saída do controlador principal que visam anular a injeção destas correntes. O primeiro filtro a ser utilizado foi uma transformada de Fourier, que apesar das desvantagens já mencionadas anteriormente, tem a grande vantagem de se poder seleccionar apenas as frequências de interesse. Esta solução acabou por não resultar, uma vez que as transformadas de Fourier não funcionam correctamente em regime transitório, portanto quando o filtro activo foi ligado o sistema tornou-se instável e as correntes de quinto e sétimo harmónicos não estabilizaram, o que por sua vez fez com que os filtros de sinal não funcionassem de forma satisfatória. Optou-se então por modificar o tipo de filtro utilizado. Uma solução possível seria a inclusão de filtros *Butterworth Stop-Band* sintonizados para a frequência indesejável. Assim utilizaram-se filtros de 4ª ordem com factor de qualidade 10 de forma a reduzir o grau de interferência com os restantes harmónicos das correntes de compensação, e simultaneamente anular a componente indesejada nas correntes de compensação. O resultado da alteração da teoria de controlo está patente nas próximas figuras. Assim na Fig. 3.85 é possível observar a forma de onda da corrente na fonte e respectivo espectro harmónico quando o filtro activo está a funcionar em conjunto com os filtros passivos (com a configuração que tem alta capacitância). Já a Fig. 3.86 mostra a corrente no filtro passivo que compensa o quinto harmónico, sendo possível observar na Fig. 3.87 o espectro harmónico desta corrente antes e depois do filtro activo ter sido ligado. Já as Figs. 3.88 e 3.89 mostram a corrente e espectros harmónicos no filtro que compensa o harmónico de sétima ordem.

Constata-se que a entrada em funcionamento do Filtro Activo Paralelo, que ocorre aos 0,3 s, não interfere com o funcionamento dos filtros passivos, não havendo sobrecarga nem instabilidade no sistema eléctrico.

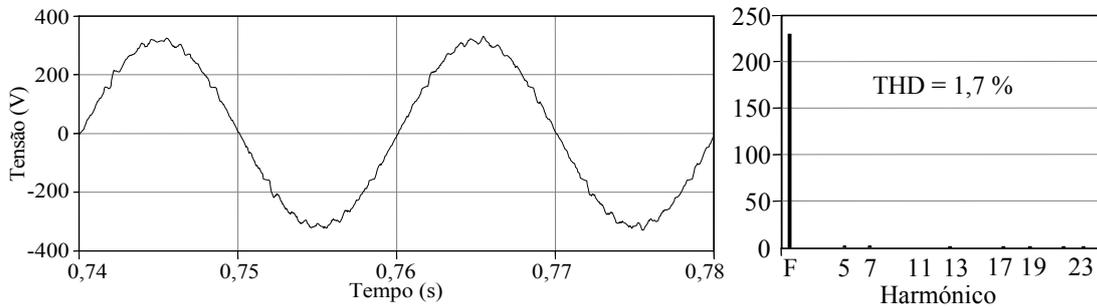


Fig. 3.84 – Tensão no sistema eléctrico com filtro activo em operação.

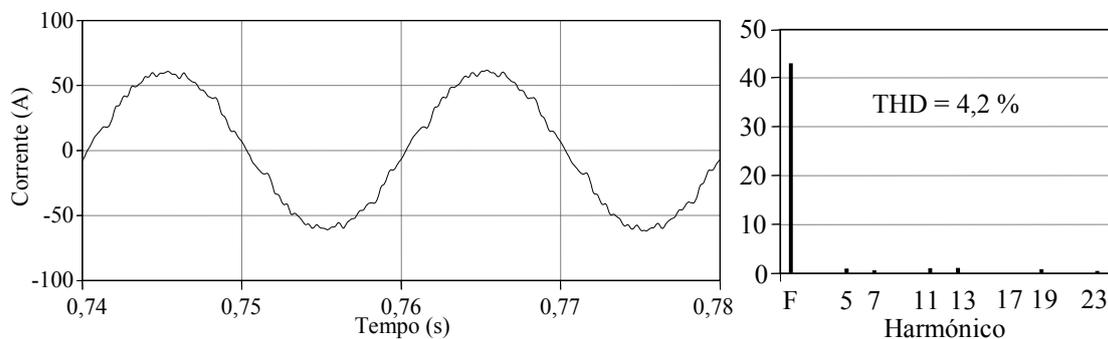


Fig. 3.85 – Corrente na fonte e respectivo espectro harmónico com filtro activo e filtros passivos de alta capacitância a compensarem e em regime permanente.

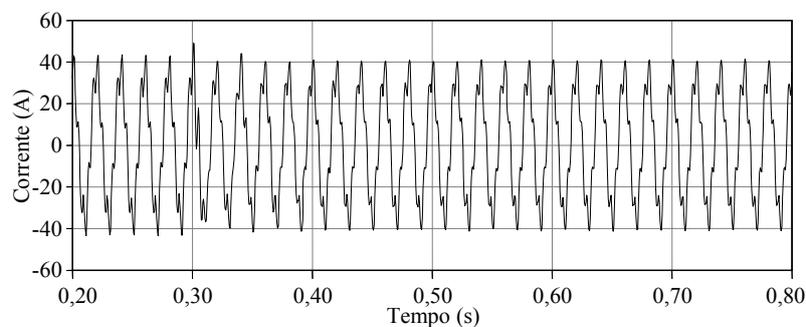


Fig. 3.86 – Corrente absorvida pelo filtro passivo que compensa 5º harmónico.

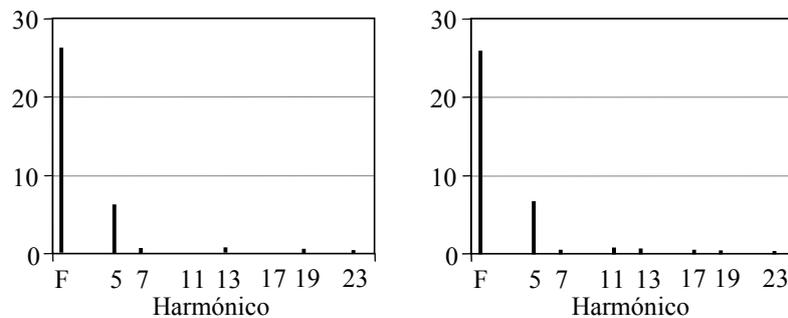


Fig. 3.87 – Espectros harmónicos da corrente absorvida pelo filtro passivo que compensa 5º harmónico, antes e depois do filtro activo entrar em funcionamento.

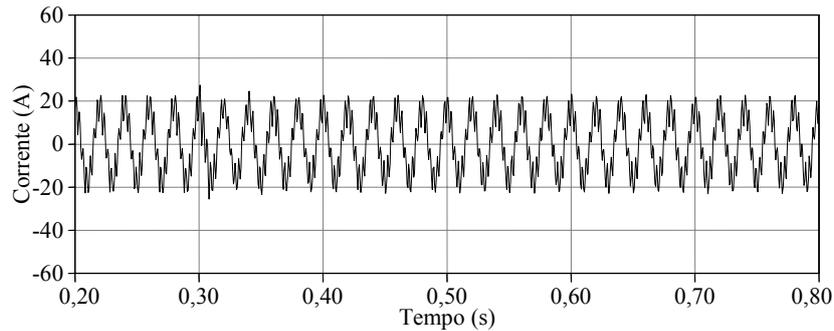


Fig. 3.88 – Corrente absorvida pelo filtro passivo que compensa 7º harmónico.

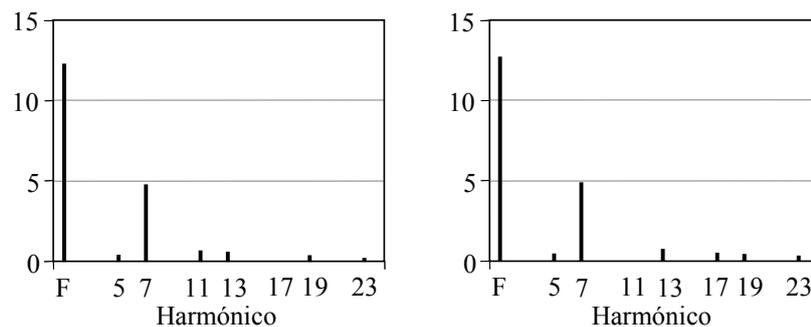


Fig. 3.89 – Espectros harmónicos da corrente absorvida pelo filtro passivo que compensa 7º harmónico, antes e depois do filtro activo entrar em funcionamento.

Uma terceira solução, para este caso específico, poderá ser mudar a localização dos sensores de corrente, de forma a não medirem as correntes absorvidas pelos filtros passivos. Nos testes efectuados até agora, a corrente que o filtro activo media englobava o rectificador trifásico e os filtros passivos. O caso demonstrado de seguida consiste em utilizar os sensores para medirem apenas as correntes do rectificador. A Fig. 3.90 mostra a tensão no sistema quando o filtro activo está a compensar, e na Fig. 3.91 pode-se ver o consumo de corrente do conjunto constituído pelo rectificador e pelos filtros passivos. Pela Fig. 3.92 constata-se que esta solução apresenta bons resultados a nível de estabilidade, no entanto, deve-se ter em conta que o Filtro Activo Paralelo ignora o factor de potência capacitivo introduzido pelos filtros passivos.

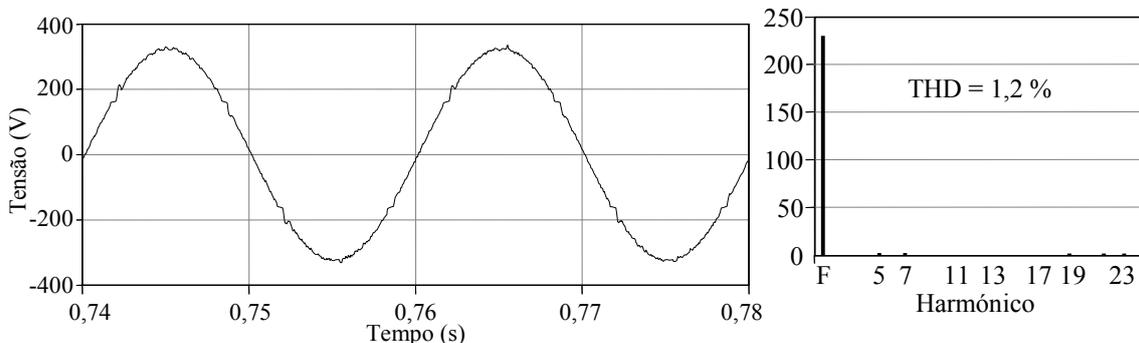


Fig. 3.90 – Tensão no sistema com filtro activo em operação.

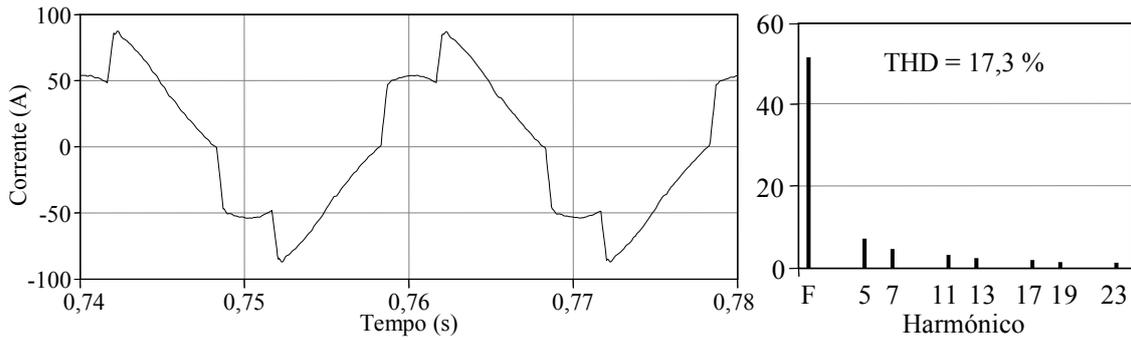


Fig. 3.91 – Corrente consumida pela carga não-linear e pelos filtros passivos com filtro activo a operar (fase *a*).

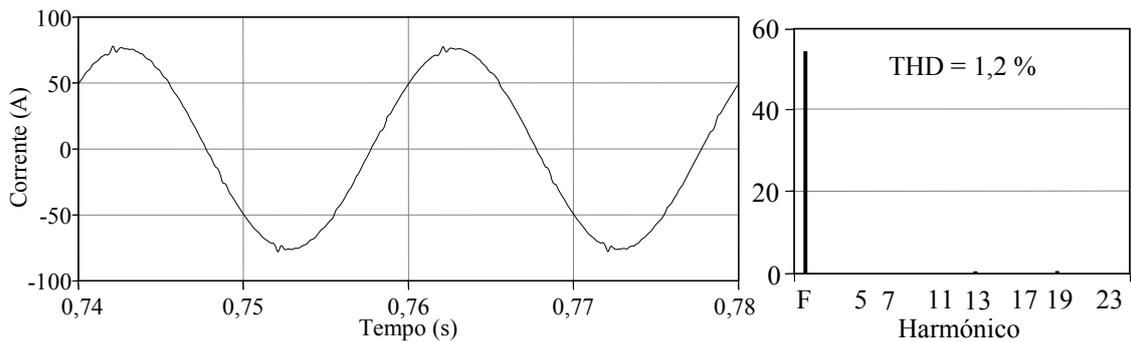


Fig. 3.92 – Corrente na fonte com factor de potência capacitivo e respectivo espectro harmónico com filtro activo e filtros passivos a compensarem e em regime permanente.

Observando as próximas figuras, que ilustram as correntes absorvidas pelos filtros passivos, pode-se concluir que o Filtro Activo Paralelo é um melhor caminho para os harmónicos de quinta e sétima ordem do que os filtros passivos. Assim neste caso, quando o sistema entra em regime permanente os filtros passivos passam apenas a absorver “energia” reactiva capacitiva.

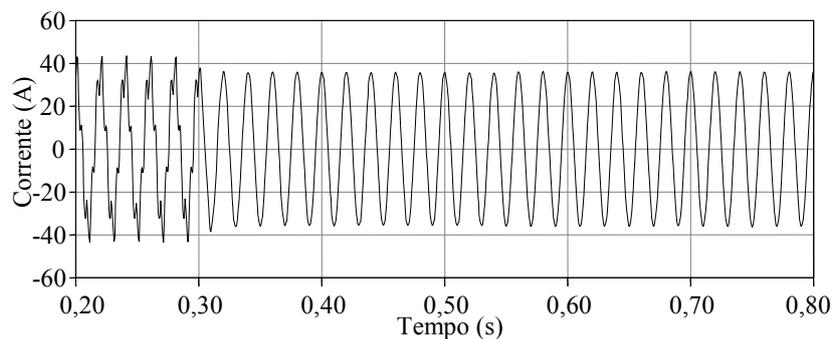


Fig. 3.93 – Corrente absorvida pelo filtro passivo que compensa 5º harmónico.

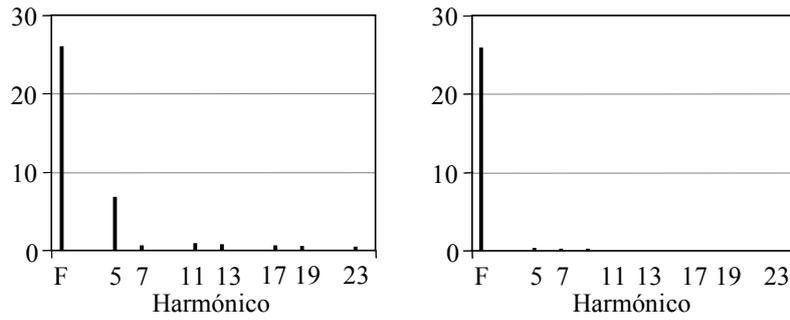


Fig. 3.94 – Espectros harmônicos da corrente absorvida pelo filtro passivo que compensa 5º harmónico, antes e depois do filtro activo entram em funcionamento.

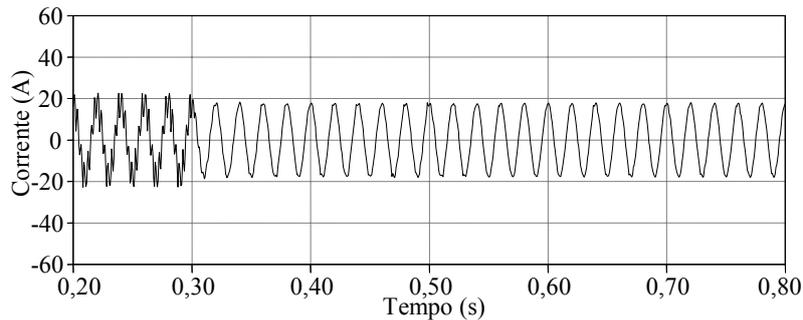


Fig. 3.95 – Corrente absorvida pelo filtro passivo que compensa 7º harmónico.

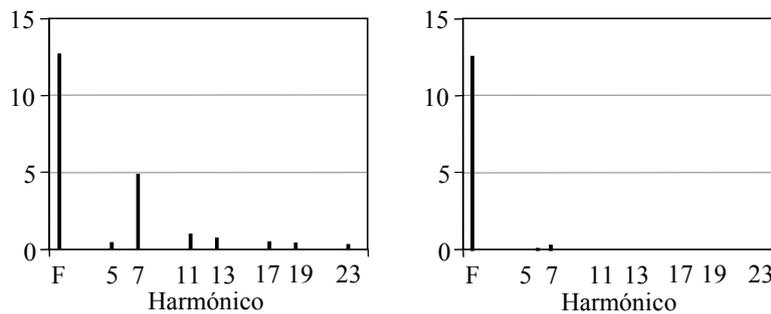


Fig. 3.96 – Espectros harmônicos da corrente absorvida pelo filtro passivo que compensa 7º harmónico, antes e depois do filtro activo entram em funcionamento.

Aplicando-se esta solução, deve-se sempre ter em conta o factor de potência capacitivo. Numa instalação real, será talvez necessário configurar manualmente o filtro activo para considerar o factor de potência capacitivo que advém dos filtros passivos, uma vez que este valor é constante. Por outro lado, a grande maioria de instalações reais necessitam de compensação do factor de potência pelo que os filtros passivos LC acabam por ter igualmente essa aplicação.

Relativamente aos ensaios com filtros passivos de baixa capacitância, e através da análise das formas de onda de corrente nos filtros passivos, constata-se que este se encontra bastante oscilatório e demora bastante tempo a estabilizar, pelo que as soluções apresentadas anteriormente, nomeadamente a utilização dos filtros *Butterworth* ou da

medição das correntes apenas nas cargas é recomendável em todos os casos em que estejam presentes filtros passivos, de forma a garantir uma maior estabilidade do sistema eléctrico.

Através destas simulações conclui-se que o Filtro Activo Paralelo poderá funcionar juntamente com filtros passivos, desde que sejam tomadas certas precauções a nível do sistema de controlo. Foram aplicadas duas possíveis soluções que poderão ser utilizadas consoante as necessidades. Os filtros *Butterworth* têm a vantagem de fazer com que o filtro activo continue a compensar correctamente a energia reactiva, no entanto, a implementação de filtros digitais é um pouco mais complexa (mas exequível, tal como indicado em [97]). Quanto à solução que passa por mudar a localização dos sensores, esta tem a vantagem de não ser necessária qualquer modificação na teoria de controlo. Por outro lado, o factor de potência capacitivo introduzido pelos filtros passivos não é medido, pelo que pode ser um problema num ambiente em que factor de potência do sistema varie muito.

3.12.5 - Rectificador Trifásico com Carga RC Paralela

Existem várias cargas que utilizam pontes rectificadoras completas de 6 pulsos com um condensador no seu lado CC, sendo os variadores electrónicos de velocidade para motores de indução o tipo mais comum com esta configuração. Esta carga consome uma grande quantidade de harmónicos de corrente principalmente a nível de 5^a e 7^a ordem, e portanto torna-se importante observar o comportamento do Filtro Activo Paralelo em sistemas eléctricos com estes rectificadores. A Fig. 3.97 ilustra o circuito utilizado neste cenário de simulação. O sistema é equilibrado, e portanto, segundo estudos já efectuados, o Filtro Activo Paralelo irá ter um melhor comportamento caso o braço referente ao neutro esteja desligado [52].

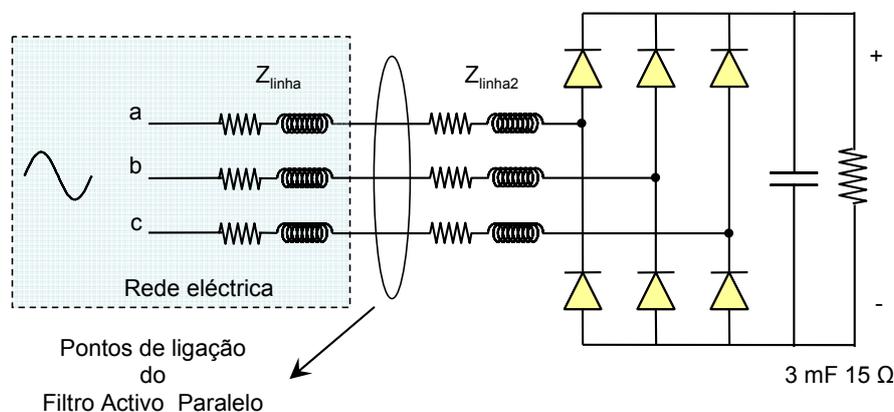


Fig. 3.97 – Esquema do sistema em estudo.

As Figs. 3.98 e 3.99 mostram as formas de onda relevantes, antes da entrada em operação do Filtro Activo Paralelo. Pode-se observar que a forma de onda de tensão está bastante distorcida (6,1 % de THD) devido ao conteúdo harmónico elevado nas correntes cujo THD é de 42 %. Através do espectro harmónico pode-se observar que o 5º harmónico com 10,6 A e o 7º harmónico com 4,0 A, são os que mais contribuem, no entanto, os harmónicos de 11ª, 13ª e 17ª ordem são também relativamente significativos.

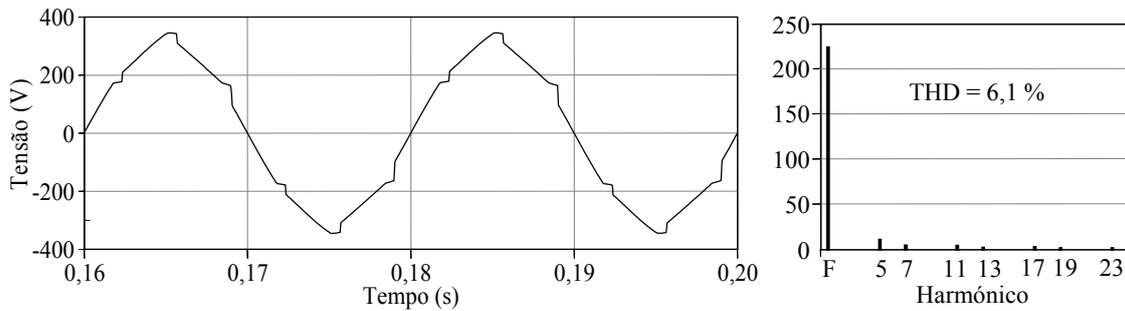


Fig. 3.98 – Tensão do sistema.

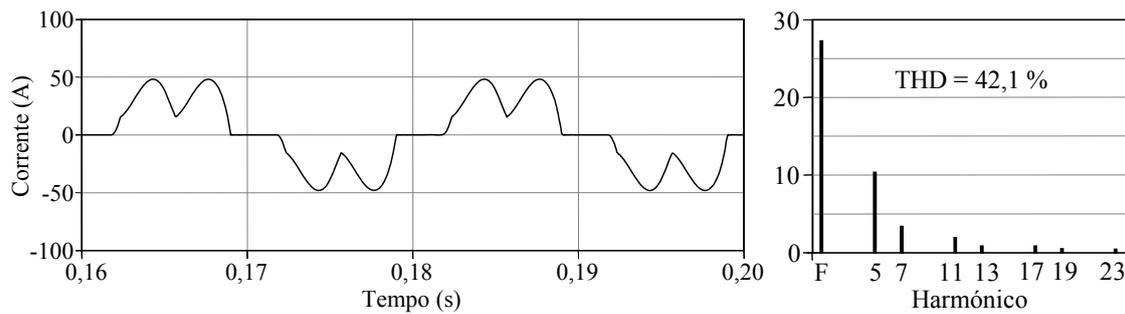


Fig. 3.99 – Corrente na carga e respectivo espectro harmónico.

Assim que o Filtro Activo Paralelo entra em operação, é possível verificar que o perfil harmónico da carga modifica-se. Isto acontece porque passa a ser o Filtro Activo Paralelo a fornecer os harmónicos e portanto deixam de existir quedas de tensão tão grandes nas impedâncias das linhas, o que faz com que as tensões do sistema fiquem mais próximas do seu valor ideal, fazendo com que a carga consuma uma corrente mais próxima do seu valor ideal. Pode-se observar este fenómeno, comparando as formas de onda de corrente da carga na Fig. 3.100, quando o filtro activo está a operar, com a forma de onda da Fig. 3.101, quando a carga está a ser alimentada por uma fonte ideal sem qualquer impedância equivalente na linha.

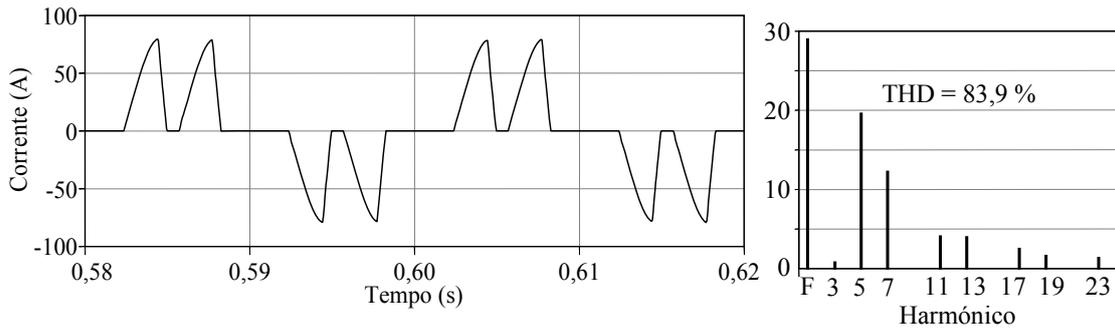


Fig. 3.100 – Corrente na carga quando o Filtro Activo Paralelo está a funcionar.

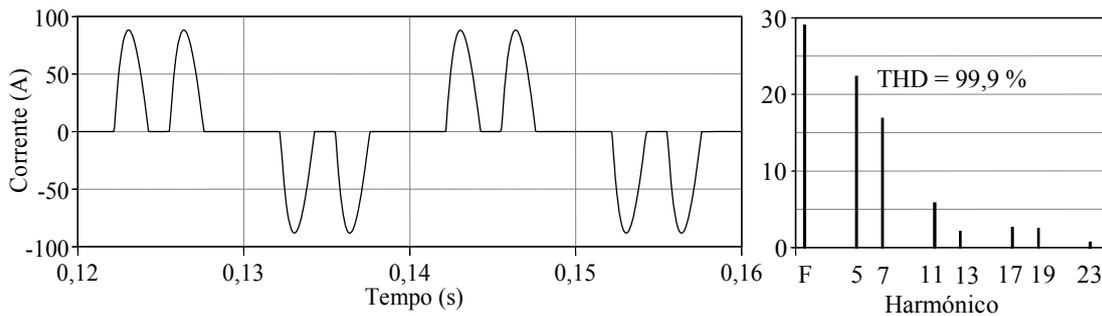


Fig. 3.101 – Consumo ideal de corrente do rectificador.

A nível do THD, este chega aos 99,9 % no caso em que o rectificador está inserido num sistema eléctrico sem impedância de linha, contra apenas 42 % quando a carga está inserida num sistema em que se contabiliza esta impedância. Já quando o Filtro Activo Paralelo está em funcionamento, a corrente na carga passa a ter um THD de aproximadamente 84 %, sendo o perfil harmónico das correntes na cargas mais próximo do ideal, tal como se pode observar pelos espectros harmónicos das Figs. 3.100 e 3.101.

Quanto à corrente na fonte, a distorção harmónica passa para valores que são da ordem dos 7 %, quando o Filtro Activo Paralelo está em operação, com o THD da tensão a baixar para 1,2 %. Nas Figs. 3.102 e 3.103 pode-se observar as formas de onda de tensão e corrente na fonte quando o filtro activo está a operar e o sistema está em regime permanente.

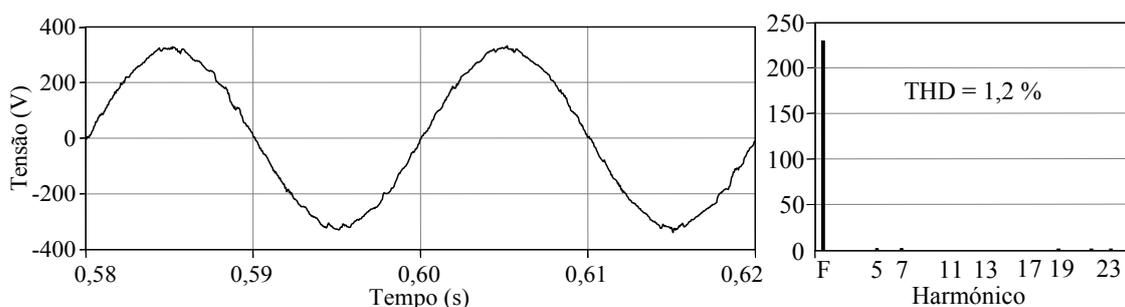


Fig. 3.102 – Tensão do sistema com Filtro Activo Paralelo em funcionamento.

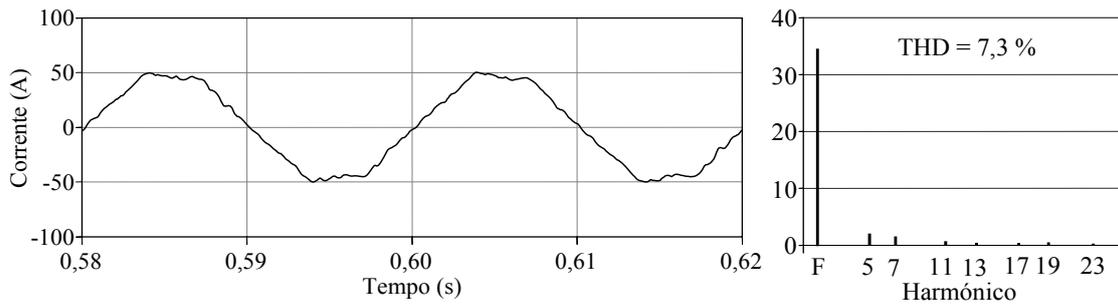


Fig. 3.103 – Corrente na fonte com Filtro Activo Paralelo em operação.

Relativamente à potência real instantânea e à potência imaginária instantânea na fonte, apresentadas nas Figs. 3.104 e 3.105 respectivamente, é possível observar os valores fornecidos antes e depois do Filtro Activo Paralelo entrar em operação, aos 0,2 s. Inicialmente nota-se um aumento bastante significativo da potência real instantânea que se deve ao facto do condensador estar carregado apenas com 535 V, aproximadamente, correspondente à tensão máxima com que se pode carregar o condensador sem que os IGBTs comutem (ou seja, apenas pela operação dos díodos do inversor). Este aumento da potência real instantânea dura apenas 3 ciclos, e o sistema acaba por estabilizar para um valor de potência que corresponde a uma corrente eficaz na fonte de 50 A, aproximadamente. Constata-se que, quando o filtro activo se encontra em regime permanente, a fonte fornece potência real instantânea com uma baixa componente alternada e fornece também apenas um valor residual da potência imaginária instantânea, tal como já se tinha verificado no caso anterior.

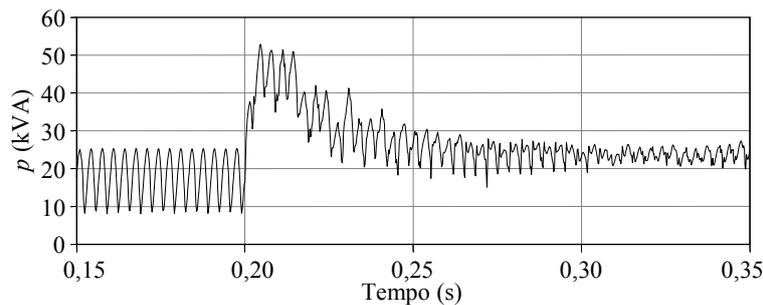


Fig. 3.104 – Potência real instantânea na fonte.

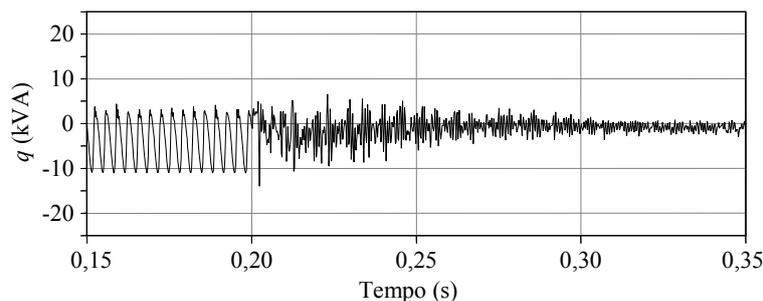


Fig. 3.105 – Potência imaginária instantânea na fonte.

Relativamente às potências instantâneas na carga pode-se observar nas Figs. 3.106 e 3.107 que o perfil de consumo sofre uma alteração quando o Filtro Activo Paralelo é ligado, aos 0,2 s de simulação. A nível da potência real instantânea observa-se um aumento significativo da componente alternada, mas a nível da potência imaginária instantânea as alterações em regime permanente são muito reduzidas.

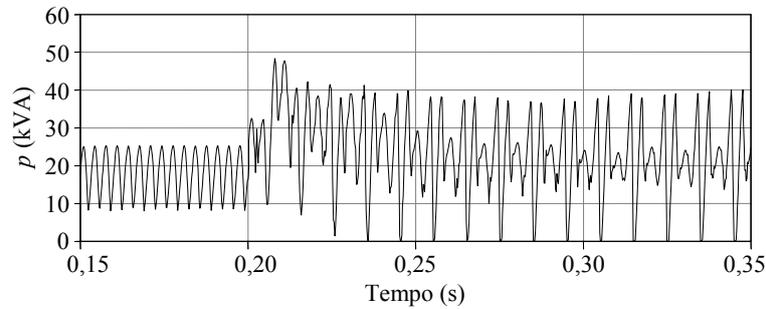


Fig. 3.106 – Potência real instantânea na carga.

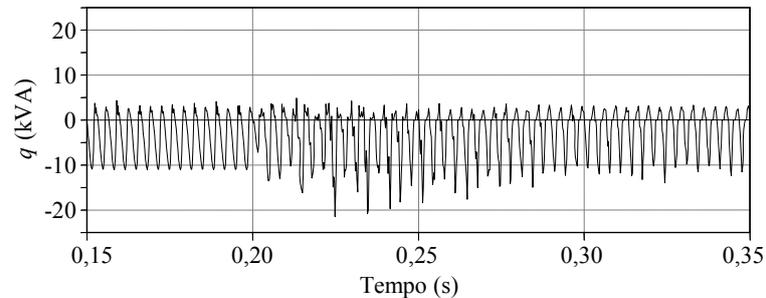


Fig. 3.107 – Potência imaginária instantânea na carga.

Tal como no caso anterior, a tensão no lado CC do inversor do filtro activo é de 900 V, sendo este valor suficiente para que o Filtro Activo Paralelo opere de forma satisfatória. Neste caso, e contrariamente ao caso em que se utilizou um rectificador com carga RL série como carga, um valor de tensão mais baixo aos terminais do condensador fazem com que o desempenho do filtro activo se deteriore.

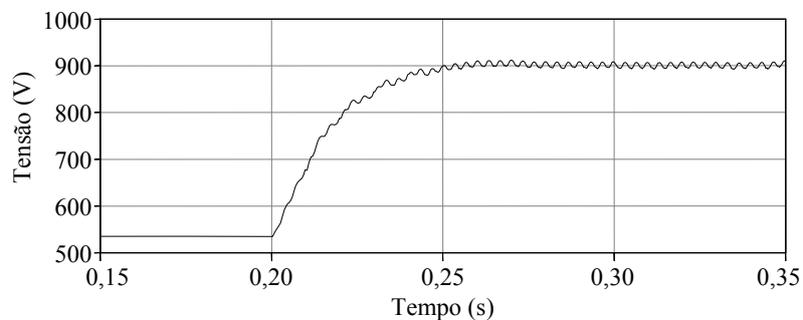


Fig. 3.108 – Tensão no lado CC do inversor do filtro activo.

3.12.6 - Sistema Desequilibrado com Conteúdo Harmónico Elevado

O inversor a ser implementado através de um protótipo de laboratório terá uma limitação na corrente que pode ser injectada, que é determinada pelos valores nominais dos seus semicondutores. Neste caso, a corrente instantânea máxima é de 100 A, o que implica que as correntes de referência calculadas pelo controlador não tenham um valor superior a este, caso contrário a protecção do inversor irá disparar e o Filtro Activo Paralelo deixará de compensar as correntes. Este cenário de simulação, para além de fazer com que o filtro activo funcione próximo dos limites de operação, vai também testar a capacidade de operação num sistema com desequilíbrio acentuado. As cargas aplicadas foram a ponte rectificadora com carga RC paralela no lado CC, apresentada no item 3.12.5, juntamente com uma ponte monofásica também com carga RC paralela ligada entre a fase *a* e o neutro, e três cargas passivas RL desequilibradas. O Filtro Activo Paralelo será ligado apenas quando todas as cargas estiverem já a operar em regime permanente. A Fig. 3.109 ilustra o sistema eléctrico definido para este cenário de simulação.

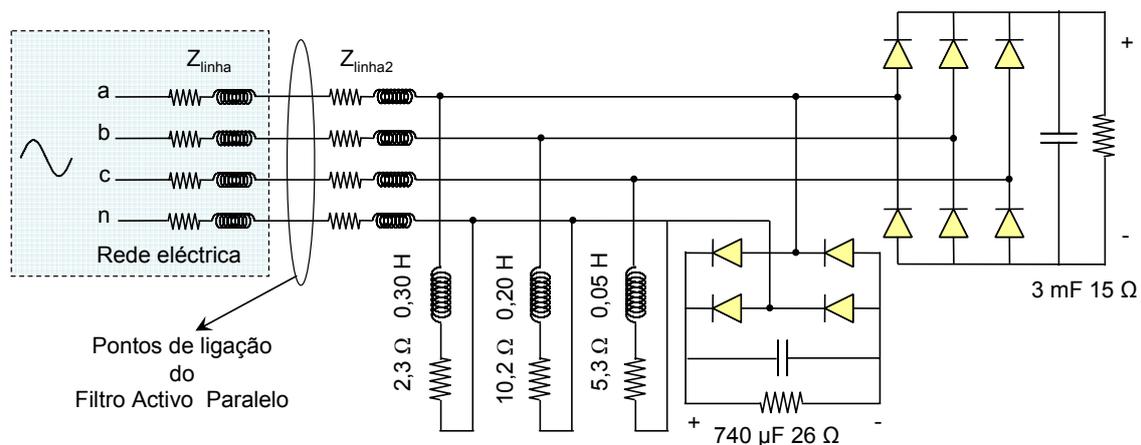


Fig. 3.109 – Esquema do sistema em estudo.

As Figs. 3.110 e 3.111 mostram as formas de onda de tensão e corrente, assim como o espectro harmónico das correntes, antes do Filtro Activo Paralelo entrar em operação. Tal como nos restantes casos até aqui demonstrados é possível constatar que as formas de onda das tensões apresentam um valor de distorção harmónica considerável (neste caso o THD atinge os 6 %) e um desequilíbrio de 1,6 %, devido às quedas de tensão nas impedâncias da linha. Neste cenário o factor de potência nas 3 fases é relativamente elevado, sendo no mínimo de 0,92 na fase *c*. As restantes fases

apresentam um factor de potência de 0,97. O desequilíbrio das correntes é de 32,1 %, sendo possível observar os perfis das correntes com mais detalhe na Tab. 3.5.

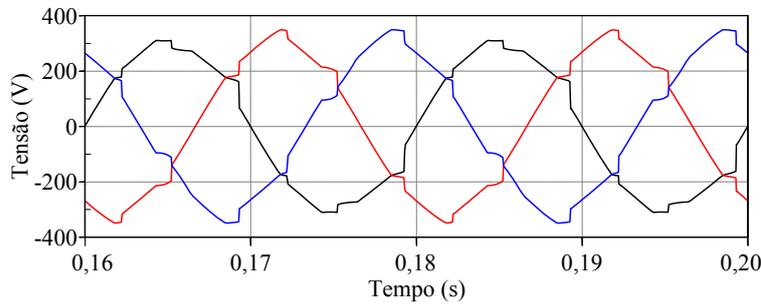


Fig. 3.110 – Tensões do sistema.

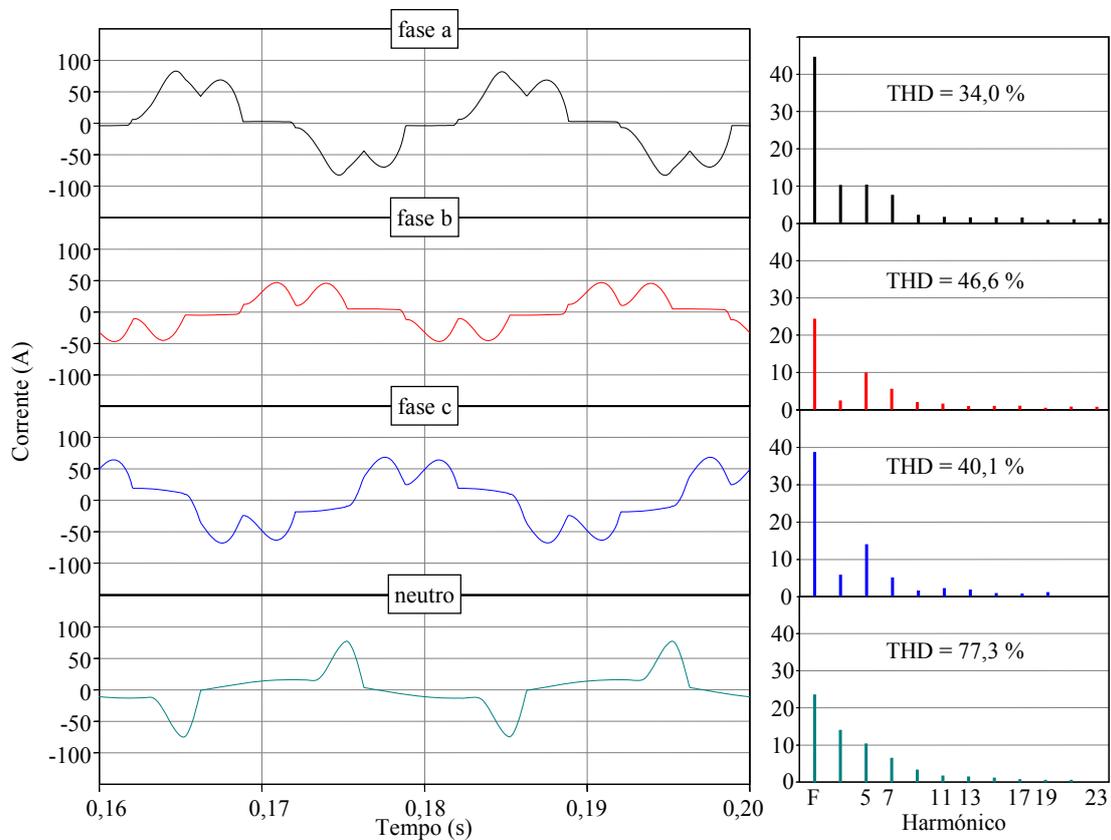


Fig. 3.111 – Correntes na carga e respectivos espectros harmônicos.

Tab. 3.5 - Características das correntes do sistema sem Filtro Activo Paralelo em operação.

	Fase a	Fase b	Fase c	Neutro
Corrente	46,9 A	26,3 A	43,3 A	29,9 A
THD da corrente	34,0 %	46,6 %	40,1 %	77,3 %
Factor de potência	0,97	0,97	0,92	---

O Filtro Activo Paralelo vai trabalhar perto dos limites de operação porque a corrente do neutro, embora tenha um valor eficaz de apenas 29,9 A, o seu valor instantâneo máximo, devido à carga não-linear monofásica, atinge valores na ordem dos 75 A quando o filtro activo está desligado, e valores acima dos 90 A quando o filtro está em operação em regime permanente. Tal como já foi observado no item 3.12.5, as formas de onda das correntes na carga alteraram-se quando o Filtro Activo Paralelo foi inserido no sistema. A Tab. 3.6 mostra as características das correntes que as cargas consomem quando o filtro activo está em funcionamento e a Fig. 3.112 ilustra essas mesmas correntes. Tal como no caso anterior existe um aumento significativo dos harmónicos de corrente, o que torna a tarefa de compensação do filtro activo um pouco mais complicada, uma vez que as variações de corrente são mais bruscas.

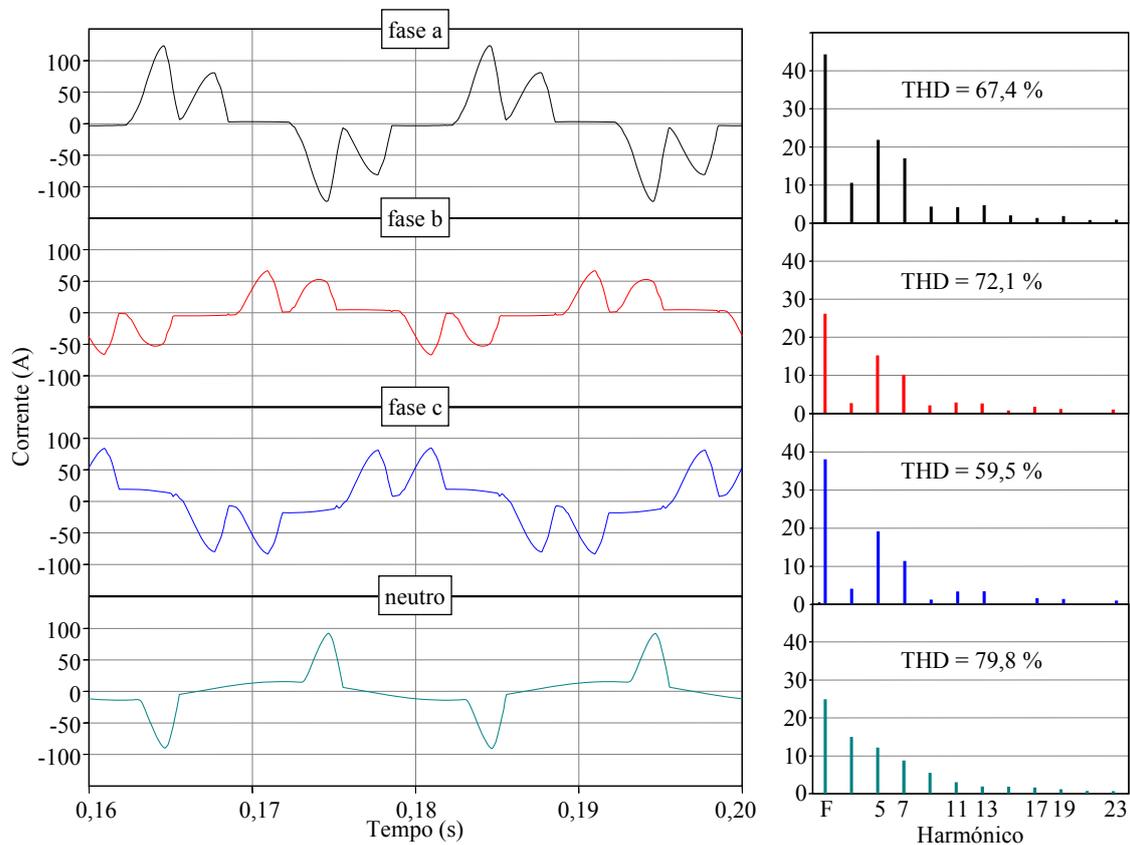


Fig. 3.112 – Correntes na carga e respectivos espectros harmónicos com filtro activo em funcionamento e em regime permanente.

Tab. 3.6 – Características das correntes na carga com Filtro Activo Paralelo a compensar.

	Fase a	Fase b	Fase c	Neutro
Corrente	53,1 A	31,9 A	44,0 A	33,6 A
THD da corrente	67,4 %	72,1 %	59,5 %	79,8 %
Factor de potência	0,97	0,97	0,92	---

Relativamente às correntes da fonte, em regime permanente e quando o Filtro Activo Paralelo se encontra a compensar, estas tornam-se praticamente equilibradas (o desequilíbrio passa a ser de 3,2 %) e com um baixo conteúdo harmónico, tal como se pode constatar pela Tab 3.7 e observar na Fig. 3.113. Também o factor de potência foi compensado para um valor muito próximo da unidade.

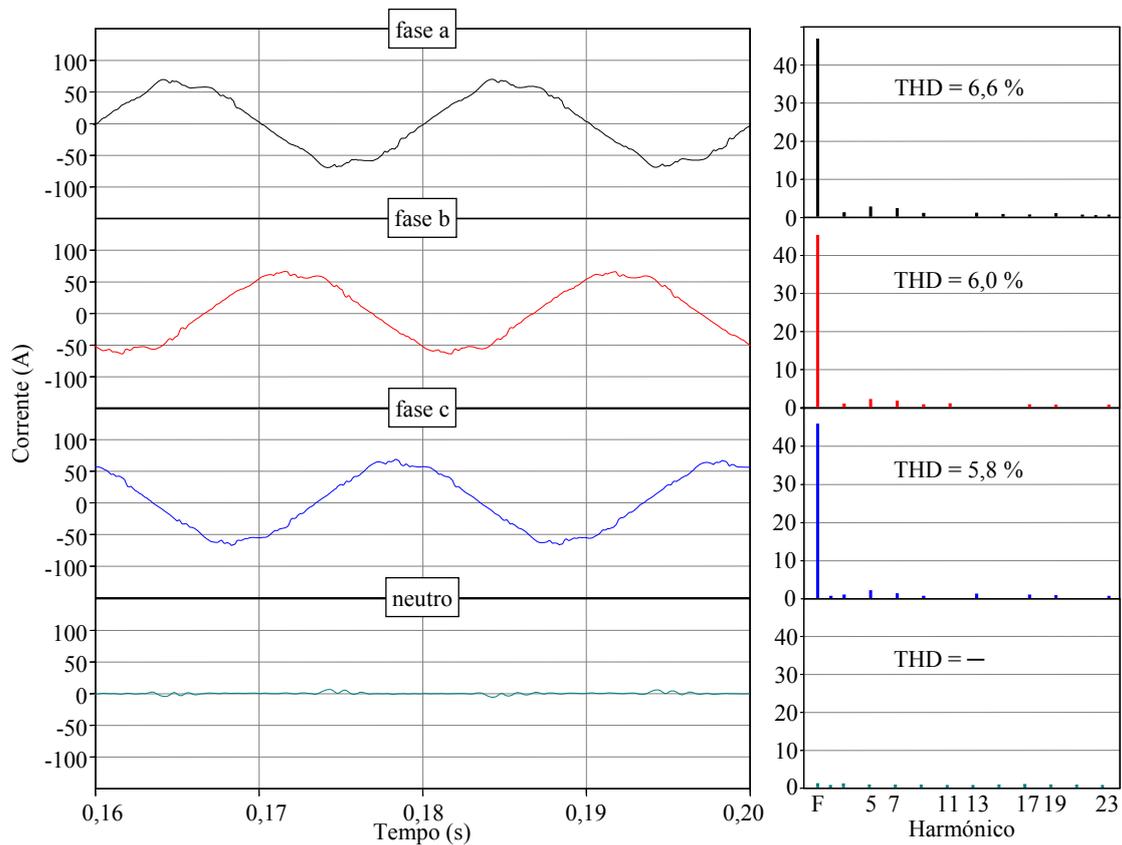


Fig. 3.113 – Correntes na fonte com Filtro Activo Paralelo em operação.

Tab. 3.7 – Características das correntes na fonte com Filtro Activo Paralelo

	Fase a	Fase b	Fase c	Neutro
Corrente	49,7 A	47,6 A	49,2 A	1,9 A
THD da corrente	6,6 %	6,0 %	5,8 %	---
Factor de potência	0,99	0,99	0,99	---

Neste caso, e apesar do conteúdo harmónico presente nas formas de onda de tensão antes do filtro activo entrar em operação ser elevado, este valor não tem grande importância, uma vez que quando o filtro activo fornece os harmónicos para as cargas, o THD da tensão baixa para 1,4 %, pois deixam de existir quedas de tensão nas frequências harmónicas na impedância de linha, tal como no caso do item anterior.

Quanto às potências real e imaginária instantâneas, é possível observar os valores fornecidos pela fonte antes e depois do Filtro Activo Paralelo entrar em operação nas Figs. 3.114 e 3.115. Constata-se que, quando o filtro activo está a compensar harmónicos, a potência real instantânea tem uma baixa componente alternada e fornece também apenas um valor residual da potência imaginária instantânea, tal como já se tinha verificado no caso anterior. O aumento da potência real instantânea que se pode observar aos 0,2 s deve-se ao carregamento do condensador do lado CC.

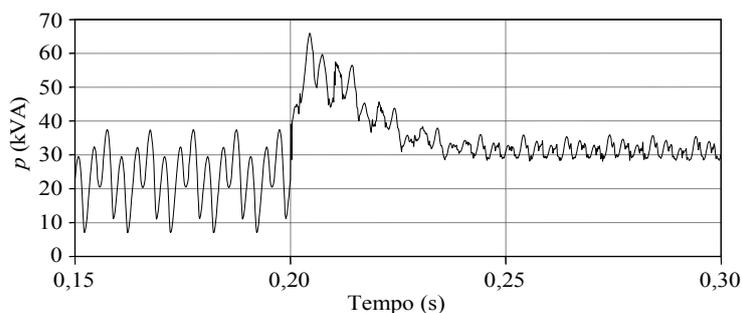


Fig. 3.114 – Potência real instantânea na fonte.

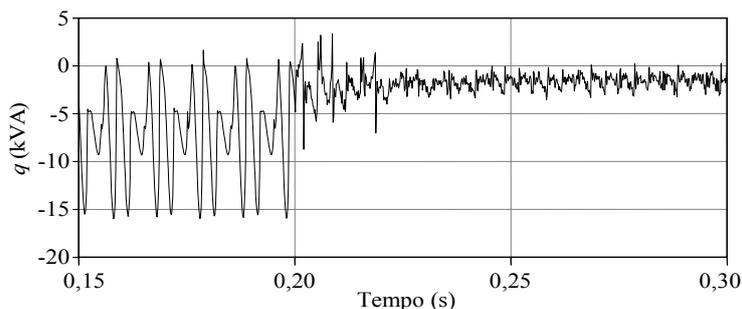


Fig. 3.115 - Potência imaginária instantânea na fonte.

Quanto à tensão no lado CC do Filtro Activo Paralelo, é possível observar neste caso uma maior oscilação relativamente aos casos até agora apresentados. Como se pode ver na Fig. 3.116, o valor médio situa-se nos 980 V, e para além disso foi necessário utilizar um condensador de 2 mF no lado CC do inversor. Qualquer valor abaixo do utilizado neste caso (a nível do condensador e da tensão do lado CC) traria como consequência o aumento das oscilações que se poderia repercutir num pico de tensão demasiado elevado no lado CC, e também numa pior resposta do Filtro Activo Paralelo.

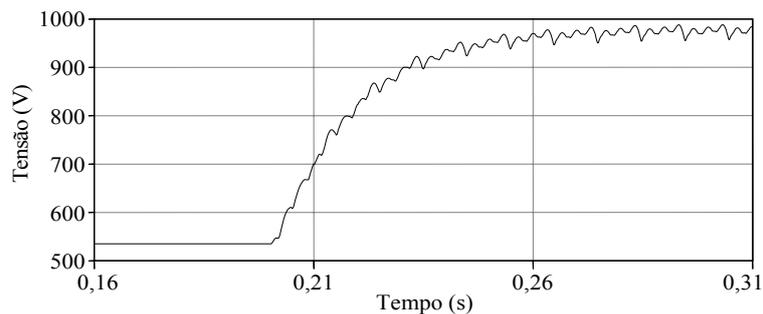


Fig. 3.116 – Tensão no lado CC do inversor do filtro activo.

Como se pôde observar pelos resultados, para que se consiga fazer a compensação dos diversos problemas relacionados com as correntes neste caso, é necessário aumentar a tensão no lado CC e o próprio condensador do lado CC, e ainda assim, o THD das correntes da fonte manteve-se acima dos 5 % nas três fases. Para além disso, o desequilíbrio não foi completamente compensado. O aumento da tensão no lado CC, embora permita obter resultados mais satisfatórios, uma vez que faz com que o filtro consiga injectar correntes com um di/dt superior, traz também desvantagens a nível da necessidade de utilizar semicondutores que suportem uma tensão directa superior. Uma solução para melhorar o desempenho do inversor será a diminuição das indutâncias na saída do inversores, no entanto, devido à técnica de comutação adoptada para o inversor, uma diminuição da indutância fará com que o inversor injecte quantidades inadmissíveis de ruído na rede eléctrica. Assim sendo é imperativo mudar a técnica de comutação de maneira a que esta tenha uma frequência fixa, mas que ao mesmo tempo não implique um aumento significativo na dificuldade de implementação.

Pela análise das técnicas de comutação existentes, cuja introdução foi efectuada no Item 3.3, uma hipótese bastante viável consiste na utilização do método SPWM, uma vez que esta técnica apresenta um bom desempenho em regime permanente e em regime transitório. O método SPWM é muito utilizado para gerar correntes sinusoidais, no

entanto, o Filtro Activo Paralelo terá que gerar principalmente ondas não-sinusoidais, com amplitudes que dependem da carga (mas que não ultrapassem os 100 A no caso do protótipo laboratorial a ser implementado) o que implica que o controlador tenha de ser bastante robusto e bem afinado. Também a portadora triangular deverá estar calculada correctamente para que os sinais de referência sejam correctamente gerados pelo inversor. Existem três regras empíricas que se podem utilizar para fazer com que o controlador tenha a robustez desejada para o Filtro Activo Paralelo:

- Anular a componente integral, fazendo o ganho integral, K_i , igual a zero. Este parâmetro afecta a componente transitória tendo um impacto negativo quando se geram sinais não-sinusoidais.
- Fazer a componente proporcional ser unitária, ou seja, $K_p = 1$.
- Fazer amplitude da portadora ter um valor tal, que o seu declive seja igual ao máximo di/dt que o inversor consegue injectar.

Com base nas características dos IGBTs que vão ser utilizados na implementação escolheu-se uma frequência de comutação de 16 kHz. Uma vez que a frequência de comutação é fixa, a filtragem do ruído injectado pode ser mais eficaz, uma vez que o ruído é produzido apenas na frequência da portadora e nas suas envolventes. Com esta técnica de comutação as indutâncias de saída podem ser menores o que possibilita um aumento do di/dt das correntes de saída do inversor do filtro activo, e uma diminuição da tensão no lado CC, que por sua vez se traduz numa possível diminuição do custo dos IGBTs. O facto das indutâncias serem menores traz também vantagens ao nível da implementação uma vez que as indutâncias para 100 A comportam custos mais elevados, e são pesadas e volumosas.

Antes de se poder proceder à afinação dos parâmetros do controlador, foi seleccionado um novo valor de indutância, de 1,5 mH, e foi escolhida uma tensão de referência de 730 V para o lado CC.

Uma vez modificado o modelo foi feita uma simulação com as mesmas condições do cenário dos desequilíbrios. Desta forma é possível estabelecer uma comparação entre as duas técnicas de comutação. Na Fig. 3.117 é possível observar as correntes das três fases e do neutro fornecidas pela fonte, quando o Filtro Activo Paralelo está a operar em regime permanente e a técnica de comutação é a SPWM com as regras empíricas já descritas.

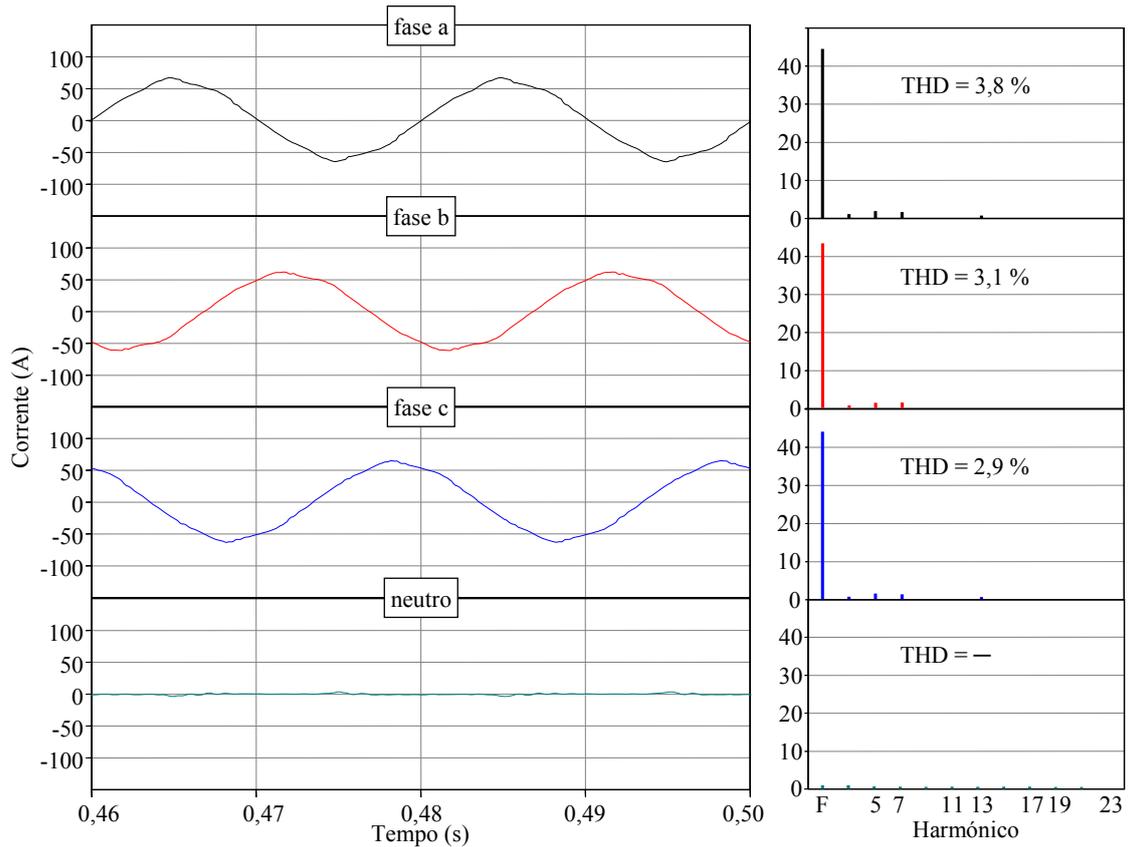


Fig. 3.117 – Correntes na fonte, aplicando a nova técnica de comutação.

As correntes com este método de comutação tornam-se mais próximas de uma sinusóide ideal, com o THD das correntes nas três fases a ser inferior a 4 % e com o desequilíbrio a tomar um valor de 1,3 %. Quanto ao factor de potência, este tem um valor igual ao registado no caso anterior. A Tab. 3.8 mostra um sumário das características das correntes da fonte das 3 fases e do neutro.

Tab. 3.8 – Características das correntes na fonte com Filtro Activo Paralelo em regime permanente.

	Fase a	Fase b	Fase c	Neutro
Corrente	44,2 A	43,1 A	43,7 A	< 1 A
THD da corrente	3,8 %	3,1 %	2,9 %	---
Factor de potência	0,99	0,99	0,99	---

Pode-se também observar através da Fig. 3.118, que a potência real instantânea que a fonte fornece com este método de comutação tem um valor médio um pouco menor devido à diminuição das perda nos Filtro Activo Paralelo e que a sua componente oscilatória é também mais reduzida uma vez que o filtro consegue

compensar melhor as correntes. Quanto à potência imaginária instantânea, constata-se que a sua componente oscilatória também sofreu uma maior redução, quando comparado com o método de comutação que não garante a frequência fixa.

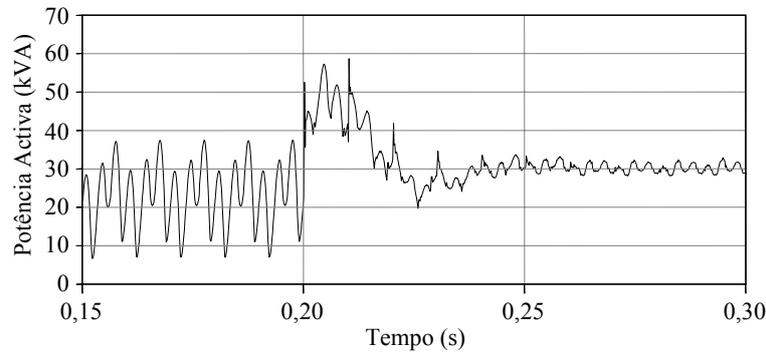


Fig. 3.118 – Potência real instantânea no lado da fonte.

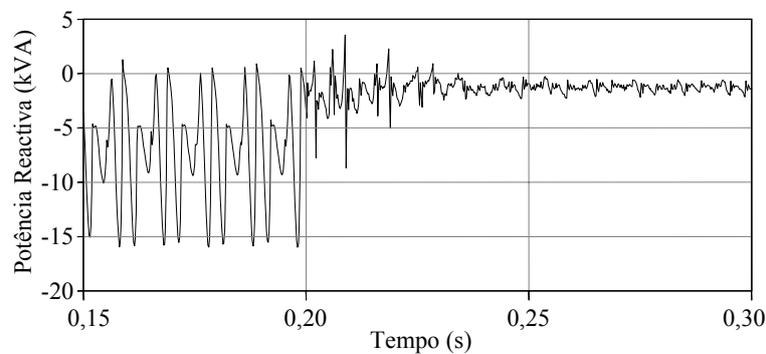


Fig. 3.119 – Potência imaginária instantânea no lado da fonte.

De notar que o desempenho do Filtro Activo Paralelo melhorou muito apesar de se trabalhar com uma tensão no lado CC mais baixa e também com uma indutância mais baixa. Para além disso o THD da carga nas três fases foi ainda superior ao do caso anterior com o filtro activo ligado, o que significa que a queda de tensão nas impedâncias da linha é ainda menos significativa com a nova técnica de comutação adoptada. Neste caso as cargas passaram a ter as seguintes características:

Tab. 3.9 – Características das correntes na carga com Filtro Activo Paralelo em regime estacionário.

	Fase a	Fase b	Fase c	Neutro
Corrente (Fundamental)	44,3 A	26,4 A	38,2 A	24,9 A
THD da corrente	71,9 %	72,1 %	60,4 %	85,8 %
Factor de potência	0,97	0,97	0,92	---

A Fig. 3. 120 mostra a forma de onda das correntes na carga, quando o Filtro Activo Paralelo se encontra a compensar os problemas de qualidade de energia.

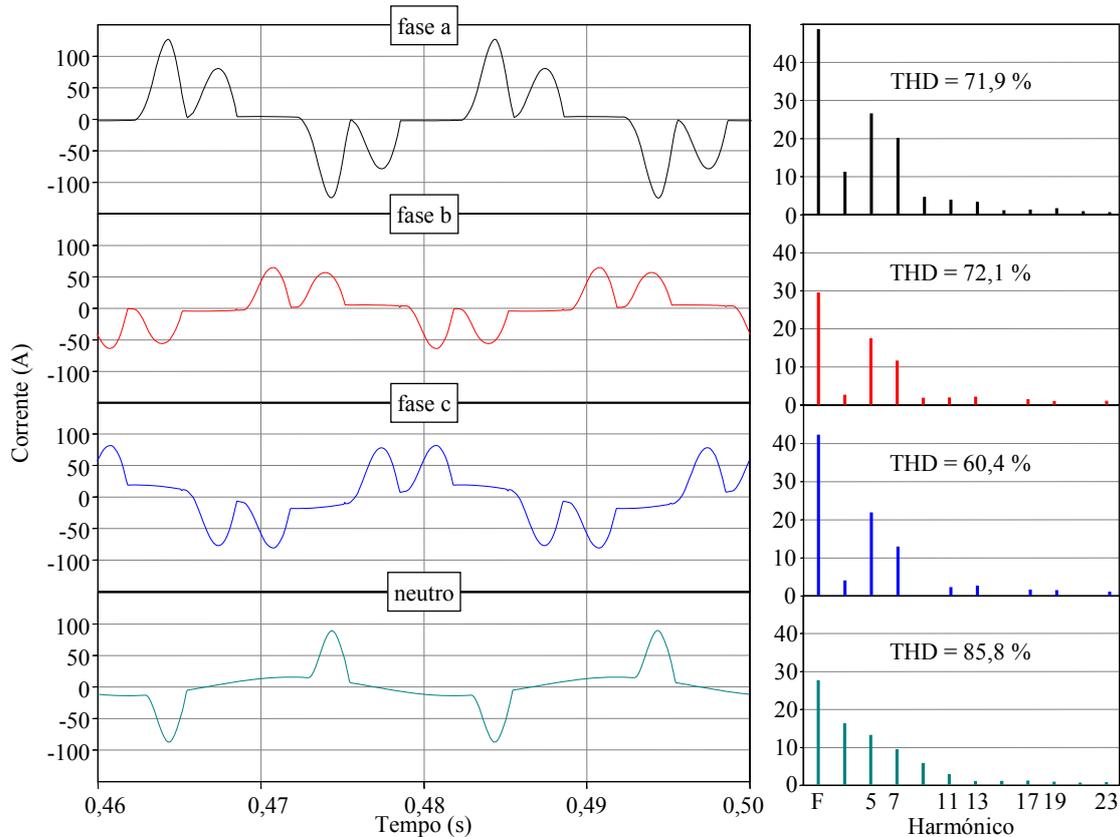


Fig. 3. 120 – Correntes na carga e respectivos espectros harmónicos com filtro activo em funcionamento e em regime permanente.

Como se pode observar pela Fig. 3.121, a tensão no lado CC não ultrapassa nunca os 750 V quer em regime permanente, quer durante o período transitório. Para além disso o condensador utilizado é de 1,5 mF (contrariamente aos 2 mF com a outra técnica de comutação) e as oscilações da tensão mantêm-se em níveis aceitáveis, na ordem dos 25 V de amplitude.

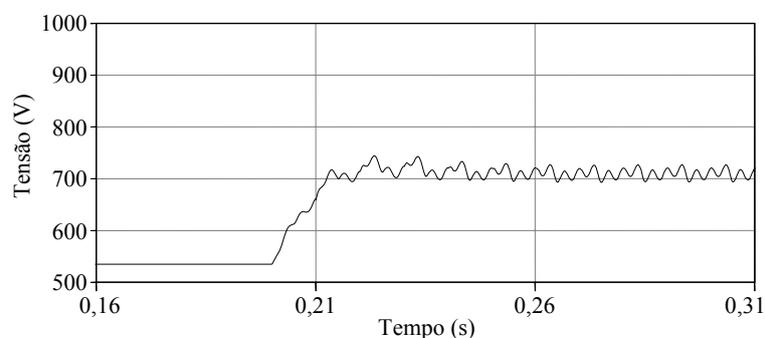


Fig. 3.121 – Tensão no lado CC do inversor do filtro activo.

Pode-se concluir que graças à nova técnica de comutação, o Filtro Activo Paralelo conseguiu compensar melhor as correntes das cargas, com uma indutâncias de saída menores, condensador do lado CC menor, uma frequência de 16 kHz (inferior ao valor máximo de 20 kHz utilizado na técnica *Periodic Sampling*) e também com uma tensão no lado CC menor, o que resulta num filtro activo mais barato e com menos perdas.

3.12.7 Transitório de Ligação Devido a Alteração Brusca de Cargas

O objectivo deste cenário de simulação consiste em analisar o comportamento durante o período transitório que ocorre quando o Filtro Activo Paralelo é ligado, e também quando cargas são ligadas e desligadas. Para além disso foram efectuadas alterações a nível da teoria de controlo, para que as correntes de referência não ultrapassem as correntes suportadas pelo inversor (100 A de valor instantâneo). Deve-se destacar que as alterações efectuadas ao filtro activo no item anterior foram mantidas, ou seja, é utilizada a nova técnica de comutação. A Fig. 3.122 ilustra o esquema eléctrico para estas simulações.

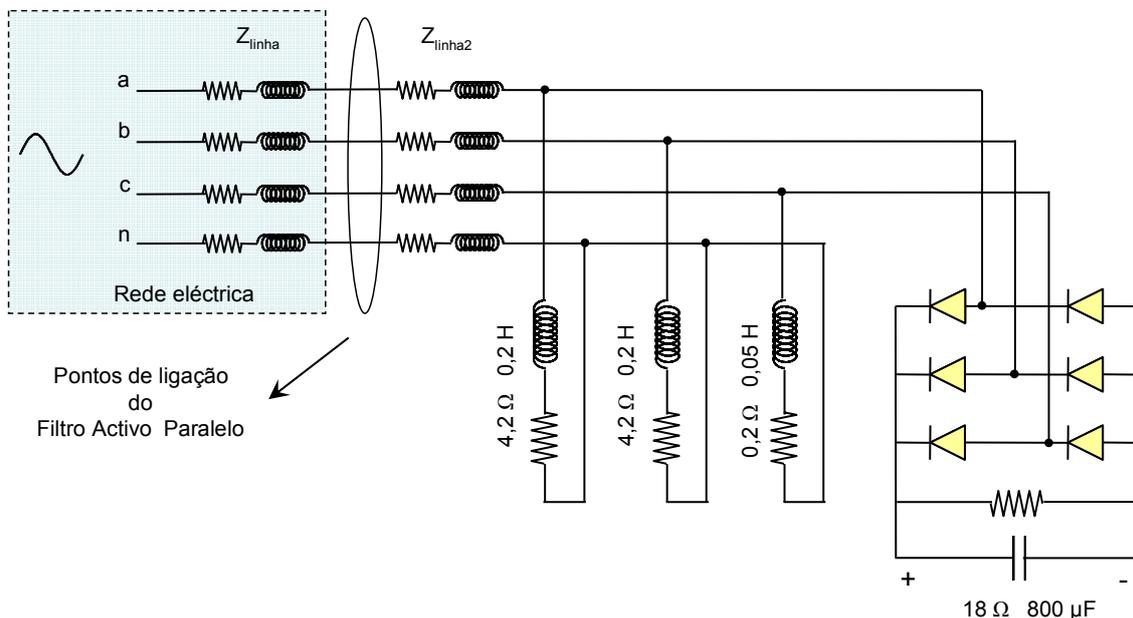


Fig. 3.122 – Esquema do sistema em estudo.

Para este caso foram utilizadas cargas lineares e não-lineares. A carga linear consiste numa carga passiva RL trifásica e desequilibrada, que se traduz nos valores de corrente e de factor de potência apresentados na Tab. 3.10.

Tab. 3.10 – Características das correntes consumidas pelas cargas passivas.

	Fase a	Fase b	Fase c	Neutro
Corrente	24,3 A	3,6 A	3,6 A	20,9 A
Factor de potência	0,07	0,16	0,09	---

Quanto à carga não-linear foi utilizado um rectificador com uma carga RC paralela no lado CC, igual ao do item 3.12.6. Com ambas as cargas ligadas houve uma alteração dos factores de potência que passaram a ser de 0,71 indutivo para a fase *a*, e de 0,96 indutivo para as fases *b* e *c*. A Fig. 3.123 mostra as correntes na carga em regime permanente, quando o Filtro Activo Paralelo está desligado. Este conjunto de cargas não traz problemas de qualquer espécie ao Filtro Activo Paralelo, uma vez que este consegue compensar os diversos problemas existentes, nomeadamente o factor de potência, conteúdo harmónico e também o desequilíbrio. Como se pode observar pela Fig. 3.124, quando o Filtro Activo Paralelo está a funcionar em regime permanente, o THD desce para valores inferiores a 4% em todas as fases, e os restantes problemas foram também compensados.

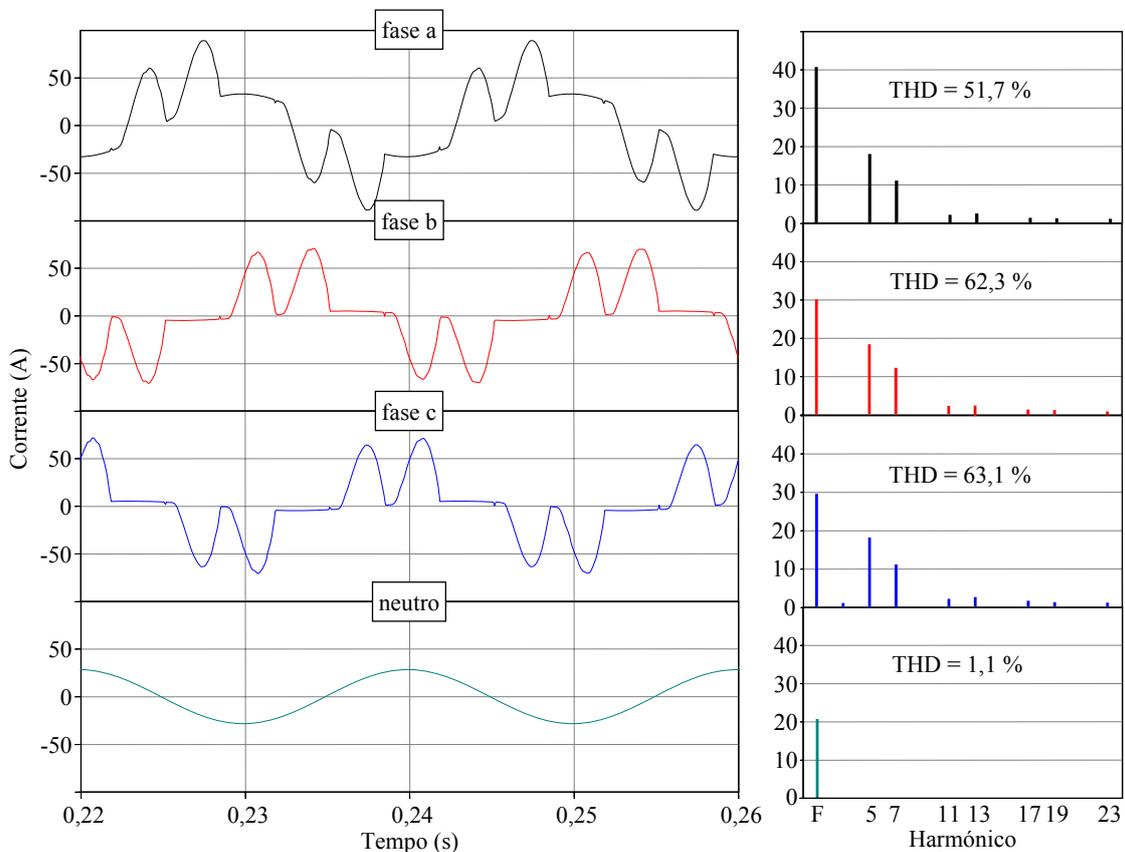


Fig. 3.123 – Correntes do conjunto de cargas e respectivos espectros harmónicos.

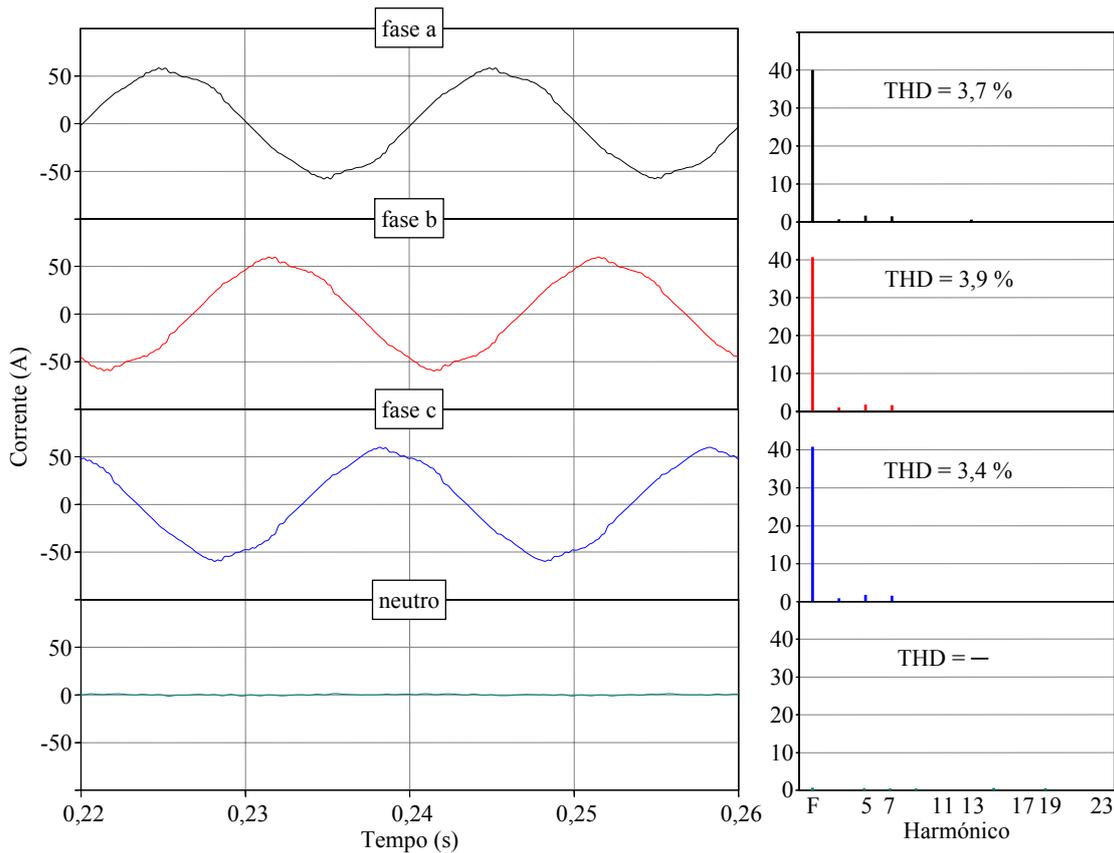


Fig. 3.124 – Correntes na fonte com Filtro Activo Paralelo em regime permanente.

O principal problema ocorre quando a carga não-linear é ligada uma vez que esta tem a particularidade de, ao ser ligada, provocar um transitório na rede que se traduz num aumento da corrente muito acentuado, tal como se pode observar na Fig. 3.125. Cabe ressaltar que a carga é ligada aos 0,21 s, e que nesse momento já o filtro activo está a compensar as cargas passivas, uma vez que este é activado aos 0,14 s.

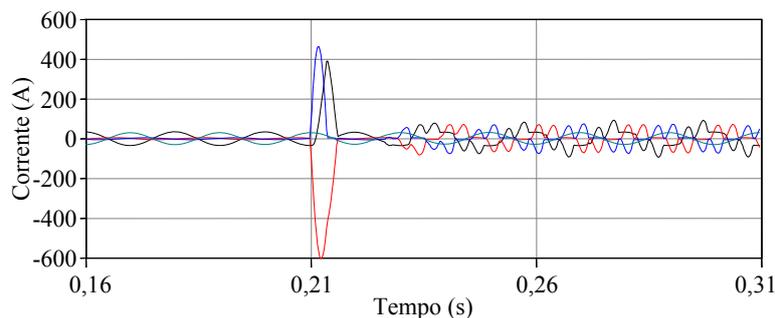


Fig. 3.125 – Correntes nas cargas devido ao transitório causado pela ligação da carga não linear.

Para os resultados retirados de seguida foi necessário desligar a compensação de atrasos, caso contrário o filtro activo só adaptaria a sua resposta ao transitório depois deste ter terminado. Nas figuras seguintes constata-se que a resposta do filtro activo

quando a carga é ligada é relativamente lenta e força o inversor a injectar correntes superiores a 100 A, o que causaria problemas no protótipo laboratorial.

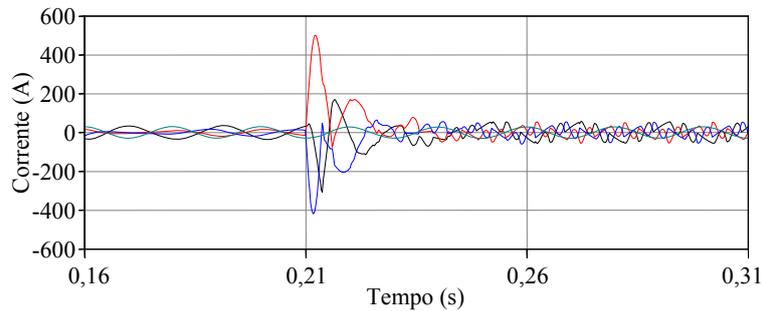


Fig. 3.126 – Correntes de referência calculadas pelo controlador.

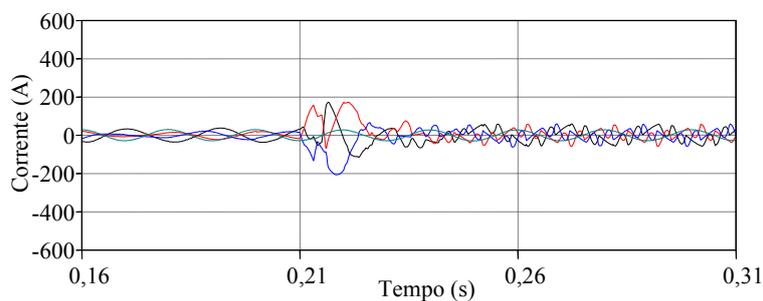


Fig. 3.127 – Correntes injectadas pelo Filtro Activo Paralelo.

Durante o período transitório, que começa aos 0,21 s quando a carga não linear é activada, a tensão no elo CC sofre variações bruscas, e atinge valores bastante elevados, como se pode observar na Fig. 3.128. Também o facto da tensão atingir valores acima dos 1000 V trará problemas ao inversor do filtro activo devido à tensão que os IGBTs teriam de suportar.

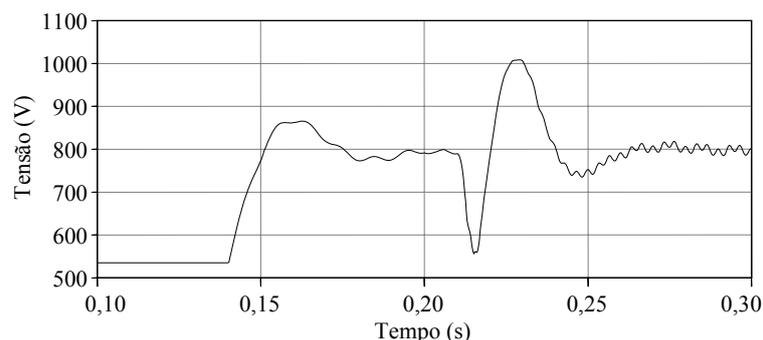


Fig. 3.128 – Tensão no lado CC do inversor do filtro activo.

Este comportamento do controlador durante o regime transitório é problemático, uma vez que poderá forçar o inversor a injectar correntes mais elevadas do que aquelas que os semicondutores e indutâncias de saída aguentam, podendo fazer com que o sistema de protecção seja activado, ou num caso mais extremo, provocar a destruição do

equipamento. A tensão no lado CC do inversor do filtro activo atinge valores superiores a 1000 V o que acaba por ser um valor demasiado elevado.

Assim deverão ser implementados vários níveis de supervisão no *software* do controlador para impedir que este force os sistemas de protecção de *hardware* a actuar. O mecanismo mais simples e que deve estar sempre presente como último recurso, independentemente de outras formas de protecção que venham a ser implementadas, consiste em limitar as correntes de referência num tecto positivo e negativo. Os sinais i_{ca}^* , i_{cb}^* , i_{cc}^* e i_{cn}^* não poderão ultrapassar os valores ± 95 A. A implementação é muito simples neste caso, mas não suficiente para impedir que a corrente de saída do inversor suba acima dos 100 A, como se pode observar na Fig. 3.130. Além disso tem também a desvantagem de fazer com que o inversor injecte conteúdo harmónico indesejável na rede, o que não é muito grave se a situação for transitória, no entanto, pode ser sério se a corrente que deve ser injectada para corrigir a totalidade dos problemas tiver uma amplitude superior a 95 A. As figuras seguintes ilustram o caso já introduzido, com os tectos dos sinais de saída do controlador já implementados.

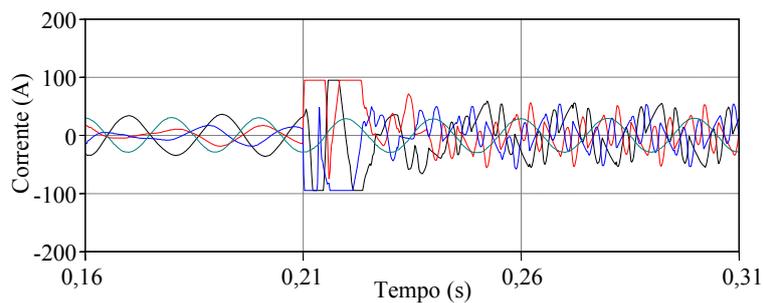


Fig. 3.129 – Correntes de referência com tectos de limitação.

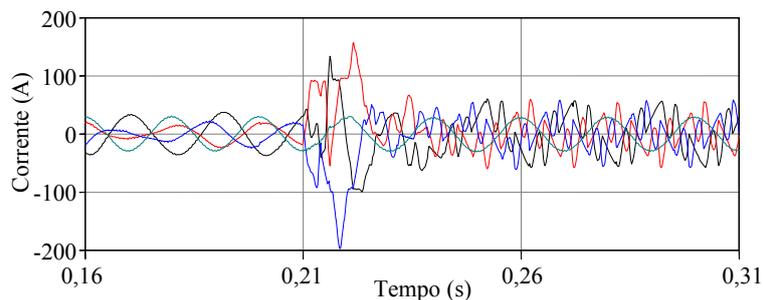


Fig. 3.130 – Correntes injectadas pelo Filtro Activo Paralelo.

Pode-se observar na Fig. 3.130 que, durante o período transitório, o filtro activo injecta uma corrente que ultrapassa os limites impostos pelas referências. Esta solução é manifestamente insuficiente para que o filtro activo tenha um desempenho aceitável nestas situações.

A nível da tensão no lado CC, constata-se que as variações bruscas e o valor de pico elevado mantêm-se, havendo apenas uma pequena diminuição do problema, uma vez que neste caso a tensão não ultrapassou os 1000 V. Por outro lado, o tempo necessário para que a tensão volte a estabilizar manteve-se o mesmo (aproximadamente 50 ms).

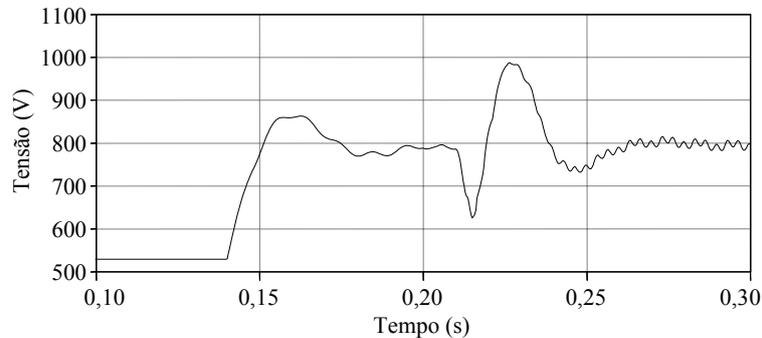


Fig. 3.131 – Tensão no lado CC do inversor do filtro activo.

Uma vez que se utiliza um *array* para a compensação de atrasos introduzido no Item 3.9.3 que tem as correntes de referência durante meio ciclo (uma vez que se utiliza a simetria de meia onda), as limitações relativas à amplitude das correntes de saída do inversor podem ser efectuadas aproveitando o atraso criado pela utilização deste *array* entre o cálculo das correntes de referência pelo DSP e o envio destas variáveis para o inversor. Foi criado um algoritmo que determina um factor de atenuação, que é mantido durante meio ciclo pelo menos, para garantir que as correntes injectadas não são superiores aos valores limite. Este algoritmo garante que os sinais de compensação são atenuados como um todo fazendo com que o filtro não tente compensar correntes para as quais não tem capacidade, e simultaneamente faz com que este não injecte harmónicos indesejáveis na rede.

Uma outra alteração consiste em fazer com que a potência p_{reg} não seja afectada pela compensação de atraso digital. Desta forma a partir do momento em que a potência real instantânea do sistema se modifique o controlador começa imediatamente a adaptar o valor de p_{reg} de forma a manter a tensão no lado CC estável. Esta alteração consiste em fazer as seguintes modificações no cálculo das correntes de referência:

$$i_{cx}^* = i_{cx_preg} + i_{cac} \quad (3.32)$$

Em que i_{cx_preg} é a corrente proporcional ao valor de p_{reg} e i_{cx1} é a corrente de referência após a compensação de atrasos, não considerando a parte relativa a p_{reg} .

Uma vez implementado este bloco de supervisão e separando p_{reg} das restantes componentes de potência instantânea envolvidas no cálculo das correntes de referência, pode-se observar que o comportamento do filtro activo em regime transitório melhora de forma significativa. Os resultados das simulações, apresentados nas figuras seguintes, comprovam esse facto.

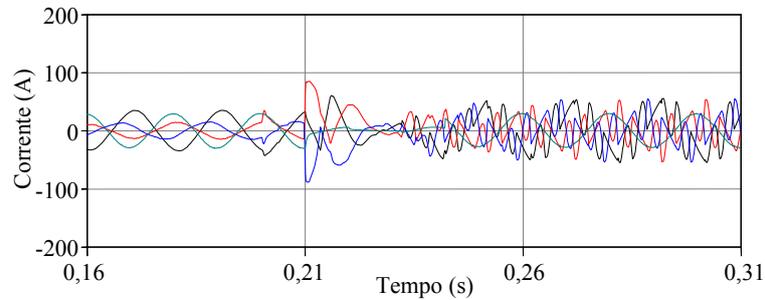


Fig. 3.132 – Correntes de referência com utilização do limitador dinâmico.

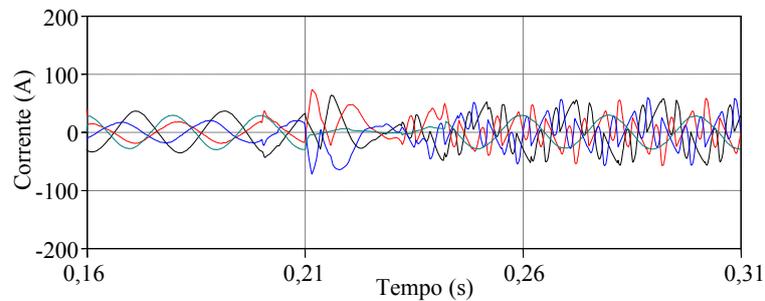


Fig. 3.133 – Correntes injectadas pelo Filtro Activo Paralelo.

Constata-se que neste caso, o inversor segue as correntes de referência e não ultrapassa o limite imposto por estas. Quanto à tensão no lado CC, pode-se observar na Fig. 3.134 que o período transitório foi curto e que a tensão teve um desvio de aproximadamente 110 V relativamente ao seu valor em regime permanente.

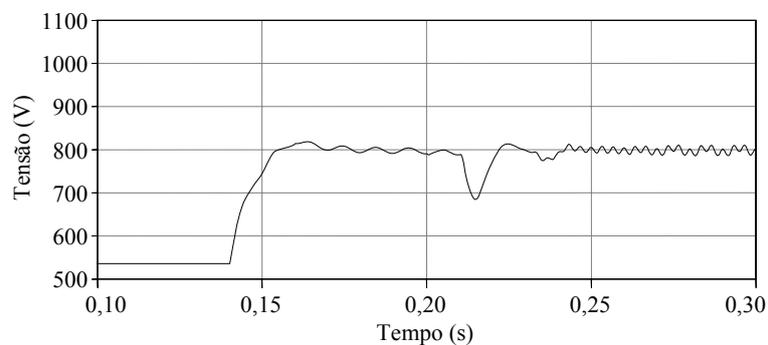


Fig. 3.134 – Tensão no lado CC do inversor do filtro activo quando o controlador possui o limitador dinâmico.

O novo controlador, com todas as modificações implementadas, passaria a ter então a estrutura apresentada na Fig. 3.135. Comparando com o diagrama da Figura 23,

verifica-se que as modificações, embora sejam relativamente pequenas, provocam um comportamento bastante diferente a nível do lado CC, principalmente durante os períodos transitórios como se pode concluir através da análise das Figs. 3.128 e 3.134. Isto ocorre porque p_{reg} influencia as correntes de referência mal a carga muda, uma vez que este parâmetro não é afectado pela compensação do atraso, que faz com que a resposta do filtro activo ocorra meio ciclo após a modificação do perfil de consumo das cargas.

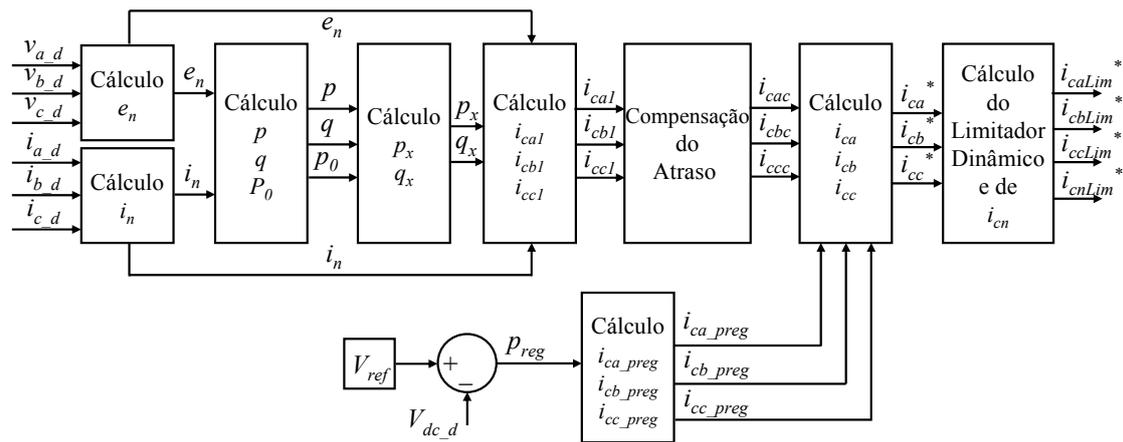


Fig. 3.135 – Diagrama de blocos do controlador com limitação do valor das correntes de referência.

Na Fig. 3.135 foram inseridas algumas variáveis intermédias novas, nomeadamente e_n e i_n , que são valores equivalentes às tensões e correntes no referencial $\alpha\beta\text{-}0$, i_{cal} , i_{cbl} e i_{ccl} , que são as correntes de compensação sem incluir a potência de regulação, antes da compensação do atraso e i_{cac} , i_{cbc} e i_{ccc} são essas mesmas variáveis depois da compensação de atraso. São também utilizados os sinais i_{ca_preg} , i_{cb_preg} e i_{cc_preg} , que são a componente das correntes que corresponde à potência de regulação, de forma a manter a tensão no lado CC constante e com o valor de referência desejado. Por último, as correntes que o inversor irá gerar, correspondem aos sinais i_{caLim} , i_{cbLim} , i_{cclLim} e i_{cnLim} . O bloco de compensação de atrasos foi mantido no diagrama de blocos, no entanto, na apresentação dos resultados relativos ao período transitório, este estava desligado. É necessário desenvolver futuramente um bloco de controlo que identifique uma mudança nas cargas, de maneira a desligar a compensação de atrasos nos períodos transitórios, e que volte a ligar essa característica durante o regime permanente.

Este sistema, embora funcional, não é o mais adequado, uma vez que o ideal será utilizar um sistema que actue sobre as potências de compensação, ou seja, sobre p_x e q_x , limitando os seus valores quando necessário. Neste caso o método de supervisão será

mais complexo, uma vez que as correntes de referência são combinações destas duas potências. Numa primeira fase podem-se estabelecer dois tectos que consistem em definir o limite de p_x quando não existe q_x a ser compensado, e o limite de q_x quando não existe p_x . Esta limitação, porém, não é suficiente uma vez que normalmente a compensação engloba ambas as potências instantâneas. Será necessário que o sistema de supervisão consiga determinar os limites em ambas as potências simultaneamente, e dessa forma limitar os seus valores através de um factor de atenuação. Para além disso pode-se também acrescentar ao sistema um método que vá desactivando ou limitando certas parcelas de potência de acordo com um sistema de prioridades. Este sistema de *enables* englobaria \tilde{p} , \tilde{q} , \bar{q} e p_o e seria activado numa primeira fase manualmente, e numa fase posterior poderia ser gerido pelo próprio controlador. A vantagem de trabalhar directamente com as diversas parcelas de potência, utilizando um sistema de prioridades, é que isto torna possível fazer com que os parâmetros mais importantes continuem a ser compensados na sua totalidade. Por exemplo, se o filtro activo estiver a compensar harmónicos e o factor de potência, poderá ter interesse que o filtro compense em menor escala os harmónicos, mas que continue a compensar o factor de potência, de maneira a que a instalação não seja cobrada pelo fornecedor de energia eléctrica por esta variável ter um valor excessivamente baixo (menor do que 0,93).

3.12.8 - Associação de Filtros Activos Paralelos

A utilização de vários Filtros Activos Paralelos numa mesma instalação é uma situação que poderá ocorrer com alguma facilidade, uma vez que um único equipamento poderá não ter a capacidade de compensar os problemas existentes. Existem dois cenários possíveis com mais do que um Filtro Activo Paralelo: os filtros activos estão na mesma instalação em alimentadores diferentes, ou então estão dois ou mais filtros a compensar os problemas de uma única carga ou conjunto de cargas no mesmo alimentador.

No caso em que ambos os Filtros Activos Paralelos estão no mesmo alimentador serão testadas duas abordagens: a primeira consistirá em utilizar dois filtros activos independentes, ou seja, dois inversores e dois controladores separados, com sensores totalmente independentes. Quanto à segunda abordagem, serão utilizados dois inversores, mas o controlador será comum, sendo necessário fazer algumas modificações, pois é necessário controlar os dois lados CC dos inversores (que são independentes).

A primeira situação consiste em aplicar filtros activos em alimentadores diferentes, ou seja, cada filtro compensa um dado conjunto de cargas independentes na mesma instalação. A Fig. 3.136 ilustra o cenário em estudo. O Filtro Activo Paralelo 1 compensa um rectificador trifásico com carga RC paralela semelhante ao utilizado no item 3.12.5. Quanto ao Filtro Activo Paralelo 2, está instalado a jusante de um rectificador trifásico com carga RL série semelhante ao apresentado no item 3.12.1.

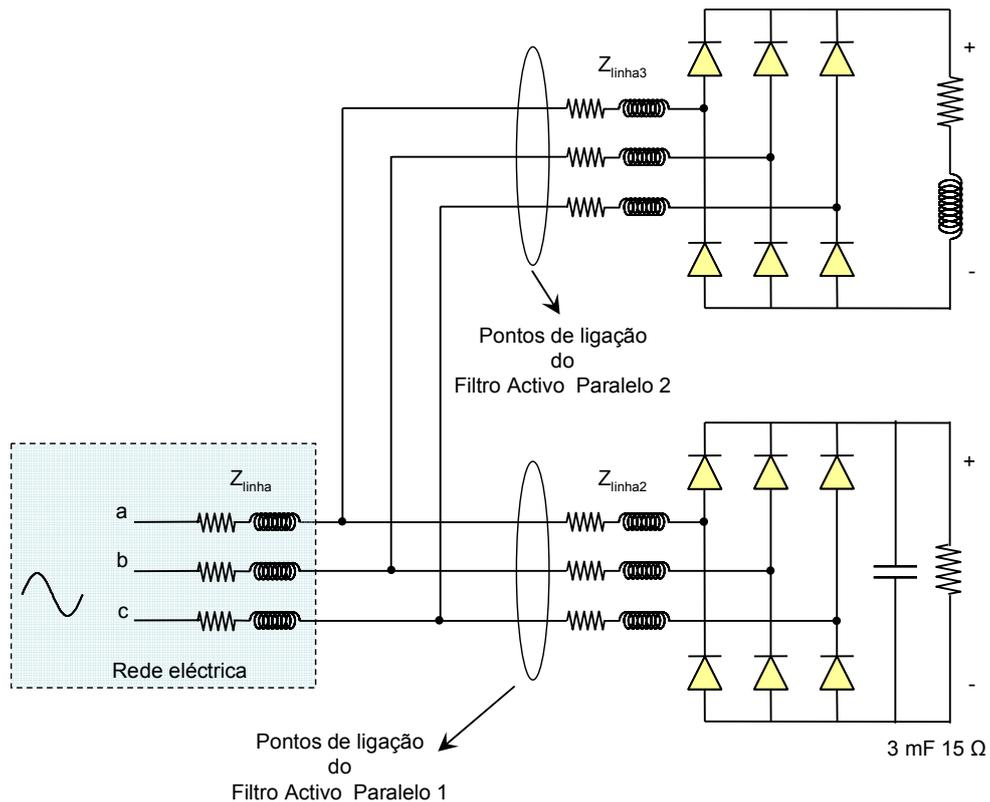


Fig. 3.136 – Esquema com dois Filtros Activos Paralelos em alimentadores diferentes.

As formas de onda do sistema, antes dos Filtros Activos Paralelos entrarem em operação, são mostradas nas próximas figuras. Na Fig. 3.137 é possível observar a forma de onda da tensão na fase a , com um THD de 5,5 %. Já na Fig. 3.138 é possível observar a corrente total consumida pelo sistema, sendo o valor RMS da componente fundamental de 60 A com um THD de 34 %. Quanto à forma de onda da corrente a ser compensada pelo Filtro Activo Paralelo 1, esta pode ser observada na Fig. 3.139 e, por fim, a forma de onda a ser compensada pelo Filtro Activo Paralelo 2, encontra-se na Fig. 3.140. As correntes são equilibradas e portanto só são mostrados os sinais relativos à fase a .

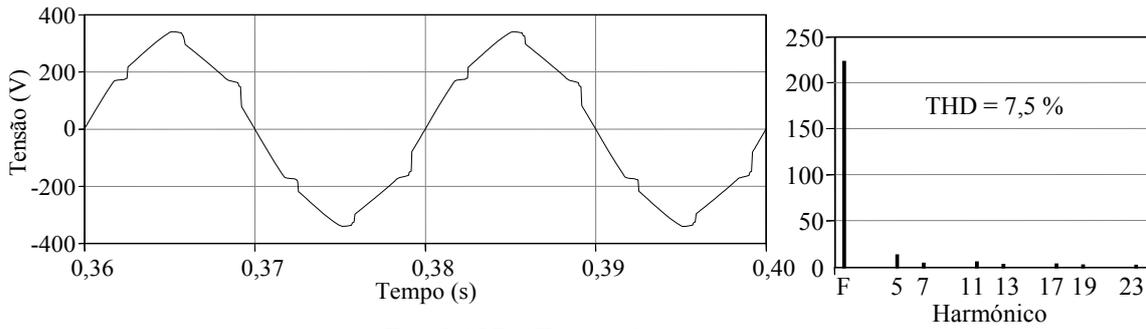


Fig. 3.137 – Tensão do sistema.

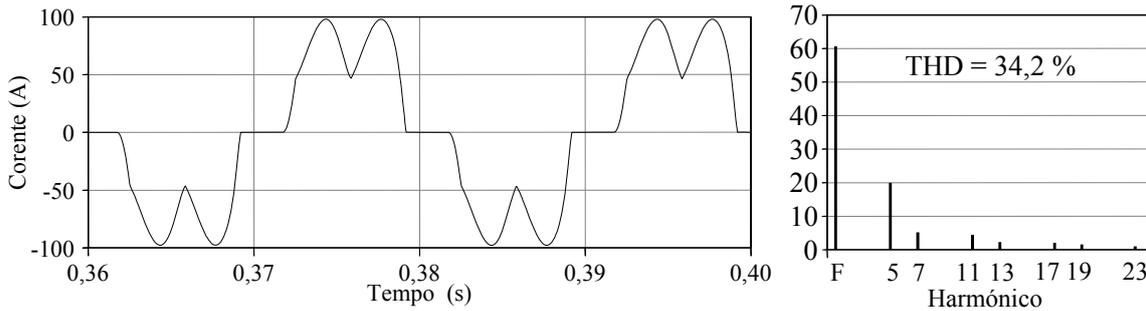


Fig. 3.138 – Corrente total do sistema e respectivo espectro harmónico.

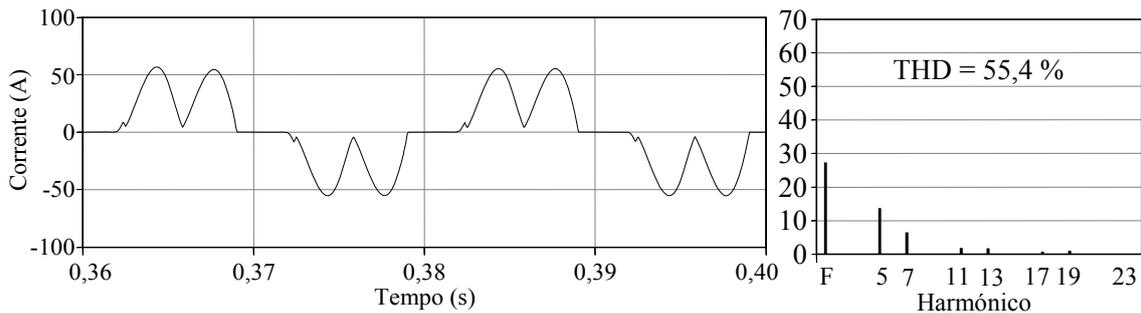


Fig. 3.139 – Corrente consumida pelo rectificador RC.

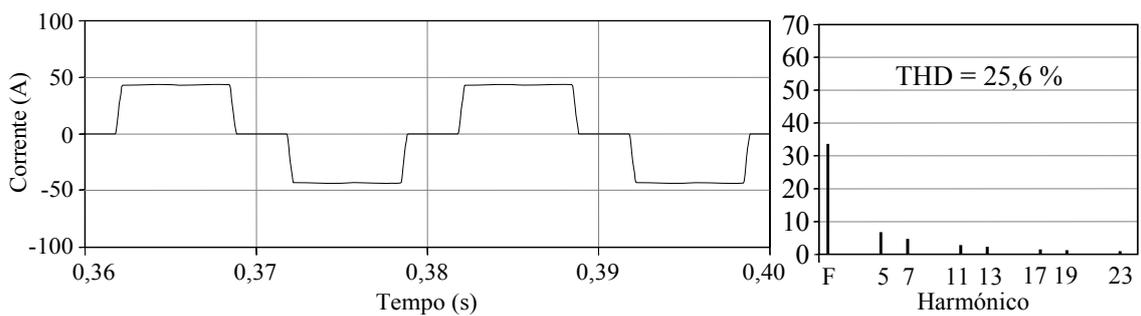


Fig. 3.140 – Corrente consumida pelo rectificador RL.

Uma vez que os dois Filtros Activos Paralelos entrem em operação, é possível constatar que o sistema tem o comportamento esperado, ou seja, existe uma redução dos harmónicos de corrente na fonte. Na Fig. 3.141 é possível observar a corrente que a rede eléctrica fornece ao sistema. Já a Fig. 3.142 mostra a corrente que vai para o conjunto

Filtro Activo Paralelo 1 e rectificador RC, e a Fig. 3.143 mostra a corrente que alimenta o outro conjunto Filtro Activo Paralelo e carga não-linear.

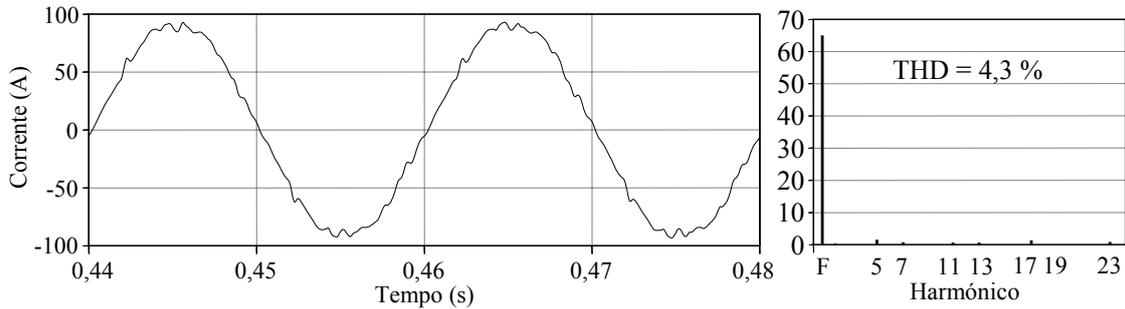


Fig. 3.141 – Corrente fornecida pela rede eléctrica com ambos os filtros activos em operação.

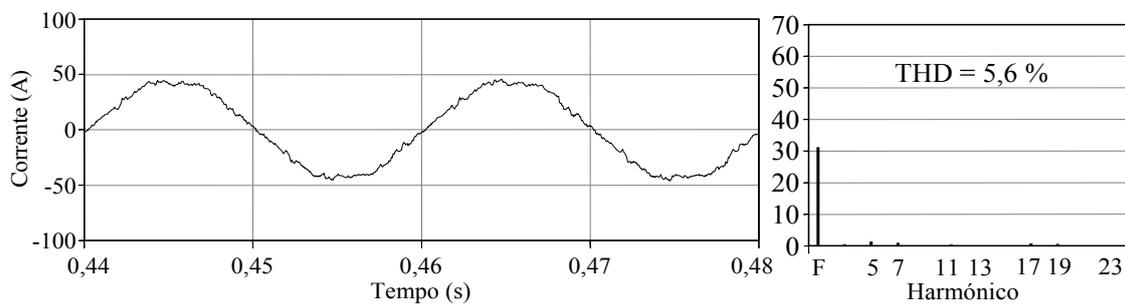


Fig. 3.142 – Corrente fornecida ao ramo onde está inserido o Filtro Activo Paralelo 1.

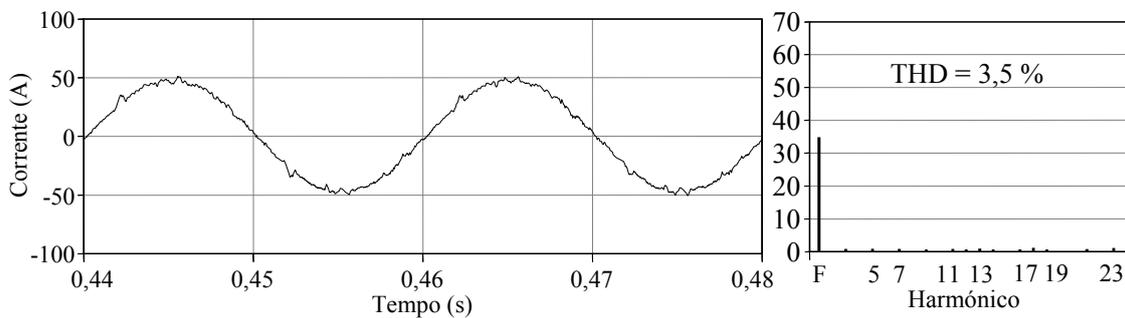


Fig. 3.143 – Corrente fornecida ao ramo onde está inserido o Filtro Activo Paralelo 2.

Como se pode observar pelas correntes a montante dos filtros, os resultados são idênticos aos apresentados quando um único Filtro Activo Paralelo se encontra presente no sistema eléctrico, não existindo qualquer problema com este tipo de associação.

No caso do haver uma carga em que um único Filtro Activo Paralelo não seja suficiente para compensar os problemas que existam, poderá recorrer-se à associação série destes equipamentos de forma a obter uma compensação satisfatória. A Fig. 3.144 ilustra o cenário em estudo e as formas de onda das correntes poderão ser observadas na Fig. 3.140.

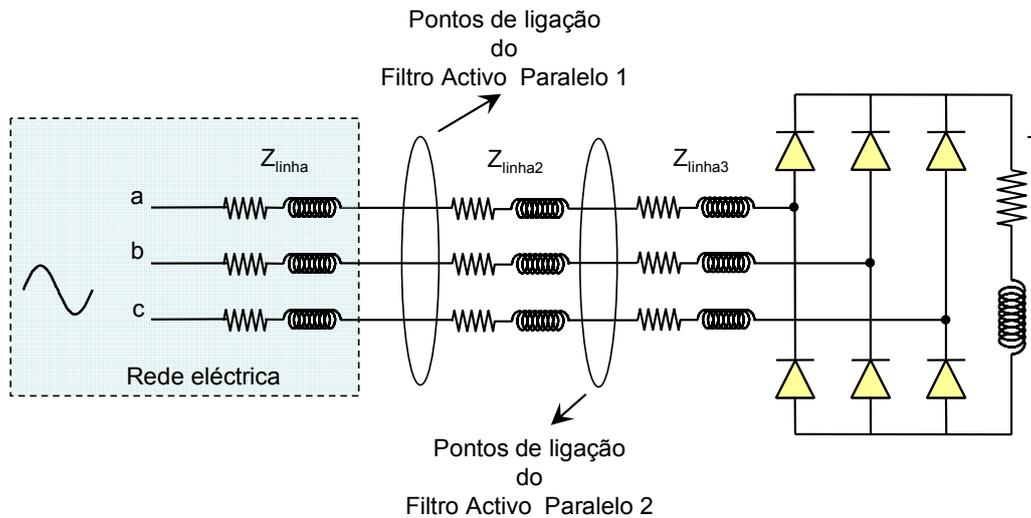


Fig. 3.144 – Esquema da utilização de dois Filtros Activos Paralelos no mesmo alimentador.

A primeira abordagem a ser demonstrada será a utilização de dois filtros activos completamente independentes. Esta aproximação tem a vantagem de não necessitar de qualquer adaptação do controlador. Por outro lado são necessários mais sensores de corrente, uma vez que todos são independentes, e também serão necessários dois controladores, o que também leva a um aumento de custos.

Em primeiro lugar foi ligado o Filtro Activo Paralelo 2 e, uma vez em regime permanente, foi ligado o Filtro Activo Paralelo 1. De notar que o Filtro Activo Paralelo 2 foi programado para compensar apenas metade de todos os problemas através de uma divisão por 2 das correntes de referência. A Fig. 3.145 mostra a corrente na fonte quando ambos os filtros activos se encontram em funcionamento.

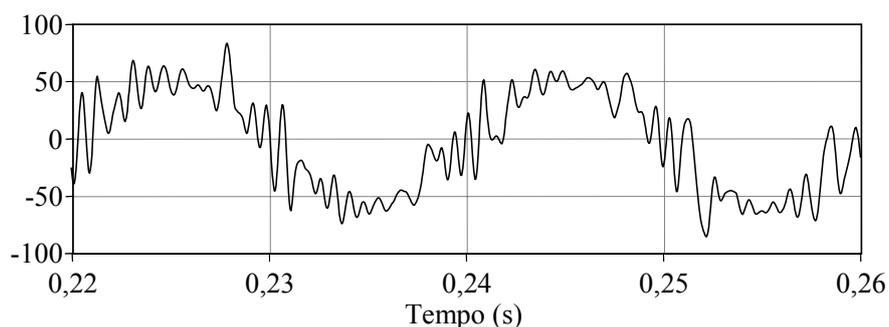


Fig. 3.145 – Corrente na fonte com ambos os filtros activos em operação.

Como se pode observar, o sistema eléctrico torna-se instável com esta estratégia. Uma alternativa a esta abordagem, poderá ser a utilização de 2 inversores, mas que são comandados pelo mesmo controlador. Para isso será necessário que este controlador único, controle os dois lados CC existentes e que distribua as correntes de compensação

pelos dois inversores. As adaptações efectuadas são bastante reduzidas, sendo apenas necessário alterar p_x para:

$$p_x = \tilde{p} - \bar{p}_0 - p_{reg} - p_{reg2} \quad (3.33)$$

Em que p_{reg2} é equivalente a p_{reg} , mas é utilizado para controlar a tensão do segundo inversor. Desta forma, os dois bancos de condensadores são contemplados. Para além disso é necessário duplicar o número de saídas uma vez que passam a existir 16 variáveis de comando para comandar os 12 IGBTs contra as 6 quando é apenas utilizado 1 inversor, em sistemas trifásicos sem neutro acessível. A nível de sensorização, utiliza-se apenas um conjunto de sensores de corrente para a carga, que estão a jusante de ambos os inversores. De destacar que a nível das correntes dos inversores e das tensões dos lados CC são necessários dois conjuntos de forma a controlar independentemente cada um dos inversores.

A Fig. 3.146 mostra a corrente na fonte na fase a e respectivo espectro harmónico quando ambos os filtros activos estão a compensar as suas cargas. O factor de potência é praticamente unitário e o THD é de aproximadamente 6 %.

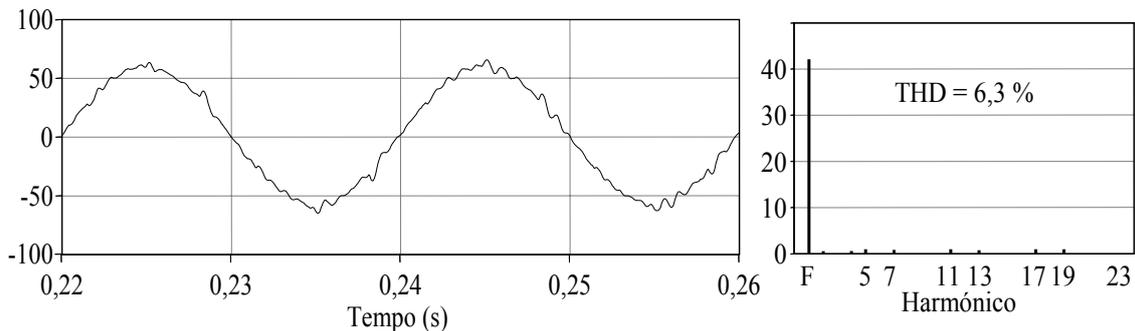


Fig. 3.146 – Corrente na fonte com ambos os filtros activos a compensar.

Quanto às tensões dos lados CC de ambos os inversores, estes foram controlados tal como desejado. Com uma referência em 680 V, e com ambos os ganhos iguais, não existiu qualquer problema com o controlo destas variáveis, tal como se pode observar na Fig. 3.147.

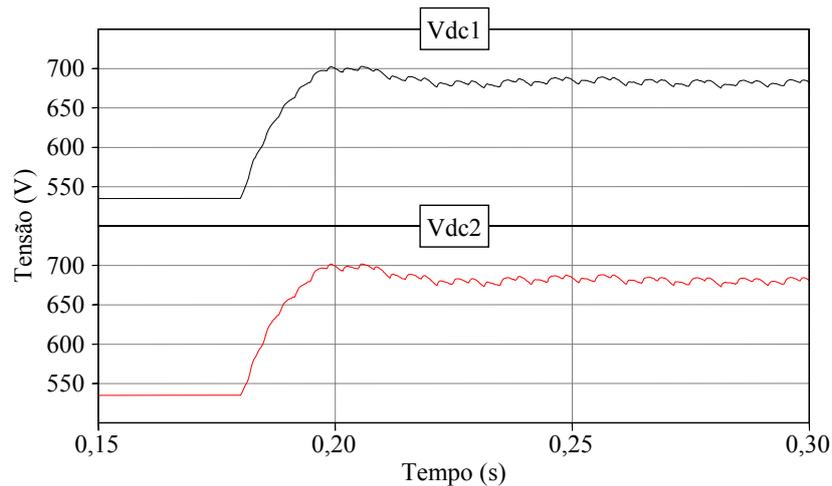


Fig. 3.147 – Tensões no lados CC de ambos os inversores do filtro activo.

Através destas simulações conclui-se que a quando existem filtros activos numa instalação em alimentadores diferentes não haverá, em princípio, qualquer problema, sendo necessário apenas ter cuidados a nível da injeção de ruído na linha por parte dos inversores. Já a utilização de dois filtros activos no mesmo alimentador provou ser mais problemática, sendo necessário fazer pequenas modificações à teoria de controlo para que esta associação fosse possível.

3.12.9 - Problemas nas Formas de Onda das Tensões

Na análise da teoria de controlo, existe uma desvantagem que é normalmente apontada à Teoria p-q, e mesmo a outras teorias, que é o seu desempenho quando as tensões estão distorcidas ou desequilibradas [79].

Este cenário de simulação visa demonstrar o efeito de alguns problemas de qualidade de energia relacionado com as tensões e os seus efeitos sobre o desempenho do Filtro Activo Paralelo. Serão simulados os seguintes problemas nas tensões, que serão introduzidos aos 0,22 s, quando o sistema se encontra em regime permanente e com o Filtro Activo Paralelo a compensar a carga:

- Afundamento trifásico das tensões para 0,8 p.u.;
- Afundamento monofásico da tensão da fase *a* para 0,9 p.u., e consequente desequilíbrio das tensões de 6,9 %;
- Dois casos específicos de distorção harmónica das tensões.

A carga a ser utilizada será um rectificador trifásico a díodos com carga RL no seu lado CC, igual à do item 3.12.8, mas cuja potência activa é de 25 kW. O THD das correntes dessa carga é de 27 % aproximadamente.

Caso exista o afundamento trifásico na tensão descrito acima, e ilustrado na Fig. 3.148, o resultado a nível das correntes da fonte praticamente não se altera. Apenas a tensão do lado CC do inversor sofreu um afundamento, uma vez que em regime permanente estava em 697 V e depois do afundamento passou para 687 V, o que corresponde a uma redução de 1,5 %. A corrente absorvida pelo filtro activo aumenta um pouco, para que a tensão no lado CC se mantivesse, tanto quanto possível, nos valores desejados. A Fig. 3.149 mostra o efeito do afundamento na corrente consumida pela carga trifásica. Já a Fig. 3.150 mostra a corrente na fonte com o Filtro Activo Paralelo a compensar as correntes e por fim, a Fig. 3.151 mostra a tensão aos terminais do condensador do filtro activo.

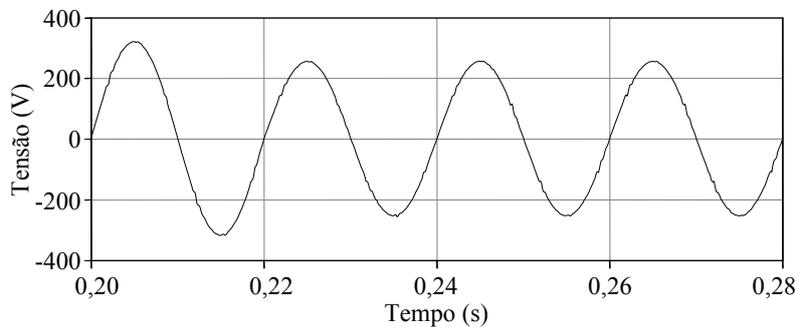


Fig. 3.148 – Afundamento trifásico na tensão para 0,8 p.u. aos 0,22 s.

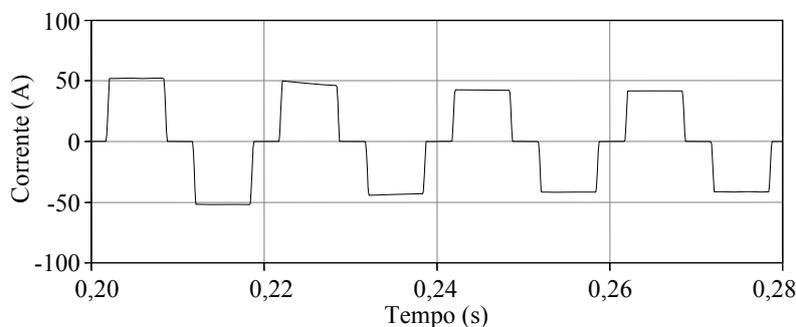


Fig. 3.149 – Corrente na carga, com alteração devido a afundamento da tensão.

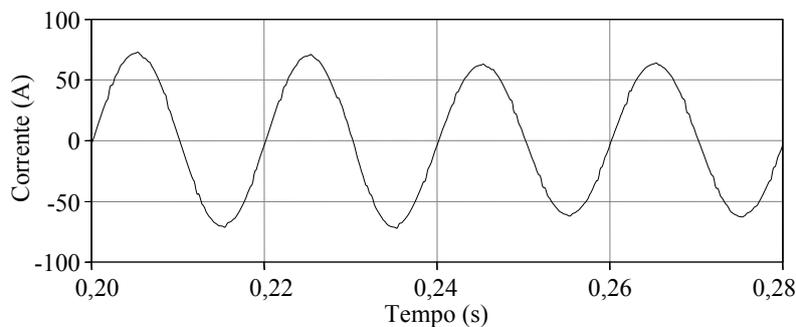


Fig. 3.150 – Corrente na fonte com Filtro Activo Paralelo em funcionamento.

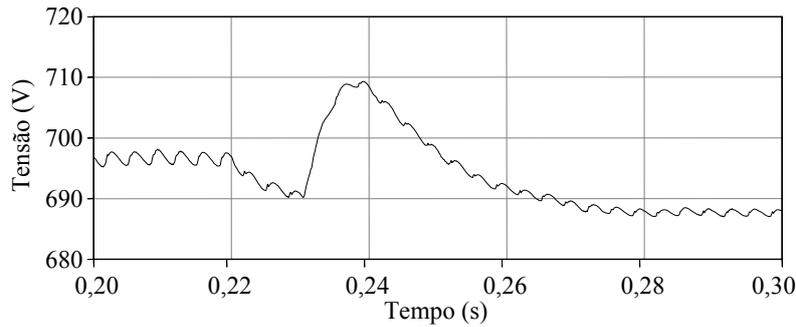
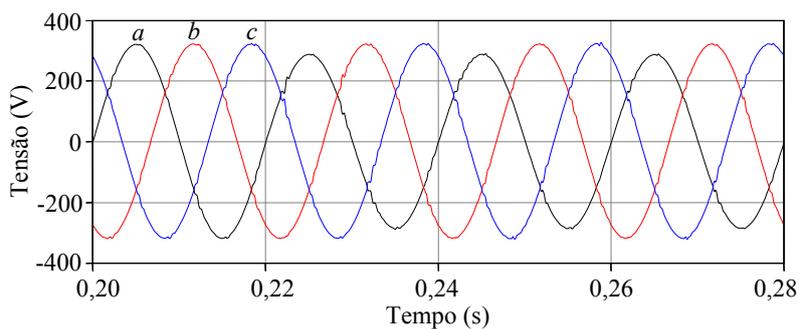


Fig. 3.151 – Tensão no lado CC do inversor do filtro activo.

O caso do afundamento monofásico de 10 % na fase *a* provou ser mais problemático, por causa do desequilíbrio provocado nas tensões do sistema eléctrico. O inversor do Filtro Activo Paralelo continua a seguir as referências produzidas pelo controlador, o problema é que estas estão erradas, pois as correntes de compensação são calculadas de forma a que a potência real instantânea fornecida pela fonte seja constante, e no caso em que as tensões estão desequilibradas, apenas um conjunto de correntes igualmente desequilibradas e com conteúdo harmónico consegue garantir que a potência fornecida pela fonte seja constante [51]. Na Fig. 3.153 pode-se observar as correntes que teoricamente deveriam estar na fonte (sem considerar a componente p_{reg}). Como se pode observar pela Fig. 3.154, o Filtro Activo Paralelo comportou-se da forma prevista, ou seja, não compensou correctamente as correntes da carga, sendo possível identificar uma distorção nas formas de onda das correntes nas fases *b* e *c*. Apesar disso neste caso o THD manteve-se baixo (na ordem dos 2 %) e o desequilíbrio é também de apenas 1,1 %.

Fig. 3.152 – Tensões do sistema com afundamento monofásico na fase *a* aos 0,22 s.

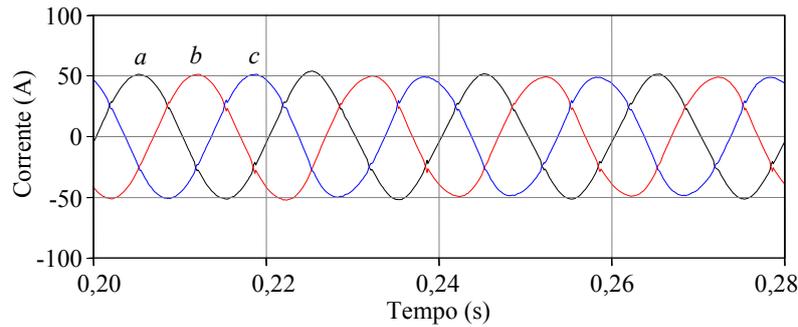


Fig. 3.153 – Correntes teóricas na fonte.

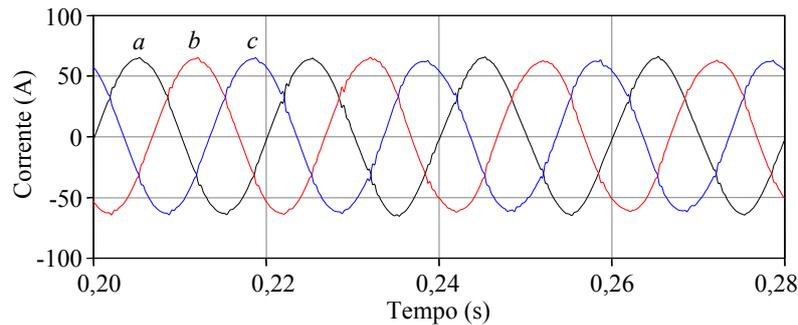


Fig. 3.154 – Correntes da fonte, com filtro activo em operação.

Este problema agravar-se-á se o desequilíbrio aumentar, e poderá fazer com que as correntes se apresentem muito distorcidas se o afundamento atingir proporções mais sérias, coisa que poderá acontecer durante um período transitório.

Até agora, nos casos de simulação apresentados, a distorção harmónica nas tensões era causada unicamente pela carga que o Filtro Activo Paralelo deveria compensar. Assim, nos casos apresentados até agora, quando o filtro activo entrava em operação o THD da tensão baixava consideravelmente, ao ponto de não interferir com o controlador do filtro. Este, no entanto, só será o caso se o filtro activo compensar a totalidade das cargas de uma determinada instalação, e se a qualidade da tensão no ponto de conexão a essa instalação for boa. Numa situação normal, a distorção nas formas de onda da tensão poderá ter origens externas à instalação onde o filtro activo se encontra a compensar. Assim foi criado um caso em que a tensão apresenta um conteúdo harmónico que faz com que a onda tenha o formato vulgarmente conhecido por *flat top*, que se pode observar na Fig. 3.155, e que basicamente se traduz por um conteúdo harmónico de 3ª ordem de 9,8 % (neste caso específico, em que o problema é muito acentuado).

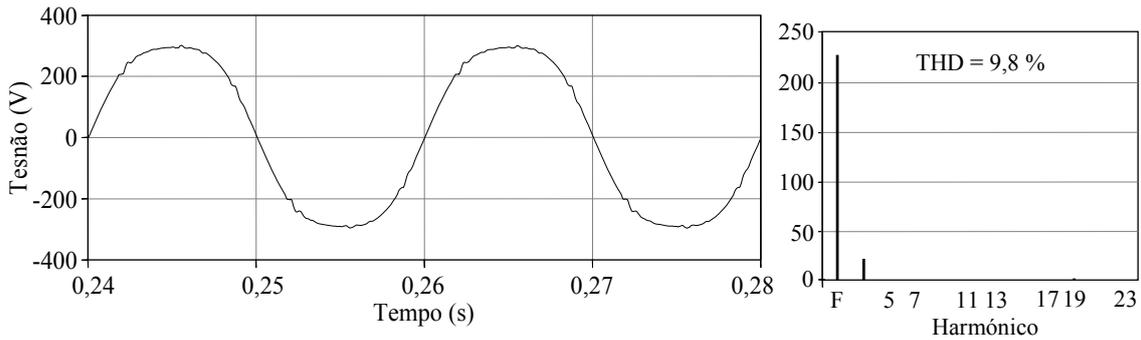


Fig. 3.155 – Tensão do sistema com 3º harmónico e filtro activo em funcionamento.

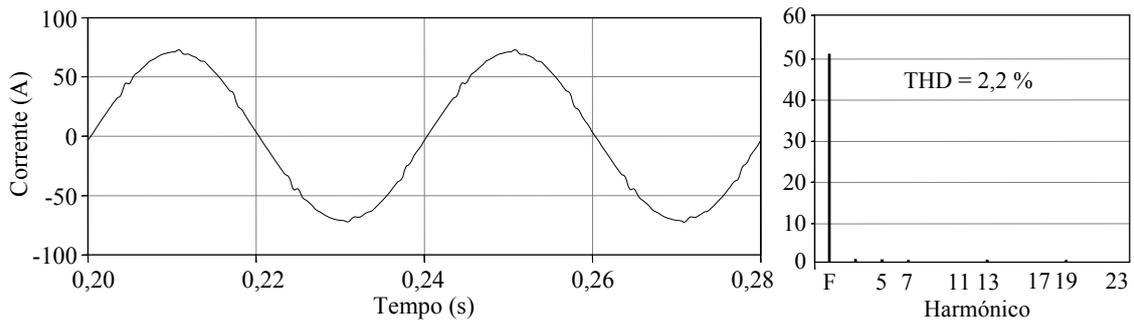


Fig. 3.156 – Forma de onda da corrente fornecida pela fonte, após compensação.

Neste caso específico, e através da análise da Fig. 3.156, constata-se que as correntes na fonte após compensação pelo Filtro Activo Paralelo são sinusoidais, apesar do elevado conteúdo harmónico das tensões. Já num caso em que o conteúdo harmónico de tensão é maioritariamente de 5ª ordem, apresentado na Fig. 3.157, as correntes da fonte apresentam um harmónico de 7ª ordem relativamente elevado, inclusivamente nas correntes teóricas como se pode observar na Fig. 3.158. O problema ocorre a nível do controlador uma vez que o Filtro Activo Paralelo segue as correntes de referência que o controlador determina, como se pode observar através das Figs. 3.158 e 3.159. A diferença de amplitudes a nível da frequência fundamental ocorre porque no cálculo teórico da corrente na fonte não se conta com a energia necessária para manter o nível de tensão aos terminais do condensador do lado CC do inversor.

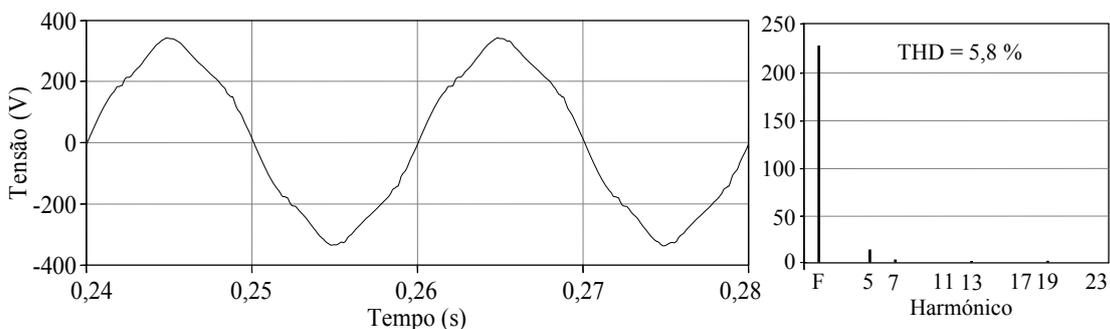


Fig. 3.157 – Tensão do sistema com 5º harmónico e filtro activo em funcionamento.

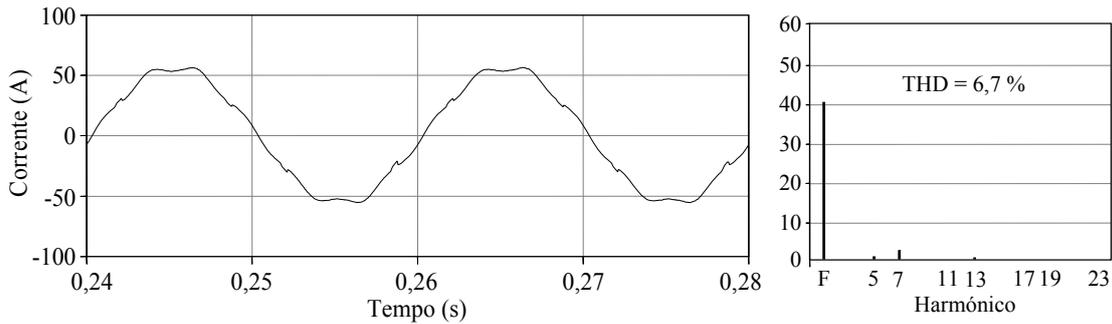


Fig. 3.158 – Forma de onda teórica da corrente da fonte, após compensação.

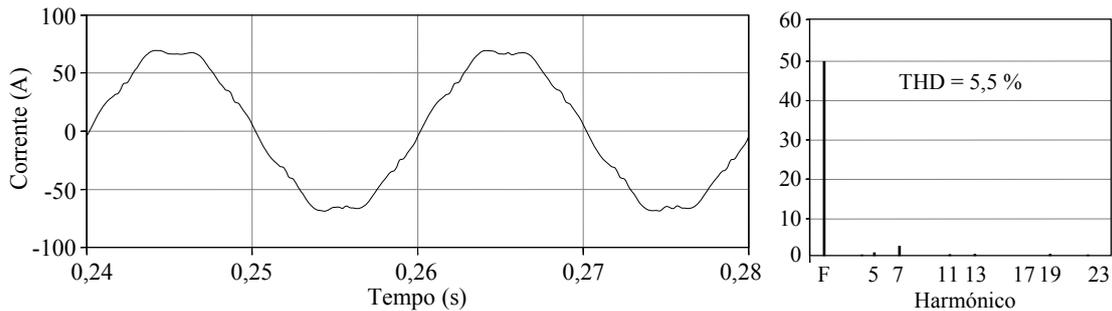


Fig. 3.159 – Corrente fornecida pela fonte, após compensação.

Neste caso a combinação do conteúdo harmónico de 5ª ordem da tensão com o conteúdo harmónico de 7ª ordem das correntes é que faz com que a potência fornecida pela fonte seja constante.

No caso específico dos harmónicos de 3ª ordem as correntes mantiveram-se sinusoidais, porque esse conteúdo harmónico não entra na potência instantânea real, uma vez que, de acordo com a expressão 3.5:

$$p = v_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + v_{\beta} \cdot i_{\beta}$$

Uma vez que a transformação genérica para o referencial a - b - c é:

$$x_{\alpha} = x_a - \frac{x_b}{2} - \frac{x_c}{2} \quad (3.34)$$

$$x_{\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2} x_b - \frac{\sqrt{3}}{2} x_c \quad (3.35)$$

Em que x é genérico (podendo ser sinais de tensão ou corrente), conclui-se que todos os harmónicos múltiplos de 3ª ordem se anulam para as componentes α e β , não contribuindo para a a potência real instantânea. As correntes múltiplas de 3ª ordem estão incluídas na componente de sequência zero, ou seja em i_0 . Uma vez que v_0 , num caso em que as tensões tenham harmónicos múltiplos de 3ª ordem, não toma um valor nulo, isto significa que p_0 não será compensado correctamente.

3.13 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas diversas topologias de *hardware* e sistemas de controlo que podem ser aplicadas a Filtros Activos Paralelos.

A escolha da topologia do inversor do filtro activo a ser estudado recaiu sobre o VSI (*Voltage Source Inverter*) de 2 níveis. A teoria de controlo escolhida foi a Teoria p-q que, com algumas alterações, provou ser bastante robusta em todas as situações de operação analisadas neste capítulo. O único problema a nível da teoria de controlo ocorre quando as tensões apresentam problemas a nível de conteúdo harmónico ou desequilíbrio. Uma vez que o objectivo desta teoria é tornar a potência real instantânea constante na fonte, isso significa que quando existem harmónicos ou desequilíbrios nas tensões do sistema, as correntes na fonte não serão sinusoidais para que essa condição se observe [51].

Capítulo 4

Filtro Activo Série

4.1 Introdução

O Filtro Activo Série funciona como um semelhante para tensão do Filtro Activo Paralelo, ou seja, é utilizado para compensar problemas relacionados com a forma de onda das tensões. Hoje em dia é muito comum que as tensões cheguem ao utilizador final com um nível de qualidade que nem sempre é o desejado. Afundamentos, *flicker*, *notches*, e muitos outros problemas já mencionados no Capítulo 1 que estejam relacionados com a forma de onda da tensão poderão ser resolvidos com um Filtro Activo Série. A Fig. 4.1 ilustra o diagrama de blocos simplificado deste tipo de filtro activo.

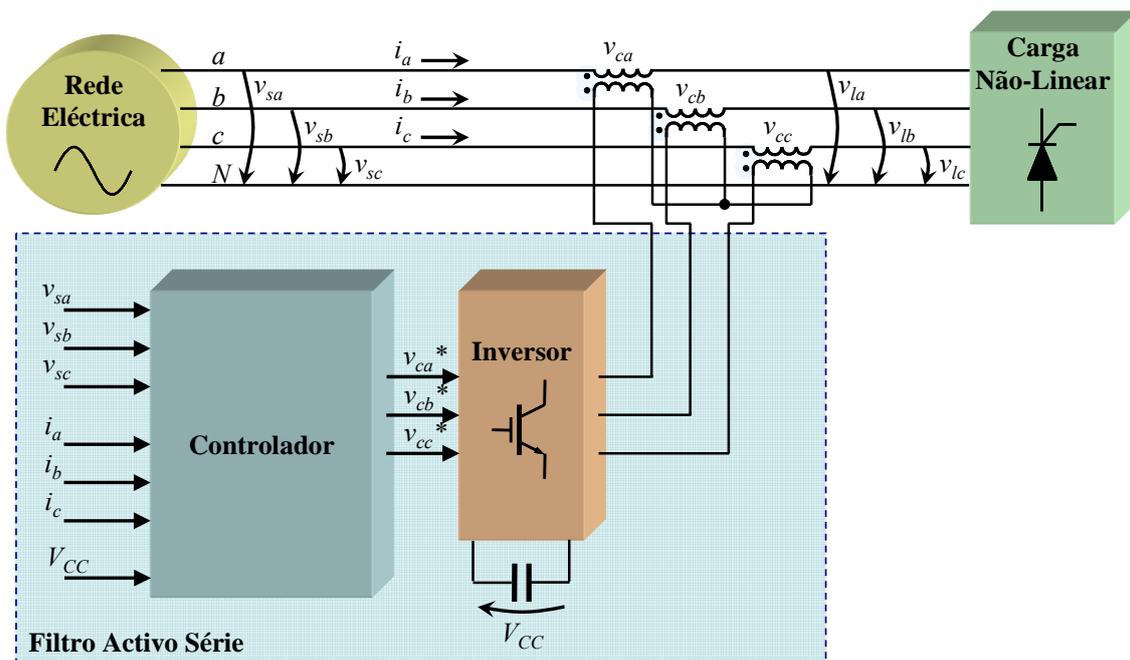


Fig. 4.1 – Diagrama de blocos de um Filtro Activo Série.

Como se pode observar, a constituição básica de um Filtro Activo Série é semelhante à do Filtro Activo Paralelo, sendo a maior diferença a inclusão de transformadores em série com as linhas do sistema eléctrico para que este filtro activo consiga compensar as tensões da carga v_{la} , v_{lb} e v_{lc} , através das tensões de compensação v_{ca} , v_{cb} e v_{cc} . As entradas para o sistema de controlo são as tensões fornecidas pela fonte,

v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} , a tensão no lado CC do inversor do filtro activo, e eventualmente as correntes do sistema (i_a , i_b , i_c) dependendo da teoria de controlo utilizada.

Caso o propósito do Filtro Activo Série seja a compensação de problemas tais como afundamentos graves na forma de onda da tensão, será necessária a utilização de uma fonte de alimentação do lado CC do inversor, que poderá ser constituída por um conjunto de baterias. Se o objectivo for apenas o de compensar distorções na forma de onda, e até mesmo pequenos afundamentos, bastará utilizar um condensador no lado CC.

4.2 Topologias para o Inversor do Filtro Activo Série

As topologias possíveis para o inversor de um Filtro Activo Série são equivalentes às utilizadas num Filtro Activo Paralelo, e a escolha de uma topologia em particular depende uma vez mais dos problemas que este vai compensar. A topologia mais comum, que pode ser observada na Fig. 4.2, é o inversor trifásico do tipo fonte de tensão, igual ao utilizado nos Filtros Activos Paralelos. No entanto, existe uma outra topologia que tem uma utilização bastante comum que consiste em aplicar três inversores monofásicos de ponte completa independentes, com lado CC comum. Esta solução, ilustrada na Fig. 4.3, torna o funcionamento do Filtro Activo Série possível no caso particular de apenas uma ou duas fases estarem em funcionamento (para compensar cargas monofásicas), desde que a teoria de controlo funcione correctamente nessa situação. Para além disso permite também compensar afundamentos monofásicos [103, 104].

A maior diferença dos inversores utilizados nos Filtros Activos Série relativamente aos dos Filtros Activos Paralelo, está na necessidade da inclusão de transformadores em série com a linha para que seja possível injectar tensões de compensação.

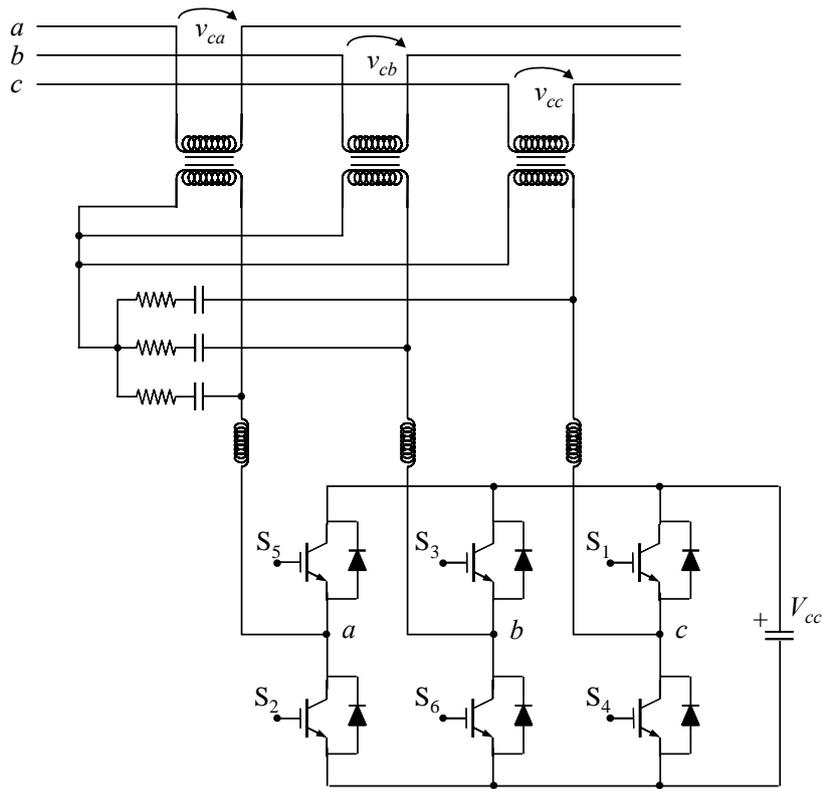


Fig. 4.2 – Inversor constituído por uma ponte trifásica e ligação à rede eléctrica.

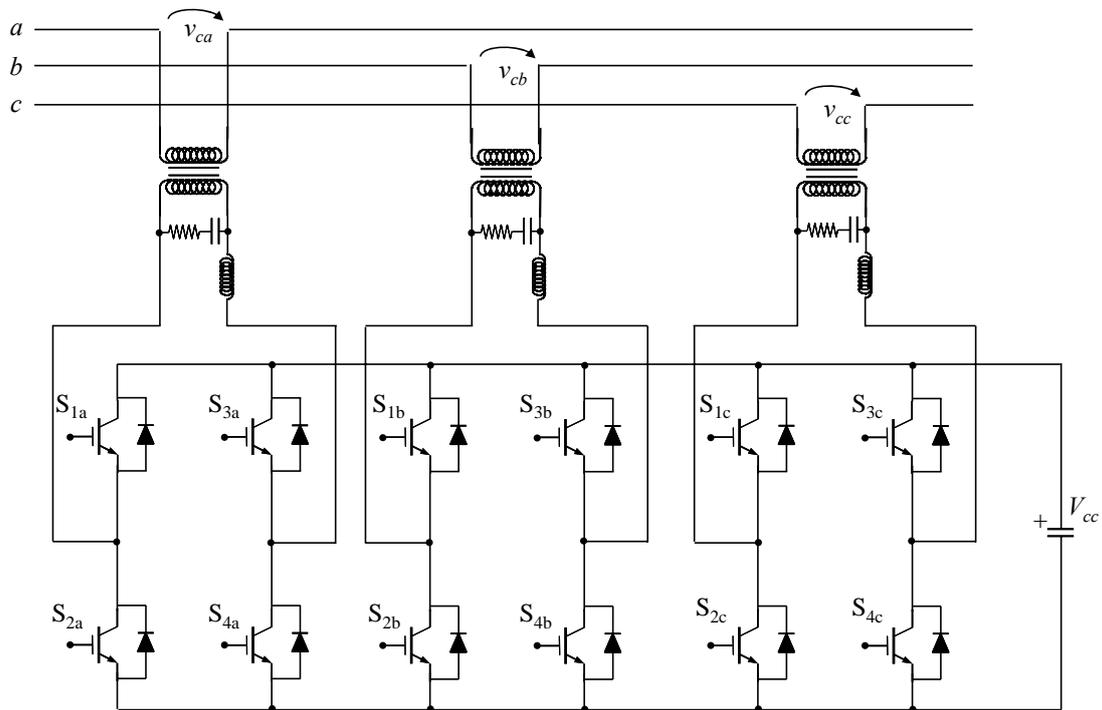


Fig. 4.3 – Inversor constituído por 3 pontes inversoras monofásicas e ligação à rede eléctrica.

Nos casos de simulação que vão ser apresentados será utilizada a técnica de comutação *Periodic Sampling* devido à sua simplicidade. A nível de filtragem do ruído devido às comutações dos interruptores semicondutores, podem-se sintonizar os filtros

passivos RC em frequências mais baixas do que no caso do Filtro Activo Paralelo, pois os principais problemas a nível de harmónicos são a frequências baixas (normalmente harmónicos de 5^a e 7^a ordem) sendo possível sintonizar os filtros passivos na saída do inversor para frequências mais baixas sem interferir com as características de compensação do Filtro Activo Série.

Deve-se destacar que está previsto dotar o inversor de um sistema de protecção e supervisão, necessário porque se houver uma falha no filtro activo, a carga poderá deixar de ser alimentada, o que não é aceitável. Por outro lado certos problemas na rede eléctrica poderão danificar componentes do Filtro Activo Série, sendo necessário projectar um circuito que permita proteger o filtro activo e a carga [105].

4.3 Teorias de Controlo para o Filtro Activo Série

Tal como no Filtro Activo Paralelo, existe uma panóplia de teorias de controlo em literatura, que podem ser aplicadas ao sistema de controlo de um Filtro Activo Série, como por exemplo as teorias apresentadas em [106 – 108]. De seguida serão apresentadas duas teorias que são aplicadas neste tipo de filtro activo.

4.3.1 - Filtro Banda Adaptativo

O Filtro Banda Adaptativo (FBA) funciona como um detector de sequência positiva à frequência fundamental, que determina os três parâmetros (fase, frequência e amplitude) desta componente de sinais de um sistema trifásico, em tempo real, quer sejam de corrente ou tensão.

O FBA recorre à transformada de Clarke, tal como a Teoria p-q, para converter as tensões medidas no sistema trifásico *a-b-c* para o referencial *α-β*. Com esta transformação obtém-se uma simplificação dos cálculos realizados, uma vez que se passa a operar com apenas duas variáveis em vez das três presentes no sistema original. Assim sendo:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Para se obter os resultados finais emprega-se a transformada inversa de *Clarke*:

$$\begin{bmatrix} y_a \\ y_b \\ y_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

A Fig. 4.4 apresenta o diagrama de blocos do Filtro Banda Adaptativo proposto por *Esteve* no seu trabalho de doutoramento [109], que embora tenha sido aplicado no controlador de um Filtro Activo Paralelo, pode também ser aplicado em Filtro Activos Série [110]. Esta representação tem os seguintes parâmetros:

- K – ganho proporcional do Filtro Banda Adaptativo;
- K_i – ganho aplicado ao cálculo da frequência central;
- ω - velocidade angular pretendida para as variáveis de saída no referencial α - β ;
- x_α e x_β – variáveis de entrada do FBA no referencial α - β ;
- y_α e y_β – variáveis de saída do FBA no referencial α - β .

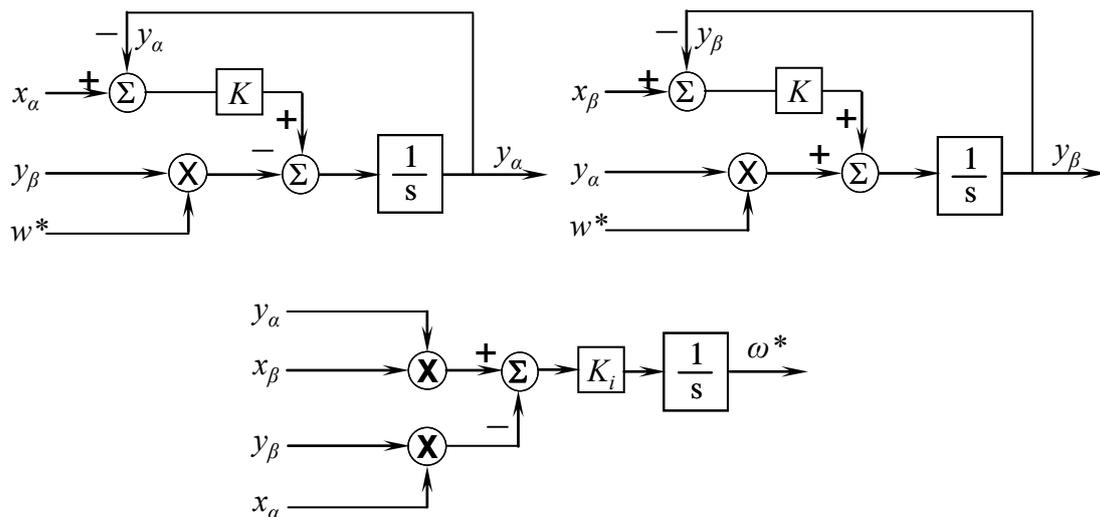


Fig. 4.4 – Diagrama de blocos do Filtro Banda Adaptativo.

Sendo X um vector genérico (sinais de entrada do Filtro Banda Adaptativo), de amplitude A e velocidade angular ω , cujas coordenadas ortogonais são (x_α, x_β) , dadas por:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = A \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot t) \\ \sin(\omega \cdot t) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Então a variação temporal de X é dada por:

$$\frac{dX}{dt} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \omega \cdot \begin{bmatrix} -x_\beta \\ x_\alpha \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Graças à expressão (4.4) é possível determinar a derivada dos valores de saída do FBA (y_α' e y_β'), sendo obtida a partir da equação geral (4.4), com a introdução da realimentação das variáveis de saída nas coordenadas α - β (y_α e y_β), o que garante a controlabilidade do filtro.

$$\begin{bmatrix} y_\alpha' \\ y_\beta' \end{bmatrix} = K \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha - y_\alpha \\ x_\beta - y_\beta \end{bmatrix} + \omega \cdot \begin{bmatrix} -y_\beta \\ y_\alpha \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

As variáveis de saída do FBA, dadas em (4.5), são calculadas pela integral do sistema de equações (4.5).

$$\begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} = \int \begin{bmatrix} y_\alpha' \\ y_\beta' \end{bmatrix} \cdot dt \quad (4.6)$$

Pode-se concluir que, se o sinal de entrada apresentar um determinado conteúdo harmónico e/ou desequilíbrio, os vectores das variáveis de entrada (x_α, x_β) e das variáveis de saída (y_α, y_β) do FBA serão diferentes, provocando um erro, e , dado por:

$$e = K \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha - y_\alpha \\ x_\beta - y_\beta \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Adicionalmente, através da análise do sistema de equações (4.5) conclui-se que, para o caso particular em que os vectores constituídos pelas variáveis de entrada e saída do FBA sejam iguais, tal significa que as correntes do sistema não apresentam distorção harmónica ou desequilíbrio, sendo compostas apenas pela componente de sequência positiva à frequência fundamental, conforme é mostrado em (4.8).

$$\begin{bmatrix} y_\alpha' \\ y_\beta' \end{bmatrix} = \omega \cdot \begin{bmatrix} -y_\beta \\ y_\alpha \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} = \int \left(\omega \cdot \begin{bmatrix} -y_\beta \\ y_\alpha \end{bmatrix} \right) \cdot dt = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Num sistema eléctrico real a frequência não se mantém sempre constante em 50,0 Hz, portanto se ω é definido como um valor constante, o desempenho do Filtro Banda Adaptativo pode ser seriamente comprometido pelas variações da frequência da rede. Assim sendo, é necessário determinar a frequência fundamental dos sinais de entrada. Isso pode ser feito utilizando um controlador integral através da seguinte expressão:

$$\omega^* = \int [(y_\alpha \cdot x_\beta - y_\beta \cdot x_\alpha) \cdot K_i] \cdot dt \quad (4.9)$$

Em que K_i define o tempo de resposta do filtro adaptativo e ω^* é o valor

estimado da velocidade angular da fundamental do sinal de entrada. Se K_i apresentar um valor reduzido a resposta do FBA será mais lenta, mas o comportamento em regime permanente será melhor.

A nível dos testes que serão efectuados a variáveis de entrada serão substituídas pelos sinais de tensão da fonte v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} , e os sinais de saída do FBA serão v_{ca}^* , v_{cb}^* e v_{cc}^* .

4.3.2 - PLL

O controlador PLL (*Phase Locked Loop*) aqui demonstrado é utilizado para detectar a componente de sequência positiva à frequência fundamental de sinais distorcidos [111], tal como o FBA apresentado anteriormente. Este controlador desenvolvido por *Aredes et al.* [112] é baseado nos conceitos de *Fryze* de potência não activa e potência activa no domínio dos tempos [113].

Nas definições de *Fryze* a corrente é dividida em duas parcelas: a corrente activa corresponde à parcela que realiza trabalho, e a corrente não-activa (reactiva) corresponde à parcela que não produz potência activa, mas que provoca o aumento da amplitude da corrente total e conseqüente aumento das perdas nos condutores. Assim, genericamente, uma corrente i_k é composta por uma componente activa, i_{pk} , e por uma componente reactiva, i_{qk} :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{pa} \\ i_{pb} \\ i_{pc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{qa} \\ i_{qb} \\ i_{qc} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

As correntes activas e não-activas podem ser formuladas em função da potência e das tensões do sistema [114]. Para determinar as correntes activas é utilizada uma função objectivo cujo propósito é minimizar as correntes, tendo em mente que as correntes não-activas não produzem qualquer componente activa, ou seja que entre em consideração que quando se calcula a potência activa, então:

$$v_a \cdot i_{qa} + v_b \cdot i_{qb} + v_c \cdot i_{qc} = 0 \quad (4.11)$$

Utilizando o método dos multiplicadores de Lagrange é possível determinar as correntes activas em função da potência activa e das tensões do sistema eléctrico:

$$\begin{bmatrix} i_{pa} \\ i_{pb} \\ i_{pc} \end{bmatrix} = \frac{P_{3\phi}}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

(4.12)

Por outro lado, e de forma dual, as correntes activas também não podem gerar qualquer componente reactiva, e portanto quando se calcula a potência reactiva:

$$v_{bc} \cdot i_{pa} + v_{ca} \cdot i_{pb} + v_{ab} \cdot i_{pc} = 0 \quad (4.13)$$

Com estas restrições é possível determinar a componente reactiva das correntes através dos mesmos métodos aplicados na determinação das correntes activas. Assim sendo as correntes não-activas, em função da potência reactiva e das tensões, tomarão a seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} i_{qa} \\ i_{qb} \\ i_{qc} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3} \cdot q}{v_{ab}^2 + v_{bc}^2 + v_{ca}^2} \begin{bmatrix} v_{bc} \\ v_{ca} \\ v_{ab} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Analisando as duas expressões e tendo em conta as definições de potência activa e reactiva instantâneas, pode-se escrever:

$$P_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_a i_{pa} + v_b i_{pb} + v_c i_{pc} \quad (4.15)$$

$$q = (v_{bc} i_a + v_{ca} i_b + v_{ab} i_c) / \sqrt{3} = (v_{bc} i_{qa} + v_{ca} i_{qb} + v_{ab} i_{qc}) / \sqrt{3} \quad (4.16)$$

Deve-se destacar que a potência activa inclui a potência de sequência zero pelo neste momento esta teoria não é capaz de trabalhar em sistemas trifásicos a 4 fios porque não é possível isolar esta componente das tensões e das correntes.

A Fig. 4.5 ilustra o diagrama de blocos do controlador PLL que consegue determinar, em tempo real, a frequência e o ângulo fasorial da componente de sequência positiva à frequência fundamental, mas cuja amplitude é unitária e sem qualquer relação com os sinais de entrada. O algoritmo é baseado na seguinte expressão retirada de (4.15):

$$P_{3\phi} = v_{sa} \cdot i_a + v_{sb} \cdot i_b + v_{sc} \cdot i_c = v_{ab} \cdot i_a + v_{cb} \cdot i_c \quad (4.17)$$

Considerando sempre que $i_a + i_b + i_c = 0$.

Os sinais $i_a(\omega t)$ e $i_c(\omega t)$ (correntes fictícias) são gerados pela PLL utilizando o integral de ω em ordem ao tempo, e têm uma amplitude unitária. O sinal $i_c(\omega t)$ está

120° adiantado relativamente a $i_a(\omega t)$, ou seja, estes sinais representam uma realimentação da componente de sequência positiva com uma velocidade angular ω .

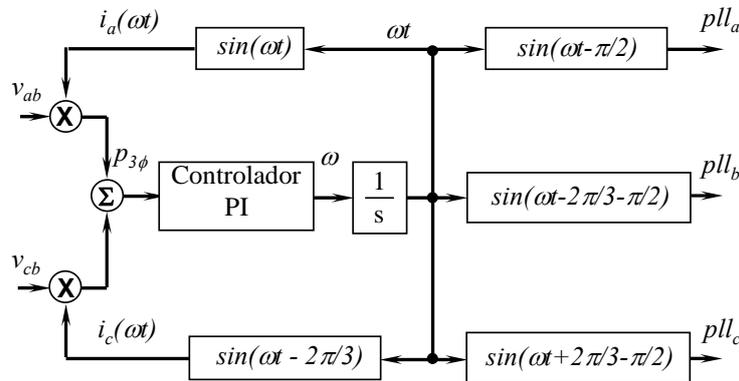


Fig. 4.5 – Diagrama de blocos do controlador PLL.

O controlador torna-se estável apenas se a entrada do controlador PI, $p_{3\phi}$, tiver um valor médio nulo ($\bar{p}_{3\phi} = 0$), e se as componentes oscilatórias ($\tilde{p}_{3\phi}$) tiverem sido minimizadas.

Se o controlador conseguir atingir um ponto estável, então a saída, ω , do controlador PI, corresponde à velocidade angular da fundamental do sinal de entrada e o sinal de realimentação, $i_a(\omega t)$, torna-se ortogonal à componente de sequência positiva à frequência fundamental de v_{as} . No entanto, é necessário ter em conta que existem dois pontos em que o sinal $i_a(\omega t)$ é ortogonal relativamente a esta componente de v_{as} que ocorrem quando o desfasamento, ϕ , é de 90° e -90° . Se $i_a(\omega t)$ estiver atrasado o controlador não está num ponto estável de operação e uma eventual perturbação irá fazer com que o fasor de tensão (\dot{V}_{+1}) rode mais depressa do que o fasor constituído a partir dos sinais de realimentação $i_a(\omega t)$ e $i_c(\omega t)$, o que fará com que o desfasamento existente entre v_{as} e $i_a(\omega t)$, dado por ϕ , seja superior a -90° . Isto fará com que o valor médio da potência trifásica se torne menor do que 0, e consequentemente irá fazer com que ω diminua, o que por sua vez irá aumentar ainda mais o desfasamento entre v_{as} e $i_a(\omega t)$. Desta forma, conclui-se que este é, na verdade, um ponto de operação instável. Para a mesma perturbação, mas para o ponto de operação em que $i_a(\omega t)$ está adiantado 90° relativamente à fundamental da sequência positiva de v_{as} , o ângulo de desfasamento irá tornar-se menor e a potência média terá sinal positivo. Isto fará com que o fasor constituído pelos sinais de realimentação rode menos depressa, mantendo o sistema ortogonal entre o fasor de realimentação gerado, \dot{I}_{+1} , e os valores medidos. Pode-se

portanto concluir que este controlador tem um único ponto estável de operação, que é quando o sinal de realimentação $i_a(\omega t)$ está 90° adiantado relativamente à componente de sequência positiva à frequência fundamental existente em v_{as} [112].

Desta forma pode-se utilizar o controlador PLL para produzir os sinais sinusoidais necessários. Se $i_a(\omega t) = \sin(\omega t)$ estiver 90° adiantado relativamente às tensões de sequência positiva à frequência fundamental, então o sinal $pll_a(\omega t) = \sin(\omega t - \omega/2)$ está em fase com \dot{V}_{+1} . Ou seja, os sinais de saída, pll_a , pll_b e pll_c , são sinusóides de amplitude unitária, à frequência fundamental do sistema eléctrico, e em fase com a componente de sequência positiva das tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} .

A nível do Filtro Activo Série existem duas possibilidades para a utilização do controlador PLL. Pode-se multiplicar as saídas unitárias pelo valor de pico das tensões nominais do sistema eléctrico (325 V no caso do sistema 230 V / 50 Hz) e o Filtro Activo Série irá compensar *sags*, *swells*, *flickers* e qualquer outro distúrbio que ocorra na componente fundamental da onda de tensão. O problema é que a dado ponto irá existir um fluxo de potência activa média de ou para o lado CC do inversor do filtro activo e portanto a utilização de apenas um condensador no lado CC não será viável, sendo necessário, por exemplo, um conjunto de baterias. Por outro lado, esta solução aumenta a quantidade de problemas de qualidade de energia que consegue resolver. A segunda possibilidade prende-se com a utilização do método dos multiplicadores de Lagrange [111] para determinar o valor de pico da tensão do sistema eléctrico. Se houver um afundamento nas 3 fases, ou mesmo só numa das fases a tensão na carga mantém-se equilibrada, no entanto, não chega ao valor de pico nominal das tensões do sistema. Caso se utilize este algoritmo o Filtro Activo Série não é capaz de compensar problema de *flicker*, no entanto, a vantagem é que o condensador no lado CC será suficiente para manter o filtro em operação. As suas entradas são as tensões na fonte, v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} , e os sinais de saída da PLL, pll_a , pll_b , e pll_c que podem, neste caso, ser vistos como três correntes fictícias i_{a1} , i_{b1} e i_{c1} . Em primeiro lugar é calculada uma resistência, R, fictícia utilizando o método dos multiplicadores de Lagrange, com base 4.12:

$$R = \frac{i_{a1} \cdot v_{sa} + i_{b1} \cdot v_{sb} + i_{c1} \cdot v_{sc}}{i_{a1}^2 + i_{b1}^2 + i_{c1}^2} \quad (4.18)$$

De seguida é necessário extrair apenas a componente média deste parâmetro, utilizando para isso um filtro *Butterworth* ou uma janela deslizante (igual à utilizada

para determinar a componente média da potência real instantânea na Teoria p-q). Este sinal, apresentado na Fig. 4.6 como R_{bar} , contém a amplitude da componente de sequência positiva à frequência fundamental da tensão. Obtendo-se este valor, basta efectuar a multiplicação directa entre o parâmetro R_{bar} e o sinais de saída da PLL, pll_a , pll_b , e pll_c . Destas multiplicações resultam sinais que correspondem às componentes de sequência positiva à frequência fundamental das tensões da carga, v_{aseq} , v_{bseq} e v_{cseq} .

$$\begin{cases} v_{a1} = R_{bar} \cdot pll_a \\ v_{b1} = R_{bar} \cdot pll_b \\ v_{c1} = R_{bar} \cdot pll_c \end{cases} \quad (4.19)$$

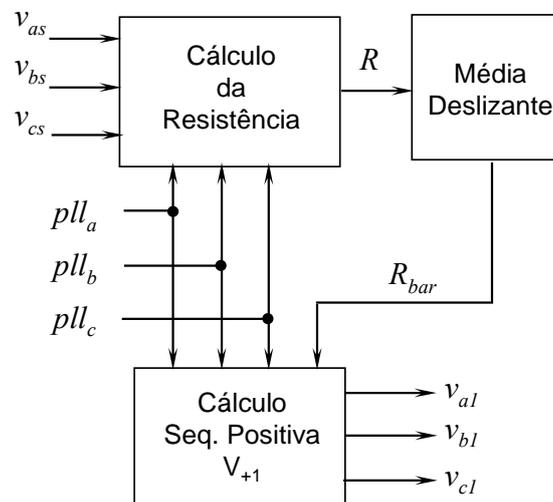


Fig. 4.6 – Método dos multiplicadores de Lagrange.

Para otimizar o funcionamento do controlador PLL é também necessário atenuar o sinal de entrada uma vez que este controlador é feito para trabalhar com amplitude unitária, apesar de funcionar correctamente mesmo que isso não aconteça (desde que a amplitude do sinal não se afaste excessivamente do valor unitário). Assim optou-se por dividir todos os sinais de entrada por 50 nas simulações. No final dos cálculos os sinais voltam a ser multiplicados por 50.

4.3.3 - Comparação entre os Detectores de Sequência Positiva Utilizados

De seguida são apresentados alguns resultados de simulações, apenas das teorias apresentadas (FBA e PLL). Para estabelecer uma referência são também apresentadas as formas de onda da sequência positiva à frequência fundamental de cada sinal inserido para testar o desempenho de cada controlador. De destacar que os sinais apresentados não são formas de onda de tensão (ambos os controladores são genéricos e funcionam com tensões ou correntes), uma vez que estas não apresentam normalmente conteúdos harmónicos elevados, por isso optou-se por utilizar sinais de corrente com componente fundamental de 50 Hz e com conteúdo harmónico e desequilíbrios elevados [115].

Foram definidos diversos parâmetros para determinar o desempenho dos controladores em regime transitório e em regime permanente. Assim foi medido o tempo de estabilização (t_r), o erro de amplitude em regime permanente (A_e), o erro de fase (Ph_e), o desequilíbrio (U), e também a distorção harmónica (THD).

Os primeiros sinais a serem testados são equilibrados e apresentam um conteúdo harmónico de 55 %. A Fig. 4.7 ilustra esses sinais, assim como as componentes de sequência positiva à frequência fundamental e também as saídas dos controladores.

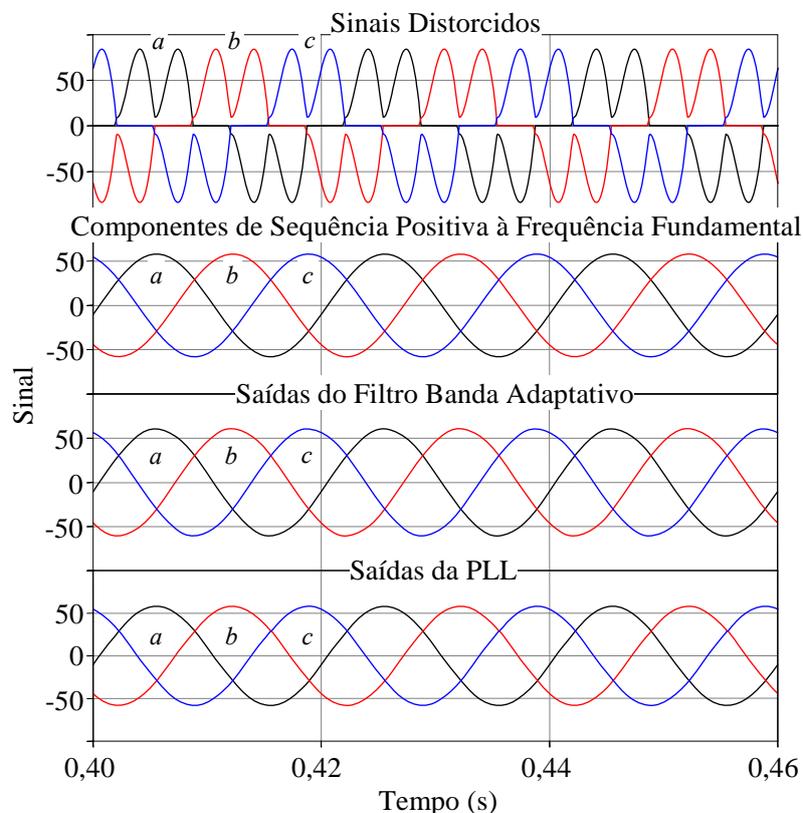


Fig. 4.7 – Saídas do FBA e do controlador PLL com entradas distorcidas e equilibradas.

A segunda simulação consistiu em acrescentar um desequilíbrio relativamente acentuado de 22 %. A Fig. 4.8 ilustra o comportamento dos detectores em regime permanente nesta situação de operação.

Também foi efectuada uma terceira simulação em que os sinais de entrada não apresentavam conteúdo harmónico, mas tinham um desequilíbrio mais acentuado, de 32 %. Para além disso o desfasamento entre as fases *b* e *c* é de 180°. Os sinais, assim como as saídas dos controladores estão patentes na Fig. 4.9.

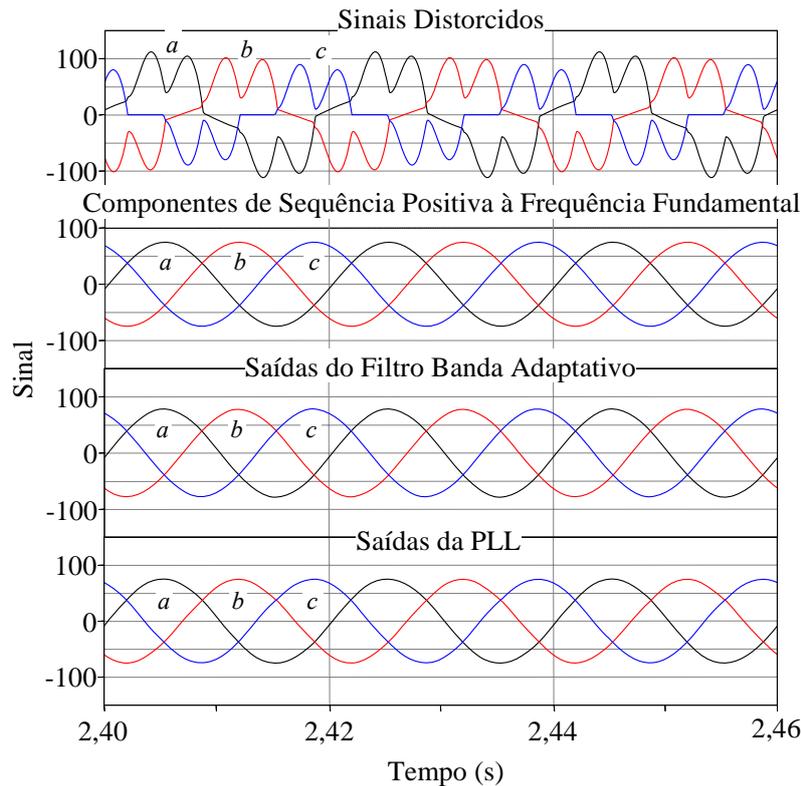


Fig. 4.8 – Saídas do FBA e do controlador PLL com entradas distorcidas e desequilibradas.

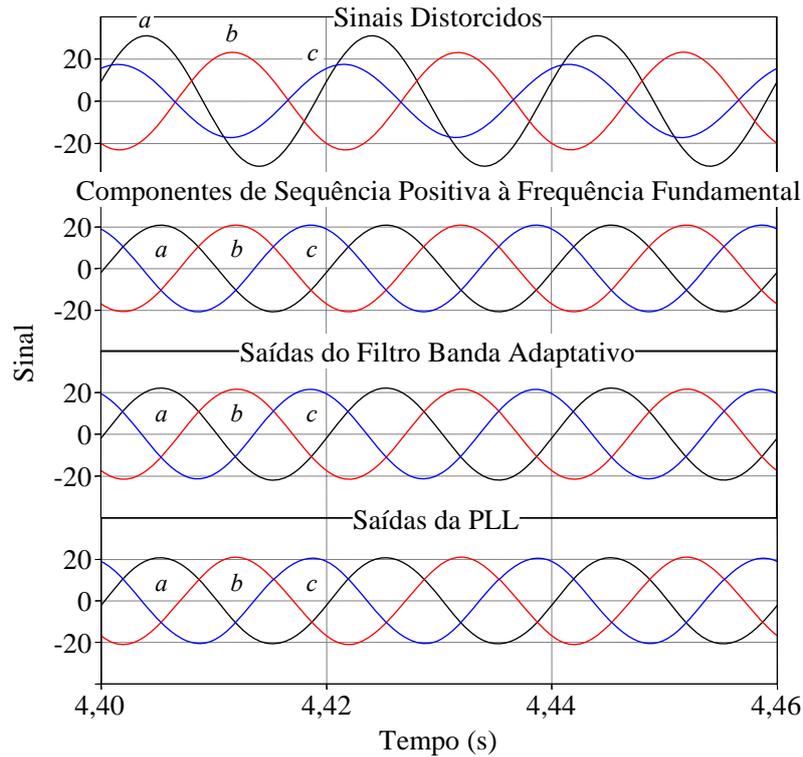


Fig. 4.9 – Saídas do FBA e do controlador PLL com entradas sinusoidais e desequilibradas.

A Tab. 4.1 resume os resultados obtidos com ambos os detectores de sequência positiva, nos 3 ensaios realizados.

Tab. 4.1 – Desempenho dos detectores de sequência positiva utilizados.

	Simulação 1 (só distorção)		Simulação 2 (distorção e desequilíbrio)		Simulação 3 (só desequilíbrio)	
	FBA	PLL	FBA	PLL	FBA	PLL
t_r (ms)	120 [†]	110 [†]	65 [†]	22 [†]	190 [†]	36 [†]
A_e (%)	4,0	0,1	4,1	0,8	4,2	0,7
Ph_e (deg)	0,3	0,8	0,7	1,8	0,7	0,7
U (%)	0,1	0,1	0,4	1,3	1,3	1,1
THD (%)	0,7	0,8	0,6	1,3	0,01	1,3
† Valores aproximados						

Através dos ensaios efectuados, e considerando que o controlador PLL, apesar de apresentar um desempenho um pouco pior a nível de desequilíbrio, THD e erro de fase, este não é significativo, quando comparado com a diferença de desempenho a nível do tempo de estabilização e do erro de amplitude, onde o FBA apresenta um desempenho bastante pior. Isto apesar do erro de amplitude do Filtro Banda Adaptativo

se manter sempre na ordem dos 4 %, independentemente da amplitude e forma de onda, o que significa que pode ser corrigido com facilidade. O maior problema é o grande tempo de estabilização deste detector de sequência positiva, no entanto deve-se ressaltar que este problema ocorre apenas a nível de amplitude, uma vez que a forma de onda dos sinais de saída torna-se rapidamente sinusoidal e com o ângulo de fase correcto. Assim sendo nas simulações do Filtro Activo Série será utilizada o controlador PLL.

Estes detectores de sequência positiva também poderiam ser utilizados em Filtros Activos Paralelos, porém a nível de implementação apresentam problemas que não existem com a Teoria p-q, uma vez que estes dois controladores possuem um bloco PI que tem que ser digitalizado utilizando a aproximação bilinear para que os resultados sejam satisfatórios [115], o que obrigaria a uma afinação que teria de ser bastante cuidadosa para que o desempenho fosse aceitável em qualquer situação de funcionamento. Por último, não é possível seleccionar a compensação de apenas alguns parâmetros (entre o factor de potência, os harmónicos e o desequilíbrio). Já no Filtro Activo Série, as vantagens são muitas, uma vez que embora a utilização da Teoria p-q fosse teoricamente possível, esta é impraticável pois seria necessário que as correntes fossem praticamente sinusoidais e equilibradas, para que fosse possível determinar as tensões de compensação, uma vez que este controlador é o dual do Filtro Activo Paralelo.

4.4 Controlo da Tensão no Lado CC do Filtro Activo Série

Para controlar a tensão do lado CC no Filtro Activo Série foi utilizado um controlador PI cujo objectivo é anular o erro entre a tensão medida no lado CC do inversor do filtro activo e a tensão de referência.

$$erro = (V_{cc} - V_{ref}) \cdot \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (4.20)$$

O sinal de erro é depois multiplicado pelas saídas do controlador PLL igualmente pelas 3 fases para retirar de forma equilibrada e sinusoidal a energia necessária para manter tensão do condensador do lado CC constante. A figura seguinte mostra o controlador implementado

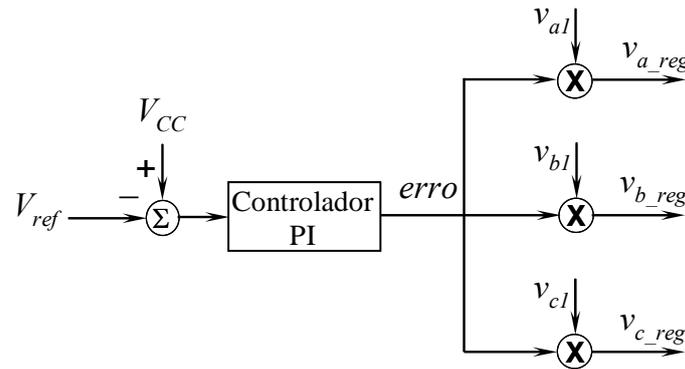


Fig. 4.10 – Diagrama de blocos para controlar a tensão do lado CC do inversor do Filtro Activo Série.

Por fim, as variáveis v_{a_reg} , v_{b_reg} e v_{c_reg} são adicionadas às saídas do controlador PLL para formarem as tensões de referência a serem produzidas pelo inversor Filtro Activo Série.

$$v_{ca}^* = v_{a1} - v_{sa} + v_{a_reg} \quad (4.21)$$

$$v_{cb}^* = v_{b1} - v_{sb} + v_{b_reg} \quad (4.22)$$

$$v_{cc}^* = v_{c1} - v_{sc} + v_{c_reg} \quad (4.23)$$

4.5 Simulações do Filtro Activo Série

O modelo de simulação recorre nesta fase ao controlador analógico da PLL, para validar o detecto de sequência positiva no modelo completo de simulação, com o *hardware* do inversor. O objectivo destas simulações é apenas caracterizar o comportamento do Filtro Activo Série e não testá-lo sob condições limite de funcionamento. A nível do modelo utilizado nas simulações são aplicados os mesmos princípios definidos no Capítulo 3, de forma a tentar aproximá-lo da realidade, ou seja, são utilizadas impedâncias na linha e semicondutores não ideais, sendo também aplicados alguns atrasos nos cálculos efectuados no controlador. Apenas a nível do

transformador que faz a interface entre o Filtro Activo Série e a rede eléctrica não é efectuado um estudo a nível da potência mínima necessária ao bom funcionamento do filtro activo nesta situação de operação. Assim foram usados transformadores de 12 kVA cujo modelo inclui as reactâncias de magnetização e de dispersão.

A carga a ser aplicada neste cenário de simulação está patente na figura seguinte:

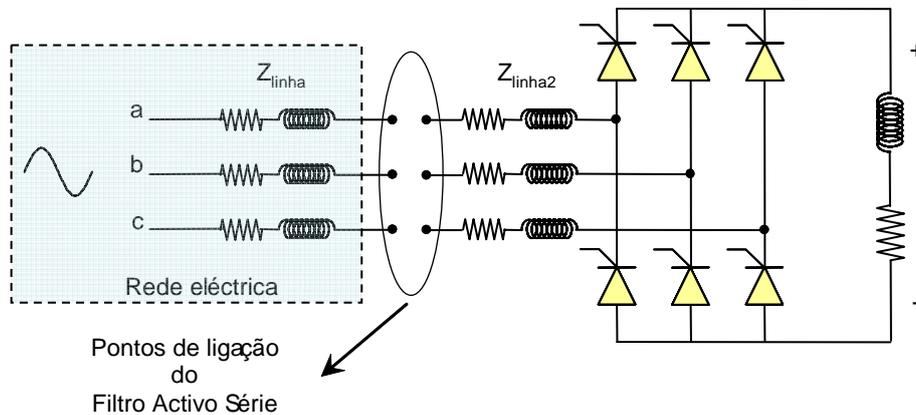


Fig. 4.11 – Ponte rectificadora tiristorizada com carga RL no seu lado CC.

A ponte rectificadora totalmente comandada apresenta um ângulo de disparo de 30° durante a simulação. Para além da impedância da linha, que por causa das correntes absorvidas pela carga, provoca um aumento do THD das tensões do sistema, foram também inseridos os seguintes harmónicos nas tensões:

Tab. 4.2 – Características das tensões aos terminais da carga.

	Fase <i>a</i>		Fase <i>b</i>		Fase <i>c</i>	
	250	350	250	350	250	350
Frequência (Hz)	250	350	250	350	250	350
Amplitude (V)	24,7	12,7	24,7	12,7	24,7	12,7
Fase inicial ($^\circ$)	0°	0°	-120°	-120°	120°	120°

Deve-se destacar que, como o harmónico de 5^a ordem é de sequência negativa, a ângulo de fase inicial de -120° e 120° para as fases *b* e *c*, respectivamente fará com que as formas de onda na carga sejam as apresentadas na Fig. 4.13. Neste caso a distorção harmónica é de 10,4 % na fase *a*, 12,4 % na fase *b* e de 16,2 % na fase *c*. O conteúdo harmónico não é equilibrado, como se pode observar no espectro harmónico, e devido aos micro-cortes causados pela carga não-linear, existem outros harmónicos no sistema, que farão com que o espectro harmónico seja diferente do introduzido na tabela anterior. A Fig. 4.12 mostra a forma de onda de corrente no sistema.

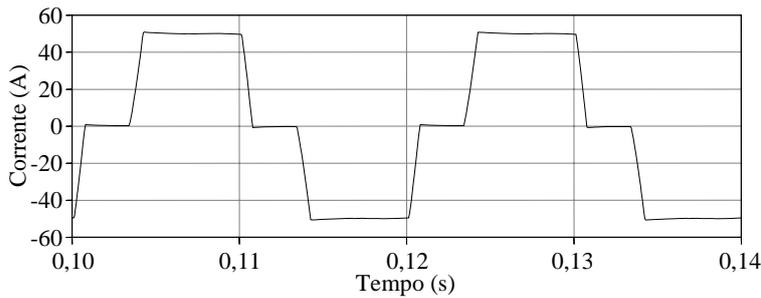
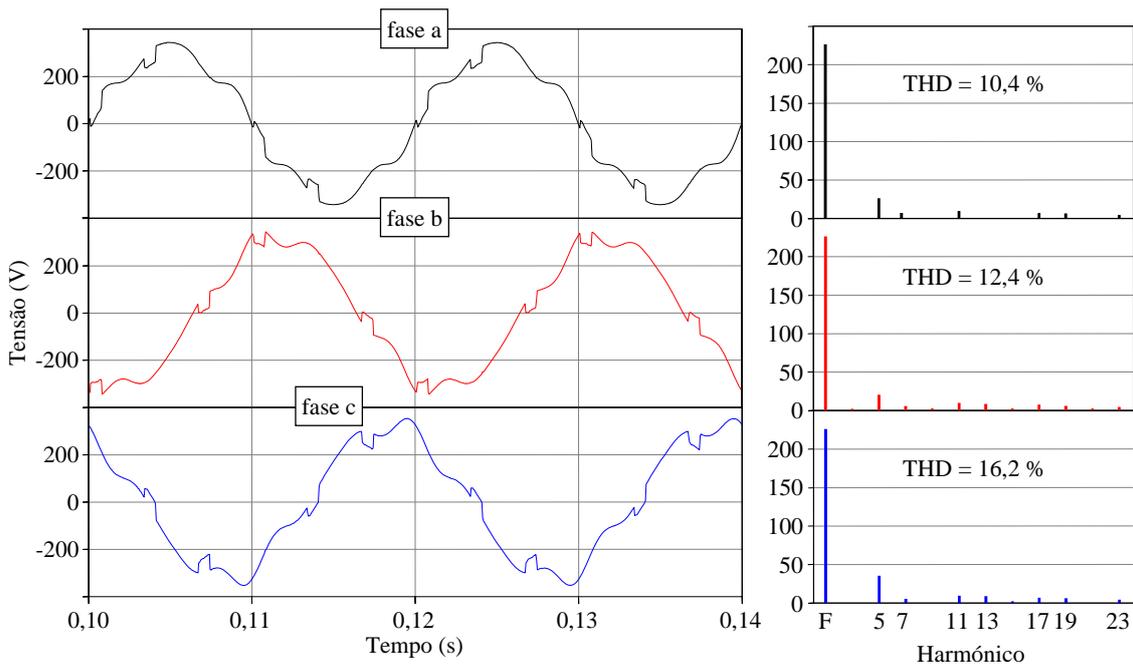
Fig. 4.12 – Corrente do sistema na fase *a*.

Fig. 4.13 – Tensões na carga e respectivo espectro harmónico antes do filtro activo ser ligado.

Uma vez ligado o Filtro Activo Série, a tensão no lado da carga passa a ter um conteúdo harmónico bastante inferior com o THD a baixar para 4,0 % na fase *a*, 2,8 % na fase *b* e 3,5 % na fase *c*. Como se pode observar pela Fig. 4.14, apenas os micro-cortes não foram totalmente compensados, uma vez que são distorções que fazem a tensão variar bruscamente. Não foi inserido no controlador do Filtro Activo Série um módulo de compensação de atrasos, o que também contribui para essa falha de compensação nas tensões.

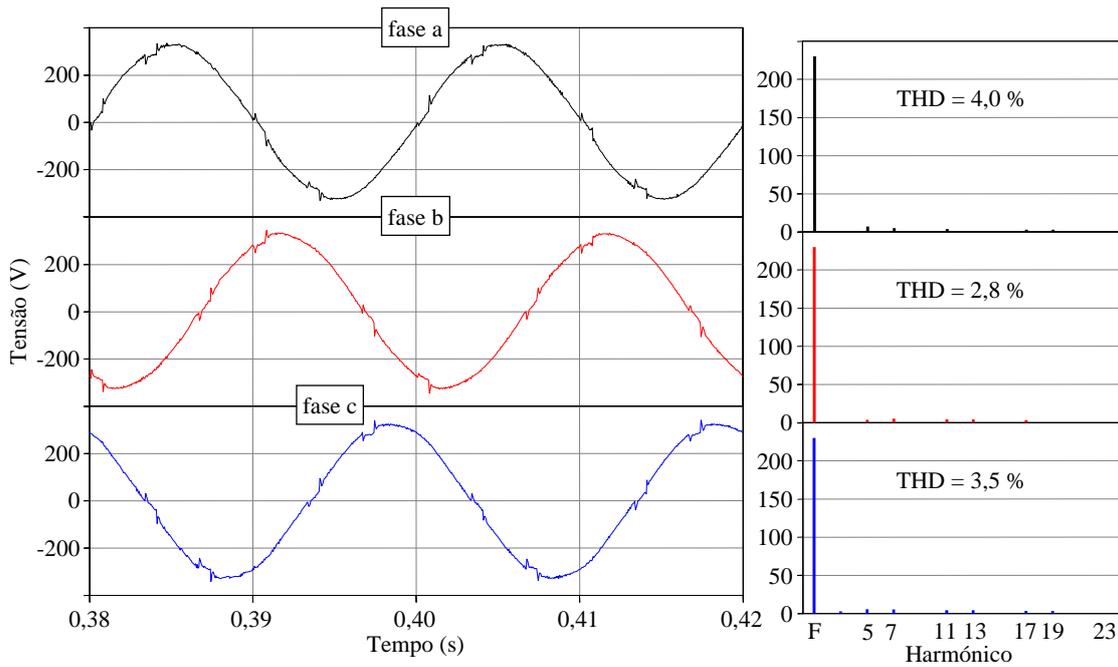


Fig. 4.14 – Tensões na carga e respectivo espectro harmónico com filtro activo em regime permanente.

Quanto às tensões que estão aos terminais dos enrolamentos dos transformadores que fazem a interface do filtro activo com a rede eléctrica, pode-se observar na Fig. 4.15, que estas seguem com bastante precisão as tensões de referência geradas pelo controlador (linhas a tracejado).

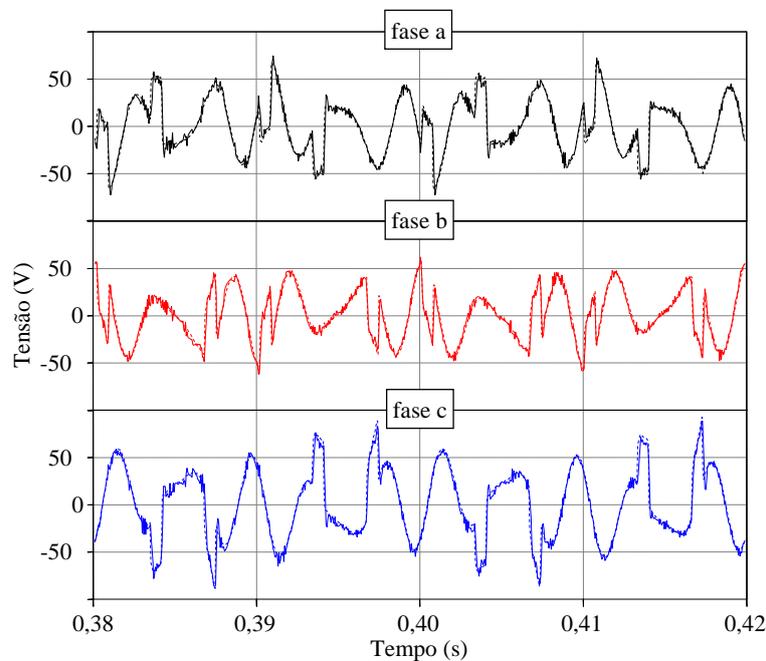


Fig. 4.15 – Tensões aos terminais dos transformadores do filtro activo e respectivas referências.

Para além do caso apresentado foi também simulado um outro caso, em que foi aplicada a mesma carga, num sistema eléctrico semelhante ao anterior, mas com

diferenças a nível dos problemas das formas de onda das tensões na carga: a tensão na fase *a* a nível da componente fundamental é de apenas 200 V, e nas fases *b* e *c* os valores da componente fundamental são de 220 V, o que provoca um desequilíbrio, como se pode observar na figura seguinte, e o THD das tensões situa-se em 9,3 % na fase *a* e 8,5 % nas fases *b* e *c*. Este ensaio servirá para demonstrar a capacidade do filtro activo de compensar afundamentos nas três fases e também desequilíbrios a nível da frequência fundamental.

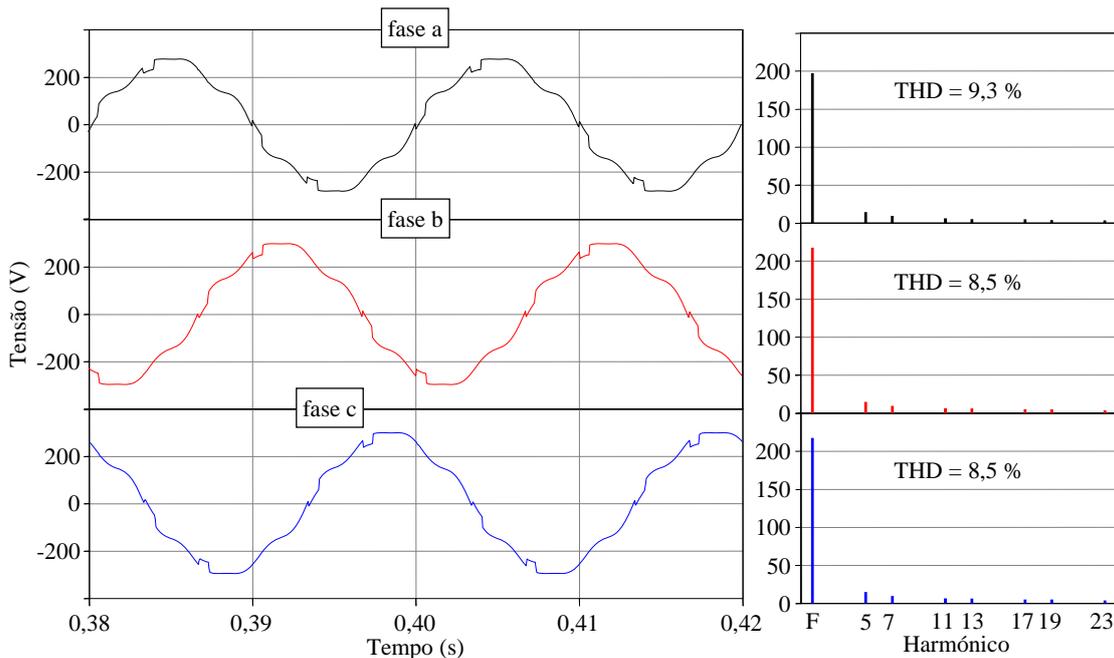


Fig. 4.16 – Tensões na carga e respectivo espectro harmónico antes do filtro activo ser ligado.

Neste caso Filtro Activo Série não consegue equilibrar as tensões do sistema eléctrico, apesar do controlador calcular as referências correctas. Apesar disso o filtro é capaz de fazer com que o THD das tensões na carga baixe nas três fases para valores inferiores a 5 %.

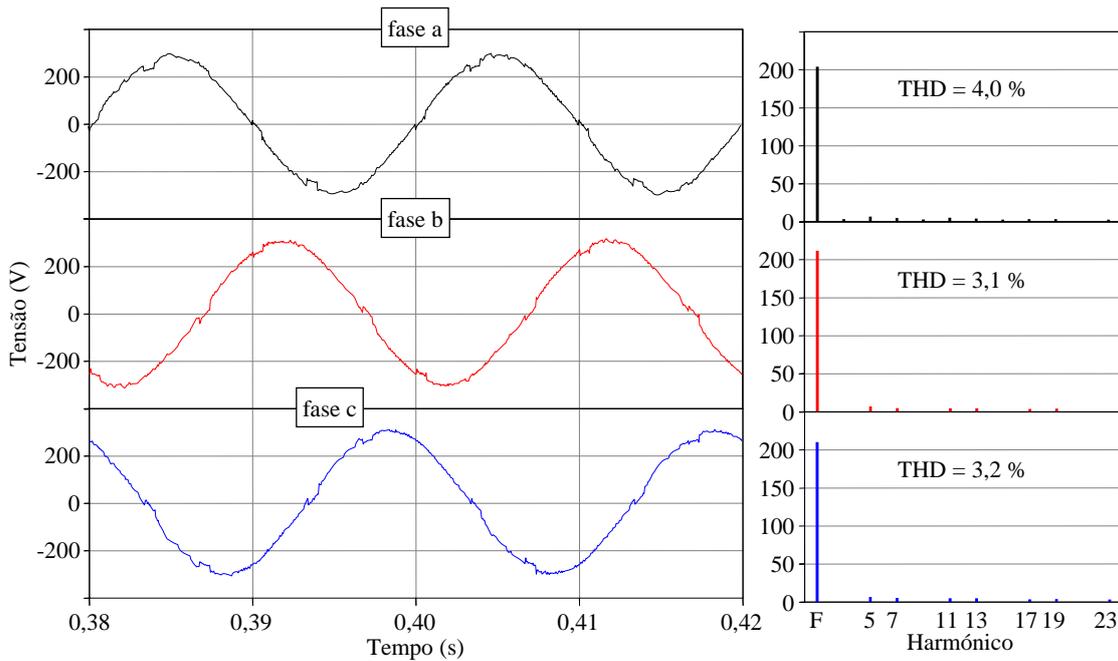


Fig. 4.17 – Tensões na carga e respectivo espectro harmónico com filtro activo em regime permanente.

Para que o Filtro Activo Série consiga corrigir o problema a nível de desequilíbrio da fundamental será necessário mudar a topologia do inversor para 3 pontes monofásicas completas independentes (a Fig. 4.3 apresenta essa topologia). Esta modificação não obriga a qualquer alteração na teoria de controlo do filtro activo, e também não é necessário efectuar modificações a nível do lado CC do inversor do filtro activo ou dos filtros passivos de sinal.

Uma vez efectuada a modificação no inversor, pôde-se observar através do espectro harmónico na Fig. 4.18, que o Filtro Activo Série foi capaz de equilibrar as tensões em 210 V, para além de ter compensado os harmónicos. Uma vez que do lado CC existe apenas um condensador, que não permite a injeção de energia activa, não foi possível fazer com que as tensões do sistema eléctrico tivessem um valor eficaz de 230 V.

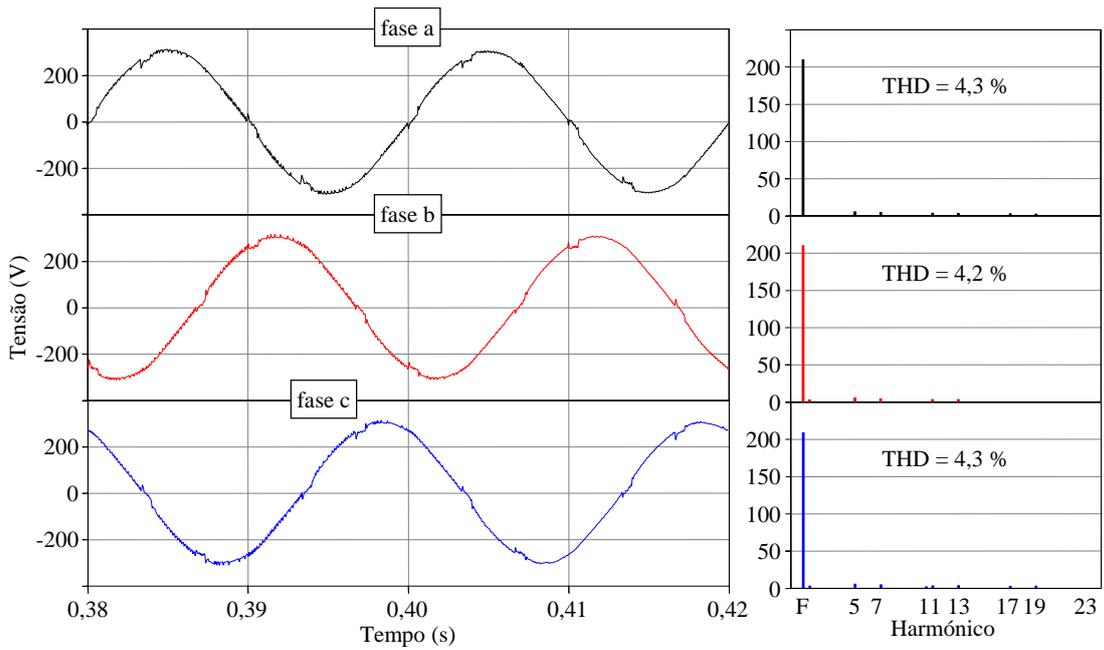


Fig. 4.18 – Tensões na carga e respectivo espectro harmónico com filtro activo em regime permanente.

Caso se utilize uma fonte de energia no lado CC do inversor, então o Filtro Activo Série é capaz de fazer com que as tensões na carga se tornem equilibradas em 230 V. A nível da teoria de controlo, torna-se desnecessário determinar o valor eficaz das tensões do sistema, uma vez que basta multiplicar as saídas da PLL pelo valor de pico das tensões fase-neutro do sistema eléctrico, ou seja, 325 V para se obter a referência apropriada. A Fig. 4.19 apresenta as formas de onda das tensões na carga compensadas pelo filtro activo.

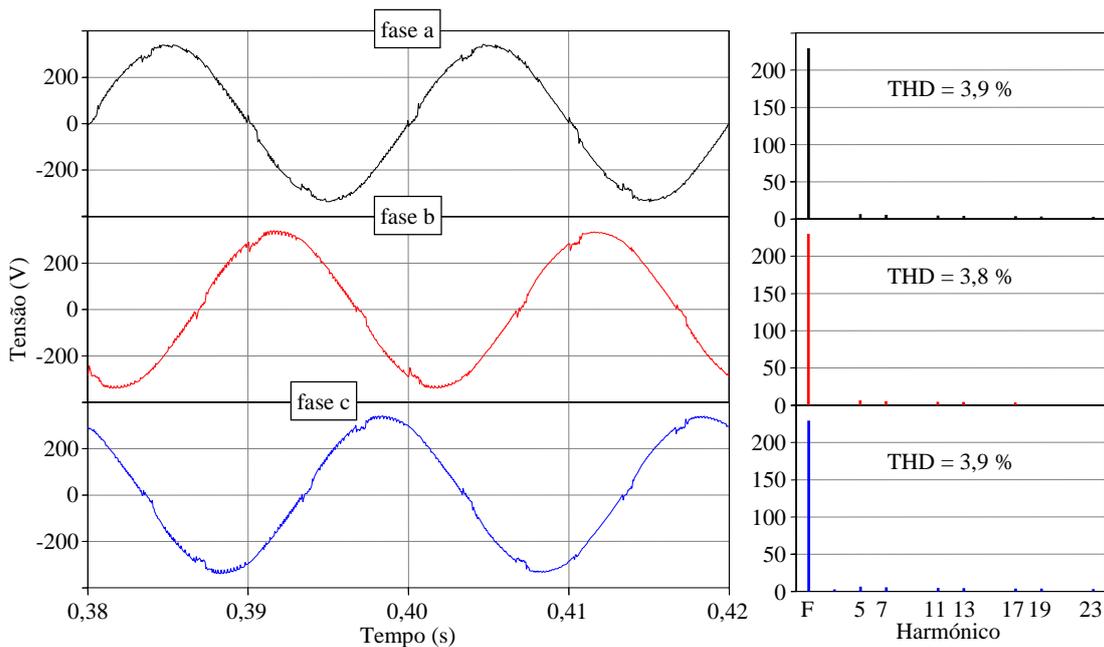


Fig. 4.19 – Compensação recorrendo a pontes monofásicas e a baterias no lado CC.

4.6 Filtro Activo Híbrido

O Filtro Activo Híbrido surgiu final dos anos 80 e foi apresentado como uma alternativa mais barata ao Filtro Activo Paralelo. Basicamente consiste em aproveitar o Filtro Activo Série, que até então tinha uma aplicação prática muito reduzida, e usá-lo como impedância activa de forma a impedir as ressonâncias existentes entre os filtros passivos e a impedância de linha do sistema [116, 117]. A Fig. 4.20 ilustra o diagrama de blocos simplificado deste equipamento.

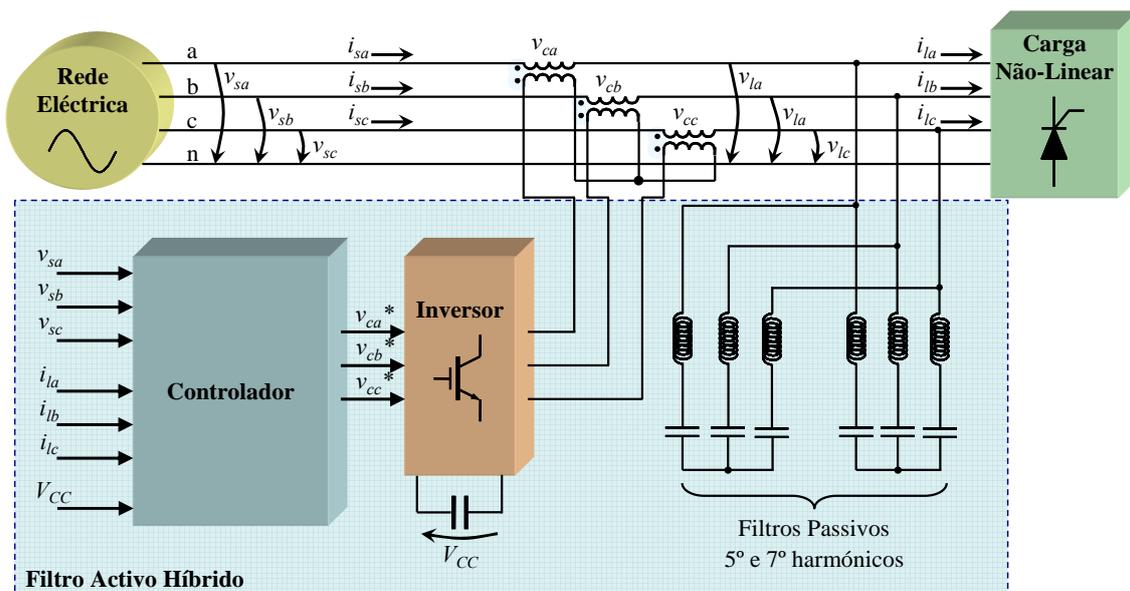


Fig. 4.20 – Diagrama de blocos simplificado do Filtro Activo Híbrido.

O Filtro Activo Híbrido é mais barato do que um Filtro Activo Paralelo de potência equivalente, porque os filtros passivos são muito baratos. Quanto ao Filtro Activo Série, uma vez que no caso apresentado por Peng este é utilizado apenas como impedância activa, não necessita de ter uma potência elevada correspondendo assim a um preço mais reduzido do Filtro Activo Híbrido [117]. Por outro lado, deve-se ter em consideração que o Filtro Activo Híbrido não partilha todas as características do Filtro Activo Paralelo: não pode ser adaptado a sistemas com neutro disponível para compensar desequilíbrios de corrente e a correcção o factor de potência não é dinâmica, com as teorias de controlo apresentadas. Com algumas alterações é possível utilizar o Filtro Activo Série para a função de corrigir o factor de potência, mas nesse caso a potência do condicionador tem que aumentar, assim como o seu preço [118]. Já a nível da compensação de harmónicos partilha as mesmas funcionalidades do Filtro Activo Paralelo, uma vez que apesar de usar apenas dois filtros passivos sintonizados para 5º e

7º harmónico, o facto de ter utilizar o Filtro Activo Série como impedância activa (sendo necessárias modificações na teoria de controlo, relativamente ao Filtro Activo Série apresentado no Item 4.1) faz com que a maior parte dos restantes harmónicos acabem por ser trocados entre os filtros passivos e a carga, e não entre a fonte e a carga, uma vez que os filtros passivos tornam-se num melhor caminho para as correntes harmónicas. O esquema da Fig. 4.21 ilustra qual deve ser o comportamento do filtro activo para a componente fundamental da corrente da fonte e para os restantes harmónicos.

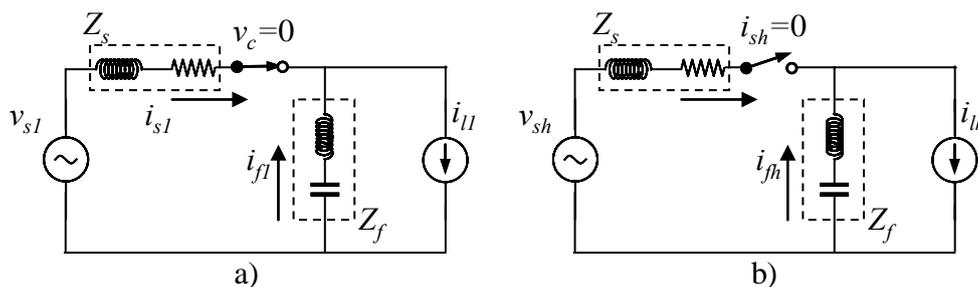


Fig. 4.21 – Esquema equivalente para uma fase de um sistema com filtro activo híbrido: (a) à frequência fundamental e (b) para as restantes frequências.

A nível da teoria de controlo, o objectivo consiste em fazer com que o Filtro Activo Série seja um curto-circuito para a componente fundamental da corrente, i_{s1} , mas que se comporte como uma impedância elevada para as restantes componentes das correntes, i_{sh} . Este algoritmo consiste em determinar as correntes harmónicas, através de uma qualquer teoria de controlo das apresentadas (PLL, FBA, etc) e de seguida, através de um factor de ganho, converter esses sinais em tensões a serem geradas pelo Filtro Activo Série:

$$v_{cx_i}^* = K \cdot i_{shx}$$

Em que v_{cx_i} é a tensão de referência para uma fase, sem considerar o controlo do lado CC do inversor (para simplificar), K é um ganho proporcional, também chamado neste caso factor de amortecimento, e i_{shx} é a corrente harmónica para uma das fases. Este controlador visa garantir a estabilidade do sistema, impedindo possíveis ressonâncias entre a impedância da linha e os filtros passivos, tal como no Item 3.12.4. Sem o factor de amortecimento qualquer perturbação no sistema poderá fazer com que este apresente oscilações que serão amplificadas, e que podem durar períodos de tempo relativamente longos. A estrutura do controlador, considerando já o controlo da tensão no lado CC do inversor, será então a seguinte:

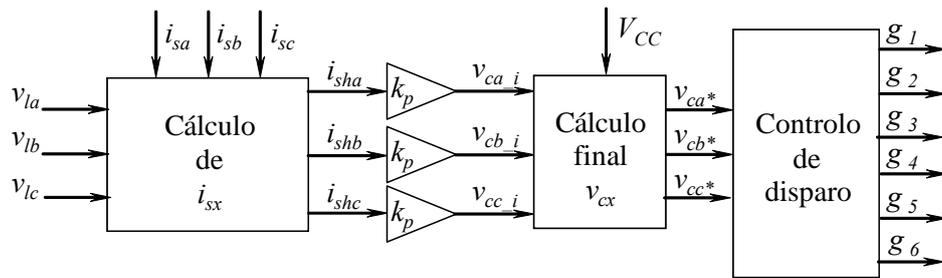


Fig. 4.22 – Estrutura simplificada do controlador do Filtro Activo Híbrido.

Para o controlo da tensão do lado CC, inserido no bloco “Cálculo final v_{cx} ” na figura anterior, foi utilizado um controlador PI para manter a tensão aos terminais do condensador constante, tal como no Filtro Activo Série (Item 4.4).

Para a escolha da topologia do inversor aplicam-se os mesmos pressupostos utilizados no Filtro Activo Série, ou seja, a utilização de três inversores monofásicos é vantajosa quando existem cargas monofásicas e é necessário que, quando uma fase falhe, as restantes continuem a ser compensadas. Caso esta característica não seja importante no sistema em causa, a opção mais económica é a utilização de um inversor trifásico de 3 braços, que foi a opção tomada para o Filtro Activo Híbrido a ser modelizado.

4.7 Simulação do Filtro Activo Híbrido

A nível de cargas, o cenário de simulação aplicado neste caso é idêntico ao segundo caso do Filtro Activo Série (Item 4.5), sem que haja desequilíbrio nas tensões que têm um THD de 8,2 %. Numa primeira fase foi inclusivamente aplicada a mesma estratégia de controlo desse filtro activo, que permite observar o comportamento do Filtro Activo Híbrido quando as tensões estão a ser compensadas, mas não se têm em atenção os harmónicos de corrente.

As Figs. 4.23 e 4.24 mostram o comportamento do sistema, a nível das tensões na carga e das correntes na fonte, quando o Filtro Activo Híbrido é activado aos 0,24 s. Apesar das tensões não se alterarem com a ligação do Filtro Activo Híbrido, a ressonância existente entre os filtros passivos e a impedância da linha eléctrica provoca um período transitório com correntes de pico elevadas, e que tem uma duração superior a 200 ms.

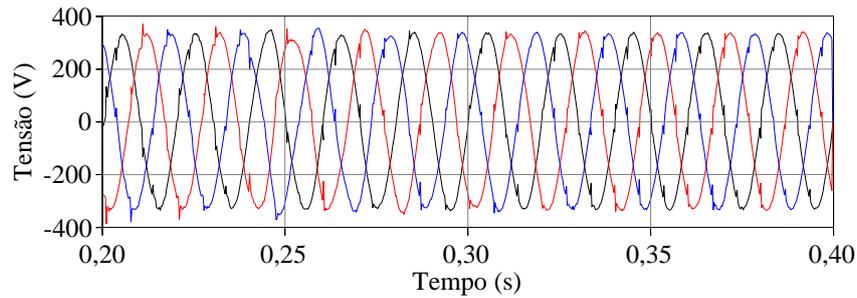


Fig. 4.23 – Tensões na carga: ligação do Filtro Activo Híbrido aos 0,24 s.

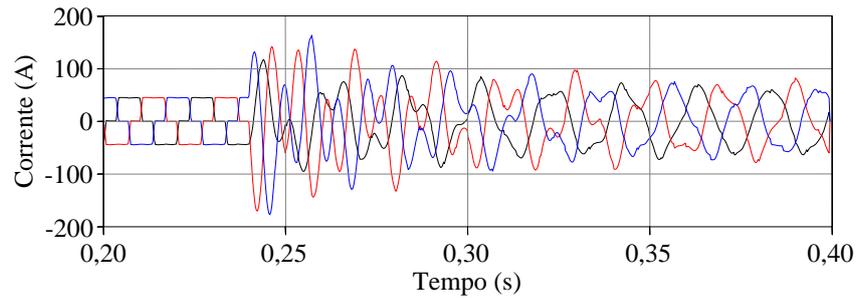


Fig. 4.24 – Correntes na fonte: ligação do Filtro Activo Híbrido aos 0,24 s.

Aplicando o controlador apresentado na Fig. 4.22, com o ganho configurado correctamente, o Filtro Activo Híbrido atinge o regime permanente com as correntes sinusoidais na fonte em menos de 2 ciclos como se demonstra na Fig. 4.26. Para além disso, embora exista um transitório de corrente relativamente elevado, este não chega a ultrapassar os 150 A, contrariamente ao caso anterior. A nível das tensões, constata-se que existe um pequeno período transitório que dura um ciclo quando o filtro é ligado.

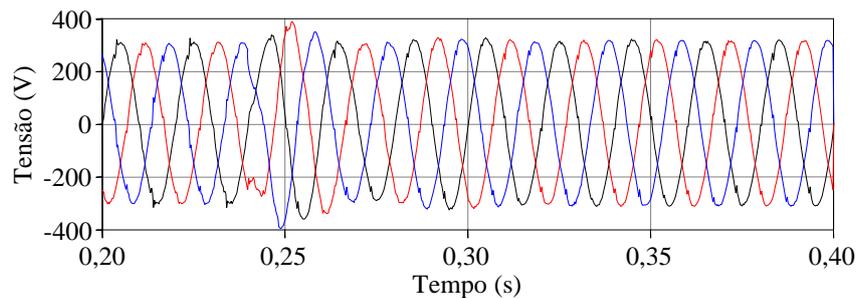


Fig. 4.25 - Tensões na carga: ligação do Filtro Activo Híbrido aos 0,24 s.

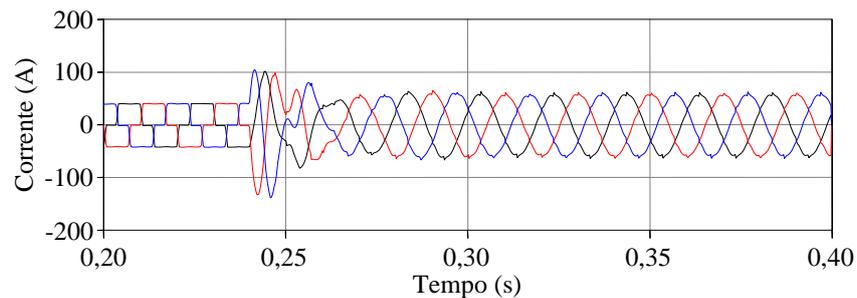


Fig. 4.26 – Correntes na fonte: ligação do Filtro Activo Híbrido aos 0,24 s.

A tensão, que pode ser observada em regime permanente na Fig. 4.27, apesar de ter os harmónicos de 5^a e 7^a de origem externa à carga, tem um THD bastante mais baixo, uma vez que os harmónicos de corrente são trocados entre os filtros passivos e a carga, e não entre a fonte e a carga. Quanto às correntes na fonte, Fig. 4.28, constata-se que o seu THD baixa para 3,4 %, que é um valor completamente aceitável. Cabe destacar que apenas é apresentada a fase *a* destes sinais, porque o sistema é trifásico equilibrado e também se deve tomar em consideração que neste caso o Filtro Activo Série não compensa directamente as tensões na carga, uma vez que o objectivo é apenas isolar as cargas e os filtros passivos de maneira a que não existam ressonâncias.

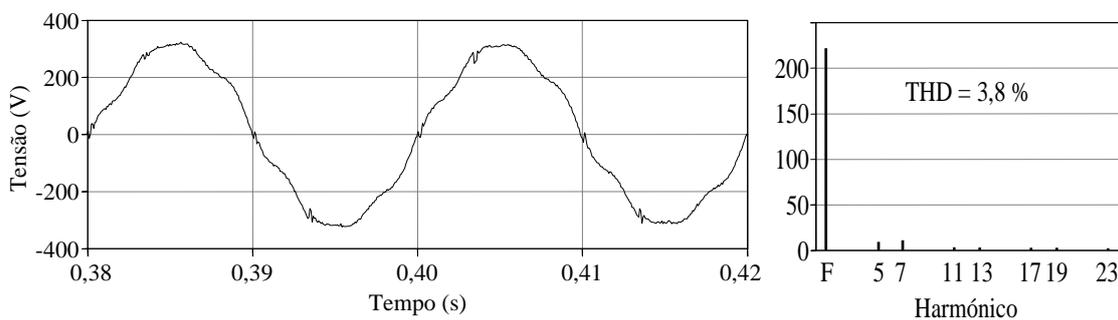


Fig. 4.27 – Tensão na carga com Filtro Activo Híbrido em funcionamento.

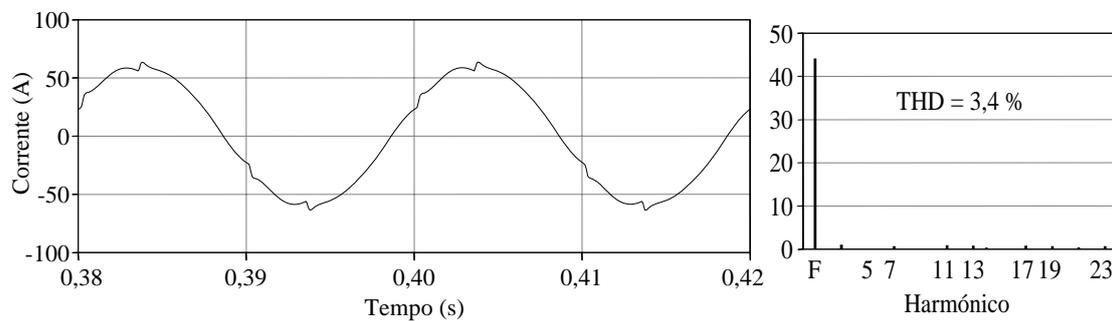


Fig. 4.28 – Corrente da fonte com Filtro Activo Híbrido em funcionamento.

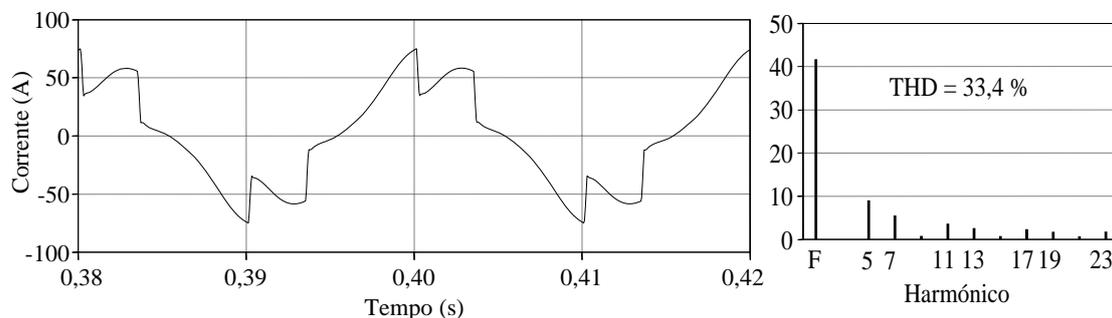


Fig. 4.29 – Corrente absorvida pelos filtros LC quando o Filtro Activo Híbrido está em operação.

Quanto à tensão no lado CC do inversor, esta foi mantida em 520 V, graças ao controlador PI, como se pode observar na Fig. 4.30. Houve, no entanto um período

transitório bastante alargado de 80 ms aproximadamente, que fez com que a tensão subisse um pouco mais de 70 V relativamente ao valor de referência. Em regime permanente as oscilações tinham uma amplitude na ordem dos 5 V.

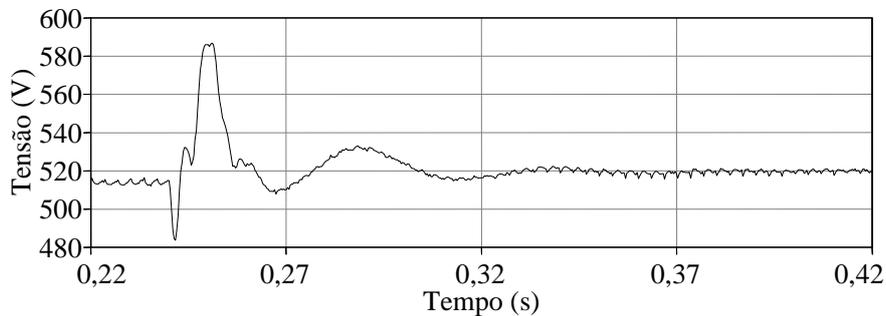


Fig. 4.30 – Tensão aos terminais do lado CC.

4.8 Conclusão

O Filtro Activo Série funciona da mesma forma que uma UPS *online*, ou um DVR, apesar de não conseguir alimentar a carga em caso de falha total de energia (ao contrário da UPS). Por si só este tipo de filtro activo embora aplicável em certas situações específicas (quando os harmónicos de tensão são um problema grave), não traz vantagens significativas relativamente a estes dois tipos de equipamentos existentes comercialmente, uma vez que embora compense harmónicos de tensão não é capaz de alimentar as cargas em caso de falha total da energia da rede eléctrica. Por outro lado, o Filtro Activo Série pode integrar-se facilmente com outros dispositivos de forma a funcionar como um equipamento que corrige uma quantidade de problemas bem mais abrangente, tornando-o numa peça fundamental de outros equipamentos (por exemplo, o caso do Filtro Activo Híbrido e também do Filtro Activo Série-Paralelo).

A escolha da topologia do inversor depende dos problemas do sistema eléctrico onde o filtro activo está inserido. Apesar de em literatura técnica a maior parte dos Filtros Activos Série apresentarem inversores trifásicos apenas com um condensador no lado CC, o facto é que de acordo com dois estudos, um publicado pela *Bell Laboratories* e outro publicado pela *IBM*, os afundamentos trifásicos e monofásicos são o segundo maior problema de qualidade energia a nível das tensões [119], e portanto a compensação destes problemas é uma característica importante. Quanto ao facto de um Filtro Activo Série não conseguir alimentar uma carga quando há uma falha total de energia, este estudo indica que esse problema é o mais raro dos apresentados, totalizando apenas 1 % dos casos.

Quanto ao Filtro Activo Híbrido, pode tanto ser utilizado para isolar os filtros passivos e cargas sensíveis do sistema, para que não ocorram ressonâncias, como pode também ser utilizado quase como um UPQC, uma vez que aumentando a potência do Filtro Activo Série, é possível fazer com que o sistema compense problemas relacionados com a corrente e a tensão do sistema e também permite a compensação do factor de potência, desde que se façam as adaptações necessárias à teoria de controlo.

Capítulo 5

Filtro Activo Série-Paralelo

5.1 Introdução

O Filtro Activo Série-Paralelo, ou *Unified Power Quality Conditioner* (UPQC), baseia-se na combinação entre um Filtro Activo Paralelo e um Filtro Activo Série, tal como se pode observar na Fig. 5.1, que resulta num equipamento que é capaz de compensar os problemas de qualidade de energia a nível das formas de onda de tensão e de corrente. Embora não seja capaz de compensar todos os problemas (transitórios rápidos, ou falha total da energia da rede, por exemplo), o Filtro Activo Série-Paralelo é o mais próximo a que se chegou de se ter um equipamento universal para mitigar os problemas de qualidade de energia. Este tipo de filtro activo é constituído por um condicionador série que compensa os problemas relacionados com as tensões e por um condicionador paralelo que compensa os problemas relacionados com as correntes.

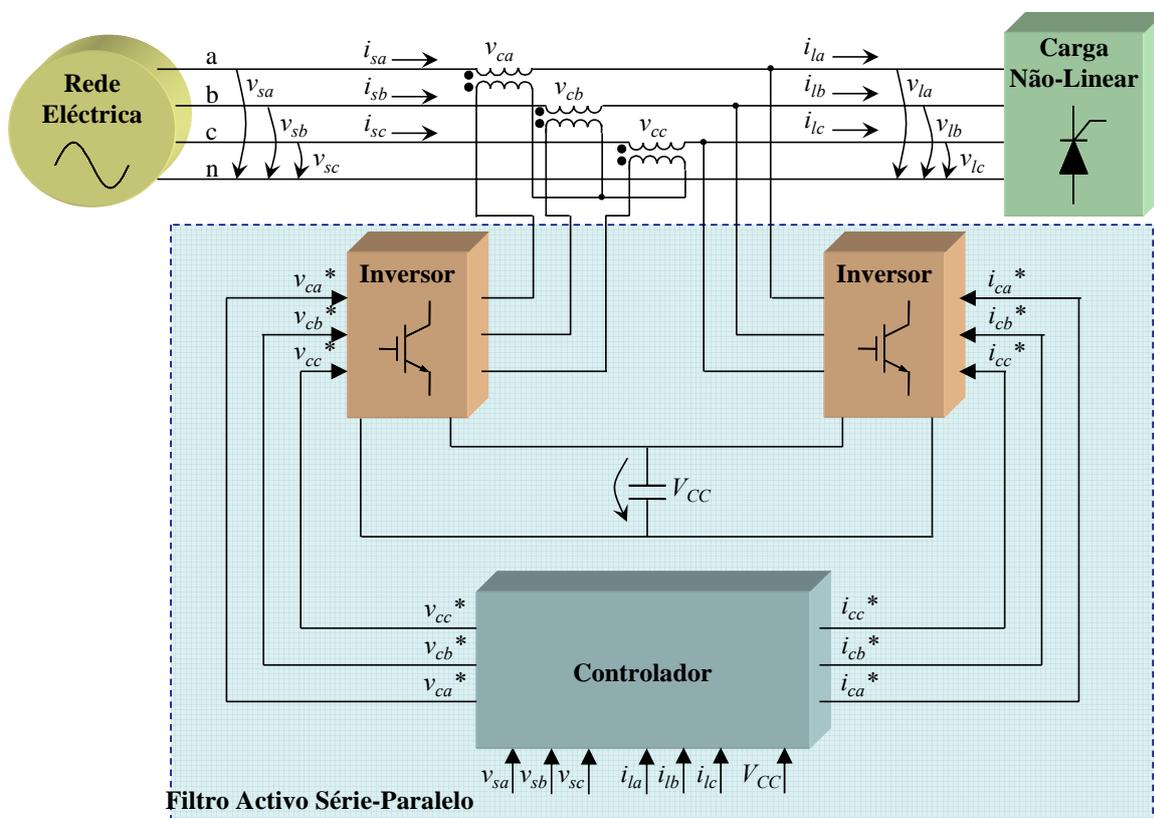


Fig. 5.1 – Diagrama de blocos de um Filtro Activo Série-Paralelo.

Como se pode constatar pelo diagrama de blocos da Fig. 5.1, este equipamento é constituído por 2 inversores de electrónica de potência que partilham o elo CC constituído unicamente por um banco de condensadores. O controlador irá determinar as correntes e tensões de compensação, sendo normal recorrer-se às teorias de controlo já apresentadas nos capítulos 3 e 4. Existem topologias de UPQCs que utilizam filtros passivos para filtrar os harmónicos de corrente, sendo o condicionador paralelo utilizado apenas para manter a tensão do elo CC constante, permitindo assim que o condicionador série compense problemas tais como *flicker* ou afundamentos [120]. No entanto, a configuração mais comum para o UPQC utiliza apenas elementos activos para realizar as tarefas de compensação de harmónicos de corrente [121].

Uma das abordagens utilizadas em controladores de Filtros Activos Série-Paralelo, consiste em determinar as correntes e tensões de referência como dois módulos praticamente independentes [122, 123], mas também existem teorias de controlo que aplicam um detector de sequência positiva, que depois é aplicado tanto na parte que calcula as tensões de referência como na parte que determina as correntes de referência [124-126]. A tensão do elo CC é controlada sempre pela parte relativa ao condicionador paralelo, uma vez que é mais simples e é passível de ser efectuado mesmo que não exista nenhuma carga acoplada a montante do filtro activo. Deve-se destacar que se nenhuma carga estiver ligada, então não é possível controlar a tensão do elo CC pelo condicionador série, uma vez que não existe corrente a atravessar os transformadores que fazem a interface entre este condicionador e a rede eléctrica.

5.2 Topologia dos Inversores do UPQC

Relativamente à topologia de *hardware*, é bastante comum utilizar inversores trifásicos de 2 níveis [127, 128], no entanto, os inversores de 3 níveis começam a ser cada vez mais utilizados, havendo até afirmações relativamente à equivalência dos custos entre inversores de 2 níveis e de 3 níveis [129]. Para este tipo de filtro activo, é possível utilizar qualquer combinação entre os inversores utilizados nos Filtros Activos Paralelo e nos Filtro Activos Série, apresentados nos capítulos precedentes. Quanto aos inversores de 3 níveis, o facto de se utilizarem IGBTs de menor tensão, apesar de se ter que usar o dobro destes dispositivos, e o facto de se utilizarem condensadores no elo CC para menor tensão, e ainda indutâncias de saída e filtros passivos de saída menores, faz com que o preço destes 2 tipos de inversores se torne praticamente equivalente. O único

problema reside numa maior complexidade a nível do controlo dos IGBTs, mas por outro lado as formas de onda produzidas pelo inversor apresentam menos ruído.

Nos modelos de simulação criados foi utilizada inicialmente uma topologia de 2 níveis para os inversores, que foram inseridos num sistema eléctrico trifásico sem neutro acessível e cuja carga é equivalente à carga apresentada para testar o Filtro Activo Série e o Filtro Activo Híbrido no capítulo anterior (Item 4.5). O elo CC é comum e controlado pelo inversor do condicionador paralelo. A figura seguinte ilustra o sistema completo a nível do *hardware* com inversores trifásicos de 2 níveis.

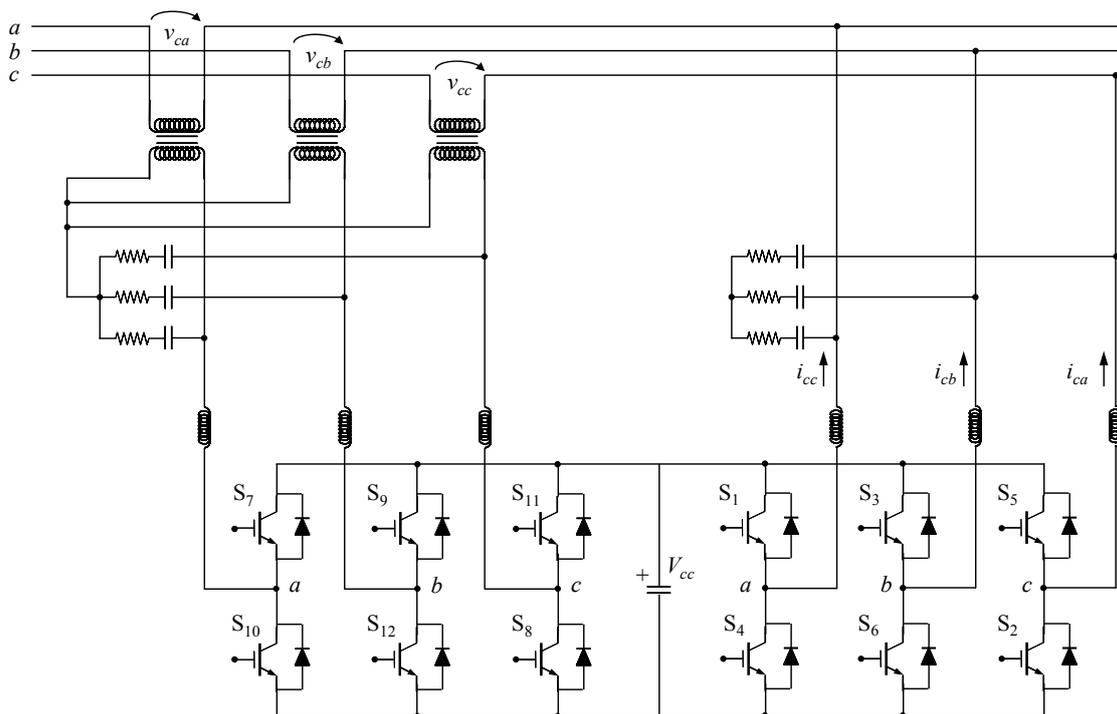


Fig. 5.2 – Inversores trifásicos de 2 níveis do andar de potência do UPQC.

5.3 Teoria de Controlo

Foi utilizada a teoria desenvolvida por *Deppenbrock* [130] e aperfeiçoada por *Monteiro et al.* [131] com base nos conceitos de *Fryze* que foram introduzidos no Item 4.3.2 do capítulo anterior.

A Fig. 5.3 mostra o diagrama de blocos simplificado deste controlador. É utilizada uma PLL para determinar a componente de sequência positiva das tensões, no entanto, e contrariamente ao capítulo anterior onde se utilizavam os Multiplicadores de Lagrange para determinar a amplitude dos sinais de saída, aqui é utilizada apenas a PLL, o que significa que as saídas serão unitárias de forma a poderem ser utilizadas tanto pelo bloco que determina as correntes de referência como pelo bloco que

determina as tensões de referência. Cabe ressaltar que para a determinação das tensões de referência são necessárias também as correntes a montante do Filtro Activo Série-Paralelo, que são utilizadas no algoritmo de amortecimento para que não existam ressonâncias no sistema eléctrico.

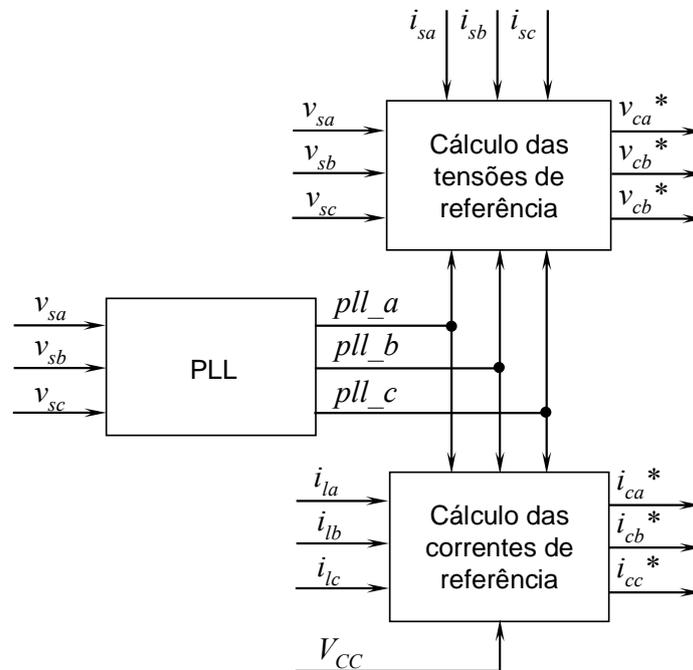


Fig. 5.3 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de controlo do UPQC.

A diferença relativamente à PLL do Item 4.3.2 do Capítulo 4 é que se optou por utilizar o modelo digital da mesma, para que possa ser implementada no futuro num microcontrolador. No processo de digitalização de um controlador existem várias aproximações que podem ser utilizadas para fazer a conversão, cada uma tendo vantagens e desvantagens. Exemplos de métodos de digitalização incluem os métodos de Euler (aproximação por atraso e aproximação por antecipação), e também o método de Tustin (também conhecido como aproximação bilinear). O método escolhido foi a aproximação bilinear, pois converte com boa precisão o modelo analógico para o modelo digital. Além disso, este método garante que o controlador digital é estável a partir do momento que o controlador analógico também o seja [132].

A equação do modelo analógico da PLL apresentada no Item 4.3.2 do Capítulo 4 é dada por:

$$\omega t = \frac{1}{s} \cdot \left(\frac{K_i + K_p \cdot s}{s} \right) \cdot p \quad (5.1)$$

Em que ωt é a saída e p é a entrada que, relativamente ao modelo analógico, consiste na potência fictícia calculada a partir dos sinais de entrada e dos sinais de realimentação da PLL. A aproximação bilinear é feita aplicando a seguinte substituição:

$$s = \frac{2}{T_m} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \tag{5.2}$$

Em que z^{-1} é um operador de digitalização e T_m é o período de amostragem. Aplicando a substituição na expressão 5.1 obtém-se:

$$\omega t^k = C_1 \cdot p^k + C_2 \cdot p^{k-1} + C_3 \cdot p^{k-2} + 2 \cdot \omega t^{k-1} - \omega t^{k-2} \tag{5.3}$$

O índice k refere-se ao instante actual e os índices $k-1$ e $k-2$ referem-se à última e à penúltima amostra, respectivamente. Quanto aos parâmetros C_1 , C_2 e C_3 representam constantes do controlador digital.

$$C_1 = K_p \cdot \frac{T_m}{2} + K_i \cdot \frac{T_m^2}{4} \tag{5.4}$$

$$C_2 = K_i \cdot \frac{T_m^2}{4} \tag{5.5}$$

$$C_3 = -K_p \cdot \frac{T_m}{2} + K_i \cdot \frac{T_m^2}{4} \tag{5.6}$$

A PLL digital tem a estrutura indicada na Fig. 5.4.

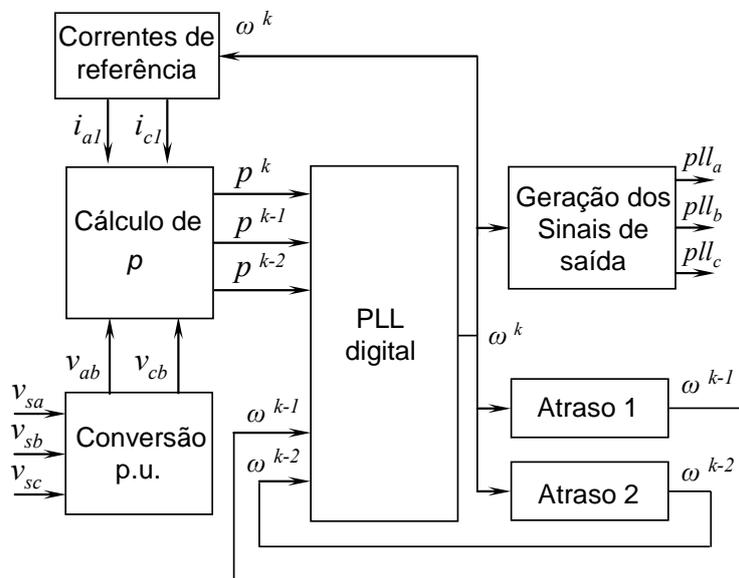


Fig. 5.4 – Diagrama de blocos da PLL digital.

Para determinar as tensões de referência utiliza-se um controlador semelhante ao apresentado no Capítulo 4 com base nos conceitos de Fryze, juntamente com o

algoritmo para amortecimento das ressonâncias utilizado no Filtro Activo Híbrido, uma vez que o UPQC poderá também apresentar problemas de ressonância [133].

Com base na expressão já introduzida no Item 4.3.2 do Capítulo 4:

$$\begin{bmatrix} i_{pa} \\ i_{pb} \\ i_{pc} \end{bmatrix} = \frac{P_{3\phi}}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Pode-se obter uma expressão dual que calcule as tensões activas:

$$\begin{bmatrix} v_{pa} \\ v_{pb} \\ v_{pc} \end{bmatrix} = \frac{v_{sa} \cdot i_{a1} + v_{sb} \cdot i_{b1} + v_{sc} \cdot i_{c1}}{i_{a1}^2 + i_{b1}^2 + i_{c1}^2} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Em que i_{a1} , i_{b1} e i_{c1} correspondem às saídas da PLL, ou seja a pll_a , pll_b e pll_c , respectivamente. Finalmente a partir desta expressão obtém-se:

$$R = \frac{v_{sa} \cdot i_{a1} + v_{sb} \cdot i_{b1} + v_{sc} \cdot i_{c1}}{i_{a1}^2 + i_{b1}^2 + i_{c1}^2} \quad (5.9)$$

Em que R é uma resistência fictícia. Retirando o valor médio, R_m , desta variável e multiplicado pelas saídas da PLL obtém-se as componentes das tensões que idealmente devem estar nas tensões das carga. A Fig. 5.5 ilustra o controlador utilizado para a determinação das tensões de referência que deverão ser injectadas:

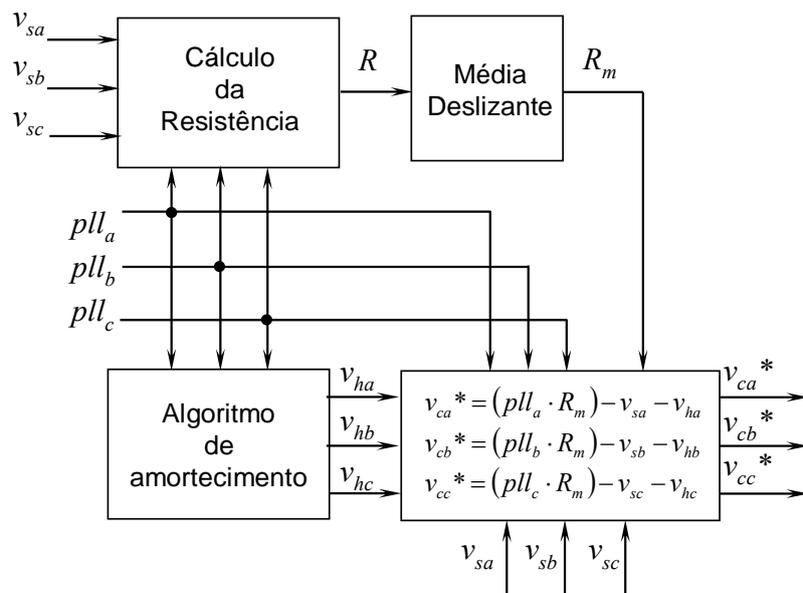


Fig. 5.5 – Diagrama de blocos do módulo que determina as tensões de referência.

Relativamente ao cálculo das correntes de referência, foi utilizado um método bastante semelhante ao método utilizado para calcular as tensões de referência. A maior diferença é a não utilização do algoritmo de amortecimento (este é efectuado em exclusivo pelo condicionador série), e a inclusão do controlo do elo CC dos inversores. Assim sendo, é calculada a condutância fictícia G , cujo valor médio, G_m , é posteriormente isolado através de um filtro de sinal ou de um bloco de média deslizante igual ao utilizado para determinar o valor médio da potência real instantânea no Capítulo 3. Neste caso, e embora as entradas da PLL sejam tensões, uma vez que a componente de sequência positiva das tensões das cargas e das correntes da fonte desejadas estão em fase, as saídas da PLL podem ser vistas como tensões fictícias v_{a1} , v_{b1} e v_{c1} e a expressão seguinte é o dual da expressão para calcular a resistência fictícia, calculada em 5.9:

$$G = \frac{v_{a1} \cdot i_{la} + v_{b1} \cdot i_{lb} + v_{c1} \cdot i_{lc}}{v_{a1}^2 + v_{b1}^2 + v_{c1}^2} \quad (5.10)$$

O valor G_m dá informação sobre a amplitude da componente de sequência positiva à frequência fundamental das correntes da carga.

A tensão do elo CC dos inversores é controlada através de um controlador PI que também é utilizado para determinar um valor de condutância equivalente que posteriormente será incluído nas correntes de sequência positiva, como se pode observar na figura seguinte.

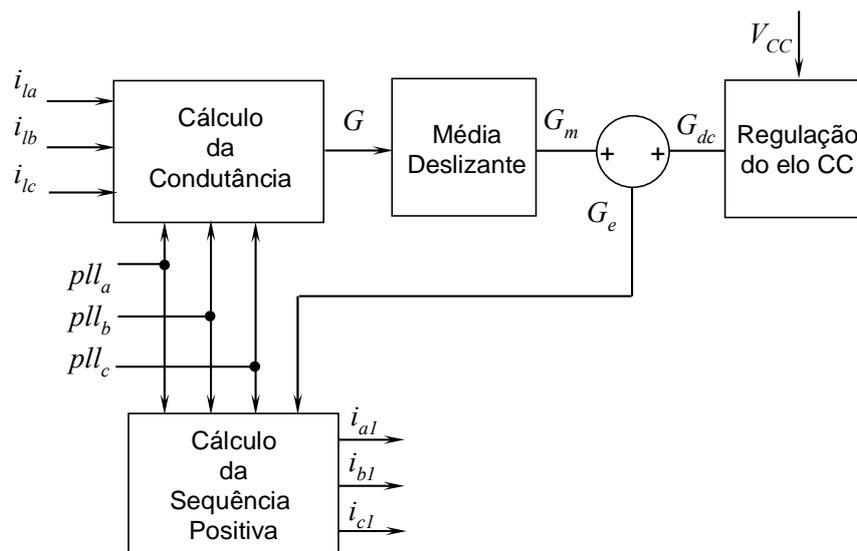


Fig. 5.6 – Diagrama de blocos do módulo que determina as correntes de referência.

Uma vez determinada o valor médio da condutância fictícia, este valor é multiplicado pelas saídas da PLL, de forma a obter-se as correntes de sequência positiva que deverão estar na fonte, já considerando o controlo do elo CC, ou seja:

$$\begin{cases} i_{a1} = G_e \cdot pll_a \\ i_{b1} = G_e \cdot pll_b \\ i_{c1} = G_e \cdot pll_c \end{cases} \quad (5.11)$$

Uma vez determinados estes valores é uma questão de subtrair os valores ideais pelos valores de corrente na carga, para obter as correntes de compensação que devem ser geradas pelo inversor:

$$\begin{cases} i_{ca}^* = i_{1a} - i_{la} \\ i_{cb}^* = i_{1b} - i_{lb} \\ i_{cc}^* = i_{1c} - i_{lc} \end{cases} \quad (5.12)$$

Para o controlo de comutação foi utilizado o SPWM tanto para as tensões como para as correntes, no entanto, e contrariamente à solução do Capítulo 3, não se incluíram filtros de segunda ordem nas saídas dos inversores, optando-se pela utilização de filtros de 1ª ordem, sintonizados para 5,0 kHz no caso da parte que compensa correntes e de 1,5 kHz na parte que compensa tensões.

5.4 Resultados de Simulação do Modelo com Inversores de 2 Níveis

Para validar a teoria e topologia propostas, foi utilizada uma carga semelhante à utilizada no Item 4.5 do Capítulo 4 para testar os filtros activos série e híbrido. A nível dos inversores foi utilizada uma frequência de comutação de 10 kHz, juntamente com indutâncias de 1,5 mH na saída do inversor do condicionador paralelo e de 1 mH na saída do condicionador série. Desta forma, para além de se reduzirem as perdas nos inversores, graças à menor frequência de comutação é também possível diminuir o volume e peso das indutâncias, que é considerável a nível de sistemas com potências elevadas. A Fig. 5.7 ilustra a corrente consumida pela carga na fase *a*, cujo THD é de 26,4 %, não existindo desequilíbrio a nível das correntes. Quanto às tensões, estas são desequilibradas e distorcidas, tendo as características apresentadas na Tabela 1, podendo ser observadas na Fig. 5.8.

Tabela 1 – Características das tensões aos terminais da carga antes do filtro activo ser ligado.

	Fase <i>a</i>	Fase <i>b</i>	Fase <i>c</i>
Amplitude (V)	220,0	237,3	220,1
THD (%)	7,7	7,1	7,2
Desequilíbrio	5,1 %		

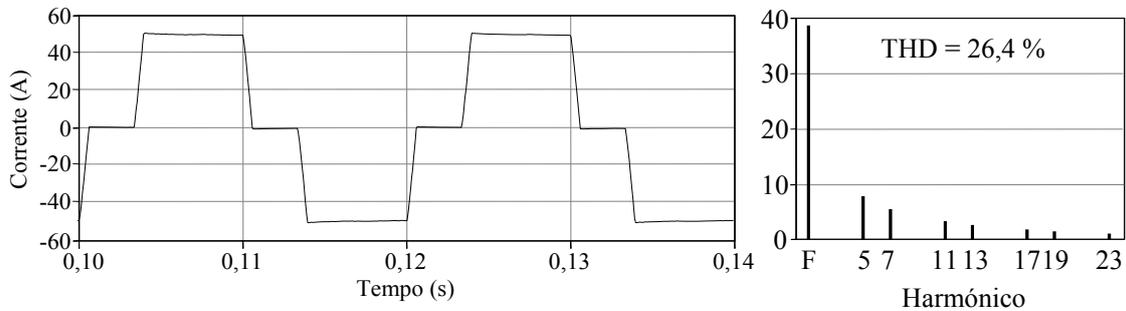


Fig. 5.7 – Corrente da carga.

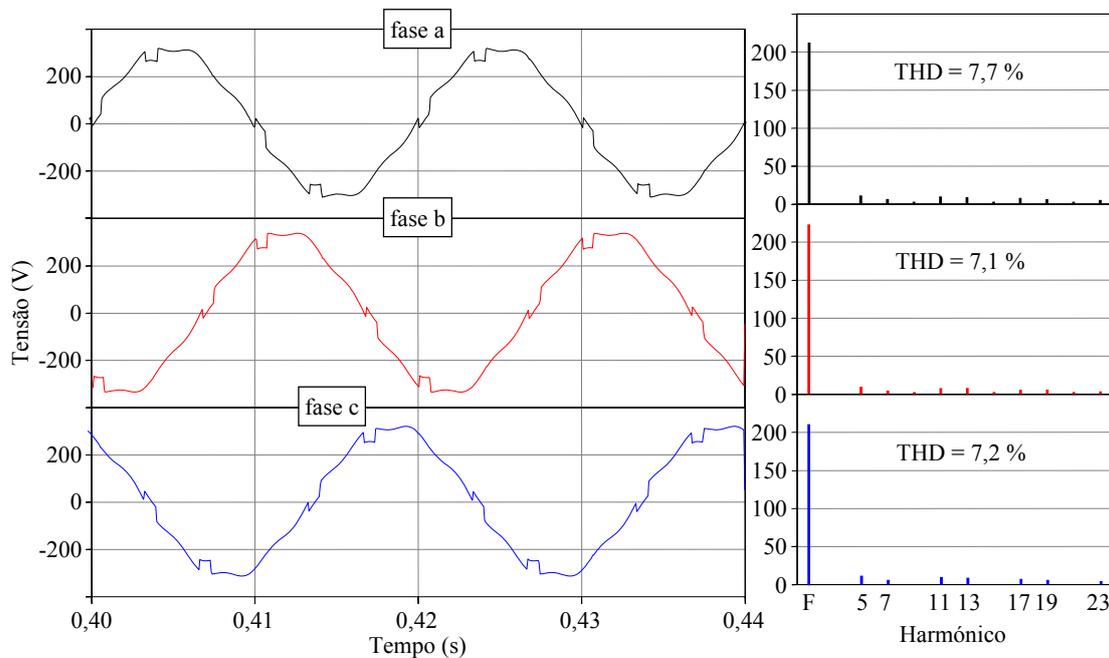


Fig. 5.8 – Tensões na carga antes do filtro activo ser ligado.

Para se simplificar o sistema de controlo nesta simulação, a tensão no elo CC foi mantida constante em 800 V através de uma fonte CC.

Uma vez que o Filtro Activo Série-Paralelo esteja em funcionamento, as tensões e correntes tornam-se sinusoidais e equilibradas, como o comprovam a Fig. 5.9, relativamente à corrente da fonte e a Fig. 5.10 relativamente às tensões na carga. O problema neste caso é o ruído de frequência relativamente elevada que se pode observar tanto nas tensões como nas correntes. Embora o THD das tensões até ao 31º harmónico não ultrapasse os 3,5 % e o das correntes até ao 63º harmónico seja de 5,1 %, estes

resultados não incluem o ruído que está acima dos harmónicos referidos, que não é desprezável.

A utilização da frequência de comutação baixa, em conjunto com as indutâncias de valor reduzido faz com que neste caso, o ruído injectado pelos inversores seja considerável, pelo que é necessário mudar de estratégia.

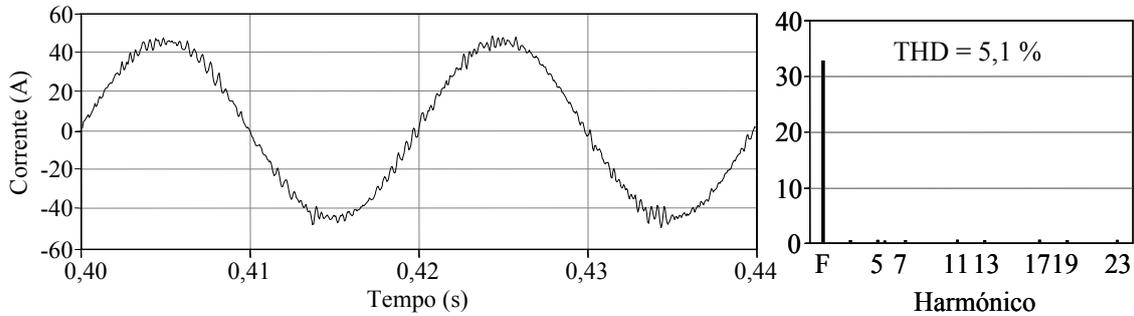


Fig. 5.9 – Corrente da fonte com filtro activo em funcionamento.

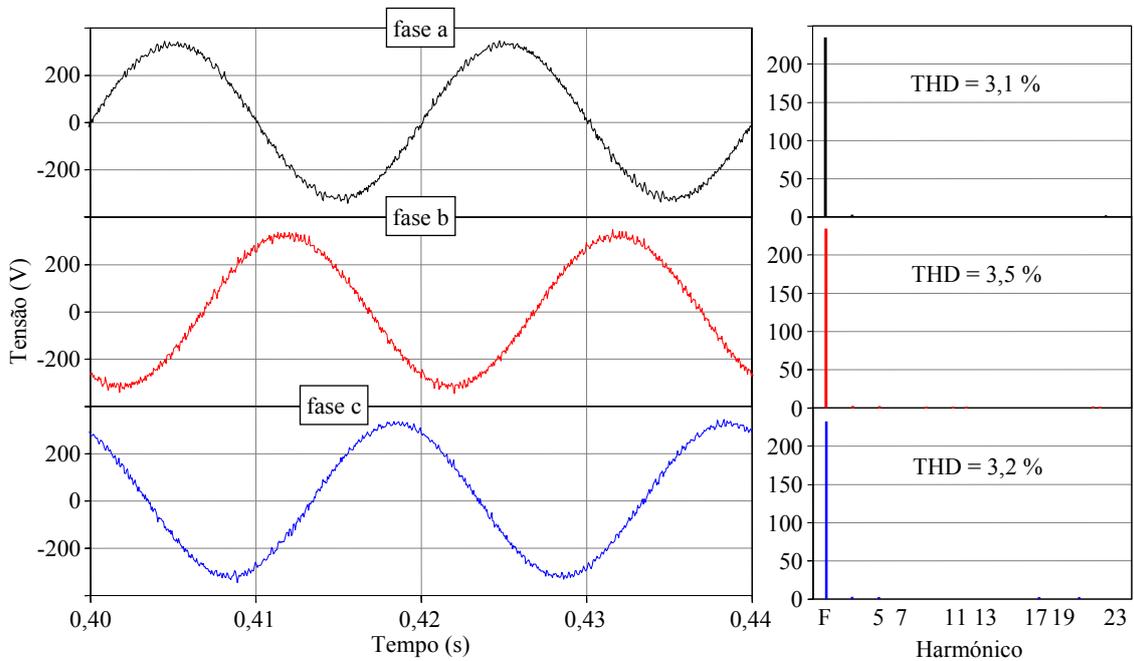


Fig. 5.10 – Tensões na carga com filtro activo em funcionamento.

5.5 Modificação do Andar de Potência do UPQC: Inversores de 3 Níveis

A modificação que permite apresentar resultados mais satisfatórios com uma frequência de comutação igualmente baixa como a do caso anterior, e que simultaneamente pode facilitar a filtragem à saída do inversor e a utilização de condensadores e semicondutores para tensões mais baixas, é a utilização dos inversores de 3 níveis apresentados no Item 3.2.2 do Capítulo 3. A Fig. 5.11 ilustra uma das fases

do inversor com 3 níveis, que é utilizado em simulação de forma a comparar o desempenho com o inversor de 2 níveis já aplicado.

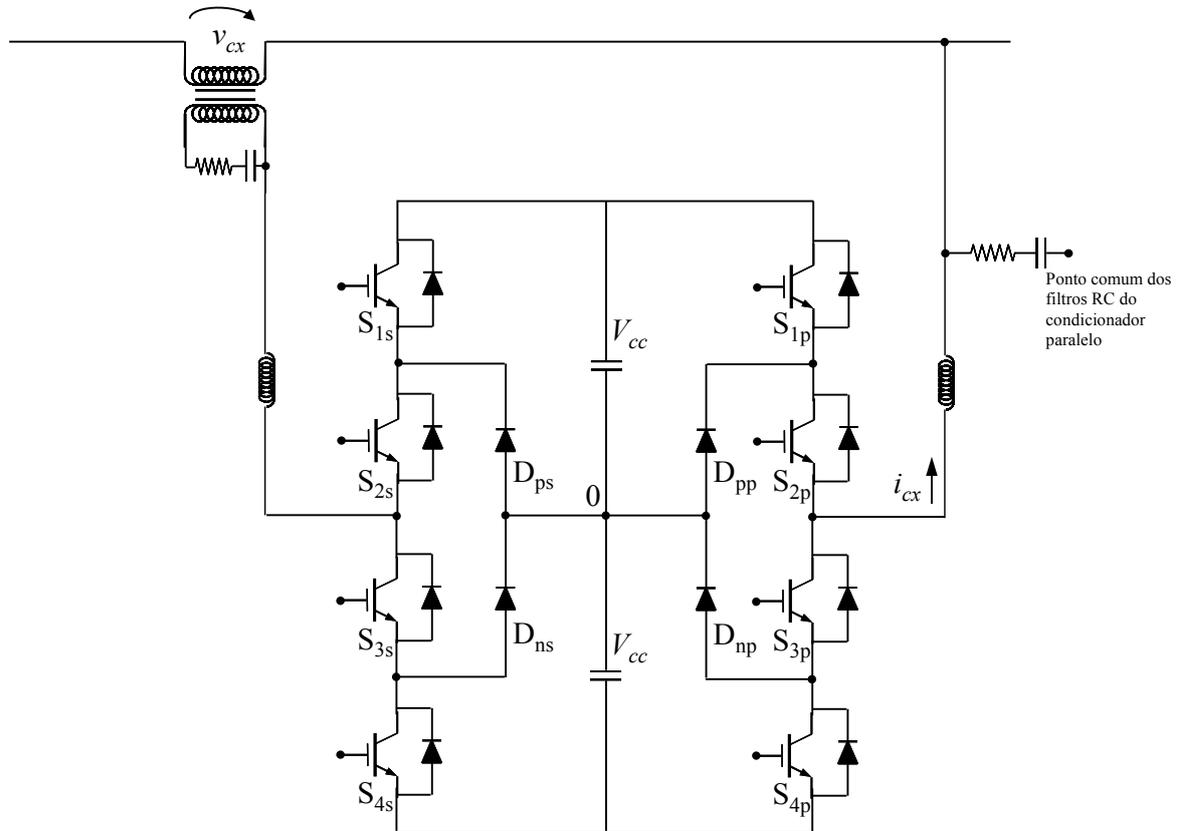


Fig. 5.11 – Esquema exemplificativo de uma das fases de um inversor de 3 níveis para um Filtro Activo Série-Paralelo.

Como se pode observar, a partir do momento em que se utiliza a topologia de 3 níveis NPC é necessário controlar não apenas um, mas dois condensadores no elo CC dos inversores, o que obrigará a modificar um pouco a teoria de controlo ao nível do cálculo das correntes de referência, uma vez que é a partir do condicionador paralelo que as tensões do elo CC são mantidas constantes. As modificações são relativamente pequenas dado que é necessário apenas duplicar o bloco de regulação apresentado na Fig. 5.6. Uma vez que existem duas medidas de condutância média fictícia (G_{e1} e G_{e2}) há o dobro das correntes de referência que são geradas pelo sistema de controlo. A Fig. 5.12 ilustra o diagrama de blocos do módulo do controlador que calcula as correntes de referência. De destacar que o módulo de controlo que determina as tensões de referência não sofre qualquer alteração.

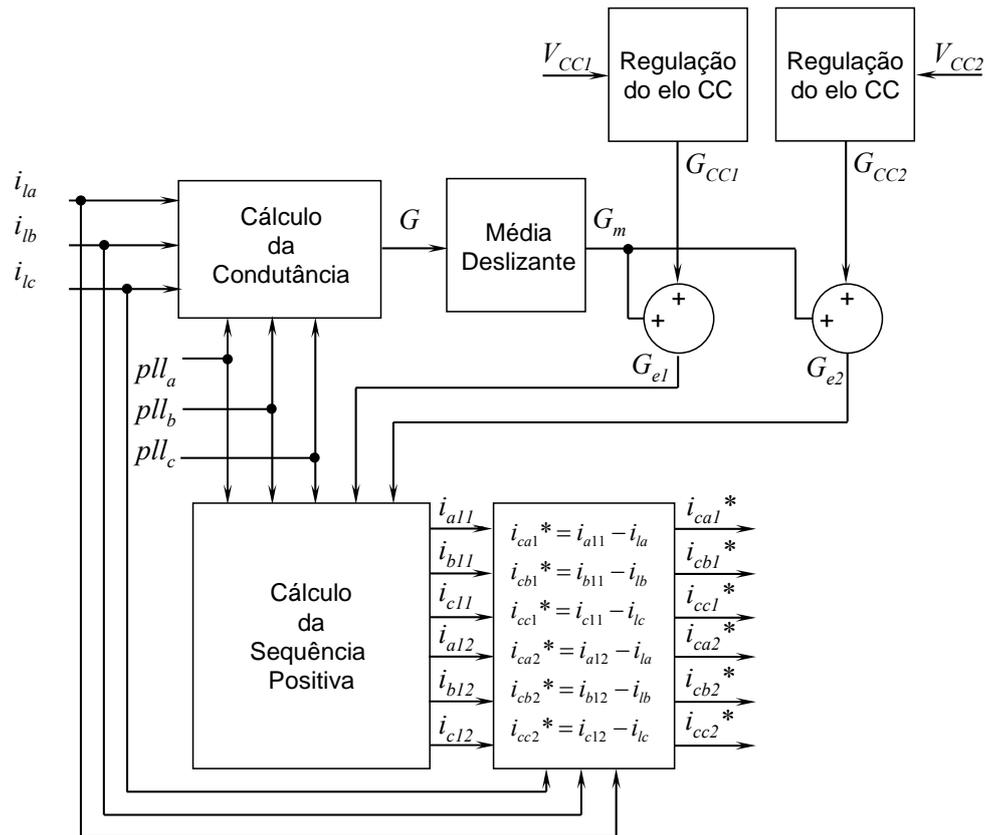


Fig. 5.12 – Diagrama de blocos do controlador adaptado para determinar as correntes de referência com inversor de 3 níveis.

Para além de alterar o controlador para tomar em consideração a tensão do segundo condensador do elo CC, é também necessário mudar o método de determinação das variáveis de comando dos semicondutores, uma vez que agora é necessário controlar 12 IGBTs por inversor. A técnica utilizada para determinar os sinais de comando para as correntes de referência, consiste numa variação do SPWM para inversores de 2 níveis denominada *Phase Disposition PWM* (PDPWM), apresentada por *Carrara et al.* [136]. Nesta estratégia de modulação, num inversor com N níveis, são utilizadas $N-1$ portadoras de frequência e amplitude idênticas para ocupar a banda de amplitude entre $+V_{CC}$ e $-V_{CC}$. Assim sendo, neste caso existem duas portadoras em que a primeira, v_{trig1} , ocupa a banda entre $-V_{CC}$ e 0 e a segunda portadora, v_{trig2} , ocupa a banda restante, ou seja, entre 0 e $+V_{CC}$. Neste caso específico, em vez de se utilizar uma amplitude nas portadoras determinada de acordo com as técnicas apresentadas no Item 3.3.3 do Capítulo 3, escolheu-se uma amplitude unitária e afinou-se o controlador PI para estas amplitudes (utilizando-se também um limitador para não se entrar em sobre-modulação). A figura seguinte ilustra esta técnica de comutação para a fase a , no entanto, para as restantes fases o procedimento é idêntico.

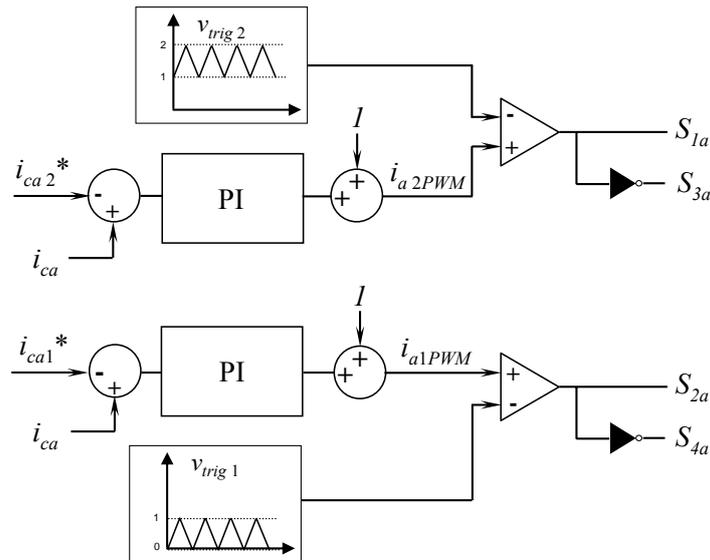


Fig. 5.13 – Diagrama de blocos para determinação dos sinais de comando para o condicionador paralelo do UPQC.

Para determinar os sinais de comando para os semicondutores que geram as tensões de compensação foi necessário adaptar a técnica anterior, até porque neste caso não há a necessidade de controlar o elo CC e portanto existem apenas 3 variáveis de referência no sistema de controlo. Basicamente é utilizado o mesmo controlador do sistema que determina os sinais de comando para as correntes mas desta vez, como só existe uma variável de referência por fase, o sinal de comparação para as duas portadoras triangulares é comum para os dois conjuntos de interruptores semicondutores.

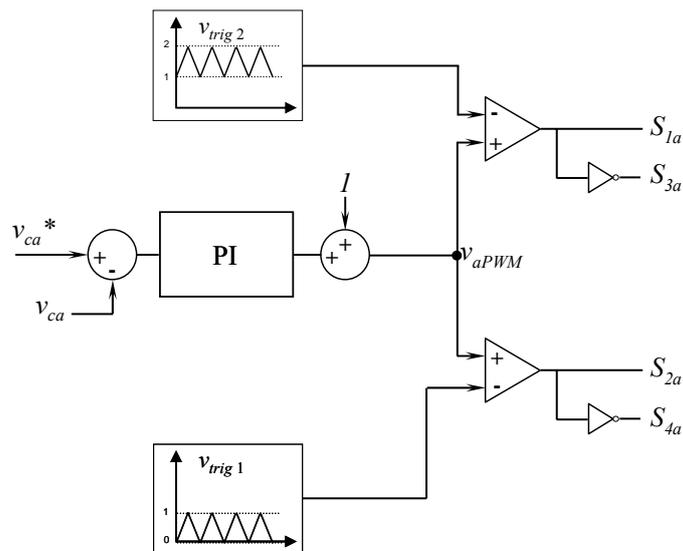


Fig. 5.14 –Diagrama de blocos para determinação dos sinais de comando para o condicionador série do UPQC.

5.6 Resultados de Simulação do Modelo com Inversores de 3 Níveis

O modelo de simulação utilizado para testar o UPQC de 3 níveis é exactamente igual ao do caso anterior, apresentado no Item 5.4. Como se pode observar pelas figuras seguintes, a quantidade de ruído gerado pelos inversores é bastante inferior. Para que a comparação com o caso anterior seja mais simples mantiveram-se os filtros RC, assim como as indutâncias à saída dos inversores. A corrente, que pode ser observada na Fig. 5.15, passou a ter um THD de apenas 2,4 % nas três fases contra 5,1 % no caso anterior, e com bastante menos ruído de alta-frequência.

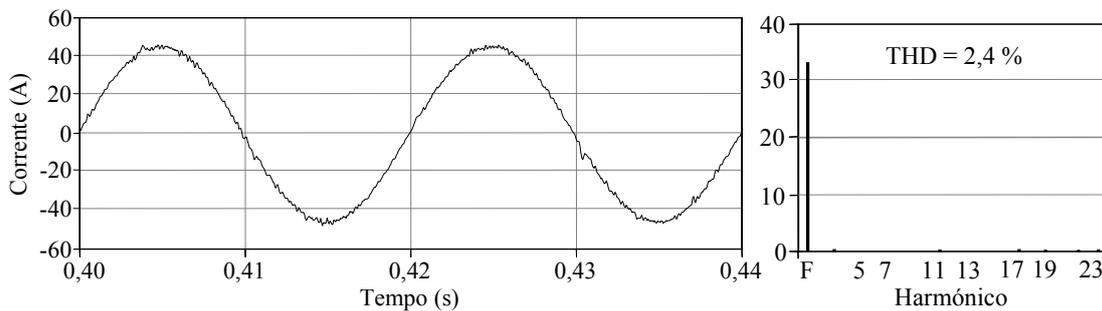


Fig. 5.15 – Corrente na fonte com filtro activo com inversores de 3 níveis em funcionamento.

Também a tensão aos terminais da carga passou a ter bastante menos ruído, como se pode observar pela Fig. 5.16. O THD das tensões neste caso passou para 2 % na fase *a*, 1,8 % na fase *b* e apenas 1,5 % na fase *c*.

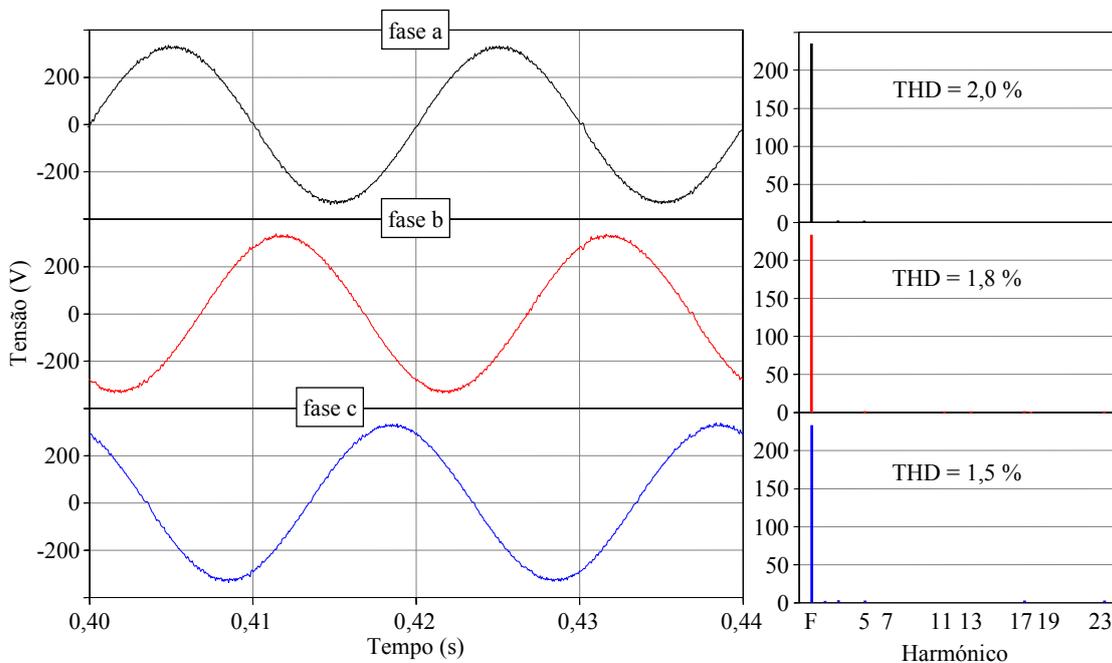


Fig. 5.16 – Tensões na carga, com filtro activo com inversores de 3 níveis em funcionamento.

O controlo da tensão dos condensadores do elo CC também não apresentou problemas, como se pode observar pela Fig. 5.17. A tensão de referência seleccionada para cada um dos condensadores foi de 400 V. Quando o UPQC é ligado, aos 0,22 s, ocorre um pequeno transitório que faz com que a tensão de um dos condensadores só estabilizar 3 ciclos depois.

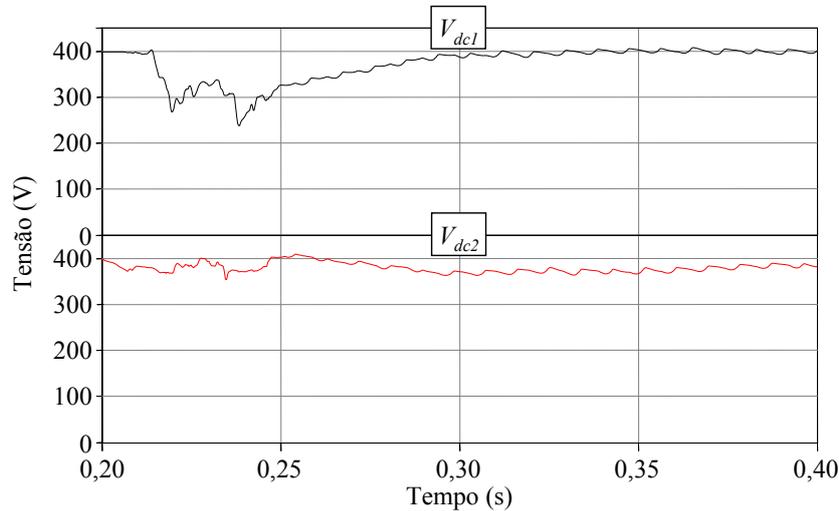


Fig. 5.17 – Tensões em ambos os condensadores do elo CC.

5.7 Conclusões

O Filtro Activo Série-Paralelo apresenta-se como um equipamento capaz de resolver grande parte dos problemas de qualidade de energia eléctrica, no entanto, como se pode observar nas simulações realizadas não basta combinar o Filtro Activo Série com o Filtro Activo Paralelo, uma vez que para que este tenha um comportamento aceitável é necessário fazer modificações tanto a nível da teoria de controlo como a nível do *hardware*.

Para que a implementação de um protótipo seja possível ainda existe muito trabalho que deve ser efectuado, uma vez que existem diversos parâmetros que não foram abordados, nomeadamente a nível de sistemas de protecção [134], e além disso há a necessidade de efectuar um estudo mais aprofundado dos transformadores a serem utilizados no condicionador série para fazer a interface entre o inversor e a rede eléctrica. Também a nível dos filtros passivos e indutâncias de saída dos inversores deverá ser feito um estudo minucioso de forma a determinar-se valores que sejam simultaneamente adequados e de valor reduzido de forma a diminuir o tamanho, as perdas e o preço final. Mesmo a nível da teoria de controlo, existem ainda diversos testes que devem ser efectuados a nível do comportamento transitório (ligação do filtro

activo e também comutação de cargas). Deve-se destacar, que uma vez que o inversor condicionador série do UPQC é uma ponte trifásica, este filtro activo não tem capacidade de equilibrar as tensões, caso o desequilíbrio não tenha unicamente componente de sequência negativa, pelo que, também nesta área seria interessante fazer um estudo e modificar o UPQC de forma a que este funcione a 4 fios e seja capaz de compensar desequilíbrios de sequência 0 a nível das tensões e das correntes. A nível da correcção de desequilíbrios será feito futuramente um estudo minucioso a nível das características de compensação por parte de inversores trifásicos e combinações de pontes monofásicas, com e sem fontes de energia no elo CC.

Observa-se que utilização dos inversores de 3 níveis melhorou bastante o desempenho do UPQC, e esta solução poderá também ser utilizada nos Filtros Activos Paralelo e Filtros Activos Série apresentados, de forma a melhorar os seus desempenhos.

Capítulo 6

Filtro Activo Paralelo – Implementação e Comparação com Modelo de Simulação

6.1 Introdução

Tal como já foi mencionado, a implementação de um Filtro Activo Paralelo para sistema trifásicos com 4 fios decorreu simultaneamente com a criação dos modelos de simulação desenvolvidos com o PSCAD.

O objectivo deste capítulo visa efectuar uma comparação entre os resultados obtidos com as simulações efectuadas e os resultados obtidos com o protótipo laboratorial construído. Não foram efectuadas modificações ao modelo de simulação apresentado, excepto no que toca a retirar certas características do controlador que ainda não foram implementadas no protótipo existente, e também no que toca ao sistema eléctrico, que nos ensaios realizados, tem um transformador para baixar a tensão fase-neutro para 75 V / 50 Hz.

Antes de se efectuar a comparação dos resultados, é feita uma descrição do protótipo laboratorial do Filtro Activo Paralelo.

6.2 Protótipo Laboratorial do Filtro Activo Paralelo

O Filtro Activo Paralelo implementado encontra-se ainda numa fase preliminar ao protótipo industrial. Nesta fase o sistema eléctrico utilizado para os testes não é de 230 V, tal como já foi mencionado, e o filtro activo ainda não é capaz de compensar 100 A (valor instantâneo) por fase, embora seja esse o objectivo na sua próxima versão.

A Fig. 6.1 ilustra a bancada onde foi implementada a segunda versão do Filtro Activo Paralelo. A primeira versão do filtro activo implementado na Universidade do Minho foi desenvolvida por João Luiz Afonso no seu trabalho de Doutoramento.

A nível de *hardware*, o Filtro Activo Paralelo pode ser dividido em 5 blocos principais:

- Controlador (DSP);
- Sistema de medição;
- Condicionamento de sinal;

- Inversor de Potência (módulos de IGBTs e respectivos drivers);
- Circuito determinação dos sinais de comando dos IGBTs.

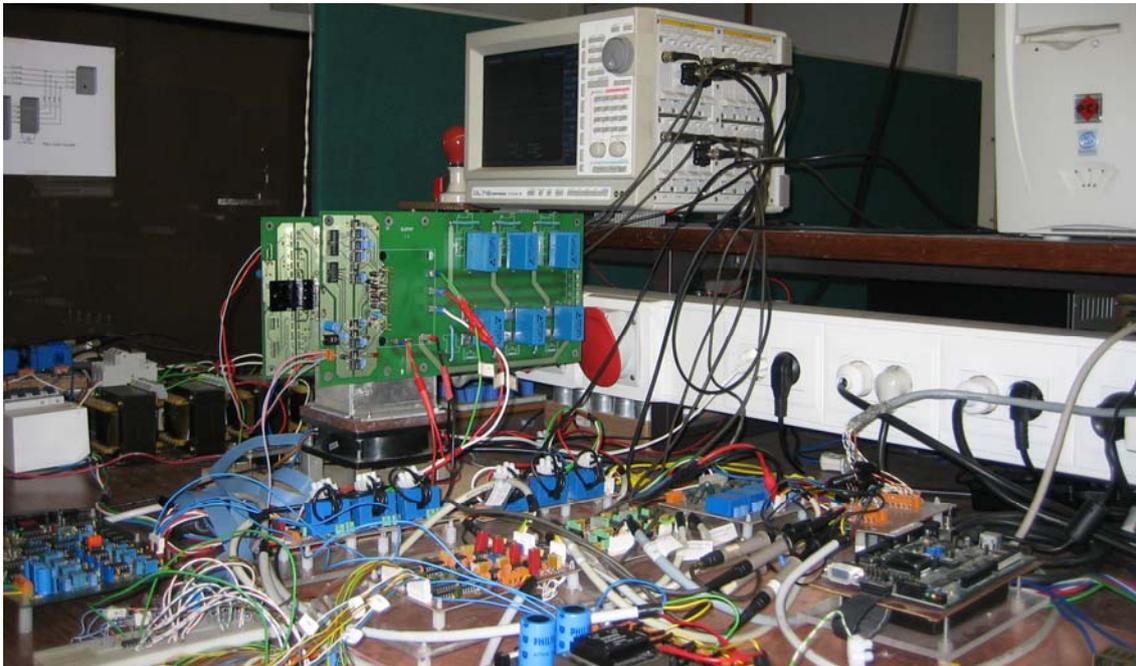


Fig. 6.1 – Filtro Activo Paralelo implementado na bancada.

O microcontrolador utilizado é um DSP da *Texas Instruments* com a referência TMS320LF2407A. Este DSP tem um processador de 16 bit, e funciona à frequência de relógio de 40 MHz. Para além disso inclui um ADC interno de 16 canais com resolução de 10 bit, e à sua saída tem ligado um DAC de 4 canais com resolução de 12 bit, que permite actualização simultânea das suas 4 saídas, que neste caso são as quatro correntes de referência. Todo o programa foi desenvolvido recorrendo a linguagem *Assembler* de maneira a otimizar o tempo necessário para calcular as variáveis de saída, minimizando o *overhead*. A amostragem dos sinais de entrada tem uma frequência de 32 kHz, traduzindo-se em 640 amostras por ciclo da rede eléctrica (20 ms).

A nível do sistema de medição são utilizados sensores de efeito Hall da LEM tanto para as tensões como para as correntes. Estes sensores garantem o isolamento, para além de terem uma precisão bastante considerável, inferior a 1 % no fim de escala, e com um atraso de resposta de 40 μ s.

O ADC do DSP só aceita valores entre 0 V e 3 V (valores de pico), e portanto é necessário fazer o condicionamento dos sinais de tensão e corrente, que à saída dos sensores são sinais de tensão com amplitude entre -7,07 V e 7,07 V. Para além do condicionamento, os sinais de tensão das três fases e o sinal de tensão do lado CC do

inversor, são filtrados por filtros *Butterworth* passa-baixo sintonizados na frequência de 860 Hz, de forma a minimizar o ruído de alta frequência que possa comprometer os cálculos efectuados pelo controlador.

A nível do inversor são utilizados dois módulos trifásicos da Mitsubishi com 7 IGBTs de 1200 V / 25 A e 3 braços. O segundo módulo tem apenas um braço ligado, sendo utilizado para injectar a corrente no neutro. Desta forma são utilizados 4 braços: 3 para as correntes das 3 fases e um para a corrente do neutro. Para além dos módulos, foram utilizadas indutâncias de 5 mH à saída dos 4 braços, e também filtros RC com uma resistência 3 Ω e um condensador 7,4 μF (o que se traduz numa frequência de corte de 7,2 kHz), que são utilizados para filtrar o ruído produzido pelas comutações dos IGBTs do inversor. No lado CC foi utilizado um banco de condensadores com capacidade total de 630 μF .

A determinação dos sinais de comando, embora possa ser efectuada pelo próprio DSP, nesta fase é efectuada externamente através de comparadores aplicando a técnica *Periodic Sampling*, introduzida no Item 3.3.2 do Capítulo 3, com a limitação de frequência máxima definida em 16 kHz. A placa desenvolvida para executar esta tarefa, inclui também uma série de entradas que inibem a comutação dos IGBTs em caso de sobrecorrente, curto-circuito ou sobreaquecimento dos módulos. Para além disso foi implementado um circuito de protecção para o lado CC do inversor que actua sempre que a tensão do banco de condensadores está acima de um certo limite, para proteger os IGBTs e o próprio banco de condensadores.

6.3 Modelo de Simulação do Filtro Activo Paralelo

O modelo de simulação do controlador do Filtro Activo Paralelo, de maneira geral, é semelhante aos modelos apresentados Capítulo 3. No sistema eléctrico, para efectuar os testes ao Filtro Activo Paralelo, são utilizados 3 transformadores de 5,5 kVA para baixar as tensões fase-neutro para 75 V. Quanto ao controlador, nem todas as características apresentadas no Item 3.11 foram já implementadas no DSP, pelo que não foram também utilizadas no modelo de simulação. Apenas foi implementada a Teoria p-q na sua forma digital, sem compensação de atrasos e também sem as características adicionadas ao sistema ao longo do Capítulo 3. Para além disso o controlo do lado CC do inversor foi efectuado com um controlador proporcional normal, ou seja:

$$p_{reg} = (V_{ref} - V_{cc}) \cdot K_p \tag{6.1}$$

Sendo assim, numa primeira fase das simulações, é utilizado um controlador simplificado, idêntico ao controlador utilizado no protótipo de bancada, e que terá a estrutura apresentada na Fig. 6.2, utilizando a técnica de comutação *Periodic Sampling* para determinar os sinais de comando dos IGBTs do inversor.

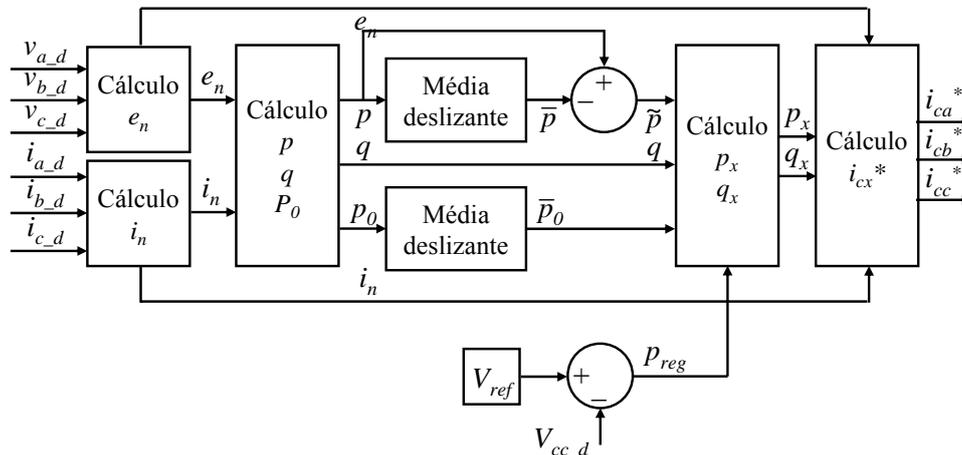


Fig. 6.2 – Estrutura do controlador implementado no DSP do protótipo laboratorial.

6.4 Ambiente de Ensaios

Com os ensaios do protótipo do Filtro Activo Paralelo implementado, pretende-se validar experimentalmente, os conhecimentos teóricos adquiridos através dos estudos baseados em simulações, tendo em consideração as limitações que este protótipo apresenta. O sistema eléctrico utilizado para efectuar os ensaios no Filtro Activo Paralelo é apresentado na Fig. 6.3.

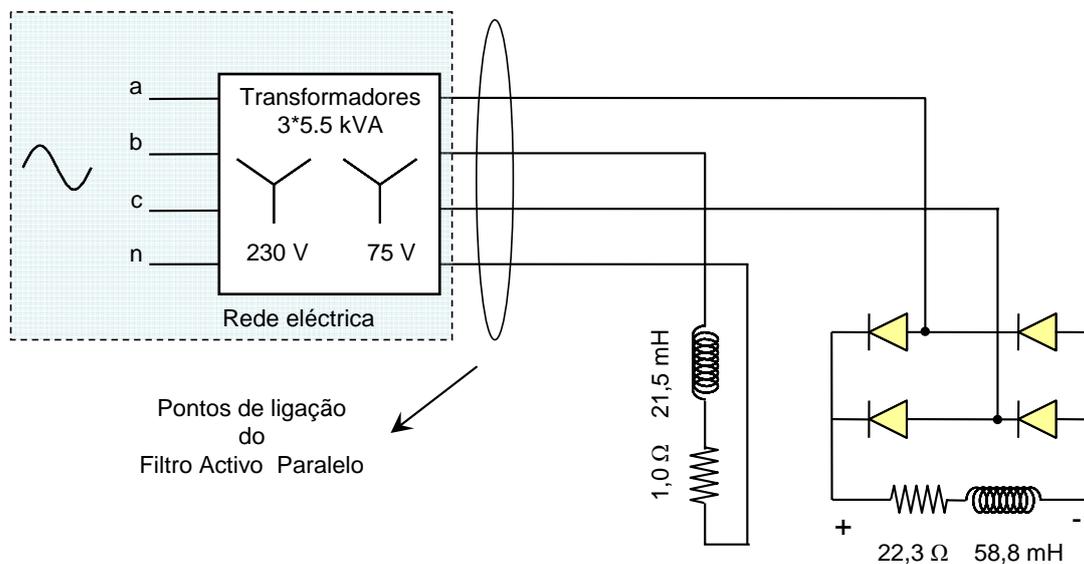


Fig. 6.3 – Sistema eléctrico utilizado nos ensaios laboratoriais do Filtro Activo Paralelo.

Foram utilizadas duas cargas nestes ensaios: uma carga RL monofásica ligada entre a fase *b* e o neutro e um rectificador monofásico com uma carga RL no lado CC conectada entre as fases *a* e *c*. A nível das tensões, estas apresentavam um conteúdo harmónico na ordem dos 3 % nas 3 fases, não havendo nenhum desequilíbrio significativo. As formas de onda das tensões medidas nas três fases são apresentadas na Fig. 6.4.

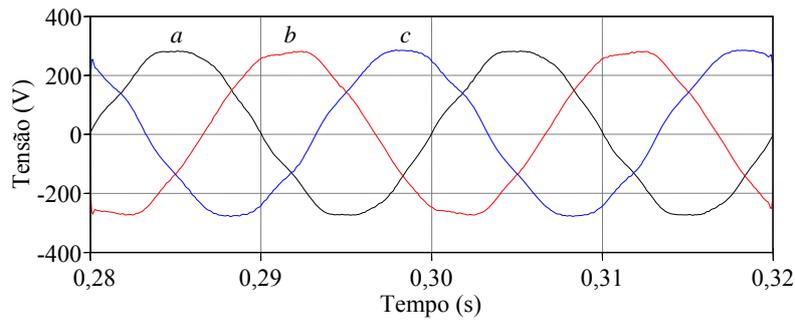


Fig. 6.4 – Tensões medidas no sistema eléctrico do protótipo laboratorial.

Com as duas cargas referidas foram efectuados dois ensaios que visaram testar as diversas características de compensação do Filtro Activo Paralelo. O primeiro ensaio consistiu em utilizar apenas a carga RL monofásica, o que obrigou o filtro activo a compensar um desequilíbrio, de 200 % (de acordo com os cálculos introduzidos no Item 1.5.11 do Capítulo 1), e com um factor de potência indutivo reduzido, uma vez que a carga é praticamente puramente indutiva. A Fig. 6.5 ilustra a corrente consumida pela carga neste ensaio.

Já o segundo ensaio foi efectuado com ambas as cargas ligadas, o que leva a um desequilíbrio menor, de 84 %, mas o filtro activo é também obrigado a compensar o conteúdo harmónico introduzido pela carga não-linear, que é de 30,2 %. A forma de onda das correntes da carga neste ensaio está presente na Fig. 6.6.

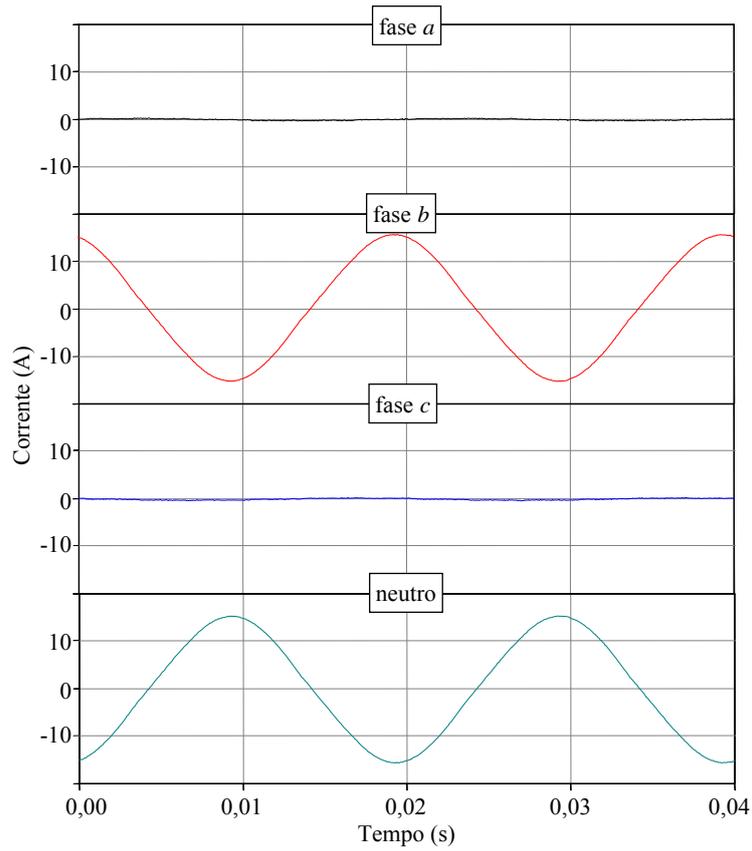


Fig. 6.5 – Correntes medidas na carga no primeiro ensaio laboratorial.

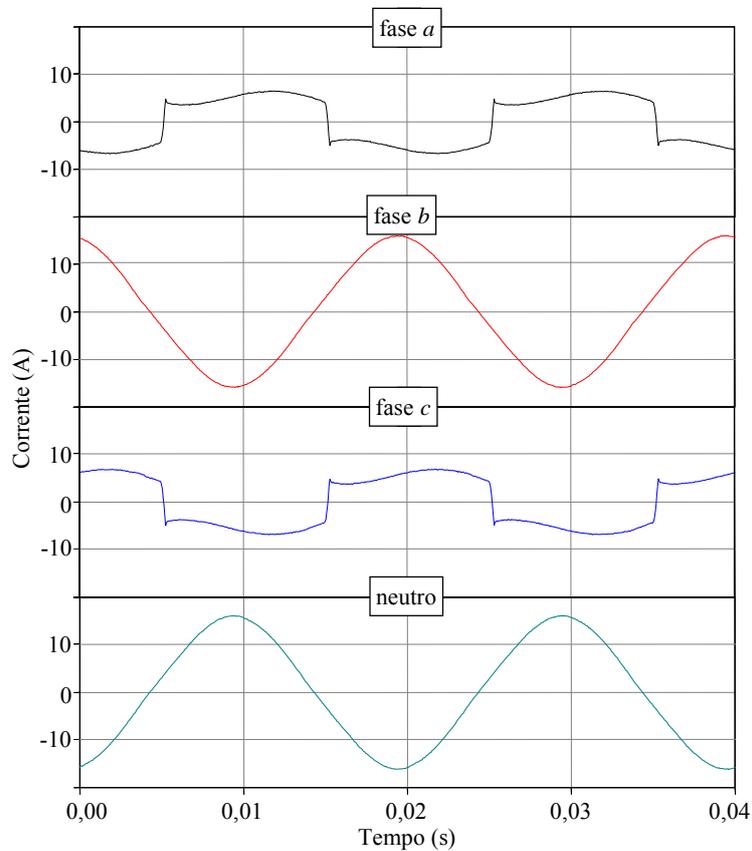


Fig. 6.6 – Correntes medidas na carga no segundo ensaio laboratorial.

A nível das simulações foi relativamente simples obter o mesmo perfil de consumo, como o comprova a Fig. 6.7, relativa ao segundo ensaio, com ambas as cargas ligadas. A nível do rectificador, apesar de ter sido modelado na simulação com as quedas de tensão reais e com a resistência série dos díodos, bastando para isso estudar o *datasheet*, a verdade é que esses parâmetros pouco influenciam as formas de onda de corrente no sistema eléctrico. Na realidade existe uma pequena diferença entre as formas de onda de corrente do rectificador monofásico real e do simulado, a nível da variação de corrente, mas esta diferença situa-se em cerca de 5 %, o que é perfeitamente aceitável.

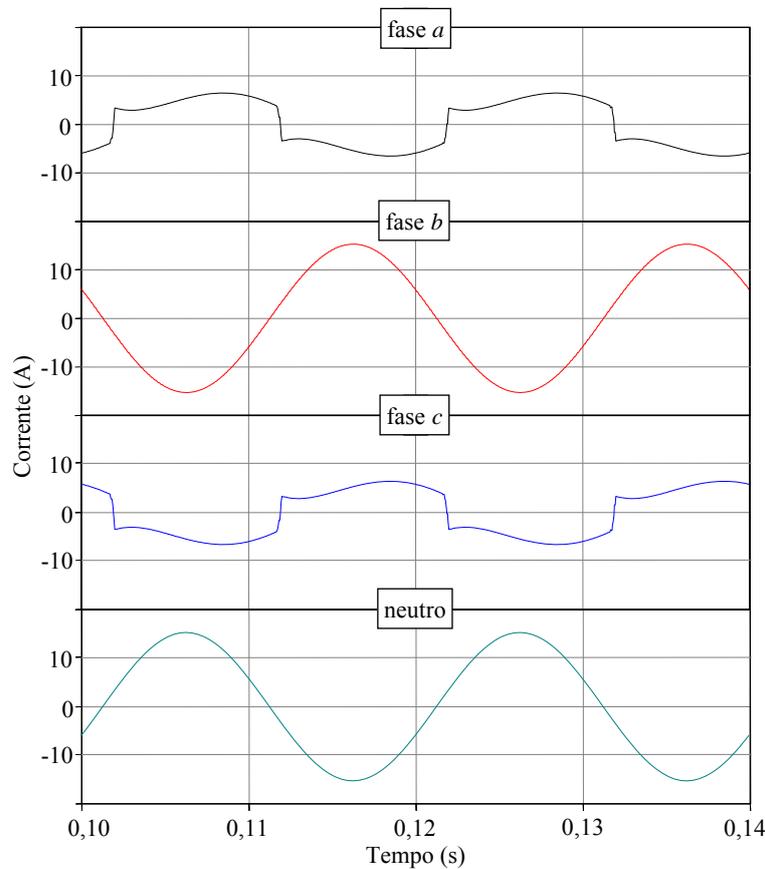


Fig. 6.7 – Correntes na carga no segundo ensaio – resultados de simulação.

6.5 Comparação entre Resultados do Protótipo Laboratorial e do Modelo de Simulação

Relativamente ao primeiro ensaio, em que o filtro activo tem que compensar o desequilíbrio e o factor de potência indutivo, as correntes na fonte após compensação estão patentes na Fig. 6.8 (protótipo) e na Fig. 6.9 (simulação).

Pode-se constatar que existe bastante ruído nas correntes da fonte, no entanto, este facto não se deve apenas ao método de comutação para determinar os sinais de comando dos IGBTs, sendo também por causa das correntes envolvidas serem de baixa amplitude, tendo um valor eficaz de apenas 2,1 A. O Filtro Activo Paralelo foi capaz de compensar o desequilíbrio, e tornou o factor de potência do sistema unitário tal como se pode observar na fase *b* da Fig. 6.8, onde a tracejado é apresentada a forma de onda de tensão do sistema para essa fase, no entanto, por causa do ruído o THD das correntes eleva-se acima dos 12 % no caso do resultado experimental obtido com o protótipo. O medidor utilizado, um Fluke 434, mede os harmónicos até à 50ª ordem, o que faz com que algum ruído de frequência mais elevada não seja contabilizado.

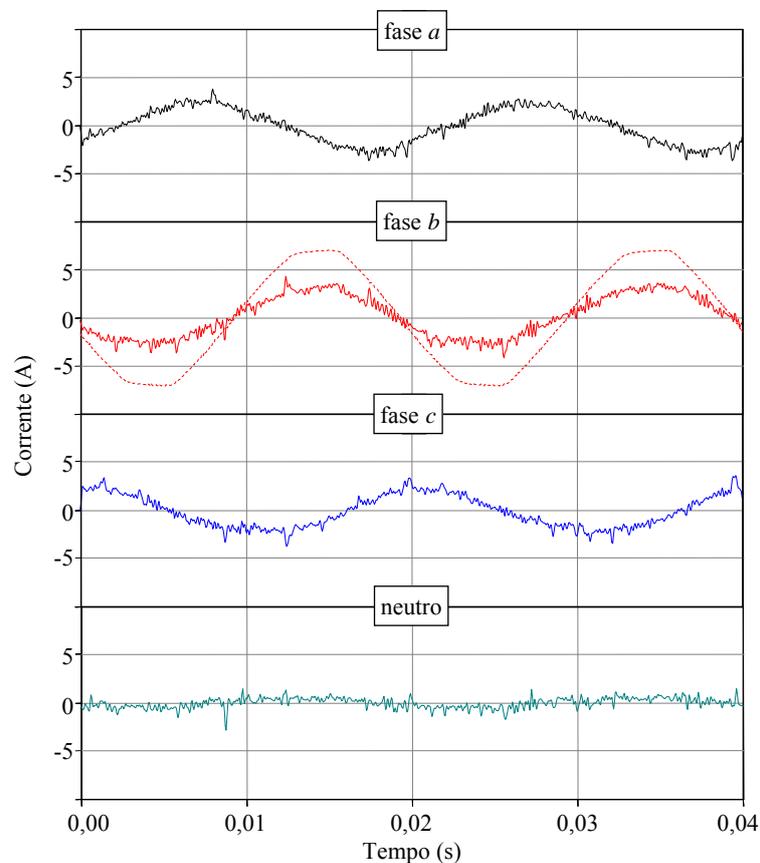


Fig. 6.8 – Correntes medidas na fonte do sistema eléctrico do protótipo de laboratório após compensação – primeiro ensaio.

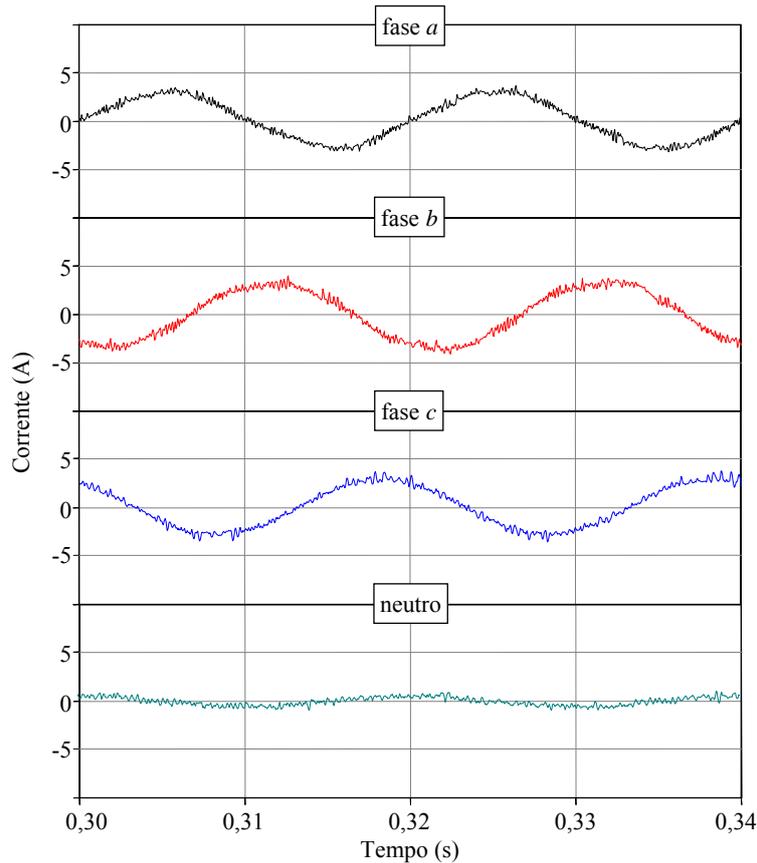


Fig. 6.9 – Correntes na fonte em simulação após compensação – primeiro ensaio.

Com o modelo de simulação o valor do THD das correntes na fonte após compensação foi de aproximadamente 10 % nas três fases, e para esse cálculo foram contabilizados todos os harmônicos até ao 51^o, de forma a ser possível comparar esse valor com o obtido nas medições com o protótipo laboratorial.

Quando a segunda carga foi ligada, o Filtro Activo Paralelo passou a ter que compensar também os harmônicos gerados pela carga não linear. Neste caso, observa-se que o ruído de alta frequência não teve tanta influência no valor do THD uma vez que o valor eficaz das correntes aumentou, e dessa forma o ruído passa a ser menos significativo. Deve-se também ter em consideração que o controlador não possui compensação dos atrasos, e portanto o Filtro Activo Paralelo não consegue acompanhar imediatamente as variações bruscas da corrente da carga o que provoca distorções na forma de onda das correntes da fonte compensadas. A Fig. 6.10 ilustra as formas de onda das correntes na fonte após compensação na bancada de ensaios, e a Fig. 6.11 mostra as formas de onda equivalentes obtidas com o modelo de simulação desenvolvido no PSCAD.

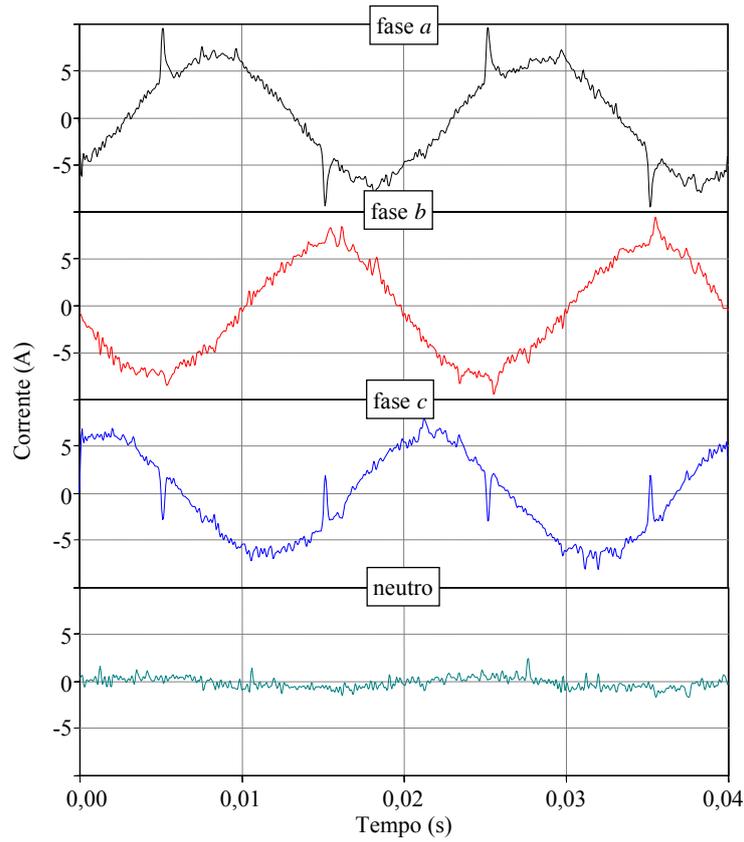


Fig. 6.10 – Correntes medidas na fonte do sistema eléctrico do protótipo de laboratório após compensação – segundo ensaio.

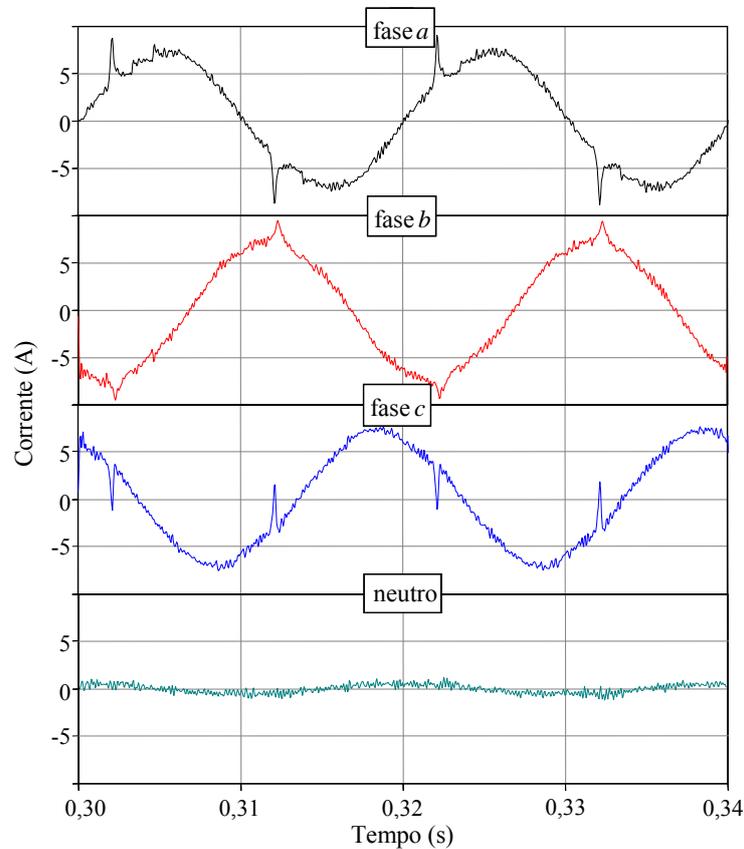


Fig. 6.11 – Correntes na fonte em simulação após compensação – segundo ensaio.

O estudo comparativo entre os resultados experimentais e simulados foi também efectuado a nível da tensão do lado CC do inversor do Filtro Activo Paralelo. Como se pode observar existe um elevado nível de ruído na tensão aos terminais do banco de condensadores do protótipo. Isso ocorre devido a uma indutância série equivalente desse banco de condensadores ser elevada, por causa de problemas no *layout* de ligação desses componentes aos módulos de IGBTs. Este fenómeno não foi considerado nas simulações do Capítulo 3, tendo sido considerado apenas nestas simulações. Este problema poderá ser resolvido ou pelo menos minimizado se os cabos que fazem as ligações do banco de condensadores forem substituídos por barras de cobre e o seu comprimento for mais reduzido.

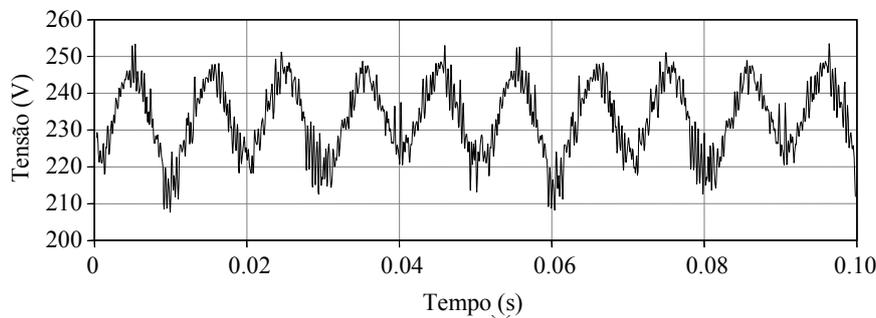


Fig. 6.12 – Tensão medida no lado CC do inversor do protótipo laboratorial durante o segundo ensaio.

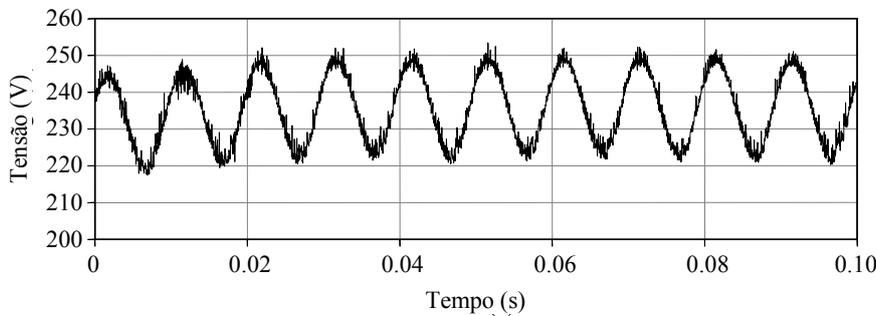


Fig. 6.13 – Tensão no lado CC do inversor do modelo de simulação durante o segundo ensaio.

6.6 Melhoramentos Futuros para o Protótipo Laboratorial

Neste momento, e de acordo com as simulações efectuadas no Capítulo 3, o protótipo laboratorial tem duas características que limitam muito o seu desempenho: a utilização da técnica de comutação *Periodic Sampling* para determinar as variáveis de comando dos IGBTs do inversor, e a não compensação dos atrasos provocados pelo sistema de controlo digital. Incluindo o método de comutação por SPWM e a compensação de atrasos é possível obter um comportamento bastante melhor para o

Filtro Activo Paralelo. A modificação do método de comutação obriga a que parte do *hardware* tenha que ser igualmente modificado, principalmente a nível dos filtros de saída do inversor. Assim, neste caso utilizou-se um filtro passa alto RC de 2ª ordem com frequência de corte em 4 kHz, e indutâncias de saída de 1,5 mH. Para melhorar a estabilidade no lado CC aumentou-se a capacidade do condensador para 1,5 mF. A nível da frequência de comutação foi utilizada uma frequência de 15 kHz, abaixo da frequência limite utilizada com o método *Periodic Sampling*. É também necessário melhorar as ligações entre o banco de condensadores do lado CC do inversor e os módulos de IGBTs, de forma a minimizar as indutâncias parasitas que causam o ruído na tensão V_{cc} .

Como se pode observar pelos resultados das simulações patentes na Fig. 6.14 (apenas com a carga RL monofásica) e na Fig. 6.15 (com ambas as cargas) o funcionamento do filtro activo melhorou significativamente.

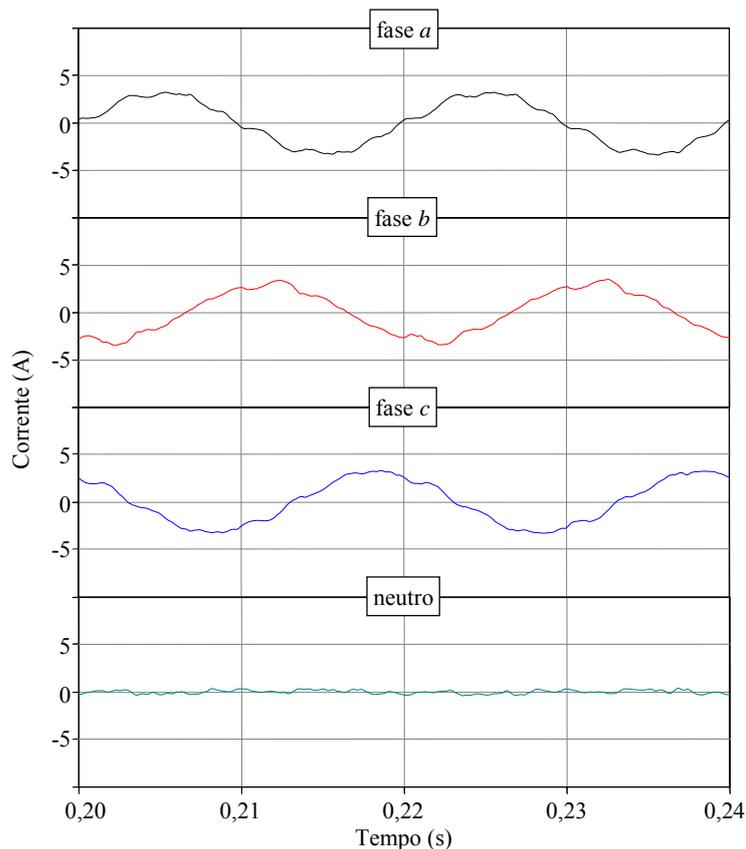


Fig. 6.14 – Correntes na fonte em simulação após compensação – cenário igual ao primeiro ensaio.

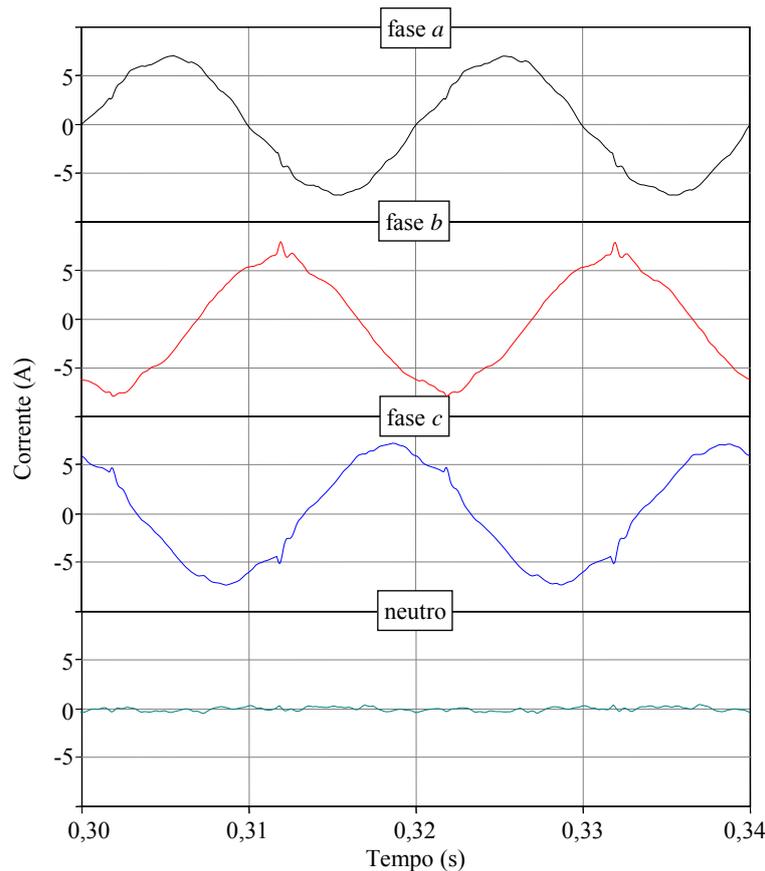


Fig. 6.15 – Correntes na fonte em simulação após compensação – cenário igual ao segundo ensaio.

Quando o Filtro Activo Paralelo compensa apenas a carga monofásica RL, obtém-se valores de THD para as correntes na fonte de 10,8 % na fase *a*, 10,3 % na fase *b* e de 9,6 % na fase *c*. De destacar que desta vez as formas de onda não apresentam ruído de alta frequência.

Quando a segunda carga é ligada e o sistema necessita de mais potência activa fazendo com que as correntes na fonte após compensação passem de 2,2 A para 4,9 A, o THD dessas correntes passa para 4,6 % na fase *a*, 5,4 % na fase *b* e 6,6 % na fase *c*. Se o objectivo for melhorar ainda mais o desempenho do Filtro Activo Paralelo, então existe a possibilidade de utilizar um detector de sequência positiva, como os apresentados no Capítulo 4, para as tensões. Foi realizada uma simulação em que se utilizou uma PLL nos sinais de tensão, de forma a detectar a sequência positiva à frequência fundamental desses sinais. Essa alteração fez com que o THD das correntes passasse para 3,5 % nas 3 fases para o cenário do primeiro ensaio, e passasse para 2,7 % para o cenário do segundo ensaio. A nível das amplitudes das correntes da fonte após compensação, estas mantêm-se praticamente inalteradas, e os resultados a nível de factor de potência e de desequilíbrio são também equivalentes aos obtidos

anteriormente. A Fig. 6.16 ilustra as correntes na fonte quando o filtro activo compensa a carga monofásica RL e a Fig. 6.17 ilustra as correntes da fonte quando o filtro compensa ambas as cargas.

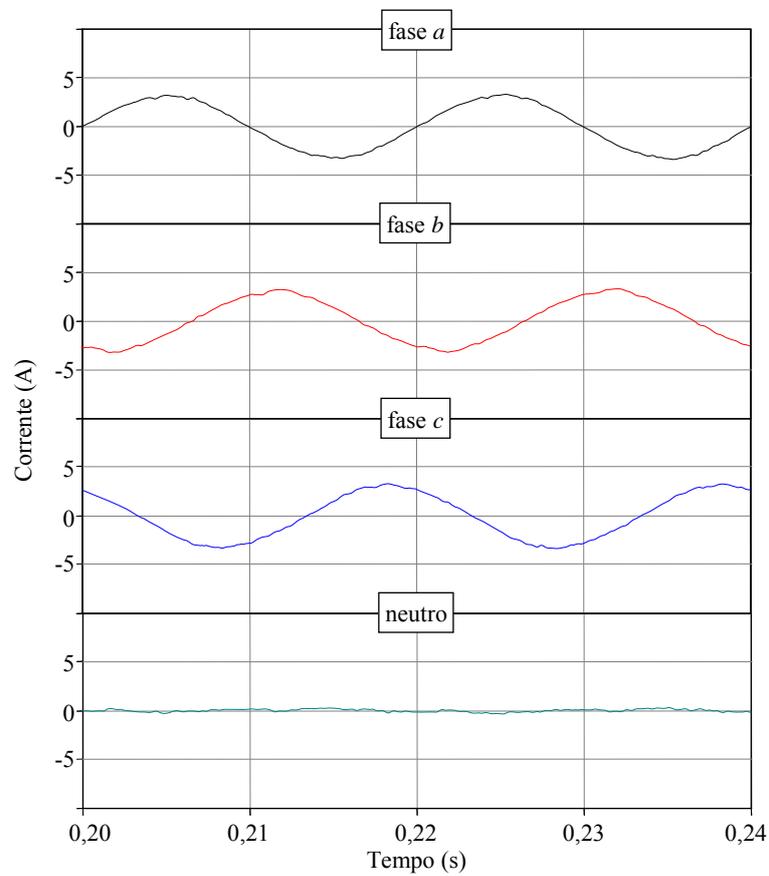


Fig. 6.16 – Correntes na fonte em simulação após compensação com PLL – cenário igual ao primeiro ensaio.

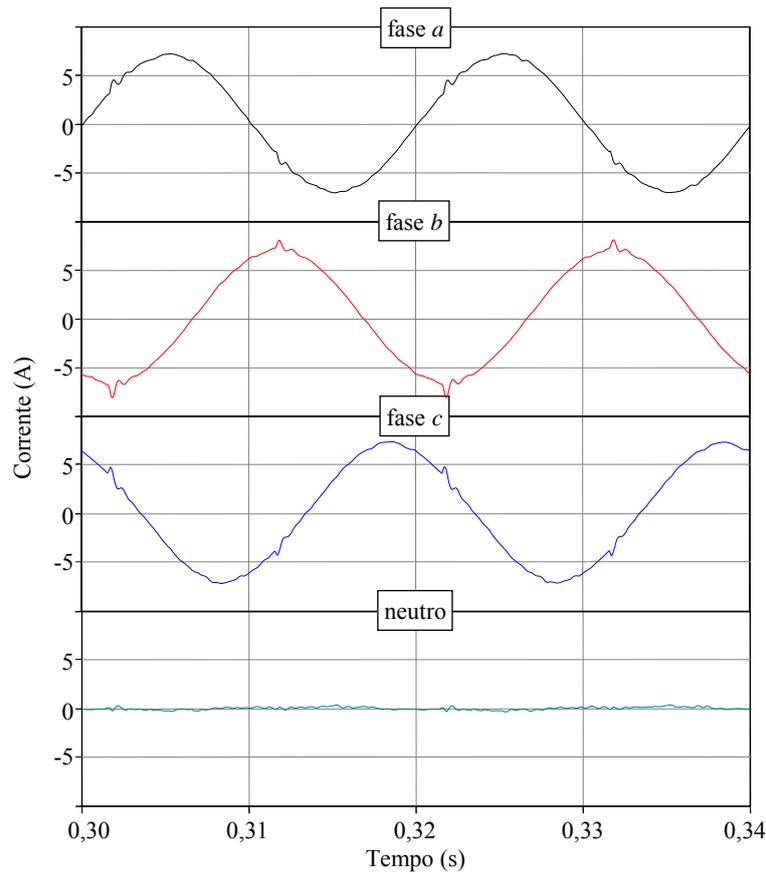


Fig. 6.17 – Correntes na fonte em simulação após compensação com PLL – cenário igual ao segundo ensaio.

Pode-se constatar que o único problema que não é completamente resolvido, embora tenha sido bastante reduzido, é o atraso provocado pelo controlador digital do Filtro Activo Paralelo e que se manifesta quando existem mudanças bruscas na corrente da carga. No entanto, convém destacar que para que esse problema seja minimizado a resposta transitória do filtro activo piora meio ciclo (para este caso que não existem harmónicos pares), mas num caso em que não se possam aplicar simetrias nas formas de onda este atraso aumenta para um ciclo da rede eléctrica [87].

6.7 Conclusão

Como se pôde observar, o desempenho do Filtro Activo Paralelo implementado depende muito dos melhoramentos a serem inseridos na versão final. Se a modificação para a compensação dos atrasos é algo relativamente simples, que não consome muitos recursos, já a inserção de um detector de sequência positiva irá obrigar uma migração para um DSP com maior capacidade de processamento, ou a limitar o número de amostras lidas por cada ciclo da rede eléctrica. Com o THD de 3 % nas tensões, o

inversor não consegue gerar correntes de compensação de baixa amplitude com boa qualidade, no entanto, o mesmo já não acontece quando o inversor gera correntes mais elevadas. Isto significa que a inclusão de um detector de sequência positiva poderá não ser necessária em todos os casos, apesar de ajudar sempre a melhorar a qualidade das formas de onda nas correntes da fonte após compensação. Em casos em que a corrente activa da fonte é relativamente elevada, e o desequilíbrio a nível das tensões do sistema não é excessivamente elevado, pode-se prescindir do detector de sequência positiva, no entanto, é necessário que o filtro activo deixe de compensar as correntes em situações transitórias de afundamentos monofásicos, ou quando o desequilíbrio das tensões for muito elevado, pois caso contrário as correntes na fonte poderão apresentar distorções significativas.

Este capítulo serviu também para validar as simulações efectuadas ao longo deste trabalho, uma vez que, como foi possível constatar, os resultados de simulação e de implementação mostraram ser bastante próximos.

Capítulo 7

Conclusões e Sugestões para Trabalho Futuro

7.1 Conclusões

O trabalho desenvolvido nesta dissertação demonstrou a utilidade de alguns tipos de Filtros Activos de Potência para a melhoria da qualidade da energia eléctrica.

No Capítulo 1 foi efectuada uma apresentação aos diversos problemas de qualidade de energia eléctrica, assim como às soluções existentes, com uma pequena descrição dos Filtros Activos de Potência.

O Capítulo 2 descreveu o processo de escolha das ferramentas de simulação computacional utilizadas no decorrer deste trabalho. A utilização do PSCAD veio acelerar o processo de simulação, ao mesmo tempo que proporcionou resultados muito próximos da realidade.

Os Filtros Activos de Potência foram apresentados com detalhe nos Capítulos 3, 4 e 5, com a realização de diversas simulações de forma a observar o comportamento de cada um destes equipamentos. Já o Capítulo 6 serviu para comparar o desempenho do protótipo laboratorial do Filtro Activo Paralelo com os modelos de simulação desenvolvidos, que foram apresentados no Capítulo 3.

De seguida são apresentadas as conclusões relativas a cada um dos filtros activos de potência abordados.

7.1.1 - Filtro Activo Paralelo

As simulações realizadas com a ferramenta PSCAD visaram observar o comportamento do Filtro Activo Paralelo em situações de operação que não foram abordadas nos trabalhos anteriores sobre este tipo de filtro activo. Graças a estas simulações foram detectadas algumas limitações, nomeadamente a nível da resposta transitória, de problemas de estabilidade em certas situações de operação, e também da quantidade de ruído injectado pelo inversor devido à técnica de comutação utilizada. A introdução da compensação de atrasos na teoria digital, sem que a tensão do lado CC do inversor fosse afectada, a técnica de comutação baseada na SPWM e o limitador inserido no sistema de controlo para proteger o inversor de sobrecorrentes, foram algumas das modificações introduzidas. O desempenho do Filtro Activo Paralelo

melhorou, quer em regime permanente, quer durante os períodos transitórios. Os testes efectuados com bancos de condensadores, filtros passivos e outros Filtros Activos Paralelo demonstraram que nessas situações é necessário também ter alguns cuidados a nível do sistema de controlo para garantir a estabilidade do sistema.

Foi também possível observar que alguns problemas a nível das formas de onda das tensões podem comprometer o desempenho do Filtro Activo Paralelo em certas situações de operação. No entanto, no Capítulo 6, verificou-se que a utilização de detectores de sequência positiva para as tensões do sistema veio a resolver a este problema. Quando foi utilizada uma PLL, as correntes na fonte tornaram-se sinusoidais após compensação, mesmo quando as tensões do sistema apresentavam distorção.

7.1.2 - Filtro Activo Série

A nível do Filtro Activo Série o objectivo do estudo efectuado consistiu em seleccionar algumas teorias de controlo através de uma análise ao estado da arte, e também escolher a topologia mais adequada para um filtro activo que conseguisse resolver um grande número de problemas a nível da forma de onda da tensão.

Os detectores de sequência positiva apresentados são uma boa solução, e as 3 pontes monofásicas propostas para o inversor dotam o Filtro Activo Série de uma maior flexibilidade, uma vez que este passa a ter a capacidade de compensar desequilíbrios. As simulações apresentadas, embora não estejam num nível de realismo tão elevado como as realizadas para o Filtro Activo Paralelo deixam já antever as potencialidades deste tipo de Filtro Activo de Potência.

Para além do estudo do Filtro Activo Série, foi também efectuada uma breve análise a um Filtro Activo Híbrido, que combina um destes filtros activos com filtros passivos utilizados para filtrar harmónicos de corrente. Foi testada uma teoria de controlo que impede que existam ressonâncias no sistema eléctrico. Demonstrou-se que o Filtro Activo Híbrido, para sistemas trifásicos a três fios, poderá funcionar como uma alternativa ao Filtro Activo Paralelo, uma vez que o seu desempenho a nível de compensação de harmónicos é bastante satisfatório. Embora não se tenha aprofundado muito o estudo deste tipo de Filtro Activo de Potência foi já possível ter uma ideia das suas potencialidades.

7.1.3 - Filtro Activo Série-Paralelo

O Filtro Activo Série-Paralelo combina as características do Filtro Activo Paralelo com o Filtro Activo Série. As simulações deste tipo de equipamento foram efectuados em sistemas trifásicos a 3 fios, e o estudo incidiu principalmente a nível da utilização de inversores de 2 e de 3 níveis com frequências de comutação mais baixas do que as utilizadas nos capítulos anteriores. Foi introduzida uma teoria de controlo que consistiu em aplicar um detector de sequência positiva para determinar o sinal que idealmente deveria estar nas correntes da fonte e nas tensões da carga, juntamente com o controlo de tensão do elo CC, e também com o algoritmo de amortecimento, utilizado para impedir a ocorrência de ressonâncias.

Foram efectuadas simulações com dois inversores trifásicos de 2 níveis, e constatou-se que esta combinação injectava bastante ruído na rede eléctrica, em parte devido à baixa frequência de comutação, de 10 kHz, que foi utilizada nestas simulações. Foram então efectuadas simulações com inversores de 3 níveis que apresentaram melhorias muito significativas a nível da quantidade de ruído injectado na rede eléctrica. Para além disso, de acordo com estudos efectuados, o custo dos inversores de 3 níveis para terem um desempenho equivalente aos inversores de 2 níveis, mas com menor injeção de ruído na rede acaba por ser equivalente, o que poderá ser significativo quando forem efectuadas as especificações de um protótipo de um Filtro Activo Série-Paralelo.

7.2 Sugestões para Trabalho Futuro

Há ainda muito trabalho a ser desenvolvido relacionado com o Filtro Activo Paralelo de forma a melhorar o seu desempenho. A nível do Filtro Activo Série e do Filtro Activo Série-Paralelo existem ainda diversos estudos que deverão ser realizados, previamente à implementação dos mesmos. De seguida são sugeridos alguns trabalhos relacionado com cada um dos Filtros Activos de Potência, de maneira a evoluir ainda mais o conhecimento nesta área, de forma a atingir o objectivo que é o de implementar protótipos industriais destes equipamentos.

7.2.1 - Filtro Activo Paralelo

Apesar das modificações sugeridas no decorrer desta Dissertação, existem ainda bastantes melhorias que poderão ser efectuadas ao controlador do Filtro Activo Paralelo. De seguida são apresentadas algumas sugestões:

- Definir um sistema de prioridades para o controlador do filtro activo, que desligue ou limite uma ou mais parcelas de potência de forma a limitar as correntes de compensação e não permitir que o seu inversor entre em sobrecarga;
- Testar outros métodos de determinação dos sinais de comando para os IGBTs, como por exemplo o SVM (*Space Vector Modulation*), que consegue otimizar a comutação a nível de redução de perdas no inversor;
- Estudar a viabilidade económica dos inversores multinível, e efectuar simulações para testar a estabilidade do sistema eléctrico em situações onde possam ocorrer ressonâncias;
- Determinar a existência de desequilíbrios e de harmónicos pares de maneira a definir dinamicamente a utilização das diferentes simetrias de potência (onda completa, meia onda, etc.);
- Fazer com que o condensador do lado CC do inversor carregue suavemente antes do filtro começar a compensar, para impedir aumentos bruscos de corrente;
- Fazer um estudo a nível das perdas existentes nos diversos componentes do inversor do filtro activo. Comparar diversas técnicas de comutação dos IGBTs e verificar o efeito destas nas perdas do inversor.

Para além das modificações a nível do sistema de controlo, poderão também ser efectuadas algumas modificações ao *hardware*, uma vez que no Capítulo 5, referente ao Filtro Activo Série-Paralelo, demonstrou-se que a utilização de inversores de 3 níveis poderá trazer vantagens a nível de desempenho, sem que o aumento do custo de implementação seja significativo.

7.2.2 - Filtro Activo Série

Para que seja possível implementar um protótipo de bancada de um Filtro Activo Série é ainda necessário efectuar um estudo a nível dos transformadores que fazem a interface do filtro activo com a rede eléctrica. Alternativamente pode-se estudar uma solução com inversores multinível que não necessite de utilizar transformadores. É também necessário pensar num sistema que faça com que a carga não deixe de ser

alimentada, caso ocorra algum problema com o Filtro Activo Série. Para além deste estudo, a implementação de um protótipo implica também que sejam efectuadas um conjunto de simulações, para obter um conhecimento profundo do comportamento deste filtro activo, em regime permanente e em regime transitório, num vasto conjunto de situações de operação em sistemas eléctricos que tenham problemas tanto a nível das tensões como das correntes.

A teoria de controlo para este equipamento já foi digitalizada em simulações, no entanto é necessário estudar o seu desempenho num DSP, sendo importante fazer algumas optimizações semelhantes às efectuadas para o Filtro Activo Paralelo, a nível das operações matemáticas efectuadas e também a nível da compensação de atrasos. Poderá também ser estudada a viabilidade de uma teoria de controlo que combine o Filtro Banda Adaptativo com os Multiplicadores de *Lagrange* para a determinação da amplitude correcta da componente de sequência positiva das tensões na fonte. Desta forma poderá ser possível obter um controlador que combine a grande precisão a nível de frequência e fase, com a precisão dos Multiplicadores de *Lagrange* a nível da amplitude.

A nível do Filtro Activo Híbrido, e uma vez que este tanto pode ter um funcionamento equivalente a um Filtro Activo Paralelo como pode funcionar como um Filtro Activo Série-Paralelo, será interessante fazer estudos que comparem o custo de implementação e o desempenho destes Filtros Activos de Potência. Quanto à teoria de controlo, seria interessante a inclusão da correcção dinâmica do factor de potência.

7.2.3 - Filtro Activo Paralelo-Série

A evolução do desenvolvimento do UPQC está dependente dos conhecimentos a nível do Filtro Activo Paralelo e Filtro Activo Série. Apesar de tudo, existem alguns estudos que poderão ser efectuados através de simulações, principalmente para se determinar o desempenho deste tipo de filtro activo em regime transitório durante a ligação do filtro, e também na ligação de cargas não-lineares. Ainda a nível da estabilidade, é necessário fazer uma análise detalhada, mesmo para operação em regime permanente, uma vez que tanto o Filtro Activo Paralelo como o Filtro Activo Série, em determinadas situações, podem contribuir para a instabilidade do sistema eléctrico.

REFERÊNCIAS

- [1] Power Quality Considerations for Automotive Plants, EPRI PQ Gold Series Brochure, 1991.
- [2] L. Gyugyi; E. C. Strycula; Active ac Power Filters; IEEE Industry Applications Annual Meeting; vol. 19-C; 1976; pp. 529-535.
- [3] A. Ghosh, G Ledwich, Power Quality Enhancement Using Custom Power Devices, Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [4] IEEE; IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality; IEEE Standard 1159: 1995.
- [5] K. Lee; G. Venkataramanan; T. M. Jahns; Modeling Effects of Voltage Unbalances in Industrial Distribution Systems with Adjustable Speed Drives; Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference; 39th IAS Annual Meeting; vol. 4; 3-7 Oct. 2004; pp. 2579-2586.
- [6] IEEE; IEEE Recommended Practice for Powering and Grounding Electronic Equipment; IEEE Standard 1100-1999.
- [7] Joseph S. Subjack; John S. McQuilkin; Harmonics – Causes, Effects, Measurements and Analysis; IEEE Transactions on Industry Applications; vol. 26, no. 6, Nov. - Dez. 1990, pp. 1034-1042.
- [8] N. Thomson; Saskpower System Characteristics and Power Quality Requirements for Consumer Loads; www.saskpower.com; Jun. 2002; pp. 313-323.
- [9] Duane Robinson, Sarath Perera, Vic Gosbell, Vic Smith; Voltage Fluctuations in the Electric Supply System; Integral Energy Power Quality Centre; <http://www.elec.uow.edu.au/iepqrc/files/technote7.pdf>; Aug. 2003.
- [10] IEEE; IEEE Recommended Practice for Electric Power Distribution for Industrial Plants (Red Book); IEEE 141: 1993.
- [11] NEMA Standard MG1-14.34; 1980.
- [12] IEEE-SA Standards Board; IEEE Trial-Use Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions; IEEE Std 1459-2000; 2000.
- [13] F. Z. Peng; Harmonic Sources and Filtering Approaches; IEEE Industry Applications Magazine, vol. 7; no. 4; Jul.-Ago. 2001; pp. 18-25.
- [14] J. C. Das; Power System Analysis: Short-circuit, Load Flow and Harmonics; New York: Marcel Dekker; 2002.
- [15] J. C. Das; Passive Filters - Potentialities and Limitations; IEEE Transactions on Industry Applications; vol. 40; no. 1; Jan.-Fev. 2004; pp. 232-241.
- [16] H. L. Ginn III; Resonant Harmonic Filters: their Optimization and Limits of Effectiveness; IEEE Power Engineering Society Summer Meeting 2000; vol 2; 16-20 Jul. 2000; pp. 783-788.
- [17] San-Yi Lee; Chi-Jui Wu; Chuan-Te Chang; Shih-Shong Yen; Modification of Single Tuned Filters to Avoid Parallel Resonance and Harmonic Amplification Problems; Proceedings of the 8th International Conference on

- Harmonics And Quality of Power; ICHPQ98; vol. 1, 14-16 Oct. 1998; pp.143-148.
- [18] K. S. Murthy; Impact of Capacitor Installations on Networks and Systems; Power Quality '98; 1998; pp. 203-216.
- [19] Miguel Vidales; Topologías de UPS (Off Line (fuera de línea) o Stand-By); http://www.unicrom.com/Tut_TopologiasUPS1.asp.
- [20] Neil Rasmussen; The Different Types of UPS Systems; APC White Paper #1; 2004.
- [21] Charles M. Kozierok; Uninterruptible Power Supplies; <http://www.pcguides.com/ref/power/ext/ups/index.htm>; Abr. 2001.
- [22] R. Krishnan; S. Srinivasan; Topologies for Uninterruptible Power Supplies; Conference Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics; ISIE'93 - Budapest; 1-3 Jun. 1993; pp. 122-127.
- [23] V. Yaskiv; R. Hirnyak; The Comparative Analysis of UPS Topologies; Proceedings of the International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science; 24-28 Feb. 2004; pp. 520-521.
- [24] K. Chan; Technical and Performance Aspects of a Dynamic Voltage Restorer; IEE Half Day Colloquium on Dynamic Voltage Restorers - Replacing Those Missing Cycles (Digest No. 1998/189); 11 Feb. 1998; pp. 5/1-525.
- [25] Olivier Suter; Michael Buschmann; Gerhard Linhofer; Philippe Maibach; Voltage Source Converter based Power Quality Solutions; Asia Pacific Regional Power Quality Seminar; Marriot Putrajaya, Malaysia; 28-31 Mar. 2005.
- [26] Thomas Gsell; Operation Principles and Practical Applications of MaxSine Active Filter; <http://www.nokiancapacitors.com/articles.htm>.
- [27] Schneider Electric; ReactiVar AccuSine Power Correction System Brochure; Power[http://www.squared.com/us/products/power_management.nsf/unid/4CF540FFB16F65D385256C7D006D6717/\\$file/activepfcbrochurepage.htm](http://www.squared.com/us/products/power_management.nsf/unid/4CF540FFB16F65D385256C7D006D6717/$file/activepfcbrochurepage.htm).
- [28] MGEUPS; Active Harmonic Equalizer SineWave Brochure; http://www.mgeups.com/download/doc_intl/index.htm.
- [29] W.C. Santana; L. E. B. da Silva; L.E.L. de Oliveira; V.F. da Silva; G. L. Torres; 13.8 kV Series Active Power Filter Implementation Using a Noise-Tolerant Algorithm; Conference Proceedings of the IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference; PESC 2004; vol. 2; 20-25 Jun. 2004; pp. 958-964.
- [30] Keiji Wada; S. Inoue; T. Shimizu; Control Strategy for a Series Active Filter for the Neutral Conductor in a Building and its Installation Point; Conference Record of the 38th Annual IAS Meeting Industry Applications Conference 2003; vol. 2; 12-16 Oct. 2003; pp. 1203-1208.
- [31] F. Z. Peng; H. Akagi; A. Nabae; A Novel Harmonic Power Filter; Conference Proceedings of the IEEE 18th Annual Power Electronics Specialists Conference; PESC'88; vol. 2; 11-14 Abr. 1988; pp. 1151-1159.

- [32] Subhashish Bhattacharya; Deepak Divan; B. Ben Banerjee; Control and Reduction of Terminal Voltage Total Harmonic Distortion (THD) in a Hybrid Series Active and Parallel Passive Filter System; Conference Proceedings of the IEEE 24th Annual Power Electronics Specialists Conference; PESC'93; 20-24 Jun. 1993; pp. 1151-1159.
- [33] R. Teichmann; S. Bernet; A Comparison of Three-Level Converters Versus Two-Level Converters for Low-Voltage Drives, Traction, and Utility Applications; IEEE Transaction on Industry Applications; vol. 41; no. 3; Mai. – Jun 2005; pp. 855-865.
- [34] Bor Ren Lin; Ta Chang Wei; A Novel NPC Inverter for Harmonics Elimination and Reactive Power Compensation; IEEE Transactions on Power Delivery; vol. 19; no.3 Jul. 2004; pp. 1449-1456.
- [35] Mel Clark; Kent Walters; MicroNote 101 - Transient Voltage Suppressors; <http://www.microsemi.com/micnotes/100ser/100index.htm>;
- [36] Teal Electronics; Application Note AN-13 Effective Use of TVSS Devices; <http://www.teal.com/products/notes.htm>;
- [37] Northern Technologies, Inc; TVSS Design & Application; <http://www.northern-tech.com/Engineering/faqs.htm>;
- [38] Hermann W. Dommel; Digital Computer Solution of Electromagnetic Transients in Single and Multiphase Networks. IEEE Trans. on Power Applications and Systems; vol. PAS-88, No. 4, Abr. 1969, pp. 388 – 398.
- [39] O. Anaya-Lara, E. Acha; Modelling and Analysis of Custom Power Systems by PSCAD/EMTDC, IEEE Transactions on Power Delivery; vol. 17; no. 1, Jan. 2002; pp. 266 – 272.
- [40] M. A. Hannan, A. Mohamed; PSCAD/EMTDC Simulation of Unified Series-Shunt Compensator for Power Quality Improvement; IEEE Transactions on Power Delivery, Volume 20, No. 2, Part 2, Abr. 2005, pp. 1650 – 1656.
- [41] Manitoba HVDC Research Centre Inc.; User's Guide on the use of PSCAD – Power Systems Computer Aided Design; Abr. 2005.
- [42] Manitoba HVDC Research Centre Inc.; EMTDC User's guide – Transient Analysis for PSCAD Power System Simulation; Abr. 2005.
- [43] Electrotek Concepts; TOP, The Output Processor – Frequently Asked Questions; <http://www.pqsoft.com/top/topfaq.htm>.
- [44] The MathWorks; Matlab – The Language of Technical Computing; 2003.
- [45] The MathWorks; Simulink – Simulation and Model-Based Design; 2003.
- [46] Plexim GmbH; PLECS – Piece-Wise Linear Electrical Circuit Simulation for Simulink – User Manual; 2005.
- [47] Simulation Research; Caspoc User Guide Version 2003, A Simulation Experience; 2003.
- [48] <http://www.ansoft.com/products/em/simplorer/>
- [49] R. Juchem, B. Knorr; Complete Automotive Electrical System Design; Proceedings of VTC 2003, IEEE 58th Vehicular Technology Conference; vol. 5, 6-9 Out. 2003 Pags.:3262 – 3266.

- [50] O. Haedrich, M. Schulze; A Novel Active Three Phase AC-Voltage Conditioning Scheme for Suppressing Power Line Distortions; IECON '99, Proceedings of the 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society; vol. 3; 29 Nov.-3 Dec. 1999; pp. 1434 – 1439.
- [51] João Luiz Afonso; Filtro Activo Paralelo com Controlo Digital para Melhoria da Qualidade de Energia Eléctrica; Tese de Doutoramento; Universidade do Minho; Nov. 2000.
- [52] 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; Abr. 2004.
- [53] Manuel João Sepúlveda Mesquita de Freitas; Implementação de um Filtro Activo de Potência para a Optimização da Interface entre a Rede e Outros Sistemas Eléctricos; Tese de Doutoramento; Universidade do Minho; 2004.
- [54] J. Rodríguez; A. Weinstein, P. Lezana; A Comparison of Power-Electronics Simulation Tools; Universidad Técnica Federico Santa María; Departamento de Electrónica; Valparaíso; Chile; Maio 2001, http://www.techonline.com/community/ed_resource/feature_article/14292
- [55] H. Akagi; Trends in Active Power Line Conditioners; IEEE Transactions on Power Electronics; vol. 9; no. 3; Mai. 1994; pp. 263 – 268.
- [56] H. I. Yunus; R. M. Bass; Comparison of VSI and CSI Topologies for Single-Phase Active Power Filters; 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference; PESC '96; vol. 2; 23-27 Jun. 1996; pp. 1892 – 1898.
- [57] 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.
- [58] J. Rodriguez; J. Pontt; G. Alzarnora; N. Becker; O. Eickenkel; A. Weinstein; Novel 20-MW Downhill Conveyor System using Three-Level Converters; IEEE Transactions on Industrial Electronics; vol. 49; no. 5; Out. 2002; pp. 1093 - 1100.
- [59] M. Manjrekar; G. Venkataramanan; Advanced Topologies and Modulation Strategies for Multilevel Inverters; 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference; PESC '96; vol. 2; 23-27 Jun. 1996; pp. 1013 – 1018.
- [60] J. Mahdavi; A. Agah; A. M. Ranjbar; H. A. Toliyat; Extension of PWM Space Vector Technique for Multilevel Current-Controlled Voltage Source Inverters; Proceedings of the 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society; IECON '99; vol. 2; 29 Nov.-3 Dez. 1999; pp. 583 – 588.
- [61] B. Mwinyiwiwa; Z. Wolanski; Boon-Teck Ooi; Microprocessor-Implemented SPWM for Multiconverters with Phase-Shifted Triangle Carriers; IEEE Transactions on Industry Applications; vol. 34; no. 3; Mai.-Jun. 1998; pp. 487-494.
- [62] Chin Lin Chen; Chen E. Lin; C. L. Huang; An Active Filter for Unbalanced Three-Phase System Using Synchronous Detection Method; Proceeding of the 25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '94; 20-25 Jun. 1994; pp. 1451 – 1455.

- [63] C. A. Quinn; N. Mohan; Active Filtering of Harmonic Currents in Three-Phase, Four-Wire Systems with Three-Phase and Single-Phase Nonlinear Loads; Conference Proceedings of the Seventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '92.; 23-27 Fev. 1992; pp. 829 – 836.
- [64] B. Singh; K. Al-Haddad; A. Chandra; A Review of Active Filters for Power Quality Improvement; IEEE Transactions on Industrial Electronics; vol. 46; no. 5; Out. 1999; pp. 960 - 971
- [65] João Luiz Afonso; Filtro Activo Paralelo com Controlo Digital para Melhoria da Qualidade de Energia Eléctrica; Tese de Doutoramento; Universidade do Minho; Novembro de 2000.
- [66] J. Dixon; S. Tepper; L. Moran; Practical Evaluation of Different Modulation Techniques for Current-Controlled Voltage Source Inverters; Electric Power Applications, IEE Proceedings, vol. 143, no. 4; Jul. 1996 pp.: 301 – 306.
- [67] J. Holtz; Pulsewidth Modulation - A Survey; IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 39, no. 5; Out. 1992; pp.410 – 420.
- [68] S. Buso; L. Malesani; P. Mattavelli; Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 45, Issue 5, Oct. 1998; Page(s):722 – 729.
- [69] L. Malesani; P. Mattavelli; P. Tomasin; High-Performance Hysteresis Modulation Technique for Active Filters; IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, no. 5; Set. 1997; pp.: 876 – 884.
- [70] B. N. Singh; A. Chandra; P. Rastgoufard; K. Al-Haddad; DSP Based Control Method of Active Filter: Elimination of Switching Ripples; Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition; APEC 2000; vol. 1, 6-10 Fev. 2000; pp.: 427 – 433.
- [71] F. Pottker; I. Barbi; Power Factor Correction of Non-Linear Loads Employing a Single Phase Active Power Filter: Control Strategy, Design Methodology and Experimentation; Record of the 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '97, vol. 1, 22-27 Jun. 1997 pp.: 412 – 417.
- [72] J. W. Dixon; S. Tepper; L. Moran; Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters; Conference Proceedings of the Ninth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '94, vol. 2; 13-17 Fev. 1994; pp.:894 – 900.
- [73] H. Pinheiro; F. Botteron; C. Rech; L. Schuch; R. F. Camargo; H. L. Hey; H. A. Grundling; J. R. Pinheiro; Space Vector Modulation for Voltage-Source Inverters: a Unified Approach; 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 02, vol. 1; 5-8 Nov. 2002; pp.:23 – 29.
- [74] M. G. Villalva; F. Ruppert; 3-D Space Vector PWM for Three-Leg Four-Wire Voltage Source Inverters; 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 04, vol. 5, 20-25 Jun. 2004 pp.:3946 – 3951.
- [75] A. Dell'Aquila; G. Delvino; M. Liserre; P. Zanchetta; A New Fuzzy Logic Strategy for Active Power Filter; Eighth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 2000.

- [76] A. Hamadi; K. Al-Haddad; S. Rahmani; H. Kanaan; Comparison of Fuzzy Logic and Proportional Integral Controller of Voltage Source Active Filter Compensating Current Harmonics and Power Factor; 2004 IEEE International Conference on Industrial Technology, IEEE ICIT '04, vol. 2; 8-10 Dez. 2004 pp.:645 – 650.
- [77] T. C. Green; J. H. Marks; Control Techniques for Active Power Filters; IEE Proceedings – Electric Power Applications; vol. 152, no. 2, Mar. 2005; pp. 369 – 381.
- [78] S. Mariethoz; A. C. Rufer; Open Loop and Closed Loop Spectral Frequency Active Filtering; IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, no. 4; Jul. 2002; pp.:564 – 573.
- [79] L. A. Pittorino; A. Horn; J. H. R. Enslin; Power Theory Evaluation for the Control of an Active Power Filter; Proceedings of the 4th IEEE AFRICON; vol. 2, 24-27 Set. 1996 pp. 676 – 681.
- [80] J. R. Vazquez; P. Salmeron; Active Power Filter Control Using Neural Network Technologies; IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 150, no. 2; Mar. 2003; pp.: 139 – 145.
- [81] S. D. Round; N. Mohan; Comparison of Frequency and Time Domain Neural Network Controllers for an Active Power Filter; Proceedings of the International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, IECON'93; 15-19 Nov. 1993; pp. 1099 – 1104.
- [82] H. Akagi. Y. Kanazawa. A. Xabae. Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-phase Circuits”, IPEC'83 – Int. Power Electronics Conference; Tokyo, Japão; 1983; pp. 1375-1386.
- [83] S. Bhattacharya; D. Divan; Synchronous Frame Based Controller Implementation for a Hybrid Series Active Filter System; Conference Record of the Thirtieth IAS Annual Meeting Industry Applications Conference, IAS '95, vol. 3; 8-12 Out. 1995; pp.:2531 – 2540.
- [84] João L. Afonso, Júlio S. Martins, Maurício Aredes, Edson H. Watanabe; Filtro Ativo Paralelo com Controle Digital de Baixo Custo; IV SBQEE – Seminário Brasileiro de Qualidade da Energia Elétrica; Porto Alegre – Brasil; 12-17 Ago. 2001; pp.
- [85] 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.
- [86] M. Aredes; E. H. Watanabe; New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters; IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 10, no. 3, Jul. 1995; pp.: 1649 – 1656.
- [87] 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.
- [88] M. Aredes; Active Power Line Conditioners; Dr.-Ing. Thesis, Technische Universität Berlin; Berlin, Alemanha; Março 1996.

- [89] 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.
- [90] Texas Instruments; TMS320F/C24x DSP Controllers Reference Guide – CPU and Instruction Set; SPRU160C; Jun. 1999.
- [91] LEM; Voltage Transducer LV-25P datasheet.
- [92] LEM; Current Transducer LA-100P datasheet.
- [93] Ricardo G. Pregitzer, Tiago N. Sousa, Júlio S. Martins, João L. Afonso; Interface entre Fontes de Energia Renovável e a Rede Eléctrica; ENER'05 – Conferência sobre Energias Renováveis e Ambiente em Portugal; 5-7 Mai. 2005, pp. 1.143-1.148.
- [94] Murthy, K.S.; Impact of Capacitor Installations on Networks and Systems; Power Quality '98; 1998; pp.:203 – 216.
- [95] T. Ohnishi; K. Ueki; M. Hojo; Source Current Detection Control of Active Filter for Preventing Current Oscillation; IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 04; vol. 2, 20-25 Jun. 2004 pp.:965 – 969.
- [96] Z. Chen; F. Blaabjerg; J. K. Pedersen; A Study of Parallel Operations of Active and Passive Filters; IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference; PESC'02; vol. 2; 23-27 June 2002; pp.:1021 – 1026.
- [97] Brian T. Boulter; Digital Filter Design - Writing Difference Equations for Digital Filters; 2000; <http://www.apicsllc.com/index.html>.
- [98] Ricardo G. Pregitzer, Tiago N. Sousa, Júlio S. Martins, João L. Afonso; Interface entre Fontes de Energia Renovável e a Rede Eléctrica; ENER'05 – Conferência sobre Energias Renováveis e Ambiente em Portugal; 5-7 Mai. 2005, pp. 1.143-1.148.
- [99] Murthy, K.S.; Impact of Capacitor Installations on Networks and Systems; Power Quality '98; 1998; pp.:203 – 216.
- [100] T. Ohnishi; K. Ueki; M. Hojo; Source Current Detection Control of Active Filter for Preventing Current Oscillation; IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 04; vol. 2, 20-25 Jun. 2004 pp.:965 – 969.
- [101] Z. Chen; F. Blaabjerg; J. K. Pedersen; A Study of Parallel Operations of Active and Passive Filters; IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference; PESC'02; vol. 2; 23-27 June 2002; pp.:1021 – 1026.
- [102] Brian T. Boulter; Digital Filter Design - Writing Difference Equations for Digital Filters; 2000; <http://www.apicsllc.com/index.html>.
- [103] C. Nunez; V. Cardenas; G. Alarcon; M. Oliver; Voltage Disturbances and Unbalance Compensation by the Use of a 3-Phase Series Active Filter; 32nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2001; vol. 2; 17-21 Jun. 2001; pp. 571 – 576.
- [104] G. Alarcon; C. Nunez; V. Cardenas; M. Oliver; Design and Implementation of a 3-Phase Series Active Filter to Compensate Voltage Disturbances; VII IEEE

- International Power Electronics Congress; CIEP 2000; 15-19 Oct. 2000; pp. 93 - 98.
- [105] L. A. Moran; I. Pastorini; J. Dixon; R. Wallace; A Fault Protection Scheme for Series Active Power Filters; IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 5, Set. 1999; pp. 928 – 938.
- [106] Manuel João Sepúlveda Mesquita de Freitas; Implementação de um Filtro Activo de Potência para a Optimização da Interface entre a Rede e outros Sistemas Eléctricos; Tese de Doutoramento; Guimarães; 2004.
- [107] Sang-Joon Lee; Hyosung Kim; Seung-Ki Sul; Blaabjerg, F.; A Novel Control Algorithm for Static Series Compensators by use of PQR Instantaneous Power Theory; IEEE Transactions on Power Electronics; vol. 19, no. 3, Mai. 2004; pp. 814 – 827.
- [108] Sérgio Lodeiro Müller; Rodrigo Antonio Marques Braga; Fausto Bastos Líbano; Alternativa de Estratégia de Controle para o Filtro Ativo Série; CBA 2004, XV Congresso Brasileiro de Automática; Gramado, Brasil; 2004.
- [109] Manuel Ángel Perales Esteve; Aplicación de Nuevas Técnicas de Control para el Desarrollo de Reguladores Activos de Potencia; Tese de Doutoramento; Sevilla, Espanha; Abr. de 2002.
- [110] Ricardo G. Pregitzer; Tiago N. Sousa; João M. Sepúlveda; João L. Afonso; Análise e Simulações de um Filtro Banda Adaptativo Aplicado a um Filtro Activo Série; CBA 2004, XV Congresso Brasileiro de Automática; Gramado, Brasil; 2004.
- [111] M. Aredes; L. F. C. Monteiro; A Control Strategy for Shunt Active Filter; 10th ICHQP IEEE/PES 10th Int. Conf. on Harmonics and Quality of Power; Rio de Janeiro, Brazil; Oct. 2002; vol. 1; pp. 472-477.
- [112] M. Aredes; Luís F. C. Monteiro; Jaime M. Miguel; Control Strategies for Series and Shunt Active Filters; Proc. (CDROM) of the 2003 IEEE Bologna Power Tech – IEEE Bologna Power Tech Conference; Bologna, Italy; Jul. 2003; vol.1; pp.1-6.
- [113] S. Fryze, Wirk-, Blind- und Scheinleistung in Elektrischen Stromkreisen mit Nicht-Sinusförmigem Verlauf von Strom und Spannung; ETZ-Arch. Elektrotech.; vol. 53; 1932; pp. 596-599, 625-627, 700-702.
- [114] L. F. C. Monteiro; M. Aredes; João A. M. Neto; A Control Strategy for Unified Power Quality Conditioner; Proc. (CDROM) of the 2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics; ISIE03 Rio de Janeiro, Brazil; Jun. 2003; vol. 1; pp.1-6.
- [115] R. Pregitzer, T. Sousa, J. L. Afonso; L. F. C. Monteiro; M. Aredes; Comparison of Fundamental Positive-Sequence Detectors for Highly Distorted And Unbalanced Systems; Proc (CDROM) of the CEE'05, 1st International Conference on Electrical Engineering; Coimbra, Portugal; 2005.
- [116] F. Z. Peng; H. Akagi; A. Nabae; A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems; Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting; 2-7 Oct. 1988; vol. 1; pp. 874 – 880.

- [117] F. Z. Peng; H. Akagi; A. Nabae; A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems - a Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters; IEEE Transactions on Industry Applications; Nov.-Dez. 1990; Vol. 26; No. 6; pp. 983 – 990.
- [118] Zhiguo Pan; Peng, F.Z.; Suilin Wang; Power Factor Correction Using a Series Active filter; IEEE Transactions on Power Electronics; vol. 20, no. 1, Jan. 2005; pp.148 – 153.
- [119] Drew Robb; Power Quality Issues Cause Computer Problems; SmartPowerSystems; <http://www.answerstat.com/papers/5/13.pdf>.
- [120] H. Fujita; H. Akagi; The Unified Power Quality Conditioner: the Integration of Series and Shunt-Active Filters; IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, no. 2, Mar. 1998; pp.:315 – 322.
- [121] H. Akagi; Trends in Active Power Line Conditioners; IEEE Transactions on Power Electronics; vol. 9; no. 3; Mai. 1994; pp. 263 – 268.
- [122] S. A. O. da Silva; P. F. Donoso-Garcia; P. C. Cortizo; A Three-Phase Series-Parallel Compensated Line-Interactive UPS System with Sinusoidal Input Current and Sinusoidal Output Voltage; Conference Record of the IEEE Thirty-Fourth IAS Annual Meeting and Industry Applications Conference; vol. 2M 3-7 Oct. 1999; pp. 826 – 832.
- [123] S. A. O. da Silva; P. F. Donoso-Garcia; P. C. Cortizo; P. F. Seixas; A Comparative Analysis of Control Algorithms for Three-Phase Line-Interactive UPS Systems with Series-Parallel Active Power-Line Conditioning using SRF Method; IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference; PESC 00; vol. 2, 18-23 Jun. 2000; pp. 1023 – 1028.
- [124] Gu Jianjun; Xu Dianguo; Liu Hankui; Gong Maozhong; Unified Power Quality Conditioner (UPQC): the Principle, Control and Application; Proceedings of the Power Conversion Conference; PCC02; vol. 1; 2-5 Abr. 2002 pp. 80 – 85.
- [125] Yonghua Cheng; P. Lataire; Advanced Control Methods for the 3-Phase Unified Power Quality Conditioner; IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference; PESC 04; vol. 6; 20-25 Jun. 2004; pp. 4263 – 4267.
- [126] V. Khadkikar; P. Agarwal; A. Chandra; A. O. Barry; T. D. Nguyen; A Simple New Control Technique for Unified Power Quality Conditioner (UPQC); 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power; ICHQP'04; 12-15 Set. 2004; pp. 289 – 293.
- [127] J. Prieto; P. Salmeron; J. R. Vazquez; J. Alcantara; A Series-Parallel Configuration of Active Power Filters for VAR and Harmonic Compensation; IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society; IECON 02; vol. 4, 5-8 Nov. 2002; pp. 2945 – 2950.
- [128] J. Dixon; L. Moran; E. Rodriguez; R. Domke; Reactive Power Compensation Technologies: State-of-the-Art Review; Proceedings of the IEEE; vol. 93; no. 12; Dez. 2005; pp. 2144 – 2164.
- [129] R. Teichmann; S. Bernet; A Comparison of Three-Level Converters Versus Two-Level Converters for Low-Voltage Drives, Traction, and Utility

- Applications; IEEE Transactions on Industry Applications; vol. 41; no.33; Mai.-Jun. 2005; pp.855 – 865.
- [130] M. Depenbrock, D. A. Marshall, J. D. van Wyk, Formulating Requirements for a Universally Applicable Power Theory as Control Algorithm in Power Compensators; ETEP – Eur. Trans. Elect. Power Eng., vol. 4, no. 6, pp. 445-455, Nov./Dez. 1994.
- [131] L. F. C. Monteiro; M. Aredes; J. A. Moor Neto; A Control Strategy for Unified Power Quality Conditioner; 2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics; ISIE '03; vol. 1; 9-11 Jun. 2003; pp. 391 – 396.
- [132] B. Kristiansson, B. Lennartson, Robust and Optimal Tuning of PI and PID Controllers; IEE Proc. Control Theory Appl.; vol. 149; no. 1, Jan. 2002; pp. 17-25.
- [133] Aredes, M.; Monteiro, L.F.C.; Mourente, J.; Control Strategies for Series and Shunt Active Filters; 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings; vol. 2; 23-26 Jun. 2003.
- [134] Beom-Seok Chae; Woo-Cheol Lee; Taek-Kie Lee; Dong-Seok Hyun; A Fault Protection Scheme for Unified Power Quality Conditioners; Proceedings of the 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems; vol. 1, 22-25 Out. 2001; pp. 66 – 71.
- [135] Algumas Contribuições para o Controle de Filtros Activos; Luís F. C. Monteiro; Maurício Aredes; João L. Afonso; XV Congresso Brasileiro de Automática; CBA 2004; 21-24 Set. 2004.
- [136] G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutati and G. Sciotto; A New Multilevel PWM Method: A Theoretical Analysis; IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 7; no. 3; Jul. 1992, pp. 497-505.
- [137] M. Aredes, J. Häffner and K. Heumman, A Combined Series and Shunt Active Power Filters; IEEE / KTH– Stockholm Power Tech. Conf.; vol. Power Elect.; Jun. 1995; pp. 237–242.