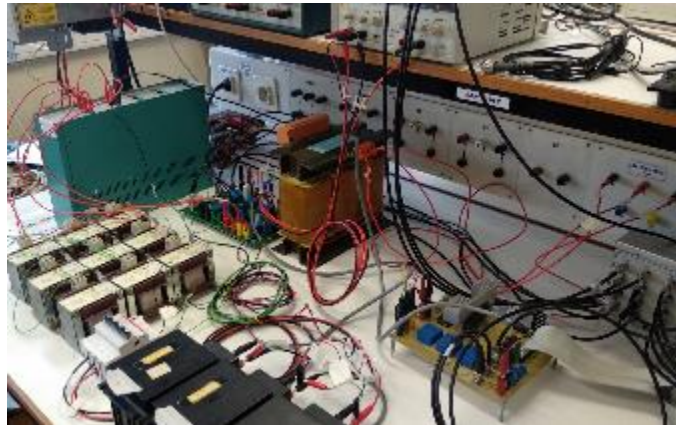




INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA  
Departamento de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação



## **Técnicas de Controlo Preditivo Aplicado a Filtros Ativos de Potência**

**EMANUEL JOSÉ CAEIRO PEREIRA BEJA E SILVA**  
(Licenciado)

Trabalho Final de Mestrado para obtenção do grau de Mestre em Engenharia  
Eletrotécnica – Ramo de Energia

### **Orientadores**

PROFESSOR DOUTOR PAULO JOSÉ DUARTE LANDEIRO GAMBÔA

PROFESSOR DOUTOR JOSÉ GABRIEL DA SILVA BRITO LOPES

### **JÚRI:**

PRESIDENTE: PROFESSOR LUÍS MANUEL DOS SANTOS REDONDO (ISEL/IPL)

1º VOGAL: PROFESSOR HIREN CANACSIH (ISEL/IPL)

2º VOGAL: PROFESSOR PAULO JOSÉ DUARTE LANDEIRO GAMBÔA (ISEL/IPL)

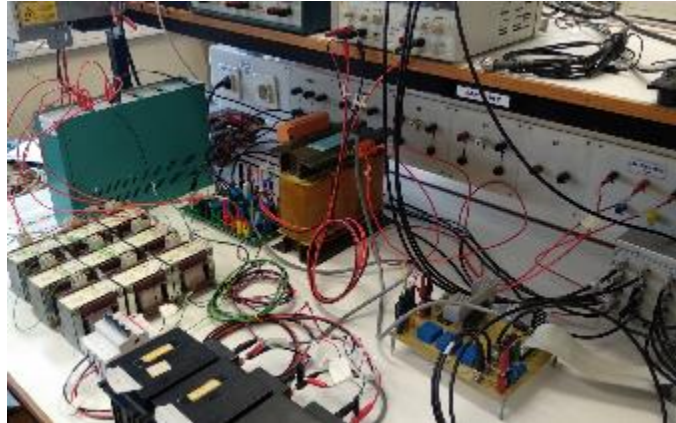
JANEIRO 2022





INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA

Departamento de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação



# **Técnicas de Controlo Preditivo Aplicado a Filtros Ativos de Potência**

**EMANUEL JOSÉ CAEIRO PEREIRA BEJA E SILVA**  
(Licenciado)

Trabalho Final de Mestrado para obtenção do grau de Mestre em Engenharia  
Eletrotécnica – Ramo de Energia

## **Orientadores**

PROFESSOR DOUTOR PAULO JOSÉ DUARTE LANDEIRO GAMBÔA

PROFESSOR DOUTOR JOSÉ GABRIEL DA SILVA BRITO LOPES

## **JÚRI:**

PRESIDENTE: PROFESSOR LUÍS MANUEL DOS SANTOS REDONDO (ISEL/IPL)

1º VOGAL: PROFESSOR HIREN CANACSIH (ISEL/IPL)

2º VOGAL: PROFESSOR PAULO JOSÉ DUARTE LANDEIRO GAMBÔA (ISEL/IPL)

JANEIRO 2022



**Dissertação realizada sob orientação de:**

**Professor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa**

Professor Adjunto do Departamento  
de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação

**Professor José Gabriel da Silva Brito Lopes**

Professor Adjunto do Departamento  
de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação



## RESUMO

Esta dissertação de mestrado teve como objetivo o estudo teórico e experimental, de aplicações de técnicas de controlo histerético e preditivo ao controlo de um filtro ativo de potência paralelo, instalado num sistema trifásico equilibrado.

Foram abordados os principais problemas e consequências relativos à falta de qualidade de energia elétrica, tais como algumas das soluções existentes no mercado que as permitem mitigar. Este trabalho focou-se numa solução concreta que permite a mitigação de harmónicas de corrente em cargas lineares e não lineares, que é o filtro ativo de potência paralelo.

Numa fase inicial foram modelizados os componentes do filtro ativo de potência paralelo, como o ondulator de tensão trifásico e a abordagem das potências instantâneas que permitem gerar as referências de corrente. Foi ainda construído um código que permite implementar estas referências no ondulator de tensão trifásico, quer por controlo histerético, quer por controlo preditivo. Foi apresentado o algoritmo que permite implementar o controlo preditivo.

A implementação do modelo em simulação numérica, utilizando o software *Matlab/Simulink* permitiu validar o desempenho do filtro ativo de potência na compensação do fator de potência em cargas lineares, tal como não lineares. Na mitigação das harmónicas de corrente geradas por cargas não lineares do tipo retificador trifásico em ponte não controlado, com carga RL e R//C, o filtro apresentou igualmente um bom desempenho.

Foi ainda implementado um protótipo laboratorial, que permitiu ensaiar parcialmente o filtro para as cargas referidas anteriormente (cargas lineares e não lineares).

Na implementação laboratorial, para o controlador histerético e preditivo, foi utilizado o controlador digital de sinal (DSP) do fabricante *dSPACE*.

**Palavras-Chave:** Qualidade da Energia Elétrica, Cargas Lineares, Cargas Não Lineares, Harmónicas de Tensão, Harmónicas de Corrente, Filtro Passivo, Filtro Ativo de Potência, Potências Instantâneas, Controlo Histerético, Controlo Preditivo.



## Abstract

This master's thesis aims at the theoretical, and experimental study, of applications regarding hysteretic and predictive control techniques applied to the control of an active parallel power filter, installed in a balanced three-phase electrical system.

The main problematic regarding electrical power quality were addressed, such as some of the solutions available on the market that allows them to be surpassed. This thesis focused on a concrete solution that allows the mitigation of harmonic currents in linear and non-linear loads, namely, the active parallel power filter.

On a first stage, the components of the active parallel power filter were modeled, such as the three-phase inverter, the approach of instantaneous power theory that allow the generation of current references. A code was also created that allows the implementation of these references in the three-phase inverter, both by hysteretic control techniques and predictive control techniques. The algorithm that allows implementing predictive control was also presented.

The system modelling implementation in a numerical simulation, using the software *Matlab/Simulink*, allowed the validation and the performance of the active parallel power filter compensating the power factor in linear loads, as well as on non-linear loads. Also, it allowed the mitigation of current harmonics created by non-linear loads with uncontrolled three-phase bridge rectifiers, with RL and R//C loads. The filter also presented a good performance on this scenario.

An experimental prototype was also implemented in the laboratory, which allowed the filter to be partially tested, for the previously mentioned loads (linear and non-linear loads).

In the experimental implementation, with both hysteretic and predictive controllers, the digital signal controller from the manufacturer dSPACE was used.

**Keywords:** Electric Power Quality, Linear Loads, Non-Linear Loads, Voltage Harmonics, Current Harmonics, Passive Filter, Active Power Filter, Instantaneous Powers, Hysteretic Control, Predictive Control.



## **Agradecimentos**

Em primeiro lugar, agradeço de uma forma especial ao Professor Paulo Gambôa e Professor José Lopes, por terem sido os meus orientadores científicos, a vossa dedicação, disponibilidade e rigor na orientação da dissertação. A sua colaboração e envolvimento foram fundamentais e cruciais na realização deste trabalho.

Tenho a agradecer fundamental à minha namorada Joana por todo o apoio durante este longo e difícil caminho. Aos meus pais e todos os meus amigos por todo o suporte e compreensão, dedico também esta dissertação.

Ao Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (ISEL), ao Departamento de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação (DEEA) e à Comissão Coordenadora de Curso de Licenciatura e Mestrado em Engenharia Eletrotécnica.

À Secção de Eletrónica Industrial do Departamento de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação (DEEEA) pela utilização do laboratório e recursos materiais necessários para a realização desta dissertação.



## Índice

1.	Introdução .....	1
1.1.	Motivação.....	1
1.2.	Objetivos Principais .....	2
2.	Estado da Arte .....	5
2.1.	Qualidade da Energia Elétrica.....	5
2.2.	Origens da Poluição Harmónica.....	8
2.3.	Regulamentação e Normas.....	11
2.4.	Norma NE/EN50160.....	12
2.5.	Norma CEI/IEC 61000.....	13
2.6.	Norma ANSI/IEEE 519 – 1992.....	15
2.7.	Monitorização da Qualidade da Energia Elétrica.....	15
2.8.	Soluções de Mitigação para a Problemática.....	17
2.8.1.	Introdução.....	17
2.8.2.	Filtro Ativo de Potência Série .....	19
2.8.3.	Filtro Ativo de Potência Paralelo .....	22
2.8.1.	Filtro de Potência Híbrido .....	24
2.8.2.	Soluções de Controlo para Imposição das Correntes .....	26
3.	Implementação dos Modelos de Simulação em <i>MATLAB/Simulink</i> .....	37
3.1.	Introdução .....	37
3.2.	Teoria das Potências Instantâneas .....	38
3.2.1.	Ondulador de Tensão Trifásico em Ponte .....	38
3.2.2.	Transformação de Coordenadas Reais .....	38
3.2.3.	Transformação de Coordenadas $\alpha\beta 0$ .....	43
3.2.4.	Potências Instantâneas.....	46
3.3.	Soluções para Controlo do Filtro Ativo de Potência Paralelo.....	63
3.3.1.	A Teoria da Potência Instantânea $pq$ .....	65
3.3.2.	Compensação das Potências Instantâneas com a Teoria $pq$ .....	68
3.4.	Simulação Numérica .....	73
3.4.1.	Subsistema “Geração” .....	74
3.4.2.	Subsistema “Carga” .....	75
3.4.3.	Subsistema “Controladores” .....	78
3.4.4.	Subsistema “Filtro Ativo de Potência Paralelo”.....	81
3.4.5.	Subsistema “Plotar” .....	84
4.	Resultados Obtidos por Simulação .....	87
4.1.	Introdução .....	87
4.2.	Carga Linear RL Equilibrada .....	88

4.2.1.	Simulação sem atuação do filtro ativo de potência paralelo .....	88
4.2.2.	Simulação com atuação do filtro ativo de potência paralelo .....	89
4.3.	Carga Não Linear RL Equilibrada.....	93
4.3.1.	Simulação sem atuação do filtro ativo de potência paralelo .....	93
4.3.2.	Simulação com atuação do filtro ativo de potência paralelo .....	94
4.4.	Carga Não Linear RC Equilibrada .....	98
4.4.1.	Simulação sem atuação do filtro ativo de potência paralelo .....	98
4.4.2.	Simulação com atuação do filtro ativo de potência paralelo .....	99
5.	Trabalho Experimental.....	103
5.1.	Introdução .....	103
5.2.	Ensaio Carga Linear RL .....	116
5.3.	Ensaio Carga Não Linear RL .....	118
5.4.	Ensaio Carga Não Linear RC .....	120
5.5.	Ensaio para Geração de Correntes de Referência .....	122
6.	Conclusões e Perspetivas Futuras .....	124
6.1.	Conclusões .....	125
6.2.	Perspetivas Futuras.....	126
	Bibliografia .....	127
7.	Anexos.....	131
	Anexo I – Transformação de coordenadas entre $123$ e $\alpha\beta0$ .....	131
1.	Transformações de Coordenadas .....	131
2.	Sistema de Coordenadas $\alpha\beta0$ .....	131
	Anexo II – Parâmetros Utilizados nas Simulações Numéricas .....	141
	Anexo III – Código para a Predição das Correntes .....	142

## Índice de Figuras

Figura 1 – Exemplo de um Variador eletrónico de velocidade industrial [1].	1
Figura 2 – Exemplo de um Equipamento doméstico equipado com um motor controlado por PWM [2].	1
Figura 3 - Onda de tensão simples com conteúdo harmónico [4].	5
Figura 4 – Onda de tensão simples com ruído eletromagnético sobreposto [4].	5
Figura 5 – Onda de corrente com conteúdo inter-harmónico [4].	6
Figura 6 - Onda de tensão simples com interrupção momentânea [4].	6
Figura 7 - Onda de tensão simples com uma subtensão (cava de tensão) momentânea [4].	7
Figura 8 - Onda de tensão simples com uma sobretensão momentânea [4].	7
Figura 9 - Onda de tensão simples com flutuação da amplitude (variação do valor eficaz) [4].	7
Figura 10 - Onda de tensão simples que apresenta micro-cortes [4].	7
Figura 11 - Onda de tensão simples com fenómeno transitório [4].	8
Figura 12 - Retificador monofásico de onda completa [5].	9
Figura 13 - Harmónicos de corrente [5].	9
Figura 14 – Evolução e previsão da venda de variadores eletrónicos de velocidade, nos U.S.A., em mil milhões de dólares [6].	11
Figura 15 - Analisador de energia [7].	16
Figura 16 – Exemplo de um filtro passivo [8].	18
Figura 17 – Exemplo de um filtro ativo paralelo [8].	18
Figura 18 – Esquema tipo de um filtro ativo série. Adaptado de [9].	20
Figura 19 – Exemplo das tensões geradas pelo filtro ativo de potência série. Adaptado de [9].	21
Figura 20 – Exemplo das tensões na rede do esquema do filtro ativo de potência série. Adaptado de [9].	21
Figura 21 – Exemplo das tensões na carga do esquema do filtro ativo de potência série [9].	21
Figura 22 – Esquema tipo de um filtro ativo de potência paralelo. Adaptado de [9].	22
Figura 23 – Exemplo das correntes de fase ( $i_{ca}$ , $i_{cb}$ , $i_{cc}$ ) e correntes de neutro ( $i_{sn}$ , $i_n$ , $i_{cn}$ ) geradas pelo filtro ativo de potência em paralelo [9].	23
Figura 24 – Exemplo das correntes na carga do esquema do filtro ativo de potência em paralelo [9].	23
Figura 25 – Exemplo das correntes na rede do esquema do filtro ativo de potência em paralelo [9].	24
Figura 26 – Esquema tipo de um filtro ativo híbrido. Adaptado de [9].	25
Figura 27 – Esquema de controlo histerético de correntes com ondulator de tensão trifásico em ponte. Adaptado de [8].	27
Figura 28 - Princípio teórico da técnica preditiva [10].	30
Figura 29 - Algoritmo do controlador preditivo.	32
Figura 30 - Esquema do filtro paralelo com carga RLE.	33
Figura 31 - Representação esquemática do ondulator de tensão trifásico em ponte [10].	39
Figura 32 - Estrela de tensões simples e compostas, respetivamente na saída do ondulator de tensão, para um sistema direto.	41
Figura 33 - Disposição dos vetores da tensão de saída do ondulator no plano $\alpha\beta$ .	45
Figura 34 – Circuito monofásico exemplificativo [3].	46
Figura 35 – Exemplo da evolução temporal da tensão $u_s$ e corrente $i_s$ [3].	46
Figura 36 - Sistema trifásico aplicado a uma carga trifásica [3].	49
Figura 37 - Sistema trifásico de tensões aplicado a uma carga não linear [3].	54

Figura 38 - Componentes da teoria p-q num sistema trifásico, em coordenadas $\alpha\beta$ . Adaptado de [3].	60
Figura 39 - Operação de um sistema elétrico com cargas lineares e não lineares [13].	63
Figura 40 - Operação de um sistema elétrico com cargas lineares e não lineares, compensados com um filtro ativo [13].	64
Figura 41 - Esquema de princípio do filtro ativo de potência paralelo e a sua ligação para mitigação das correntes da carga trifásica (linear ou não linear.	65
Figura 42 - Compensação das componentes da teoria p-q em coordenadas $\alpha\beta$ . Adaptado de [3].	69
Figura 43 - Esquema de blocos para a estratégia de controlo. Adaptado de [3].	70
Figura 44 – Modelo de simulação global do filtro ativo de potência paralelo.	73
Figura 45 – Modelo de simulação da rede.	74
Figura 46 – Modelo de simulação para geração das tensões simples.	75
Figura 47 - Modelo de simulação da carga.	76
Figura 48 – Modelo de simulação da carga linear RL.	77
Figura 49 – Modelo de simulação da carga não linear RL.	77
Figura 50 – Modelo de simulação da carga não linear R//C.	78
Figura 51 – Modelo de simulação para obtenção das referências de corrente.	79
Figura 52 – Blocos de obtenção de $p_{Ref}$ .	79
Figura 53 – Pormenor do modelo de simulação para obtenção das referências de corrente.	80
Figura 54 – Implementação do compensador PI com os ganhos proporcional de integral.	80
Figura 55- Modelo de simulação do filtro ativo de potência paralelo.	81
Figura 56 - Blocos do controlo histerético.	82
Figura 57 - Blocos do controlo preditivo.	83
Figura 58 – Bloco com a carga a saída do conversor.	83
Figura 59 - Modelo de simulação do bloco “Plotar.	85
Figura 60 - Evoluções temporais em regime permanente das tensões simples: $u_{sa}$ (vermelho), $u_{sb}$ (verde), $u_{sc}$ (azul).	87
Figura 61 – Simulação sem filtro de potência ativo em paralelo com o sistema: (a) evolução temporal da tensão simples $u_{sa}$ (vermelho) e da corrente $i_{sa} = i_{ia}$ (azul, com ganho x10); (b) espectro de frequência de $i_{sa} = i_{ia}$ .	88
Figura 62 – Evolução temporal da corrente $i_{ia}$ com filtro de potência ativo em paralelo com o sistema. (a) Utilizando Controlo histerético, $u_{sa}$ (vermelho), $i_{ia}$ (azul) Ganho x10. (b) Utilizando Controlo preditivo, $u_{sa}$ (vermelho), $i_{ia}$ (azul) Ganho x10. (c) Espectro de frequência de $i_{ia}$ , com controlo histerético. (d) Espectro de frequência de $i_{ia}$ , com controlo preditivo.	89
Figura 63 – Evolução temporal da corrente $i_{ca}$ , gerada pelo filtro ativo de potência paralelo. (a) Utilizando Controlo histerético, $i_{ca}$ (azul) Ganho x10. (b) Utilizando Controlo preditivo, $i_{ca}$ (azul) Ganho x10. (c) Espectro de frequência de $i_{ca}$ , com controlo histerético. (d) Espectro de frequência de $i_{ca}$ , com controlo preditivo.	90
Figura 64 - Evolução temporal da corrente $i_{sa}$ com filtro de potência ativo em paralelo com o sistema. (a) Utilizando Controlo histerético, $u_{sa}$ (vermelho), $i_{sa}$ (azul) Ganho x10. (b) Utilizando Controlo preditivo, $u_{sa}$ (vermelho), $i_{sa}$ (azul) Ganho x10. (c) Espectro de frequência de $i_{sa}$ , com controlo histerético. (d) Espectro de frequência de $i_{sa}$ , com controlo preditivo.	91
Figura 65 - Evolução temporal da corrente $i_{ca}$ , $i_{cb}$ , $i_{cc}$ gerada pelo filtro ativo de potência paralelo. (a) Utilizando Controlo histerético, fase a, primeiro “scope” $i_{caref}$ (vermelho), $i_{ca}$ (azul); fase b, segundo “scope” $i_{cbref}$ (vermelho), $i_{cb}$ (azul); fase c, terceiro “scope” $i_{ccref}$ (vermelho), $i_{cc}$ (azul). (b) Utilizando Controlo preditivo, fase a, primeiro “scope” $i_{caref}$ (vermelho), $i_{ca}$ (azul); fase b,	

segundo “scope” $i_{cbref}$ (vermelho), $i_{cb}$ (azul); fase c, terceiro “scope” $i_{ccref}$ (vermelho), $i_{cc}$ (azul). .....	92
Figura 66 – Controlo da tensão no condensador do filtro. Evolução temporal da tensão de referência $u_{dcref}$ (vermelho) e tensão obtida $u_{dc}$ (verde): (a) Controlo histerético; (b) Controlo preditivo. ....	92
Figura 67 - Simulação sem filtro de potência ativo em paralelo com o sistema: (a) evolução temporal da tensão simples $u_{sa}$ (vermelho) e da corrente $i_{sa} = i_{ia}$ (azul, com ganho x10); (b) espectro de frequência de $i_{sa} = i_{ia}$ . ....	93
Figura 68 - Evolução temporal da corrente $i_{ia}$ com filtro de potência ativo em paralelo com o sistema. (a) Utilizando Controlo histerético, $u_{sa}$ (vermelho), $i_{ia}$ (azul) Ganho x10. (b) Utilizando Controlo preditivo, $u_{sa}$ (vermelho), $i_{ia}$ (azul) Ganho x10. (c) Espectro de frequência de $i_{ia}$ , com controlo histerético. (d) Espectro de frequência de $i_{ia}$ , com controlo preditivo. ....	94
Figura 69 - Evolução temporal da corrente $i_{ca}$ , gerada pelo filtro ativo de potência paralelo. (a) Utilizando Controlo histerético, $i_{ca}$ (azul) Ganho x10. (b) Utilizando Controlo preditivo, $i_{ca}$ (azul) Ganho x10. (c) Espectro de frequência de $i_{ca}$ , com controlo histerético. (d) Espectro de frequência de $i_{ca}$ , com controlo preditivo .....	95
Figura 70 - Evolução temporal da corrente $i_{sa}$ com filtro de potência ativo em paralelo com o sistema. (a) Utilizando Controlo histerético, $u_{sa}$ (vermelho), $i_{sa}$ (azul) Ganho x10. (b) Utilizando Controlo preditivo, $u_{sa}$ (vermelho), $i_{sa}$ (azul) Ganho x10. (c) Espectro de frequência de $i_{sa}$ , com controlo histerético. (d) Espectro de frequência de $i_{sa}$ , com controlo preditivo. ....	96
Figura 71 - Evolução temporal da corrente $i_{ca}$ , $i_{cb}$ , $i_{cc}$ gerada pelo filtro ativo de potência paralelo. (a) Utilizando Controlo histerético, fase a, primeiro “scope” $i_{caref}$ (vermelho), $i_{ca}$ (azul); fase b, segundo “scope” $i_{cbref}$ (vermelho), $i_{cb}$ (azul); fase c, terceiro “scope” $i_{ccref}$ (vermelho), $i_{cc}$ (azul). (b) Utilizando Controlo preditivo, fase a, primeiro “scope” $i_{caref}$ (vermelho), $i_{ca}$ (azul); fase b, segundo “scope” $i_{cbref}$ (vermelho), $i_{cb}$ (azul); fase c, terceiro “scope” $i_{ccref}$ (vermelho), $i_{cc}$ (azul). .....	97
Figura 72 - Controlo da tensão no condensador do filtro. Evolução temporal da tensão de referência $u_{dcref}$ (vermelho) e tensão obtida $u_{dc}$ (verde): (a) Controlo histerético; (b) Controlo preditivo. ....	97
Figura 73 - Simulação sem filtro de potência ativo em paralelo com o sistema: (a) evolução temporal da tensão simples $u_{sa}$ (vermelho) e da corrente $i_{sa} = i_{ia}$ (azul, com ganho x10); (b) espectro de frequência de $i_{sa} = i_{ia}$ . ....	98
Figura 74 - Evolução temporal da corrente $i_{ia}$ com filtro de potência ativo em paralelo com o sistema. (a) Utilizando Controlo histerético, $u_{sa}$ (vermelho), $i_{ia}$ (azul) Ganho x10. (b) Utilizando Controlo preditivo, $u_{sa}$ (vermelho), $i_{ia}$ (azul) Ganho x10. (c) Espectro de frequência de $i_{ia}$ , com controlo histerético. (d) Espectro de frequência de $i_{ia}$ , com controlo preditivo. ....	99
Figura 75 - Evolução temporal da corrente $i_{ca}$ , gerada pelo filtro ativo de potência paralelo. (a) Utilizando Controlo histerético, $i_{ca}$ (azul) Ganho x10. (b) Utilizando Controlo preditivo, $i_{ca}$ (azul) Ganho x10. (c) Espectro de frequência de $i_{ca}$ , com controlo histerético. (d) Espectro de frequência de $i_{ca}$ , com controlo preditivo .....	100
Figura 76 - Evolução temporal da corrente $i_{sa}$ com filtro de potência ativo em paralelo com o sistema. (a) Utilizando Controlo histerético, $u_{sa}$ (vermelho), $i_{sa}$ (azul) Ganho x10. (b) Utilizando Controlo preditivo, $u_{sa}$ (vermelho), $i_{sa}$ (azul) Ganho x10. (c) Espectro de frequência de $i_{sa}$ , com controlo histerético. (d) Espectro de frequência de $i_{sa}$ , com controlo preditivo. ....	101
Figura 77 - Evolução temporal da corrente $i_{ca}$ , $i_{cb}$ , $i_{cc}$ gerada pelo filtro ativo de potência paralelo. (a) Utilizando Controlo histerético, fase a, primeiro “scope” $i_{caref}$ (vermelho), $i_{ca}$ (azul); fase b, segundo “scope” $i_{cbref}$ (vermelho), $i_{cb}$ (azul); fase c, terceiro “scope” $i_{ccref}$ (vermelho), $i_{cc}$ (azul). .....	

(b) Utilizando Controlo preditivo, fase a, primeiro “scope” $i_{caref}$ (vermelho), $i_{ca}$ (azul); fase b, segundo “scope” $i_{cbref}$ (vermelho), $i_{cb}$ (azul); fase c, terceiro “scope” $i_{ccref}$ (vermelho), $i_{cc}$ (azul). .....	102
Figura 78 - Controlo da tensão no condensador do filtro. Evolução temporal da tensão de referência $u_{dcref}$ (vermelho) e tensão obtida $u_{dc}$ (verde): (a) Controlo histerético; (b) Controlo preditivo. ....	102
Figura 79 - Protótipo experimental do filtro ativo de potência paralelo. ....	103
Figura 80 – Transformador redutor (fabricante Officel). ....	105
Figura 81 - Ondulador de tensão trifásico. ....	105
Figura 82 - Fonte de bancada (fabricante Metrix, modelo AX 322). ....	105
Figura 83 – Cargas RL. ....	106
Figura 84 -Disjuntor (fabricante ABB). ....	106
Figura 85 – Constituição da carga linear RL. (a) Resistências de potência. (b) Indutâncias (fabricante SIEMENS). ....	106
Figura 86 – Carga não linear RL e R//C. (a) Resistência de potência; (b) Condensador eletrolítico. (c) Indutância. (d) Retificador trifásico em ponte não controlado. ....	107
Figura 87 – Módulo utilizado para amostragem das correntes e tensões. ....	108
Figura 88 – Interface de hardware do DSP (fabricante dSPACE, modelo 1104) ....	109
Figura 89 – Analisador de energia (fabricante Chauvin Arnou, modelo C.A. 8336).....	110
Figura 90 –Diagrama de blocos utilizado para a geração das referências de corrente experimentalmente, implementado em Matlab/Simulink. ....	111
Figura 91 – Diagrama de blocos utilizado para o cálculo das referências de corrente, implementado em Matlab/Simulink no dSPACE.....	112
Figura 92 - Diagrama de blocos utilizado para a implementação do controlo do ondulador pela técnica de controlo histerético, implementado em Matlab/Simulink no dSPACE.....	113
Figura 93 - Diagrama de blocos utilizado para a implementação do controlo do ondulador pela técnica de controlo preditivo, implementado em Matlab/Simulink no dSPACE. ....	114
Figura 94 – Ensaio com carga linear RL. Evolução temporal da tensão simples $u_{sa}$ e da corrente $i_{sa} = i_{la}$ . (a) resultados de simulação: $u_{sa}$ (cor vermelha), $i_{sa}=i_{la}$ (cor azul com ganho x10); (b) resultados experimentais: $u_{sa}$ (cor amarela com ganhos 10V/DIV e 5ms/DIV), $i_{sa}=i_{la}$ (cor azul com ganhos 1A/DIV e 2ms/DIV). Espetro de frequência de $i_{sa}=i_{la}$ . (c) obtido em simulação. (d) obtido experimentalmente. ....	116
Figura 95 – Evolução temporal das correntes de referência geradas pelo filtro $i_{caRef}$ , $i_{cbRef}$ e $i_{ccRef}$ para uma carga linear RL. (a) Resultados de simulação: $i_{caRef}$ (cor azul), $i_{caRef}$ (cor rosa), $i_{ccRef}$ (cor verde). (b) Resultados experimentais: $i_{caRef}$ (cor azul), $i_{caRef}$ (cor rosa), $i_{ccRef}$ (cor verde), ganho 1A/Div. (c) Espetro de frequência de $i_{caRef}$ obtido em simulação. (d) Espetro de frequência de $i_{caRef}$ obtido experimentalmente. ....	117
Figura 96 - Ensaio com carga não linear RL. Evolução temporal da tensão simples $u_{sa}$ e da corrente $i_{sa} = i_{la}$ . (a) resultados de simulação: $u_{sa}$ (cor vermelha), $i_{sa}=i_{la}$ (cor azul com ganho x10); (b) resultados experimentais: $u_{sa}$ (cor amarela com ganhos 10V/DIV e 5ms/DIV), $i_{sa}=i_{la}$ (cor azul com ganhos 1A/DIV e 2ms/DIV). Espetro de frequência de $i_{sa}=i_{la}$ . (c) obtido em simulação. (d) obtido experimentalmente. ....	118
Figura 97 - Evolução temporal das correntes de referência geradas pelo filtro $i_{caRef}$ , $i_{cbRef}$ e $i_{ccRef}$ para uma carga linear RL. (a) Resultados de simulação: $i_{caRef}$ (cor azul), $i_{caRef}$ (cor rosa), $i_{ccRef}$ (cor verde). (b) Resultados experimentais: $i_{caRef}$ (cor azul), $i_{caRef}$ (cor rosa), $i_{ccRef}$ (cor verde), ganho 1A/Div. (c) Espetro de frequência de $i_{caRef}$ obtido em simulação. (d) Forma de onda de $i_{caRef}$ obtido experimentalmente.....	119

Figura 98 – Ensaio com carga não linear RC. Evolução temporal da tensão simples  $u_{sa}$  e da corrente  $i_{sa} = i_{ia}$ . (a) resultados de simulação:  $u_{sa}$  (cor vermelha),  $i_{sa}=i_{ia}$  (cor azul com ganho x10); (b) resultados experimentais:  $u_{sa}$  (cor amarela com ganhos 10V/DIV e 5ms/DIV),  $i_{sa}=i_{ia}$  (cor azul com ganhos 2A/DIV e 2ms/DIV). Espectro de frequência de  $i_{sa}=i_{ia}$ . (c) obtido em simulação. (d) obtido experimentalmente. .... 120

Figura 99- Evolução temporal das correntes de referência geradas pelo filtro  $i_{caRef}$ ,  $i_{cbRef}$  e  $i_{ccRef}$  para uma carga não linear RC. (a) Resultados de simulação:  $i_{caRef}$  (cor azul),  $i_{caRef}$  (cor rosa),  $i_{ccRef}$  (cor verde). (b) Resultados experimentais:  $i_{caRef}$  (cor azul),  $i_{caRef}$  (cor rosa),  $i_{ccRef}$  (cor verde), ganho 1A/Div. (c) Espectro de frequência de  $i_{caRef}$  obtido em simulação. (d) Espectro de frequência de  $i_{caRef}$  obtido experimentalmente. .... 121

Figura 100 – Evolução temporal de uma corrente de referência e da corrente gerada pelo ondulator de tensão trifásico (ganhos 1A/DIV e 5ms/DIV): (a) técnica de controle histerético,  $i_{caref}$  (cor amarela),  $i_{ca}$  (cor azul); (b) técnica de controle preditivo,  $i_{caref}$  (cor amarela),  $i_{ca}$  (cor azul). Evoluções temporais das três correntes geradas pelo ondulator de tensão trifásico (ganhos 1A/DIV e 5ms/DIV): (c) técnica de controle histerético  $i_{ca}$  (cor verde),  $i_{cb}$  (cor azul) e  $i_{cc}$  (cor rosa); (d) técnica de controle preditivo  $i_{ca}$  (cor verde),  $i_{cb}$  (cor azul) e  $i_{cc}$  (cor rosa). 123

Figura 101 – Posição relativa entre os referenciais 123 e  $\alpha\beta$ . .... 132

Figura 102 – Vector espacial no plano de Argand. .... 140



## Índice de Tabelas

Tabela 1 – Valores dos primeiros 25 harmónicos de tensão nos pontos de entrega, previstos na EN 50160 [4].	12
Tabela 2 - Níveis de compatibilidade para harmónicos de tensão em redes publicas de baixa tensão [4].	14
Tabela 3 - Níveis de compatibilidade de harmónicos [4].	14
Tabela 4 - Limites máximos de distorção [4].	15
Tabela 5 - Combinações possíveis das funções de comando.	40
Tabela 6 - Tensão e correspondente vetor na saída do ondulator nas coordenadas $\alpha\beta$ .	44
Tabela 7 - Classificação das harmónicas [12].	52
Tabela 8 - Parâmetros da rede.	74
Tabela 9 - Parâmetros utilizados para as cargas lineares e não lineares.	78
Tabela 10 - Parâmetros do condensador.	82
Tabela 11 – Valor da janela de histerese.	82
Tabela 12 - Parâmetros da carga a saída do conversor.	84



## Abreviaturas

AC - Corrente Alternada (de *Alternate Current*)

ADC - Conversor Analógico Digital (de *Analog-to-Digital Converter*)

CC - Corrente Contínua (de *Constant Current*)

DAC - Conversor Digital Analógico (de *Digital-to-Analog Converter*)

DC - Corrente Contínua (de *Direct Current*)

DSP - Processador de Sinal Digital (de *Digital Signal Processor*)

EDP - Energias de Portugal

EN – Norma Europeia (de *European Norm*)

FFT - Transformada Rápida de *Fourier* (de *Fast Fourier Transform*)

GTO - Tiristor comutável (de *Gate turn-off thyristor*)

IGBT - Transistor de Porta Isolada (de *Insulated Gate Bipolar Transistor*)

ITAE - Integral do Tempo x Valor Absoluto do Erro (de *Integral of Time and Absolute Error*)

MOSFET - Transístor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (de *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*)

PI - Controlador Proporcional Integral (de *Proportional Integral*)

PWM - Modulação de Largura de Impulso (de *Pulse-Width Modulation*)

PLL - Malha de Captura de Fase (de *Phase-Locked Loop*)

SRF - Referencial Síncrono (de *Synchronous Reference Frame*)



## Simbologia

$a_h$  - Coeficiente de *Fourier* para a função seno

$b_h$  - Coeficiente de *Fourier* para a função co-seno

$h$  - Número inteiro correspondente à ordem da harmónica de tensão ou corrente

$i_d$  - Valor instantâneo da corrente (A)

$I_h$  - Valor eficaz para a harmónica de corrente de ordem  $h$  (A)

$I_1$  - Valor eficaz da componente fundamental da corrente ( $h=1$ ) (A)

$I_{RMS}$  - Valor eficaz da corrente (A)

$t$  - Variável tempo (s)

$THD$  - Taxa de distorção harmónica total (*Total Harmonic Distortion*) (%)

$THD_i$  - Taxa de distorção harmónica total da corrente (*Current Total Harmonic Distortion*) (%)

$THD_u$  - Taxa de distorção harmónica total da tensão (*Voltage Total Harmonic Distortion*) (%)

$TDD$  - Taxa de distorção da demanda (*Total Demand Distortion*) (%)

$u$  - Valor instantâneo da tensão (V)

$U_d$  - Valor médio da tensão retificada na carga (V)

$U_1$  - Valor eficaz da componente fundamental da tensão ( $h=1$ ) (V)

$U_h$  - Valor eficaz para a harmónica da tensão de ordem  $h$  (V)

$\omega$  - Frequência angular (rad/s)

$\varphi_h$  - Ângulo de fase correspondente à harmónica  $h$  (rad)

$\Omega$  - Resistência eléctrica (ohm)

$f$  - Frequência da componente fundamental (Hz)

$F_P$  - Fator de potência

$F_F$  - Fator de forma

$F_D$  - Fator de deslocamento

$h_{max}$  - Ordem máxima da harmónica

$i_s$  - Valor instantâneo da corrente  $i_s$  (A)

$I_{s1RMS}$  - Valor eficaz da componente fundamental da corrente  $i_s$  (A)

$I_{shRMS}$  - Valor eficaz da corrente  $i_s$  associada à harmónica de ordem  $h$

$I_{sRMS}$  - Valor eficaz da corrente  $i_s$  (A)

$I_{sav}$  - Valor médio da corrente (A)

$u_s$  - Valor instantâneo da tensão  $u_s$  (V)

$U_{s1RMS}$  - Valor eficaz da componente fundamental da tensão  $u_s$  (V)

$U_{shRMS}$  - Valor eficaz da tensão  $u_s$  associada à harmónica de ordem  $h$  (V)

$U_{sRMS}$  - Valor eficaz da tensão  $u_s$  (V)

$U_{sav}$  - Valor médio da tensão (V)

$p$  - Potência instantânea (W)

$P$  - Potência ativa (W)

$Q$  - Potência reativa (var)

$D$  - Potência deformante (var)

$S$  - Potência aparente (VA)

$R$  – Resistência

$L$  - Indutância

$C$  - Condensador

## 1. Introdução

Neste capítulo, tanto a motivação como os objetivos da presente dissertação são apresentados e descritos, tal como a organização dos conteúdos da mesma.

### 1.1.Motivação

Com o gradual aumento da utilização de eletrónica de potência em equipamentos elétricos, tanto a nível industrial (Figura 1) como a nível do consumidor comum (Figura 2), os seus rendimentos sofreram melhorias bastante substanciais, tal como o seu custo, que foi bastante reduzido, resultando numa enorme banalização da utilização destes mesmos.



*Figura 1 – Exemplo de um Variador eletrónico de velocidade industrial [1].*



*Figura 2 – Exemplo de um Equipamento doméstico equipado com um motor controlado por PWM [2].*

Esta vasta banalização está a ser igualmente impulsionada por questões ambientais, uma vez que os seus elevados rendimentos resultam em menores consumos, logo, menos emissões de gases de efeito de estufa (resultantes de sistemas electroprodutores convencionais).

No entanto estes equipamentos apresentam como grande inconveniente o facto de não possuírem um funcionamento linear, ou seja, as correntes que estes absorvem não possuem uma forma de onda sinusoidal, resultando em poluição harmónica, ou seja, deformação da forma de onda de corrente e consequentemente da tensão.

Este conteúdo harmónico pode provocar vários problemas, desde aumento de perdas nos condutores e nas linhas de transporte, interferências eletromagnéticas, à degradação de todos os equipamentos que são alimentados através destas redes “poluídas”.

Todas as consequências da presença de harmónicas, de corrente e tensão, e de outros problemas resultantes, na energia eléctrica que alimenta qualquer equipamento resulta em perdas económicas elevadas, tornando-as obviamente alvo de grande interesse e investigação.

De forma a limitar o nível de harmónicas nas formas de onda da corrente e da tensão, que possam existir nos sistemas de energia eléctrica (ou seja distorção harmónica) durante a sua operação, foram desenvolvidas e implementadas várias normas internacionais, tais como a IEEE 519, a IEC 61 999 e EN 59 160.

Desta forma, todas as instalações eléctricas deverão estar dentro dos valores impostos por estas mesmas normas relativamente à corrente e tensão.

## **1.2. Objetivos Principais**

Esta dissertação tem como principal objetivo a obtenção de modelos matemáticos, síntese dos controladores, e implementação quer em termos computacionais quer em termos laboratoriais, de duas metodologias bastante distintas de controlo de filtros ativos de potência paralelos.

Serão referidas várias problemáticas existentes em Sistemas Eléctricos de Energia (SEE) e, conseqüentemente, vários tipos de filtros, passivos e ativos (série, paralelo e híbridos) como forma de mitigação da problemática, ou seja, principalmente do conteúdo harmónico existentes nestes SEE.

São apresentadas várias topologias de conversores estáticos de potência bem como algumas das mais comuns soluções para controlo da corrente. Estes conversores terão aplicação nas várias soluções de mitigação de conteúdo harmónico, neste caso de filtros ativos de potência, neste caso particular, em paralelo com a rede [3].

Para tal, pretende-se abordar de forma resumida conceitos e definições de várias características do balanço de potências instantâneas em SEE, em vários referenciais (123,  $\alpha\beta 0$ ) [3].

Neste documento são apresentadas as expressões matemáticas para as várias componentes da potência instantânea de circuitos trifásicos equilibrados.

Considerou-se a representação das grandezas elétricas no domínio do tempo, utilizando letras minúsculas para valores instantâneos e letras maiúsculas para valores eficazes. Neste documento, por simplicidade, para os vários casos apresentados omite-se a dependência do tempo nas variáveis.

Para melhor compreensão dos temas, as várias componentes das potências instantâneas serão apresentadas com as evoluções temporais e os códigos realizados com o programa de simulação *Matlab/Simulink* (em especial com a Toolbox *SimPower Systems*) de um filtro ativo de potência do tipo paralelo [3].

Foi ainda implementado em laboratório um protótipo experimental de um filtro ativo de potência paralelo. O filtro ativo de potência, inserido num sistema trifásico de tensões reduzidas, permitiu comprovar e validar, para cargas trifásicas lineares e não lineares, os resultados obtidos por simulação numérica.



## 2. Estado da Arte

### 2.1. Qualidade da Energia Elétrica

Desde os primórdios da utilização da energia elétrica que a principal preocupação sempre foi a garantia da continuidade de serviço que continua a ser, aos dias de hoje, o problema mais grave e com consequências mais imediatas, visto que condiciona por completo o funcionamento de todos os equipamentos que necessitem de alimentação elétrica.

Este problema é relativamente fácil de ser ultrapassado com recurso às fontes de alimentação não interruptíveis (UPS – “*Uninterruptible Power Supply*”), hoje em dia banalizadas.

No entanto, existem vários outros problemas que condicionam o correto funcionamento de equipamentos elétricos, ou podendo mesmo provocar danos nos mesmos.

Os problemas de qualidade de energia elétrica mais recorrentes são: distorção harmónica, ruído eletromagnético, inter-harmónicos, interrupção momentânea, subtensão momentânea (cavas de tensão), sobretensão momentânea, flutuação de tensão, micro-cortes e fenómenos transitórios.

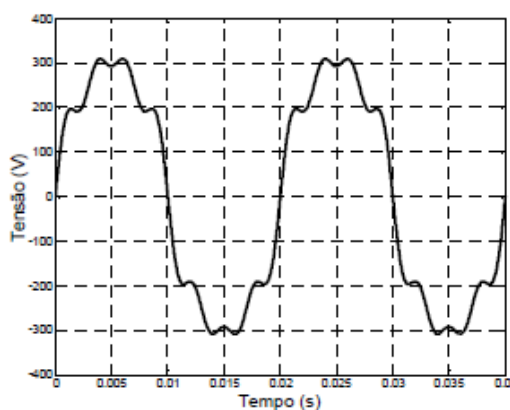


Figura 3 - Onda de tensão simples com conteúdo harmónico [4].

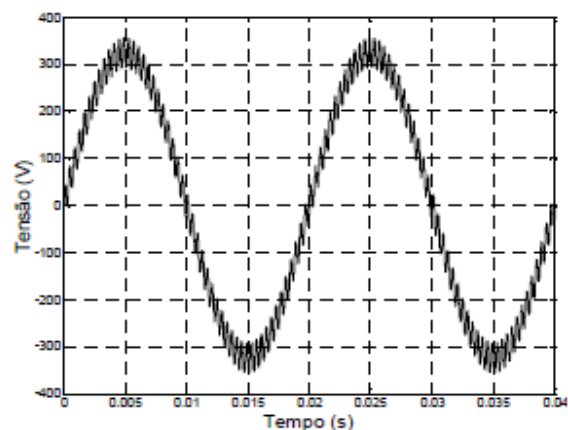


Figura 4 – Onda de tensão simples com ruído eletromagnético sobreposto [4].

Quando uma instalação possui um número considerável de cargas não lineares, é bastante provável que a corrente que circula na rede dessa instalação possua um conteúdo

harmónico elevado. A queda de tensão resultante deste conteúdo harmónico nas impedâncias dos condutores da rede da instalação, tem como consequência a distorção da onda de tensão. Na Figura 3 encontra-se um exemplo de uma onda de tensão com conteúdo harmónico [4].

Um outro problema de qualidade de energia eléctrica, que se designa por ruído eletromagnético, resulta de comutações de alta frequência efetuados pelos semicondutores de potência dos conversores eletrónicos de potência. O efeito nas ondas de tensão é representado na Figura 4.

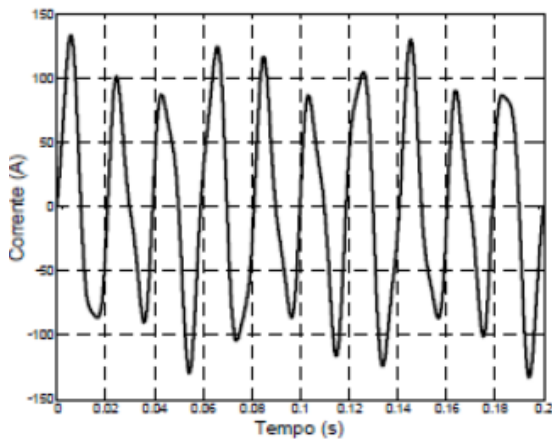


Figura 5 – Onda de corrente com conteúdo inter-harmónico [4].

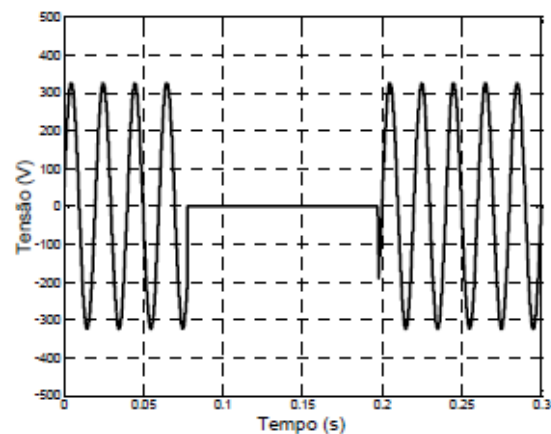


Figura 6 - Onda de tensão simples com interrupção momentânea [4].

Quando as cargas de uma instalação necessitam de sintetizar tensões e correntes para o seu funcionamento, a uma frequência inferior à da rede (50Hz), normalmente cargas industriais como fornos a arco ou cicloconversores, pode existir deformação da tensão e da corrente com conteúdo inter-harmónico (frequências diferentes das frequências múltiplas ou submúltiplas da frequência fundamental da tensão da rede), cujo exemplo genérico pode ser encontrado na Figura 5.

Quando um sistema de proteção equipado com rearme instantâneo, ou temporizado, atua após um defeito, provoca durante o curto espaço de tempo em que teve aberto, uma quebra no fornecimento de energia eléctrica, ficando o circuito em aberto. Este transitório consiste numa interrupção momentânea ou eventualmente uma cava de tensão profunda (Figura 6) [4].

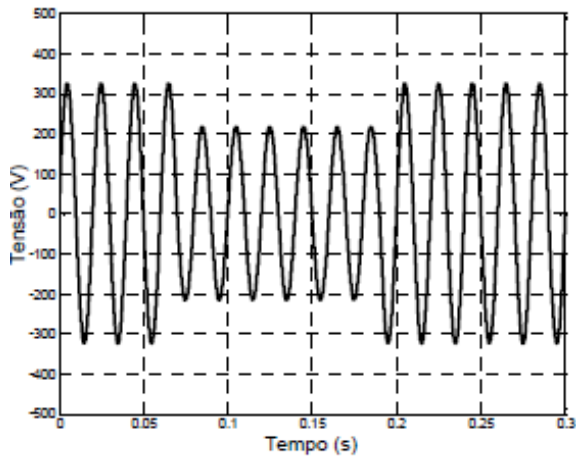


Figura 7 - Onda de tensão simples com uma subtenção (cava de tensão) momentânea [4].

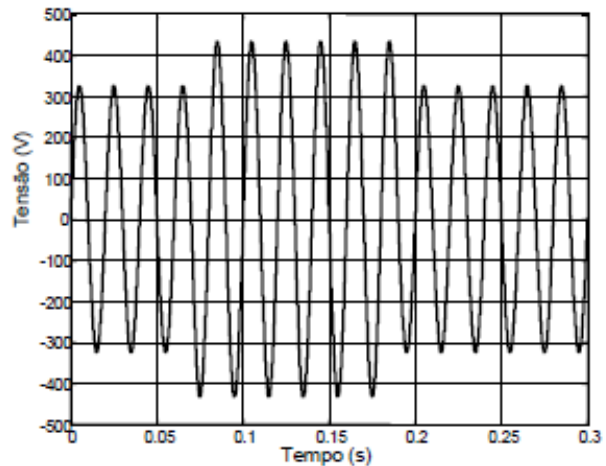


Figura 8 - Onda de tensão simples com uma sobretensão momentânea [4].

Uma subtenção momentânea (Figura 7), também conhecida por “sag”, ou cava de tensão, pode, por exemplo, ser provocada por um arranque direto de uma carga de potência elevada, ou um curto circuito momentâneo (sendo eliminado quase instantaneamente mas dependendo a resposta do tipo de rearme instantâneo ou temporizado).

Por outro lado, uma sobretensão pode ser provocada por defeitos momentâneos, ou manobras de equipamentos pertencentes à rede elétrica, resultando num aumento momentâneo da amplitude da onda (Figura 8) [4].

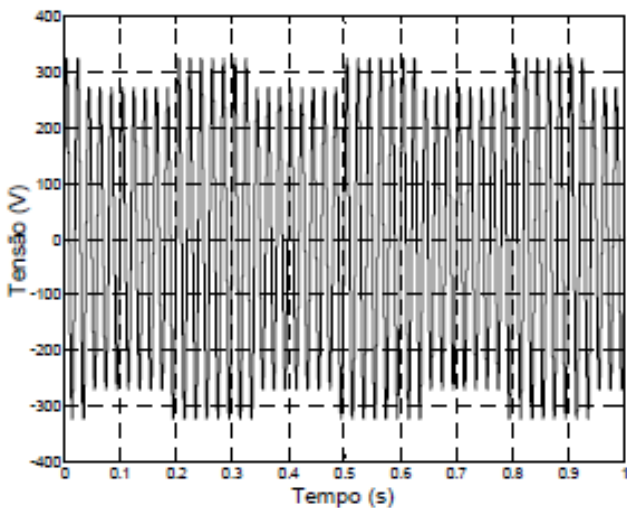


Figura 9 - Onda de tensão simples com flutuação da amplitude (variação do valor eficaz) [4].

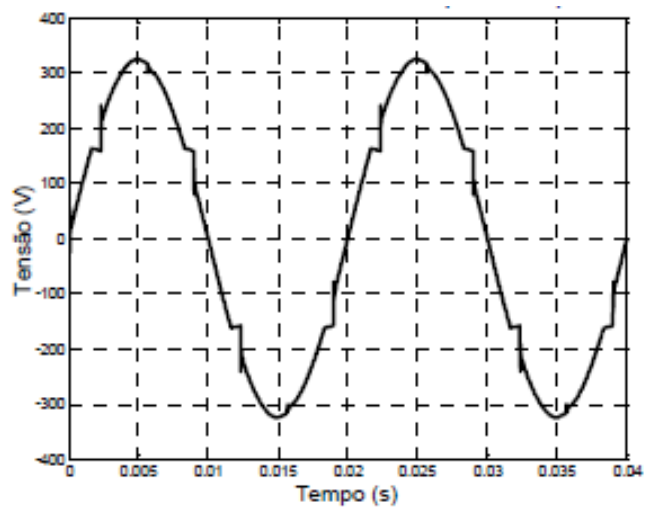


Figura 10 - Onda de tensão simples que apresenta microcortes [4].

Quando ocorrem variações intermitentes de cargas numa instalação (fornos de arco, máquinas de soldadura, equipamentos de potência elevada e funcionamento não periódico),

podem ocorrer flutuações de tensão na sua alimentação, resultando em flutuações da amplitude e conseqüente variação do seu valor eficaz (Figura 9).

Um outro fenómeno que pode afetar a qualidade da energia elétrica, são os micro-cortes (Figura 10). Estes micro-cortes resultam de curto-circuitos momentâneos que ocorrem, por exemplo, durante intervalos de comutação simultânea dos semicondutores de conversores eletrônicos de potência (em particular retificadores não controlados com utilização de díodos).

Podem ainda existir fenómenos transitórios, como por exemplo descargas atmosféricas e electrostáticas, aberturas de fusíveis ou disjuntores ou manobras simulares e comutação de baterias de condensadores, que afetam pontualmente as ondas de tensão de alimentação (Figura 11).

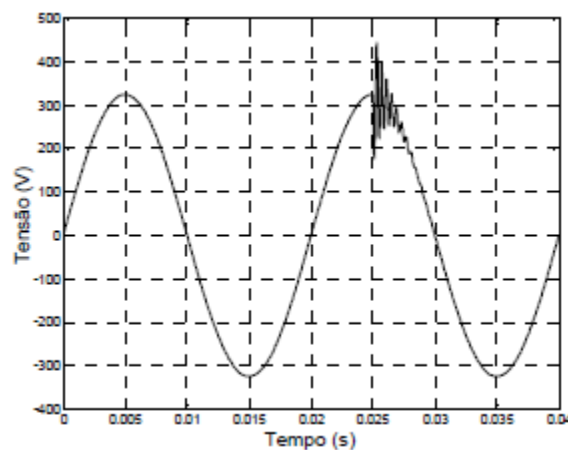


Figura 11 - Onda de tensão simples com fenómeno transitório [4].

## 2.2. Origens da Poluição Harmónica

Os valores elevados de distorção harmónica (estando ou não limitados pelas várias Normas), tanto de corrente como de tensão, provocam diversos problemas nas redes elétricas.

A fonte desta distorção são todos os equipamentos eletrônicos, que, ao serem ligados à rede elétrica, contribuem para toda a distorção que os seus conversores eletrônicos de potência criam. É de realçar a sua crescente utilização, quer a nível doméstico (computadores, televisões, iluminação LED, até os simples carregadores de telemóveis), quer a nível industrial, devido à crescente utilização de variadores de velocidade eletrônicos em diversos processos industriais, pela sua enorme mais-valia económica.

Tal como referido, a crescente utilização de equipamentos com componentes eletrónicos na sua alimentação faz com que nos, presentes dias, quase todos os tipos de cargas alimentados a baixa tensão tenham na sua composição circuitos retificadores na sua entrada, especialmente retificadores monofásicos de onda completa, sendo que se pode ver o seu esquema na Figura 12, e na Figura 13 o seu espectro harmónico de corrente típico [4].

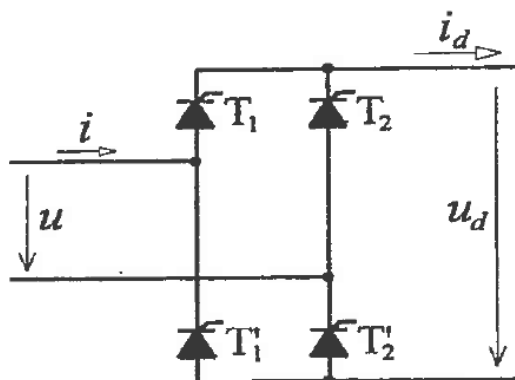


Figura 12 - Retificador monofásico de onda completa [5].

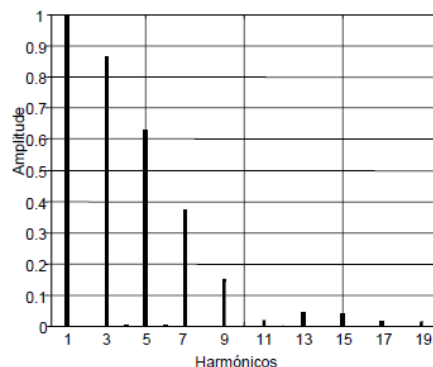


Figura 13 - Harmónicos de corrente [5].

Estes equipamentos são responsáveis pela injeção de um elevado conteúdo harmónico das correntes na rede, criando distorções na onda de tensão. Isto deve-se ao facto de que, como qualquer condutor, os seus componentes possuem impedâncias (com a reactância a variar em função da ordem da harmónica), o que resulta em quedas de tensão.

A distorção das formas de onda (de corrente e tensão) não é propriamente um problema para as redes elétricas, mas sim todas as consequências que advêm da existência desta distorção [4]:

- Aumento das perdas por efeito de Joule e perdas por saturação;
- Redução do tempo de vida útil dos transformadores devido a vibrações nos seus enrolamentos;
- Redução do tempo de vida útil de máquinas elétricas, quer por aquecimento, quer por binários pulsantes;
- Perturbações nos retificadores devido a disparos intempestivos dos dispositivos semicondutores;

- Incremento do esforço térmico a que os condensadores ficam sujeitos, resultando numa deterioração prematura do dielétrico;
- Interferências eletromagnéticas em linhas de comunicação, afetando os equipamentos;
- Interferências nos equipamentos de medição e análise de energia elétrica;
- Tremulação (“*Flicker*”) em equipamentos de iluminação;
- Interferência no normal funcionamento de equipamentos essenciais ao controlo de diversos processos industriais, alguns destes críticos, como por exemplo, computadores, PLCs e sistemas comandados por microcontroladores.

A introdução de equipamentos poluentes em sistemas elétricos tem sido crescente, mas os impactos por esta provocados são relativamente limitados, uma vez que foram, e continuam a ser, introduzidas normas e regulamentos de forma a limitar o conteúdo harmónico que estes equipamentos produzem. O cumprimento destas normas e regulamentos tem início durante o projeto e fabrico destes equipamentos [4]. Uma vez que estes são constituídos por cargas não lineares apresentam uma impedância variável em função da tensão de alimentação. Como consequência a corrente absorvida não é proporcional à tensão, resultando em formas de onda de corrente não sinusoidais.

### 2.3. Regulamentação e Normas

Como já mencionado, o número de equipamentos nas várias áreas de atividade que utilizam eletrónica de potência na sua alimentação tem vindo a aumentar consideravelmente de ano para ano, como é visível na Figura 14 (caso particular dos variadores eletrónicos de velocidade em acionamentos com máquinas DC e AC). A crescente utilização destes equipamentos contribui para a degradação da qualidade de energia eléctrica.

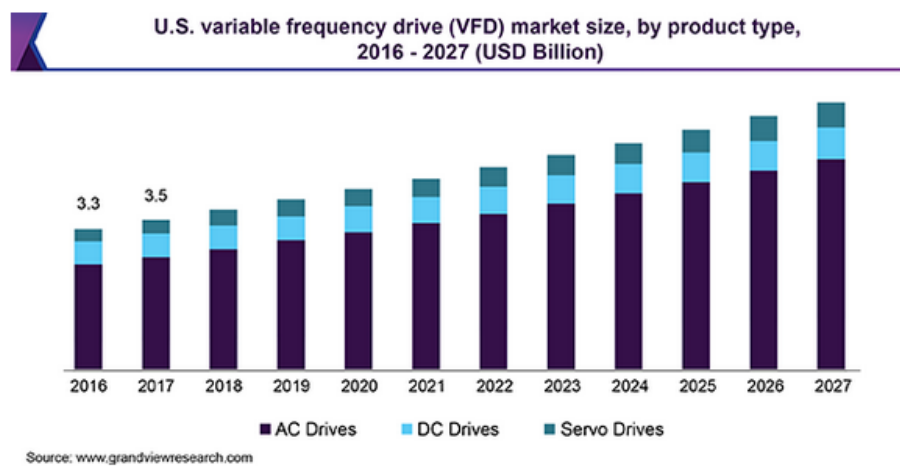


Figura 14 – Evolução e previsão da venda de variadores eletrónicos de velocidade, nos U.S.A., em mil milhões de dólares [6].

De forma a limitar e minimizar esta degradação, e todas as consequências resultantes, organizações como a CEI – Comissão Eletrotécnica Internacional (IEC – *International Electrotechnical Commission*) e o IEEE – Instituto dos Engenheiros Eletrotécnicos e Eletrónicos (IEEE - *Institute of Electrical and Electronics Engineers*) tem produzido normas com o intuito de limitar o conteúdo harmónico dos sistemas eléctricos. Ao existirem valores limitativos, tanto os fabricantes como os utilizadores destes equipamentos têm que desenvolver soluções técnicas de forma a restringir o valor destas harmónicas aos valores aceites pelas normas em vigor [4].

Uma vez que, na União Europeia existe livre troca de bens e serviços, é necessário que exista uma uniformização da legislação que abrange esta problemática das harmónicas, entre outros fenómenos que afetam a qualidade da energia eléctrica, de forma a suprimir as diferenças da legislação dos diferentes países da união europeia [4].

Visto isto, surgiu uma diretiva, a Diretiva do Conselho n° 85/374 que aborda a responsabilidade sobre produtos defeituosos. No seu Art.º 2º define-se a eletricidade como um produto, e que as suas características têm que ser definidas, de forma a criar a já referida harmonização. Desta necessidade, surge a norma europeia EN 50160 [4].

## 2.4. Norma NE/EN50160

A norma publicada pelo CENELEC (Comité Europeu de Normalização Eletrotécnica), denominada por “Características da Tensão Fornecida pelas Redes Publicas de Distribuição” estabelece as principais características de tensão do ponto de fornecimento, de redes públicas, ao consumidor para baixa e média tensão. Entre as características da tensão definidas pela norma estão a frequência, a amplitude, forma de onda, cavas de tensão, sobretensões, harmónicos e inter-harmónicos de tensão, simetria de sistemas trifásicos, e transmissão de sinais de comunicação pelas redes de energia elétrica [4].

Na Tabela 1 encontram-se os valores, eficazes, para cada harmónico de tensão que a norma prevê como aceitáveis. Estes valores são válidos para condições normais de exploração das instalações, em redes de baixa tensão, num período de uma semana, sendo estes valores médios de 10 em 10 minutos.

Tabela 1 – Valores dos primeiros 25 harmónicos de tensão nos pontos de entrega, previstos na EN 50160 [4].

Harmónicos ímpares				Harmónicos pares	
Não múltiplos de 3		Múltiplos de 3			
Ordem n	Tensão relativa (%)	Ordem n	Tensão relativa (%)	Ordem n	Tensão relativa (%)
5	6,0	3	5,0	2	2,0
7	5,0	9	1,5	4	1,0
11	3,5	15	0,5	6 - 24	0,5
13	3,0	21	0,5		
17	2,0				
19	1,5				
23	1,5				
25	1,5				

Nota: Os valores correspondentes aos harmónicos de ordem superior a 25, por serem geralmente baixos e muito imprevisíveis (devido aos efeitos de ressonância), não são indicados nesta tabela

De uma forma genérica, a norma especifica ainda que a taxa de distorção harmónica,  $THD_u$  (*Voltage Total Harmonic Distortion*), não poderá ser superior a 8% da sua componente fundamental. Esta  $THD_u$  abrange os 40 primeiros harmónicos.

Esta tabela é também válida relativamente às redes de média tensão, exceto o valor limite da harmónica de ordem 3, que, irá depender da topologia da rede.

## 2.5. Norma CEI/IEC 61000

De forma evitar problemas relacionados com compatibilidade eletromagnética, surgiu a série 61000 de normas da CEI. Estas normas estão organizadas nas seguintes partes [4]:

- 1) Generalidades – Onde são abordadas considerações gerais, definições, terminologia, etc. (61000-1-x);
- 2) Ambiente – Descrição e características do ambiente onde pode ser instalado o equipamento, níveis de compatibilidade (61000-2-x);
- 3) Limites – limites de emissão, definindo os níveis de perturbação permitidos pelos equipamentos ligados à rede de energia elétrica, limites de imunidade (61000-3-x);
- 4) Ensaio e medidas – Técnicas de medida e técnicas de ensaio de modo a assegurar a conformidade com as outras partes da norma (61000-4-x);
- 5) Guias de instalação e de atenuação – providencia guias para a aplicação em equipamentos, tais como filtros, equipamentos de compensação, descarregadores de sobretensões, etc., para resolver problemas de qualidade da energia (61000-5-x);
- 6) Normas gerais e de produto – definem os níveis de imunidade requeridos pelos equipamentos em geral ou para tipos específicos de equipamentos (61000-6-x).

Relativamente aos níveis que a norma define, estes são detalhados de acordo com o vocabulário eletrotécnico internacional, CEI 60050(161) VEI. Define-se então [4].

- Nível de emissão: Nível máximo permitido para um consumidor de uma rede pública ou para um aparelho [4].
- Nível de compatibilidade: Nível máximo especificado de perturbação que se pode esperar num dado ambiente [4].
- Nível de imunidade: Nível de perturbação suportado por um aparelho ou sistema [4].
- Nível de suscetibilidade: Nível a partir do qual um aparelho ou sistema começa a apresentar um funcionamento deficiente [4].

É ainda definido pela norma CEI 61000-2-2 níveis de compatibilidade para harmónicos de baixa tensão. Estes estão enunciados na Tabela 2.

Tabela 2 - Níveis de compatibilidade para harmónicos de tensão em redes publicas de baixa tensão [4].

Harmónicos ímpares não múltiplos de 3		Harmónicos ímpares múltiplos de 3		Harmónicos pares	
Ordem n	Tensão harm. (%)	Ordem n	Tensão harm. (%)	Ordem n	Tensão harm. (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
17	2	>21	0,2	10	0,5
19	1,5			12	0,2
23	1,5			>12	0,2
25	1,5				
>25	$0,2 + 0,5 \times 25/n$				

Relativamente a compatibilidades para redes industriais, são definidas pela norma CEI 61000-2-4. Esta classifica os níveis de compatibilidade eletromagnética em 3 classes, em função dos ambientes:

Classe 1 – É aplicada a redes protegidas e exigentes, com níveis de compatibilidade baixos. Aplica-se a equipamentos muito sensíveis às perturbações da rede elétrica.

Classe 2 – Os níveis de compatibilidade desta classe são iguais aos da rede pública. Destina-se a pontos de ligação interna nos ambientes industriais e a pontos de acoplamento comum à rede pública.

Classe 3 – Destina-se unicamente aos pontos de ligação interna de ambientes industriais. Os níveis de compatibilidade desta classe são superiores ao da classe anterior para algumas perturbações. Esta classe deve ser considerada quando por exemplo a maioria das cargas é alimentada por conversores.

Tabela 3 - Níveis de compatibilidade de harmónicos [4].

	Classe 1	Classe 2	Classe 3
Distorção harmónica total	5%	8%	10%

De realçar que os limites máximos, individuais, para harmónicos de tensão e a respetiva taxa de distorção regulada pela norma europeia EN 50160 são coerentes com os valores das normas CEI 61000-2-2 e 61000-2-4, referentes à classe 2 [4].

## 2.6. Norma ANSI/IEEE 519 – 1992

Esta norma define limites máximos de distorção, servindo de referência às empresas distribuidoras, sendo que estão estas obrigadas a manter a qualidade da tensão na rede. Na Tabela 4 pode-se encontrar os limites de distorção, para os diferentes níveis de tensão que as redes elétricas podem apresentar.

Tabela 4 - Limites máximos de distorção [4].

Tensão nominal no PAC ( $U_n$ )	Distorção harmónica individual (%)	Distorção harmónica total (%)
$U_n \leq 69$ kV	3,0	5,0
$69$ kV < $U_n \leq 161$ kV	1,5	2,5
$U_n > 161$ kV	1,0	1,5

## 2.7. Monitorização da Qualidade da Energia Elétrica

A melhor forma de corrigir um problema é a sua identificação prévia, tem-se visto ao longo dos tempos uma mudança na atuação no que diz respeito a sistemas de análise de energia elétrica, quer por imposição legal (fruto de obrigações legais por parte das indústrias em serem auditadas), quer por sensibilização, fruto de consciencialização de que a questão da qualidade de energia elétrica é uma condicionante ao correto funcionamento dos equipamentos, e a sua desconsideração pode levar a consequências económicas elevadas.

É equipamento *standart* em qualquer novo quadro elétrico industrial um analisador de energia Figura 15. Este habitualmente é ligado a um sistema de gestão de energia da própria instalação, em que é possível recolher informação em tempo real de valores de tensão, correntes, potências reativas (tanto capacitivas e indutivas), tal como a sinalização de anomalias por via de alarmes, ou mesmo pela geração automática de relatórios.



*Figura 15 - Analisador de energia [7].*

No entanto, após a identificação e consciencialização da problemática, é necessário contribuir para a sua mitigação.

Existem várias soluções no mercado para os diversos problemas de qualidade de energia elétrica que são apresentadas nos subcapítulos seguintes.

## **2.8.Soluções de Mitigação para a Problemática**

### 2.8.1. Introdução

De forma a se proceder à mitigação dos problemas clássicos causados pela falta de qualidade de energia elétrica existem várias soluções disponíveis, entre elas varistores (protegem os sistemas contra picos de tensão), filtros de interferência eletromagnética (permite que o equipamento não transmita ruído de alta frequência para a rede), transformadores de isolamento (garantem o isolamento galvânico) e UPS (fontes de alimentação ininterruptas, que garantem alimentação aos equipamentos durante interrupções de acordo com a sua autonomia) [4].

Relativamente à problemática das harmónicas de corrente, na qual este trabalho se irá focar, a solução de mitigação passa pela utilização de conversores de potência (equipamentos constituídos por dispositivos semicondutores de comutação), de forma a garantir o cumprimento das Normas e Regulamentos enunciados no ponto anterior.

Existem no mercado vários tipos de filtros, que se podem agrupar em dois grandes grupos, os filtros passivos, e os filtros ativos.

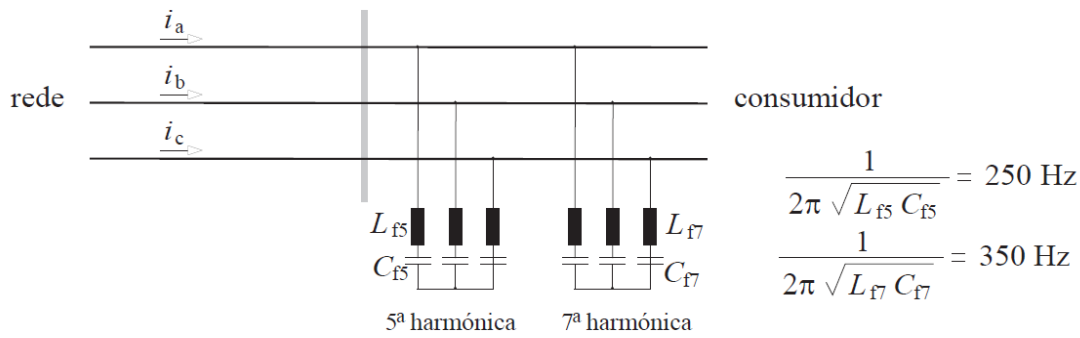


Figura 16 – Exemplo de um filtro passivo [8].

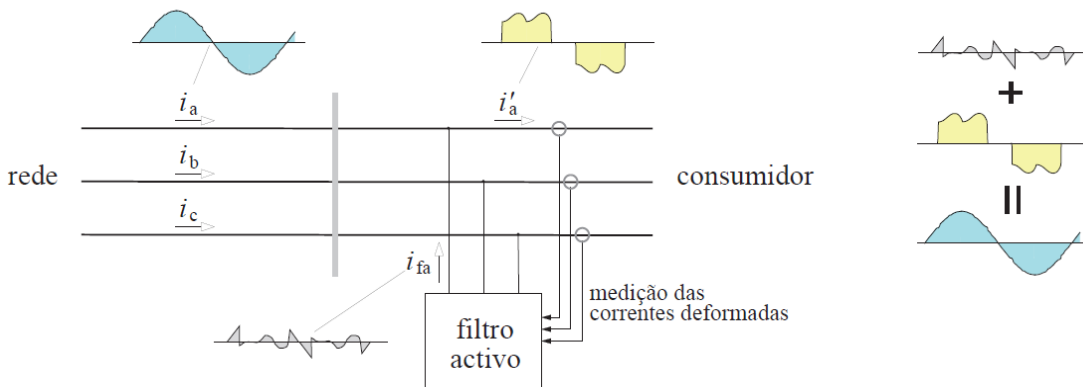


Figura 17 – Exemplo de um filtro ativo paralelo [8].

Os filtros passivos (Figura 16) são constituídos por elementos LCR. Estes normalmente são dimensionados para uma, ou duas, frequências específicas (por exemplo a 5ª e 7ª harmónica, ou seja 250Hz e 350Hz respetivamente) e permitem ser canceladas à custa do efeito de ressonância criado pela bobine e condensador em série (LC). Os condensadores são dimensionados para compensarem a potência reativa do sistema em causa, servindo o duplo propósito de anular igualmente esta componente da potência. O componente indutor, a bobina, é dimensionada de forma a anular a frequência da harmónica pretendida.

No entanto, este tipo de filtro tem que ser dimensionado para uma frequência específica da carga. Se for utilizado para uma carga com uma característica que não aquela a que foi dimensionado, poderá originar ressonâncias com efeitos indesejáveis [9].

De forma a resolver alguns dos inconvenientes e desvantagens associados a este tipo de filtro passivo, surgiram no mercado, os filtros ativos (Figura 17). Os filtros ativos são constituídos por conversores de potência (utilizando semicondutores com frequências de comutação muito elevadas), que ao analisarem a deformação (com identificação das harmónicas presentes) na onda de corrente consumida pela carga linear ou não linear (por exemplo a corrente  $i'_a$  indicada na Figura 17), geram uma onda de corrente complementar a esta e associada apenas às harmónicas que se pretendem cancelar (por exemplo a corrente  $i_{fa}$  indicada na Figura 17). Ao efetuar o somatório destas duas ( $i'_a$  e  $i_{fa}$ ), são obtidas as correntes na rede ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ) praticamente sinusoidais (apenas com a componente fundamental) e em fase com as tensões da rede, permitindo ter um fator de potência praticamente unitário. Desta forma, as correntes que são fornecidas pelo lado da rede são praticamente sinusoidais, evitando assim a injeção de elevado conteúdo harmónico na rede de energia.

Existem três grandes tipos de filtros ativos de potência, os filtros em série com a rede, os filtros em paralelo com a rede, e os filtros híbridos.

### 2.8.2. Filtro Ativo de Potência Série

Este filtro, instalado em série com a rede (com utilização de transformadores série) e a respetiva carga a alimentar, funciona como uma fonte controlada de tensão (Figura 18). Ou seja, em cada uma das fases existe uma fonte de tensão regulável em que o seu nível de tensão destas mesmas fontes é regulado por um inversor. Para comandar o funcionamento dos seus dispositivos semicondutores (à condução e ao corte), existe um controlador que, calcula as tensões de compensação (as geradas por ele) analisando continuamente as tensões do lado da rede, e as correntes da carga.

Desta forma, este filtro irá gerar uma onda de tensão que irá anular o conteúdo harmónico nas ondas de tensão presentes no sistema em causa.

Assim este filtro é bastante eficaz a anular harmónicas de tensão, sobretensões, subtensões, e flutuações de tensão. Ou seja, transitórios de tensão, garantido que a tensão aplicada na carga praticamente sinusoidal.

Um dos seus grandes inconvenientes é o facto de este filtro não mitigar harmónicos de corrente, sendo que necessita de ser complementado com um filtro passivo de forma reduzir o seu impacto.

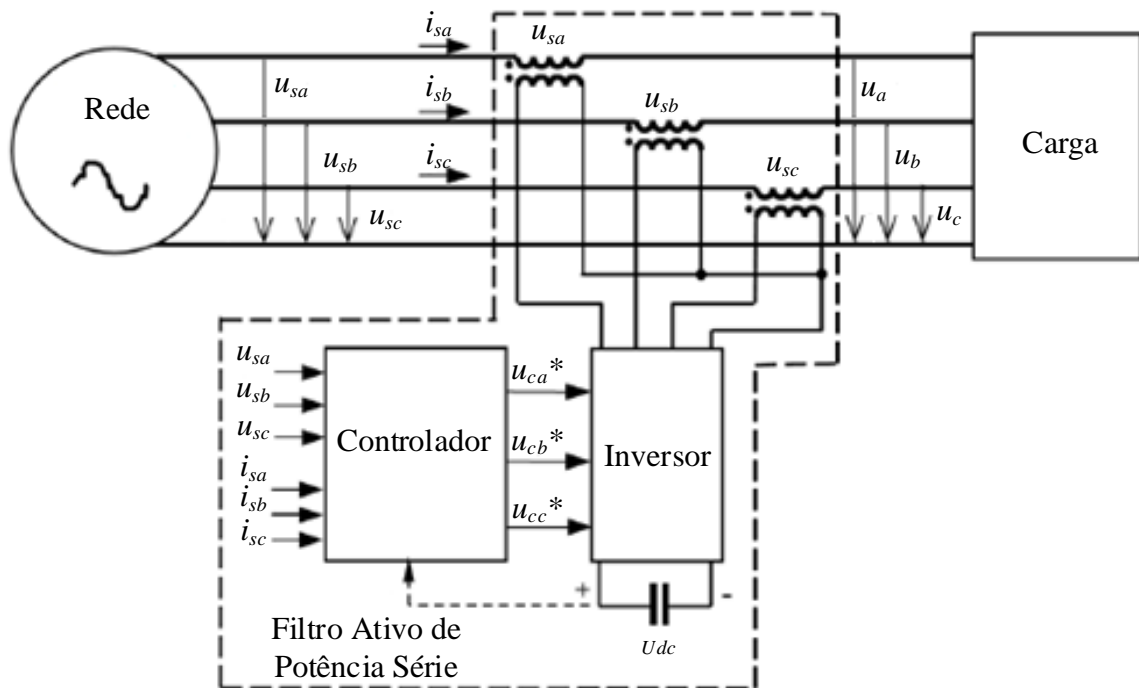


Figura 18 – Esquema tipo de um filtro ativo série. Adaptado de [9].

Tomando como exemplo o esquema da Figura 18, que representa um filtro ativo série genérico, este utiliza a amostragem das tensões da rede ( $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$ ,  $u_{sc}$ ), a amostragem das correntes absorvidas pela carga ( $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$ ), tal como a tensão do barramento DC do inversor ( $U_{dc}$ ). Desta forma são obtidas, através de um processo matemático, as referências de tensão ( $u_{ca}^*$ ,  $u_{cb}^*$ ,  $u_{cc}^*$ ) a serem geradas pelo inversor, de forma a criar uma onda de tensão que anule as componentes harmónicas da onda de tensão presentes no lado da rede (Figura 19).

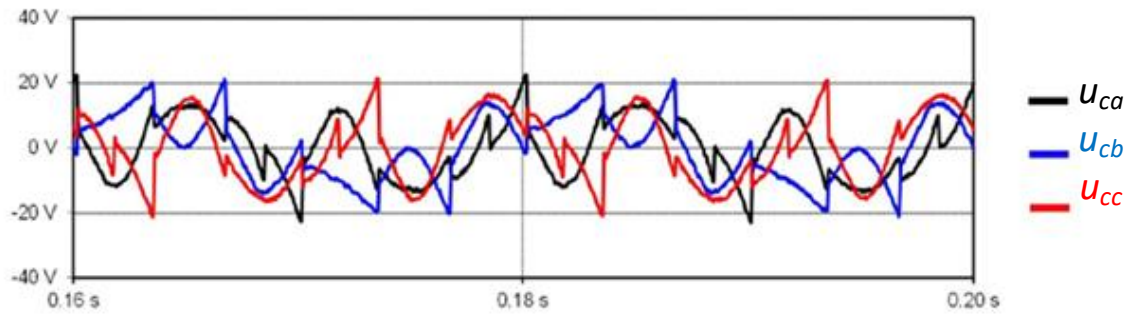


Figura 19 – Exemplo das tensões geradas pelo filtro ativo de potência série. Adaptado de [9].

Como é visível na Figura 20, apesar da onda de tensão do lado da rede possuir alguma distorção, devido à ação do filtro, a tensão que alimenta a carga é praticamente sinusoidal (Figura 21).

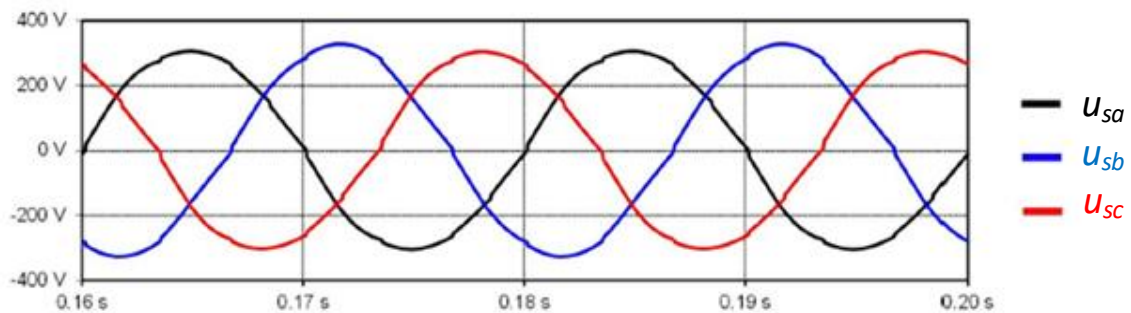


Figura 20 – Exemplo das tensões na rede do esquema do filtro ativo de potência série. Adaptado de [9].

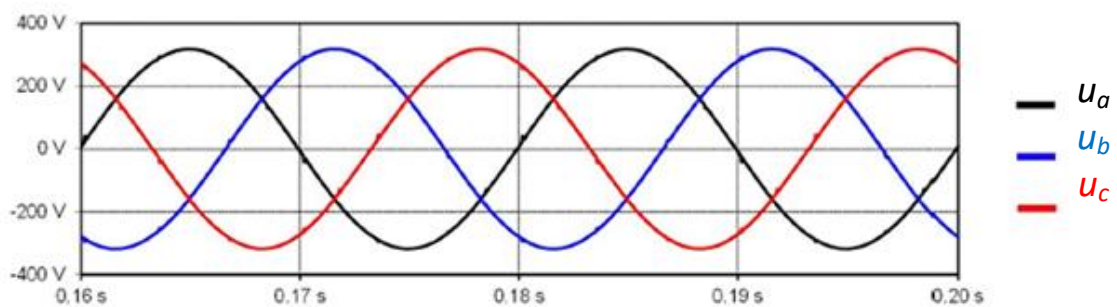


Figura 21 – Exemplo das tensões na carga do esquema do filtro ativo de potência série [9].

## 2.8.3. Filtro Ativo de Potência Paralelo

Os filtros ativos de potência em paralelo têm como grande vantagem o facto de lhes ser possível compensar harmónicos de corrente, fator de potência, equilibrar sistemas a 4 fios, eliminando a corrente de neutro (mesmo existindo correntes harmónicas de 3º ordem e as suas múltiplas), e, por consequência, colmatar a falta de uma das fases. Todas estas potencialidades de desempenho conferes-lhes mais valias em relação aos filtros de potência série. Na Figura 22 está representando um esquema genérico de um filtro ativo de potência paralelo. Este filtro de potência é composto por um inversor, e o respetivo controlador, à semelhança filtro ativo série.

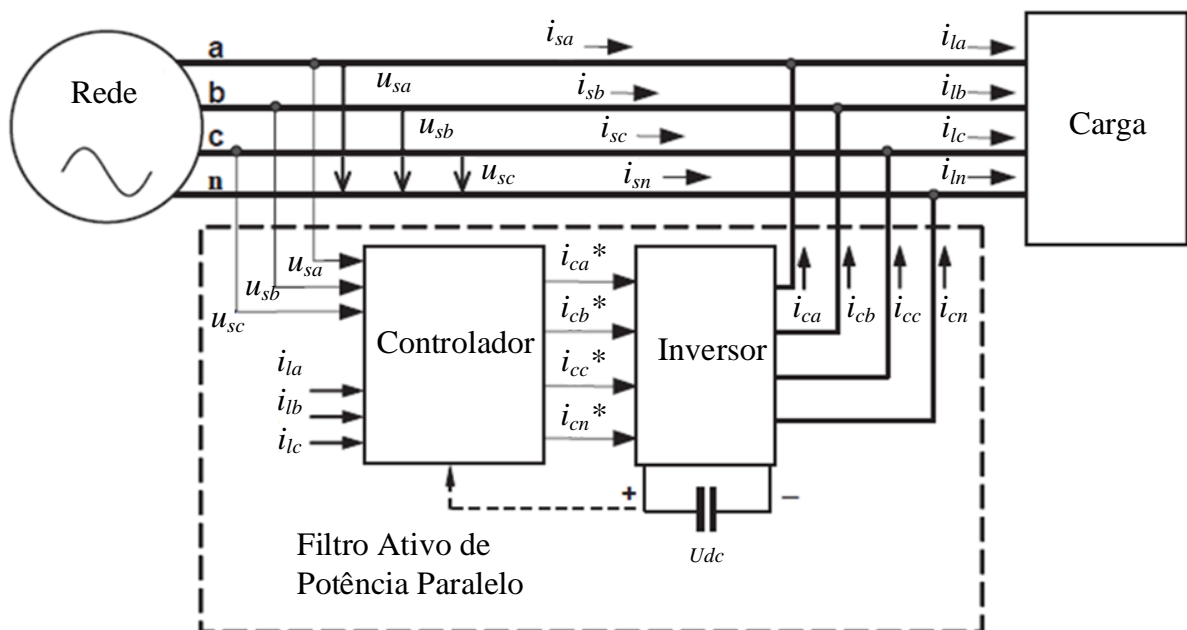


Figura 22 – Esquema tipo de um filtro ativo de potência paralelo. Adaptado de [9].

Esta solução de filtro funciona não como uma fonte de tensão controlada, mas sim como uma fonte de corrente controlada. À semelhança do filtro ativo de potência série, este irá também gerar uma onda de forma a anular as componentes harmónicas, mas de corrente, e não de tensão.

Desta forma, este filtro irá gerar uma onda de corrente (Figura 23) que irá anular o conteúdo harmónico causado pela carga não linear (Figura 24). A referência de corrente de neutro ( $i_{cn}^*$ ) resulta do cálculo das restantes correntes,  $i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$  ( $i_{ca}^* + i_{cb}^* + i_{cc}^* = i_{cn}^*$ ).

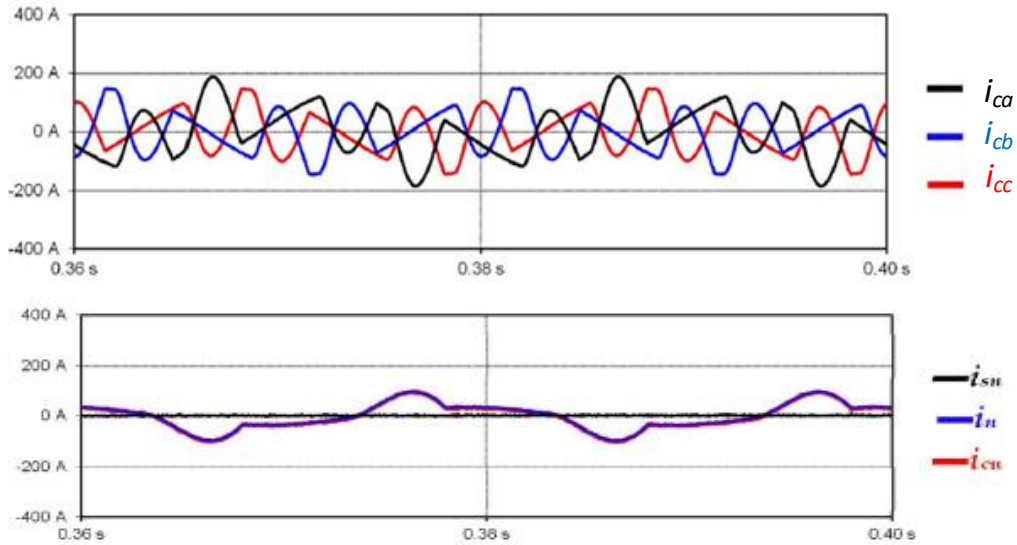


Figura 23 – Exemplo das correntes de fase ( $i_{ca}$ ,  $i_{cb}$ ,  $i_{cc}$ ) e correntes de neutro ( $i_{sn}$ ,  $i_n$ ,  $i_{cn}$ ) geradas pelo filtro ativo de potência em paralelo [9].

De forma a ser possível gerar as referências de corrente ( $i_{ca}^*$ ,  $i_{cb}^*$ ,  $i_{cc}^*$ ,  $i_{cn}^*$ ) o controlador analisa em contínuo as tensões no sistema ( $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$ ,  $u_{sc}$ ), tal como as correntes na carga ( $i_{la}$ ,  $i_{lb}$ ,  $i_{lc}$ ,  $i_{ln}$ ). Desta forma, calcula as referências de corrente ( $i_{ca}^*$ ,  $i_{cb}^*$ ,  $i_{cc}^*$ ,  $i_{cn}^*$ ), necessárias ao inversor para este produzir as correntes de compensação, representadas por  $i_{ca}$ ,  $i_{cb}$ ,  $i_{cc}$ ,  $i_{cn}$  no esquema da Figura 22.

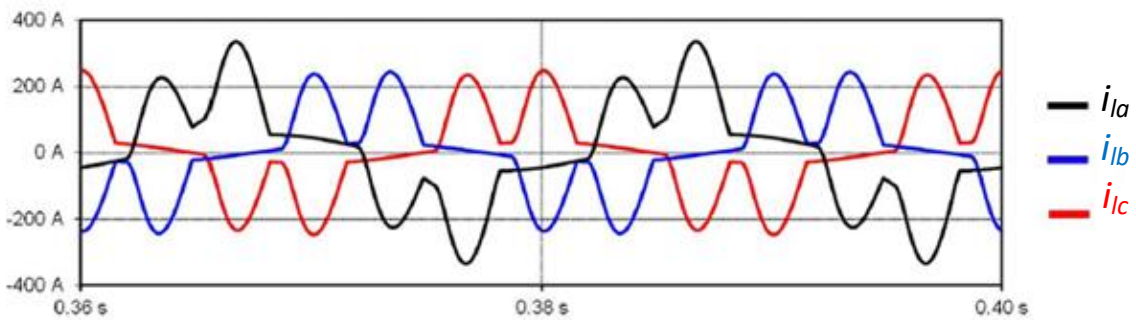


Figura 24 – Exemplo das correntes na carga do esquema do filtro ativo de potência em paralelo [9].

Assim, mesmo existindo um nível considerado elevado de distorção harmónica das correntes, produzido pelos mais diversos tipos de cargas (consideradas não lineares), este filtro consegue que a corrente, do lado da rede (Figura 25), seja praticamente sinusoidal e garantir igualmente fator de potência unitário.

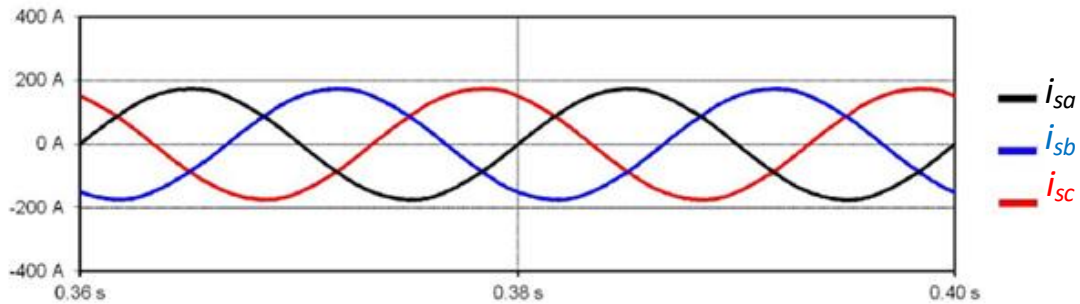


Figura 25 – Exemplo das correntes na rede do esquema do filtro ativo de potência em paralelo [9].

### 2.8.1. Filtro de Potência Híbrido

Com o intuito de aproveitar as vantagens tanto do filtro ativo de potência série, tal como o paralelo, surgiu o filtro de potência ativo híbrido (Figura 26). Este possui 2 inversores, cada um correspondente aos filtros anteriores, mas, apenas um barramento DC, que neste caso é partilhado entre os mesmos. Desta forma este filtro consegue compensar tanto harmónicas de corrente, tal como de tensão, garantindo respetivamente correntes sinusoidais (sem distorção) e em fase com as tensões da rede (garantido fator de potência praticamente unitário) e tensões sinusoidais (sem distorção) na carga.

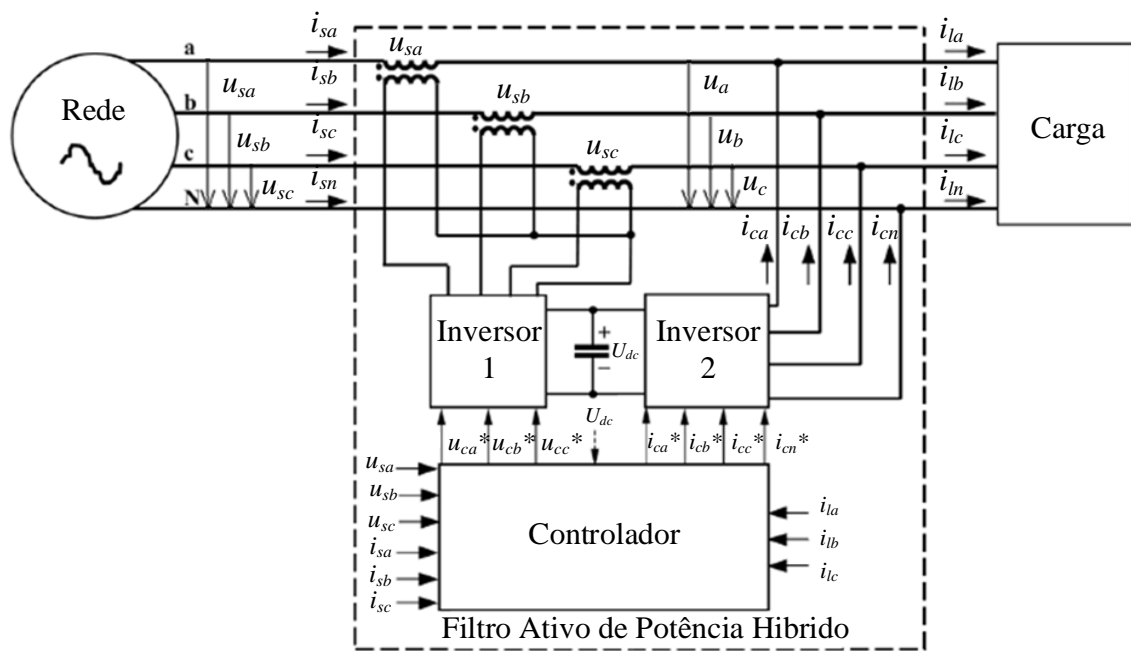


Figura 26 – Esquema tipo de um filtro ativo híbrido. Adaptado de [9].

### 2.8.2. Soluções de Controlo para Imposição das Correntes

De forma a controlar as correntes de saída do conversor de potência, o controlador recorre a uma das diversas técnicas de controlo existentes. Estas podem ser agrupadas em dois grandes grupos, as que recorrem a um referencial estacionário,  $\alpha\beta$ , e as que recorrem a um referencial girante,  $dq$ .

Neste trabalho a abordagem será no referencial  $\alpha\beta$ , utilizando duas técnicas de controlo distintas respetivamente o controlo histerético e o controlo preditivo.

#### i. Técnica de Controlo Histerético

De forma a compensar/mitigar o conteúdo harmónico ou a fase das correntes nas cargas do tipo linear ou não linear, o filtro ativo de potência paralelo terá inicialmente de calcular uma referência de corrente. Com a referida referência de corrente calculada, o conversor de potência irá gerar essas correntes com opção de duas técnicas referidas anteriormente (controlo histerético ou controlo preditivo).

Na Figura 27 apresenta-se um exemplo de um ondulator/inversor de tensão trifásico em ponte, em que as correntes impostas são controladas por um controlador histerético.

A técnica de controlo por histerese controla o comando (colocação à condução e ao corte) dos dispositivos semicondutores por um método bastante clássico, simplesmente calculando os erros entre as correntes de referência e a amostragem da corrente da carga. Estes erros são então aplicados a um comparador histerético, por fase, definido por uma janela de histerese ( $\Delta I$ ). A saída destes comparadores irá definir o estado lógico dos dispositivos semicondutores correspondentes. Os estados lógicos de colocação à condução e ao corte, para as suas oito combinações possíveis, são identificados e agrupados em oito vetores conforme apresentado anteriormente na Tabela 6. Desta forma o ondulator, em função dos vetores de tensão irá determinar a tensão que o filtro deverá gerar, de forma a garantir a qualidade da energia elétrica no sistema.

A frequência de comutação dos dispositivos semicondutores do ondulator é definida maioritariamente pela largura da janela de histerese ( $\Delta I$ ).

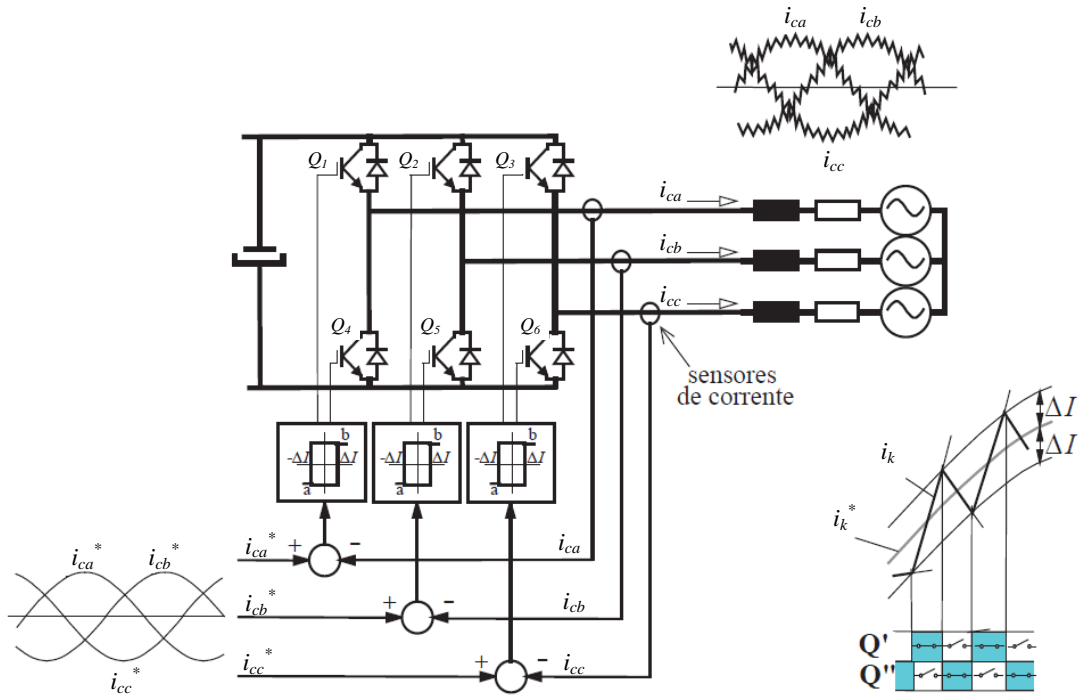


Figura 27 – Esquema de controlo histerético de correntes com ondulator de tensão trifásico em ponte. Adaptado de [8].

Na Figura 27,  $Q'$  corresponde a  $Q_1$ ,  $Q_2$  e  $Q_3$  nos respetivos braços. Por outro lado,  $Q''$  corresponde a  $Q_4$ ,  $Q_5$  e  $Q_6$ .

No caso da corrente amostrada  $i_k$  ( $i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}$ ) ainda não ser superior ao limite positivo da janela de histerese ( $+\Delta I$ ), o dispositivo semiconductor  $Q'$  correspondente a essa fase está à condução e  $Q''$  ao corte. No cenário inverso  $Q'$  está ao corte e  $Q''$  à condução.

Desta forma, as correntes de referência  $i_k^*$  ( $i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$ ) e amostradas  $i_k$  ( $i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}$ ) irão alternar entre o intervalo  $i_k^* - \Delta I \leq i_k \leq i_k^* + \Delta I$  [8].

Tal como referido previamente, será a janela de histerese ( $\Delta I$ ) maioritariamente responsável pela frequência de comutação. Esta janela de histerese  $\Delta I$  terá que ser otimizada de forma a minimizar o tremor nas formas de onda das correntes de saída (efeito de *ripple*) e as limitações da frequência de comutação dos dispositivos semicondutores de potência ( $Q_1$  a  $Q_6$ ).

ii. Técnica de Controlo Preditivo

A aplicação da técnica de controlo preditivo é uma outra solução para o controlo das correntes a impor pelo filtro. Esta técnica de controlo utiliza as equações com a dinâmica do sistema (rede, linha e carga), permitindo minimizar os erros das grandezas a controlar, neste caso em concreto as correntes.

Ao utilizar modelos matemáticos do sistema discretos e linearizados, o controlo preditivo procura encontrar o melhor vetor de tensão a gerar, num total de oito disponíveis (Tabela 6). Neste processo de cálculo e identificação do melhor e ótimo vetor de tensão, é necessária uma adequada carga computacional dos controladores. Presentemente este objetivo é possível graças ao crescente aumento da capacidade computacional dos controladores que é quase exponencial, tal como a redução do seu custo.

Existem ainda muitos trabalhos científicos que foram desenvolvidos utilizando técnicas de controlo preditivas, como por exemplo:

- ✓ Controlo das correntes de saída e eliminação de falhas de comutação em retificadores controlados [23];
- ✓ Conversores matriciais [25], [26], [30];
- ✓ Conversores multinível [24], [27];
- ✓ Controlo da corrente de saída de onduladores [28].

De forma a ser aplicada, a técnica de controlo preditivo necessita que as variáveis que esta controla sejam discretizadas. Uma vez que a derivada de uma função linear num ponto é,  $dx_n/dt=f(u_n,t)$ , esta pode ser calculada por métodos de integração numérica. Admitindo um intervalo  $T_s$  muito pequeno quando comparado com período médio das grandezas elétricas, é possível obter-se as equações para os métodos de integração de *Euler-Forward* (2.1). Existem ainda outros métodos de integração possíveis, como por exemplo o *Euler-Backward* (2.2) e o *Euler-Modificado* (2.3), mas não utilizados neste trabalho.

$$x(t_{s+1}) \approx x(t_s) + T_s \frac{d}{dt} x(t_s) \quad (2.1)$$

$$x(t_{s+1}) \approx x(t_s) + T_s \frac{d}{dt} x(t_{s+1}) \quad (2.2)$$

$$x(t_{s+1}) \approx x(t_s) + \frac{T_s}{2} \left[ \frac{d}{dt} x(t_s) + \frac{d}{dt} x(t_{s+1}) \right] \quad (2.3)$$

Uma vez que, a técnica de controlo preditivo consiste na escolha do vetor de tensão mais adequado, é necessário que se proceda ao cálculo de cada solução, de forma a se proceder à escolha otimizada do melhor vetor de tensão.

Para tal, resolvendo a equação (2.1) em ordem a  $x(t_{s+1})$  obtém-se (2.4) e (2.5), que dependem do estado atual  $x(t_s)$  e da sua derivada, respetivamente. Uma vez que esta derivada depende do vetor de tensão aplicado, existem várias possibilidades para  $x(t_{s+1})$ . O vetor de tensão a escolher será aquele em que o instante atual  $x(t_s)$ , mais a derivada entre os dois pontos, se aproximar da referência e minimizando o erro.

$$x(t_{s+1})_n \approx x(t_s) + T_s \frac{d}{dt} x_n \quad (2.4)$$

Uma vez que  $\frac{d}{dt} x_n = f(u_n, t)$  e substituindo (2.4) para obter (2.5).

$$x(t_{s+1})_n \approx x(t_s) + T_s f(u_n, t) \quad (2.5)$$

De todos os vetores disponíveis (Tabela 6), o vetor selecionado é aquele que  $x(t_{s+1})$  mais se aproxima da referência  $x^*(t_s)$ , ou seja, o vetor de tensão que conduz a um erro menor, como se pode verificar na equação (2.6).

$$e_n = x^*(t_s) - x(t_{s+1})_n \quad (2.6)$$

Na Figura 28, pode-se encontrar o princípio teórico da técnica de controlo preditivo [10].

Partindo de um vetor de tensão escolhido num instante  $t_{s+1}$ , por exemplo o vetor 2, visto que é o que melhor se aproxima da referência,  $x^*(t_s)$  e permite minimizar o erro. No instante seguinte,  $t_{s+2}$ , o vetor escolhido é o  $n-1$ , uma vez que, é o que melhor se aproxima da referência  $x^*(t_s)$  e com minimização do erro [10].

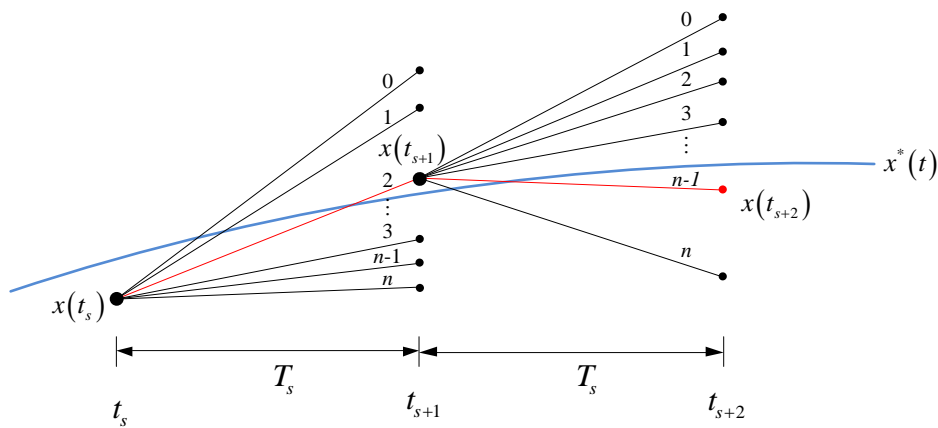


Figura 28 - Princípio teórico da técnica preditiva [10].

Assumindo que a referência  $x^*(t_s)$  é constante, ou apresenta pequenas variações relativamente ao passo de cálculo utilizado,  $T_s$ , pode haver uma simplificação de todo o processo matemático. Esta simplificação consiste em utilizar para o cálculo do erro resultante da aplicação de cada vetor de tensão, a referência  $x^*(t_{s+1})$ , e não  $x^*(t_s)$ . Desta forma, utilizando esta simplificação, é possível efetuar o cálculo do erro das referências no instante  $x^*(t_s) = x^*(t_{s+1})$  (2.7). Caso contrário seria necessário utilizar uma técnica designada por dupla predição para estimar  $x^*(t_{s+1})$  [10].

$$e_n = x(t_{s+1})^* - x(t_{s+1})_n \quad (2.7)$$

Uma vez que existe um número finito de oito vetores de tensão disponíveis (Tabela 6), e possíveis, de implementar pelo conversor estático de potência, que neste caso consiste num ondulator de tensão trifásico, o controlo preditivo irá seleccionar o vetor de tensão mais adequado. O ondulator de tensão trifásico em ponte tem oito combinações possíveis resultante dos estados lógicos dos seus dispositivos semicondutores, como é apresentado na Tabela 6.

Como duas destas combinações resultam no mesmo vetor de tensão nulo, implica sete níveis de tensão disponíveis.

De forma a que seja possível implementar a técnica de controlo preditivo é necessário que se conheça o modelo matemático da carga, do conversor estático de potência e de uma função quadrática de custos que irá selecionar o melhor vetor de tensão, que irá ser aplicado.

O modelo matemático representativo do ondulator de tensão trifásico foi obtido em (3.17), onde já se encontra no mesmo referencial  $\alpha\beta$  que a carga.

Como referido anteriormente, de forma a que seja selecionada a melhor combinação dos estados dos dispositivos semicondutores (correspondendo a um determinado vetor de tensão  $n$ ), utiliza-se uma função quadrática (2.8).

A função quadrática de custo (2.8) utiliza as grandezas de referência e estimadas por predição nas coordenadas  $\alpha\beta$ , respetivamente  $x_{\alpha ref}(t_{s+1}), x_{\alpha}(t_{s+1}), x_{\beta ref}(t_{s+1}), x_{\beta}(t_{s+1})$ .

$$F(t_{s+1})_n = \sqrt{[x_{\alpha ref}(t_{s+1}) - x_{\alpha}(t_{s+1})]^2 + [x_{\beta ref}(t_{s+1}) - x_{\beta}(t_{s+1})]^2} \quad (2.8)$$

O algoritmo a implementar, que permite determinar o vetor ótimo de tensão a aplicar pelo ondulator de tensão trifásico (Tabela 6), necessita das amostragens das tensões da rede e das correntes nas bobinas de saída do filtro ativo de potência, no referencial  $\alpha\beta$ .

Na Figura 29 encontra-se um fluxograma com o algoritmo para implementar a técnica de controlo das correntes por predição. No intervalo de amostragem  $T_s$  há uma análise sequencial de todos os vetores de tensão disponíveis. Para cada vetor de tensão, e num total de oito, é efetuado o cálculo do valor das correntes de saída para o passo seguinte de amostragem ( $t_{s+1}$ ). É igualmente calculada a função de custo (2.8) correspondente a esse vetor de tensão. Se esse vetor de tensão corresponder a um valor de custo inferior que os restantes vetores, então esse mesmo vetor passa a ser o vetor a implementar pelo ondulator de tensão. Para cada vetor de tensão identificado na Tabela 6, correspondem os estados lógicos para a condução e corte dos semicondutores de potência.

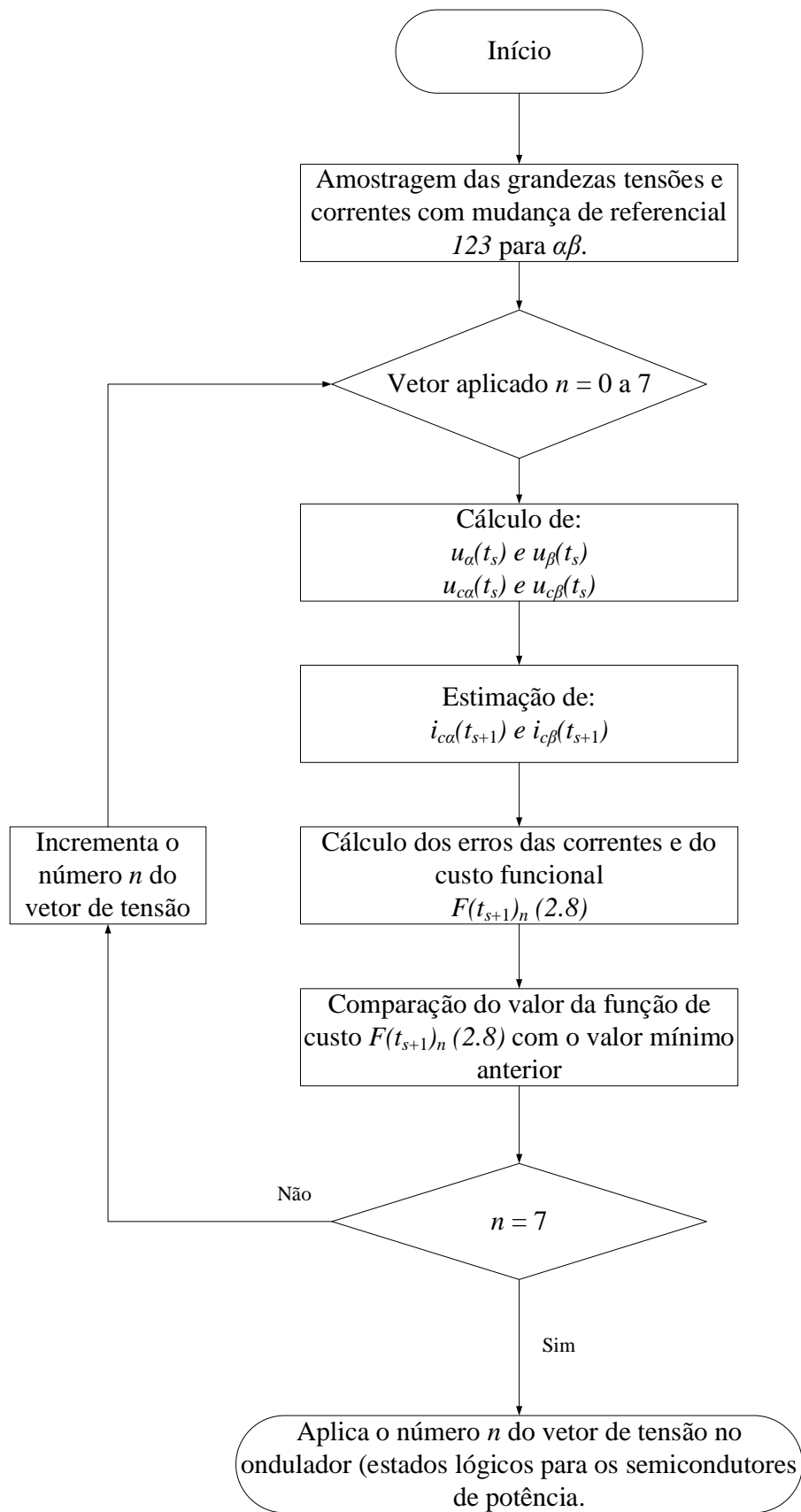


Figura 29 - Algoritmo do controlador preditivo.

A Figura 30 representa o conversor de potência (ondulador de tensão controlado em corrente), as três bobinas de saída (caracterizadas por uma resistência e uma indutância) e as tensões nos pontos de ligação do filtro ativo de potência. A Figura 30 está igualmente identificada na Figura 41.

Aplicando as leis de *Kirchhoff* à carga RLE, equilibrada, na saída do ondulador é possível obter o modelo deste sistema, onde se encontram as variáveis de controlo, as tensões compostas de saída do ondulador  $u_{AB}$ ,  $u_{BC}$ ,  $u_{AC}$  em função das correntes de saída do filtro,  $i_{ca}$ ,  $i_{cb}$  e  $i_{cc}$ . (Figura 30).

As equações da dinâmica do sistema na forma matricial, em função das variáveis de estado da corrente (primeiras derivadas em ordem ao tempo), encontram-se representadas em (2.9).

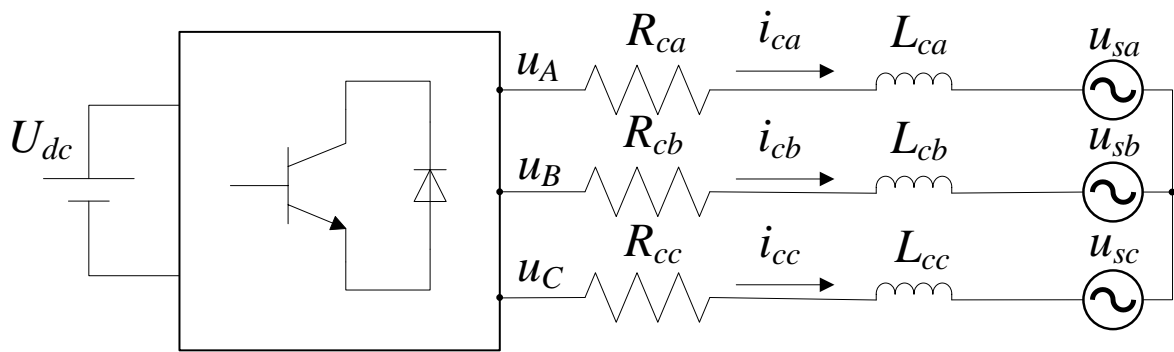


Figura 30 - Esquema do filtro paralelo com carga RLE.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ca}}{dt} \\ \frac{di_{cb}}{dt} \\ \frac{di_{cc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2}{3L} & \frac{1}{3L} & 0 \\ 0 & \frac{2}{3L} & \frac{1}{3L} \\ \frac{1}{3L} & 0 & \frac{2}{3L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{2}{3L} & -\frac{1}{3L} & 0 \\ 0 & -\frac{2}{3L} & -\frac{1}{3L} \\ -\frac{1}{3L} & 0 & -\frac{2}{3L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sab} \\ u_{sbc} \\ u_{sca} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Uma vez que as grandezas encontram-se no referencial  $123$ , de forma a que se proceda à alteração de referencial, para o referencial  $\alpha\beta$ , utiliza-se a matriz de Concordia, (3.12). Assim, aplicando a matriz de Concordia, (3.12) em (2.9),  $X_{123} = [C] X_{\alpha\beta 0}$ , obtém-se (2.10).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{c\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{c\beta}}{dt} \\ \frac{di_{c0}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \\ i_{c0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2L} & \frac{\sqrt{3}}{6L} & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{6L} & \frac{1}{2L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \\ u_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{2L} & -\frac{\sqrt{3}}{6L} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{6L} & -\frac{1}{2L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{s0} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

A componente homopolar  $u_{s0}$  é nula, visto que admite-se que o sistema de tensões  $u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}$  (Figura 30) constitui um sistema trifásico equilibrado e sem distorção (sem harmónicas de tensão). O modelo na forma matricial e simplificado é obtido com (2.11).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{c\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{c\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2L} & \frac{\sqrt{3}}{6L} \\ -\frac{\sqrt{3}}{6L} & \frac{1}{2L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{2L} & -\frac{\sqrt{3}}{6L} \\ \frac{\sqrt{3}}{6L} & -\frac{1}{2L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Aplicando o método de integração *Euler-Forward* (método de integração de primeira ordem) em (2.11) é possível obter as componentes  $\alpha$  (2.12) e  $\beta$  (2.13) da corrente na carga RLE no instante seguinte ( $t_{s+1}$ ), denominadas por  $i_{c\alpha}(t_{s+1})$  e  $i_{c\beta}(t_{s+1})$ .

$$i_{c\alpha}(t_{s+1}) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_{c\alpha}(t_s) + \frac{T_s}{2L} u_{\alpha}(t_s) + \frac{\sqrt{3T_s}}{6L} u_{\beta}(t_s) - \frac{T_s}{2L} u_{s\alpha}(t_s) - \frac{\sqrt{3T_s}}{6L} u_{s\beta}(t_s) \quad (2.12)$$

$$i_{c\beta}(t_{s+1}) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_{c\beta}(t_s) - \frac{\sqrt{3T_s}}{6L} u_{\alpha}(t_s) + \frac{T_s}{2L} u_{\beta}(t_s) + \frac{\sqrt{3T_s}}{6L} u_{s\alpha}(t_s) - \frac{T_s}{2L} u_{s\beta}(t_s) \quad (2.13)$$

As equações (2.12) e (2.13) são usadas no fluxograma da Figura 29, e permitem a estimação das correntes  $i_{c\alpha}(t_{s+1})$  e  $i_{c\beta}(t_{s+1})$ , para todos os vetores de tensão disponíveis no ondulator de tensão trifásico (Tabela 6).

As equações (2.12) e (2.13) apresentam relativa complexidade e conduzem a uma elevada carga computacional no processo de controlo preditivo. Em alternativa, recorrendo novamente à Figura 30, são obtidas na carga RLE, a equação na forma matricial das três correntes ( $i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}$ ), em função das três tensões simples ( $u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}$ ) (2.14).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ca}}{dt} \\ \frac{di_{cb}}{dt} \\ \frac{di_{cc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Tal como obtido anteriormente, uma vez que as grandezas encontram-se no referencial  $123$ , de forma a que se proceda à mudança de referencial, para o referencial  $\alpha\beta$ , utiliza-se a matriz de Concordia, (3.12). Assim, aplicando a matriz de Concordia, (3.12) em (3.13),  $X_{123} = [C] X_{\alpha\beta 0}$ , obtém-se (2.15). Admite-se que a componente homopolar é nula.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{c\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{c\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & 0 \\ 0 & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Aplicando o método de integração *Euler-Forward*, método de integração de primeira ordem (2.1) em (2.15), são obtidas as componentes das correntes  $\alpha$  (2.16) e  $\beta$  (2.17), na carga RLE em função das tensões simples, no instante seguinte ( $t_{s+1}$ ), denominadas por  $i_{c\alpha}(t_{s+1})$  e  $i_{c\beta}(t_{s+1})$ .

$$i_{c\alpha}(t_{s+1}) = i_{c\alpha}(t_s) + \frac{T_s}{L} u_\alpha(t_s) + \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_{c\alpha}(t_s) - \frac{T_s}{L} u_{s\alpha}(t_s) \quad (2.16)$$

$$i_{c\beta}(t_{s+1}) = i_{c\beta}(t_s) + \frac{T_s}{L} u_\beta(t_s) + \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_{c\beta}(t_s) - \frac{T_s}{L} u_{s\beta}(t_s) \quad (2.17)$$

As equações (2.16) e (2.17) são usadas no controlo preditivo das correntes, de acordo com o algoritmo apresentado na Figura 29, para obtenção dos resultados em simulação numérica e parte experimental.



### **3. Implementação dos Modelos de Simulação em *MATLAB/Simulink***

#### **3.1. Introdução**

Com o objetivo de implementar o controlador para o filtro ativo de potência, a melhor abordagem será recorrer à sua modelização e posterior simulação numérica. Desta forma é possível verificar o projeto e o dimensionamento do mesmo, aperfeiçoando o sistema. Esta modelização e consequente simulação permite que sistemas complexos, como o que está em causa, sejam testados e validados antes que um protótipo construído, corrigindo muitos dos problemas que poderiam ter ocorrido. Igualmente é possível validar o dimensionamento de componentes vitais antes de os adquirir fisicamente, tal como visualizar a resposta do sistema a nível dinâmico, sem comprometer os seus componentes físicos.

Esta modelização deve ser efetuada sempre que possível utilizando modelos que representem o sistema de uma forma bastante aproximada, ou seja, os modelos irão exigir uma maior complexidade, e por consequência um maior poder computacional de forma a refletirem a dinâmica do sistema a mais aproximada da realidade.

O software de simulação *Matlab/Simulink* foi o programa utilizado neste trabalho para simular os modelos propostos, e que serão apresentados no presente capítulo.

### 3.2. Teoria das Potências Instantâneas

Neste subcapítulo será efetuada a modelação de um conversor DC-AC (ondulador de tensão trifásico) em dois sistemas de coordenadas,  $123$  e  $\alpha\beta 0$ . Será ainda abordada a teoria das potências instantâneas, tal como a sua utilização no presente documento.

#### 3.2.1. Ondulador de Tensão Trifásico em Ponte

Neste trabalho o ondulador de tensão trifásico em ponte foi o conversor estático de potência escolhido. Este terá como função a ligação elétrica do sistema de corrente contínua (barramento DC do filtro) com o sistema trifásico (rede-carga). Os disparos dos dispositivos semicondutores de potência que o constituem serão controlados, de forma a gerarem as formas de onda pretendidas, com a finalidade de anularem as componentes harmónicas seleccionadas.

#### 3.2.2. Transformação de Coordenadas Reais

O ondulador trifásico de tensão é composto por 6 dispositivos semicondutores, dispostos por 3 braços. Atualmente estes dispositivos semicondutores têm um modo de funcionamento muito semelhante a interruptores ideais, o que permite que sejam representados por estes mesmos interruptores ideais.

Os semicondutores representados na figura seguinte têm como representação a seguinte nomenclatura,  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$ ,  $Q_4$ ,  $Q_5$  e  $Q_6$ .

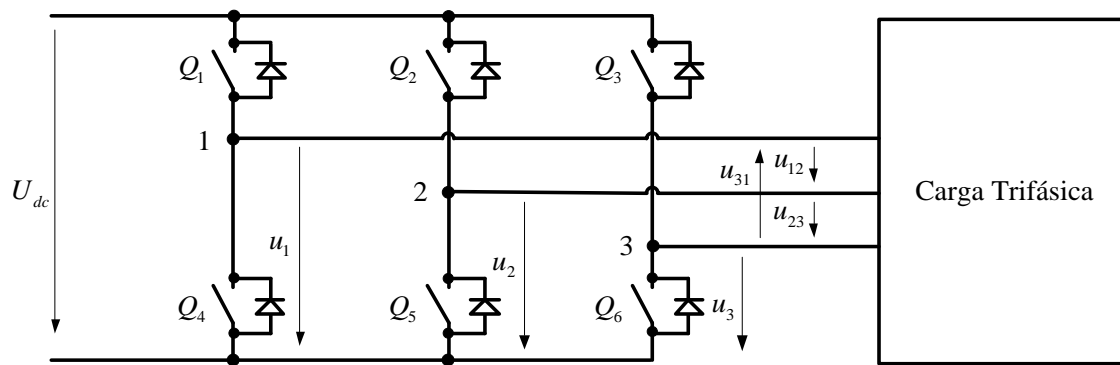


Figura 31 - Representação esquemática do ondulator de tensão trifásico em ponte [10].

Na Figura 31 encontra-se o esquema de um conversor DC-AC. Este, recebendo tensão contínua ( $U_{dc}$ ), através dos seus dispositivos semicondutores de potência, consegue obter na sua saída três formas de onda sinusoidais (componente fundamental), ou seja, três tensões alternadas. Esta tipologia de funcionamento dá o nome de ondulator de tensão trifásico a este conversor.

De forma a originar estas três tensões alternadas (componente fundamental), a abertura e fecho dos dispositivos semicondutores que constituem o conversor, necessitam de ser comandados. Este comando é habitualmente uma sequência de comutações, com frequência constante e variação de fator cíclico (modulação por largura de impulso, PWM – *pulse-width modulation*),  $\delta$  que representa a grandeza de comando.

Os dispositivos semicondutores, estão representados por  $Q_x$ . Estes podem ser de vários tipos, conforme a aplicação pretendida. Caso se pretenda um dispositivo que permita uma comutação elevada, na gama dos kHz, os IGBTs são os mais adequados a utilizar. Se a aplicação pretendida exigir uma potência elevada, serão utilizados transístores GTO. Estes últimos conseguem frequências de comutação na ordem das centenas de Hz.

Será desenvolvido de seguida e apresentado a modelização do ondulator de tensão trifásico, assumindo que para o comando de cada dispositivo semicondutor, localizado em cada um dos braços do conversor, as funções de comando  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$  assumem os estados “0”, ou “1”. Isto significa que, os dispositivos semicondutores estão ao corte, ou à condução. Quando o estado de uma das funções de comando é “1”, o dispositivo “superior” encontra-se à condução, enquanto o “inferior” encontra-se ao corte. No estado logico “0”, a situação é inversa, o dispositivo “superior” encontra-se ao corte, enquanto o “inferior” encontra-se à condução.

O estado das funções de comando assumem os estados lógicos “1” (*ON*) e “0” (*OFF*) são representadas por (3.1), (3.2) e (3.3)

$$f_1 = \begin{cases} 1, Q_1 \text{ ON e } Q_4 \text{ OFF} \\ 0, Q_1 \text{ OFF e } Q_4 \text{ ON} \end{cases} \quad (3.1)$$

$$f_2 = \begin{cases} 1, Q_2 \text{ ON e } Q_5 \text{ OFF} \\ 0, Q_2 \text{ OFF e } Q_5 \text{ ON} \end{cases} \quad (3.2)$$

$$f_3 = \begin{cases} 1, Q_3 \text{ ON e } Q_6 \text{ OFF} \\ 0, Q_3 \text{ OFF e } Q_6 \text{ ON} \end{cases} \quad (3.3)$$

A tensões nos pontos comuns de cada braço, ( $u_1$ ,  $u_2$  e  $u_3$ ) irão depender da função de comando do respetivo braço, como se pode verificar em (3.4).

$$\begin{cases} u_1 = U_{dc} f_1 \\ u_2 = U_{dc} f_2 \\ u_3 = U_{dc} f_3 \end{cases} \quad (3.4)$$

Ou seja, existem 8 ( $2^3$ ) combinações possíveis, que se encontram identificadas na Tabela 5. É atribuída uma numeração de 0 a 7. Sendo  $u_1$ ,  $u_2$  e  $u_3$  as tensões nos pontos comuns dos braços.

Tabela 5 - Combinações possíveis das funções de comando.

Nº	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$u_1$	$u_2$	$u_3$
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	$U_{dc}$
2	0	1	0	0	$U_{dc}$	0
3	0	1	1	0	$U_{dc}$	$U_{dc}$
4	1	0	0	$U_{dc}$	0	0
5	1	0	1	$U_{dc}$	0	$U_{dc}$
6	1	1	0	$U_{dc}$	$U_{dc}$	0
7	1	1	1	$U_{dc}$	$U_{dc}$	$U_{dc}$

Procedendo ao cálculo das tensões compostas ( $u_{12} = u_1 - u_2$ ,  $u_{23} = u_2 - u_3$  e  $u_{31} = u_3 - u_1$ ) que são obtidas à saída do ondulador com as tensões definidas em (3.4), obtêm-se tensões que irão depender dos estados lógicos das funções de comando dos dispositivos semicondutores dos três braços (3.5).

$$\begin{cases} u_{12} = U_{dc} (f_1 - f_2) \\ u_{23} = U_{dc} (f_2 - f_3) \\ u_{31} = U_{dc} (f_3 - f_1) \end{cases} \quad (3.5)$$

Considerando uma carga equilibrada ligada em estrela e para o sistema de sequência direta das tensões, de acordo com a Figura 32, as tensões simples de saída do ondulator de tensão têm a relação (3.6).

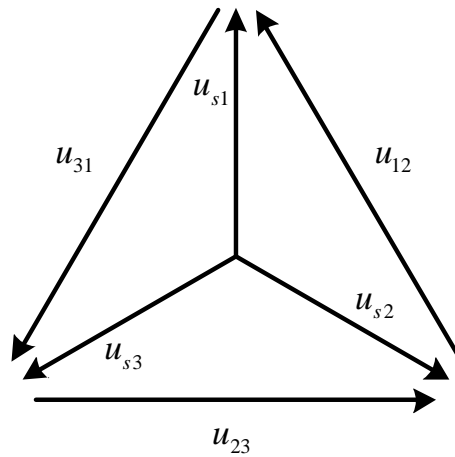


Figura 32 - Estrela de tensões simples e compostas, respetivamente na saída do ondulator de tensão, para um sistema direto.

$$\begin{cases} u_{12} = u_{s1} - u_{s2} \\ u_{23} = u_{s2} - u_{s3} \\ u_{31} = u_{s3} - u_{s1} \end{cases} \quad (3.6)$$

O sistema trifásico equilibrado representado na Figura 32 permite obter a equação (3.7).

$$u_{s1} + u_{s2} + u_{s3} = 0 \quad (3.7)$$

A partir das equações (3.6) e (3.7) as tensões simples podem ser obtidas em ordem às tensões compostas. Estas relações estão representadas na equação (3.8).

$$\begin{cases} u_{s1} = \frac{2}{3}u_{12} + \frac{1}{3}u_{23} \\ u_{s2} = \frac{2}{3}u_{23} + \frac{1}{3}u_{31} \\ u_{s3} = \frac{2}{3}u_{31} + \frac{1}{3}u_{12} \end{cases} \quad (3.8)$$

Substituindo a equação (3.5) no sistema de equações (3.8), são obtidas as tensões simples de saída do ondulator em ordem aos estados dos dispositivos interruptores. O sistema de equações (3.9), resulta da substituição referida anteriormente, permitindo modelizar o conversor estático de potência a funcionar como ondulator de tensão trifásico.

$$\begin{cases} u_{s1} = \frac{1}{3}U_{dc} (2f_1 - f_2 - f_3) \\ u_{s2} = \frac{1}{3}U_{dc} (-f_1 + 2f_2 - f_3) \\ u_{s3} = \frac{1}{3}U_{dc} (-f_1 - f_2 + 2f_3) \end{cases} \quad (3.9)$$

O sistema de equações (3.9), será rescrito em coordenadas  $\alpha\beta 0$ , recordando que as grandezas ABC (ou 123) podem ser reescritas no referencial  $\alpha\beta 0$ , e vice-versa, conforme as equações (3.10) e (3.11). A dedução das equações (3.10), (3.11), (3.12), (3.13) são apresentadas no Anexo II, sendo  $[C]$  a matriz de Concordia.

$$[X_{ABC}] = [C][X_{\alpha\beta 0}] \quad (3.10)$$

$$[X_{\alpha\beta 0}] = [C]^T[X_{ABC}] \quad (3.11)$$

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$[C]^{-1} = [C]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

### 3.2.3. Transformação de Coordenadas $\alpha\beta 0$

Para obter o modelo do ondulator de tensão em coordenadas  $\alpha\beta$  (admitindo que a componente homopolar nula), é necessário efetuar a transformação das equações (3.9) com a relação (3.10), obtendo-se assim a sua forma matricial (3.14) e na forma complexa (3.15).

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} [C]^T \begin{bmatrix} 2f_1 & -f_2 & -f_3 \\ -f_1 & 2f_2 & -f_3 \\ -f_1 & -f_2 & 2f_3 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$\bar{u}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left[ f_1 + \left( -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) f_2 + \left( -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) f_3 \right] \quad (3.15)$$

Simplificando (3.15), é possível obter-se a equação final do modelo do ondulator na forma complexa  $\alpha\beta$  (3.16).

$$\bar{u}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left( f_1 - f_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} - f_3 e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (3.16)$$

Aplicando a transformação na forma complexa da equação (3.16), na Tabela 6 é apresentado o valor da tensão na saída do ondulator em função dos estados lógicos dos

dispositivos semicondutores do conversor. Para cada combinação ( $f_1, f_2$  e  $f_3$ ) corresponde a um número,  $n$ , que identifica o vetor.

Tabela 6 - Tensão e correspondente vetor na saída do ondulator nas coordenadas  $\alpha\beta$ .

$n$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$\overline{u_{\alpha\beta}}$	Vector
0	0	0	0	0	$v_0$
1	1	0	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j0}$	$v_1$
2	1	1	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$	$v_2$
3	0	1	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$	$v_3$
4	0	1	1	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\pi}$	$v_4$
5	0	0	1	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$	$v_5$
6	1	0	1	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$	$v_6$
7	1	1	1	0	$v_7$

Na Figura 33 é apresentado, na forma gráfica, a disposição dos vários vetores de tensão (Tabela 6). A componente  $\alpha$  está associada à parte real e a componente  $\beta$  à parte imaginária.

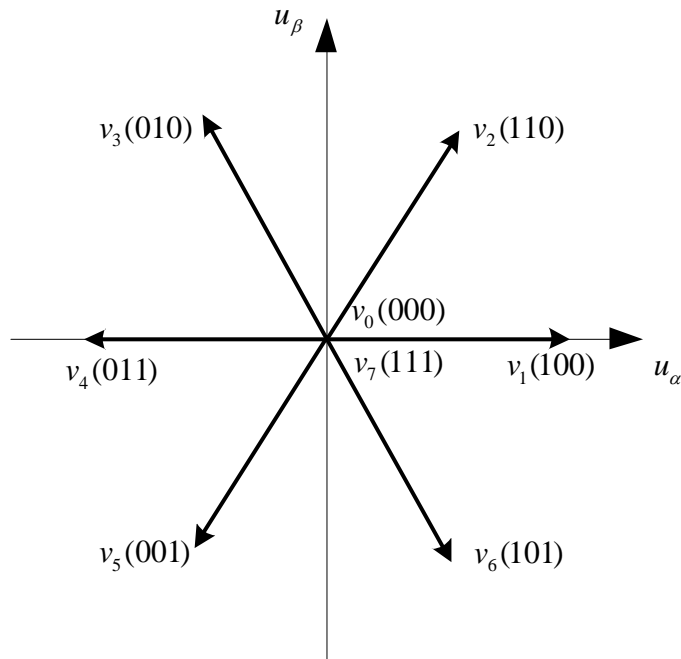


Figura 33 - Disposição dos vetores da tensão de saída do ondulator no plano  $\alpha\beta$ .

Efetuada uma análise da Tabela 6 e Figura 33 é possível generalizar, para cada número do vetor  $n$ , de modo a obter na forma complexa (3.17).

$$\overline{u_{\alpha\beta}} = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} e^{j(n-1)\frac{\pi}{3}}, & n \in \{1, \dots, 6\} \\ 0 & , n \in \{0, 7\} \end{cases} \quad (3.17)$$

A equação (3.17) descreve a tensão simples de saída do ondulator de uma forma generalizada e tendo como entrada o número do vetor,  $n$ .

Esta transformação de coordenadas permite que os modelos matemáticos dos diversos sistemas sejam simplificados, facilitando o projeto de controladores e reduzindo a carga computacional dos modelos matemáticos nas simulações numéricas (com recurso a *software* de simulação).

### 3.2.4. Potências Instantâneas

Akagi em 1983 [11] apresentou a “*Teoria generalizada da Potência Reativa Instantânea em Circuitos Trifásicos*”, também conhecida como “Teoria p-q”. Esta apresenta-se como uma solução para o controlo de filtros ativos de potência. Para além de apresentar como grande vantagem a questão de os cálculos envolvidos serem relativamente simples, uma vez que consistem em operações de álgebra (exceto da obtenção das componentes médias e alternadas das potências), é uma teoria no domínio do tempo, com as formas de onda das tensões e correntes no domínio do tempo, aplicável tanto em regime estacionário como transitório. Ou seja, permite o controlo em tempo real dos dispositivos semicondutores que constituem os filtros ativos de potência.

Será inicialmente analisado como exemplo um sistema monofásico com tensões e correntes sinusoidais, representado na Figura 34, com uma fonte de tensão sinusoidal e uma carga linear, e as suas respetivas evoluções temporais, Figura 35.

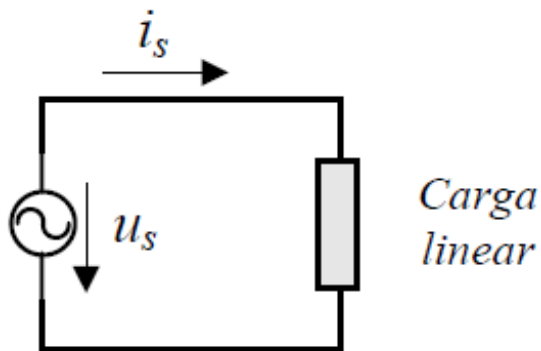


Figura 34 – Circuito monofásico exemplificativo [3].

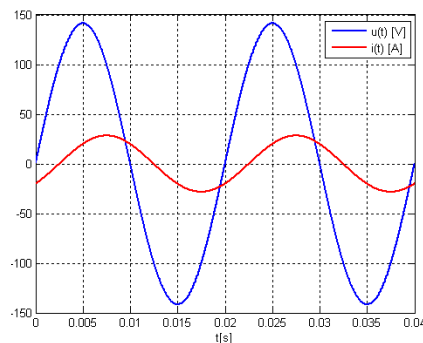


Figura 35 – Exemplo da evolução temporal da tensão  $u_s$  e corrente  $i_s$  [3].

Considerando que os valores instantâneos da tensão  $u_s$  (3.18) e da corrente  $i_s$  (3.19) são sinusoidais (ou seja, apenas possuem componente fundamental), e possuem, respetivamente os valores eficazes  $U_{SRMS}$  e  $I_{SRMS}$ , sendo a frequência angular  $\omega$  e  $\varphi$  o ângulo de desfasagem entre a tensão e a corrente. Considera-se ainda a existência de valores médios não nulos na tensão e na corrente, respetivamente  $U_{sav}$  e  $I_{sav}$ .

$$u_s = U_{sav} + \sqrt{2}U_{SRMS} \sin(\omega t) \quad (3.18)$$

$$i_s = I_{sav} + \sqrt{2}I_{SRMS} \sin(\omega t - \varphi) \quad (3.19)$$

A potência instantânea  $p$  (em W) num circuito com estas características define-se como a taxa de variação instantânea de energia eléctrica  $W$  da fonte para a carga (3.20). Dessa forma a potência instantânea  $p$  transferida do gerador para a carga é o produto da tensão  $u_s$  pela corrente  $i_s$ .

$$p = \frac{dW}{dt} \Leftrightarrow p = u_s i_s \quad (3.20)$$

Admitindo que  $U_{sav}=0$  e  $I_{sav}=0$ , e substituindo (3.18) e (3.19) em (3.20) obtém-se (3.21).

$$\begin{aligned} p &= u_s i_s \Leftrightarrow \\ p &= \sqrt{2}U_{SRMS} \sin \omega t \sqrt{2}I_{SRMS} \sin (\omega t - \varphi) \Leftrightarrow \dots \dots \Leftrightarrow \\ p &= U_{SRMS} I_{SRMS} \cos \varphi [1 - \cos(2\omega t)] - U_{SRMS} I_{SRMS} \sin \varphi \sin (2\omega t) \end{aligned} \quad (3.21)$$

Considerando as componentes  $p_1$ (3.22) e  $p_2$  (3.23).

$$p_1 = U_{SRMS} I_{SRMS} \cos \varphi [1 - \cos(2\omega t)] \quad (3.22)$$

$$p_2 = U_{SRMS} I_{SRMS} \sin \varphi \sin(2\omega t) \quad (3.23)$$

Substituindo (3.22) e (3.23) em (3.20) para obter a potência instantânea para as duas componentes  $p_1$  e  $p_2$ .

$$p = U_{SRMS} I_{SRMS} \cos \varphi [1 - \cos(2\omega t)] - U_{SRMS} I_{SRMS} \sin \varphi \sin(2\omega t) \Leftrightarrow \quad (3.24)$$

$$p = p_1 - p_2$$

A componente  $p_1$  oscila em torno do valor médio  $U_{sRMS}I_{sRMS}\cos\varphi$  com a frequência angular  $2\omega$ , nunca mudando de sinal. A componente  $p_2$  oscila com idêntica frequência, possui um valor médio nulo e um valor máximo  $U_{sRMS}I_{sRMS}\sin\varphi$ .

Definindo agora respetivamente a potência ativa  $P$  (3.25) e potência reativa  $Q$  (3.26)

$$P = U_{sRMS}I_{sRMS}\cos(\varphi) \quad (3.25)$$

$$Q = U_{sRMS}I_{sRMS}\sin(\varphi) \quad (3.26)$$

Substituindo a equação (3.25) e (3.26) em (3.24), obtém-se (3.27).

$$p = U_{sRMS}I_{sRMS}\cos\varphi[1 - \cos(2\omega t)] - U_{sRMS}I_{sRMS}\sin\varphi\sin(2\omega t) \Leftrightarrow$$

$$p = P[1 - \cos(2\omega t)] - Q\sin(2\omega t) \quad (3.27)$$

A grandeza  $\cos(\varphi)$  designa-se por Fator de Potência ( $Fp$ ).

A potência ativa  $P$  é o valor médio da potência instantânea, e corresponde à potência que é efetivamente transferida, conforme a equação (3.25). A potência reativa  $Q$  é o valor máximo da componente de potência que circula entre o gerador e a carga, cujo valor médio é nulo, resultante da variação da energia magnética, ou, elétrica, armazenada nos elementos indutivos ou capacitivos, respetivamente, da impedância da carga.

Uma análise às equações (3.25) e (3.26), notando que  $\varphi$  pode variar de  $+\pi/2$  (carga indutiva pura) a  $-\pi/2$  (carga capacitiva pura) verifica-se que, enquanto  $P$  é sempre positivo,  $Q$  pode ser positivo ou negativo. O  $\varphi$  será positivo se a carga for indutiva, e negativo se esta for capacitiva. Será ainda nulo se a carga for resistiva. Nos sistemas elétricos de energia convencionou-se que uma carga indutiva absorve potência reativa, e uma carga capacitiva gera energia reativa.

Considere-se agora um sistema trifásico, representado na Figura 36, constituído por um gerador de tensão trifásico, alternado sinusoidal, representado pelo sistema de tensões simples  $u_a$ ,  $u_b$  e  $u_c$ , uma linha de transmissão trifásica, na qual a corrente de circulação está representada

por  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ , e uma carga trifásica representada pelas impedâncias  $Z_1$ ,  $Z_2$  e  $Z_3$ . Neste exemplo considerou-se que o sistema é equilibrado, sem neutro.

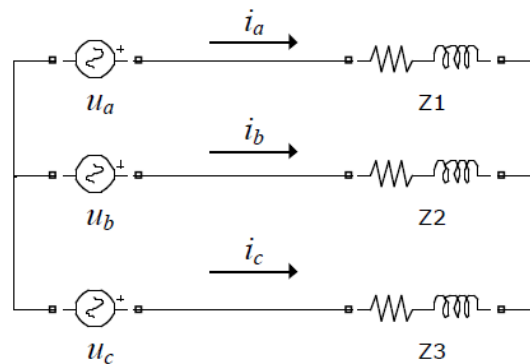


Figura 36 - Sistema trifásico aplicado a uma carga trifásica [3].

Para o circuito da Figura 36 a potência ativa trifásica instantânea transmitida pelo gerador para a carga pode ser calculada pelo somatório do produto das tensões simples e correntes de cada fase (3.28).

$$p = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \quad (3.28)$$

Para a equação (3.28) corresponde a representação matricial (3.29).

$$p = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \Leftrightarrow p = [u_a \quad u_b \quad u_c] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \Leftrightarrow p = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Pela aplicação da transformação de Concordia (3.12), ao sistema da equação (3.29), obtém-se a expressão da potência ativa transmitida em função da tensão e da corrente no referencial  $\alpha\beta 0$ . Recordar-se da propriedade da transposta do produto de matrizes,  $([A][B])^T = [B]^T [A]^T$ .

$$\begin{aligned}
 p &= \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\
 p &= \left( \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} \right)^T \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\
 p &= \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\
 p &= \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \Leftrightarrow p = [u_\alpha \quad u_\beta \quad u_0] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \Leftrightarrow p = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta + u_0 i_0
 \end{aligned} \tag{3.30}$$

Para o mesmo circuito, Figura 36, em regime sinusoidal, a componente da potência reativa trifásica  $q$  transmitida pode ser calculada pelo somatório do produto entre tensões compostas e as correntes da linha em quadratura como indicado em (3.31).

$$\begin{aligned}
 q &= \frac{1}{\sqrt{3}} (u_{bc} i_a + u_{ca} i_b + u_{ab} i_c) \Leftrightarrow q = \frac{1}{\sqrt{3}} [u_{bc} \quad u_{ca} \quad u_{ab}] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\
 q &= \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} u_{cb} \\ u_{ca} \\ u_{ab} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.31}$$

Num sistema de tensões trifásicas equilibradas para o qual se verifiquem as relações (3.32), a equação (3.31) pode ser escrita em função das tensões simples (3.33)

$$\begin{cases} u_{ab} = u_a - u_b \\ u_{bc} = u_b - u_c \\ u_{ca} = u_c - u_a \end{cases} \tag{3.32}$$

$$\begin{aligned}
 q &= \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} u_{cb} \\ u_{ca} \\ u_{ab} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \Leftrightarrow q = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} u_b & -u_c \\ u_c & -u_a \\ u_a & -u_b \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\
 q &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left( \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \right)^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \Leftrightarrow \tag{3.33}
 \end{aligned}$$

$$q = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}^T \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Pela aplicação da transformação de Concordia (3.12) na equação (3.33), na qual a matriz de transformação de Concordia [C], obtém-se a expressão da potência reativa  $q$  transmitida em função da tensão e da corrente da linha nas componentes  $\alpha, \beta$  (3.34). Recordar-se da propriedade da transposta do produto de matrizes,  $([A][B])^T = [B]^T [A]^T$ .

$$\begin{aligned}
 q &= \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}^T \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\
 q &= \left( \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} \right)^T \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix}^T \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \Leftrightarrow \tag{3.34}
 \end{aligned}$$

$$q = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix}^T \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}^T \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix}^T \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \Leftrightarrow$$

$$q = -u_\alpha i_\beta + u_\beta i_\alpha + u_0 i_0$$

Generalizando para um sistema trifásico, tanto equilibrado ou desequilibrado, o desenvolvimento em série de *Fourier* da grandeza  $x$  (tensões ou correntes) é obtida (3.35), (3.36), (3.37). Uma vez que  $X_{kh}$  é o valor eficaz da fase  $k=a,b,c$  associada à ordem  $h$  da harmónica, e  $\varphi_{kh}$  o desfasamento da fase  $k=a,b,c$  em correspondência com a respetiva ordem da harmónica  $h$ . A fase associada à frequência da componente fundamental é igual a  $\omega$ .

$$x_a = \sum_{h=1}^{\infty} x_{ah} \Leftrightarrow x_a = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} X_{ah} \sin(h\omega t - \varphi_{ah}) \quad (3.35)$$

$$x_b = \sum_{h=1}^{\infty} x_{bh} \Leftrightarrow x_b = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} X_{bh} \sin\left(h\omega t - h\frac{2\pi}{3} - \varphi_{bh}\right) \quad (3.36)$$

$$x_c = \sum_{h=1}^{\infty} x_{ch} \Leftrightarrow x_c = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} X_{ch} \sin\left(h\omega t - h\frac{4\pi}{3} - \varphi_{ch}\right) \quad (3.37)$$

Desenvolvendo matematicamente as equações (3.35), (3.36), (3.37), é possível identificar as componentes de sequência (direta, +; inversa –; e homopolar, 0) de cada uma das harmónicas de corrente, conforme generalizado na Tabela 7.

Tabela 7 - Classificação das harmónicas [12].

Ordem	$h=1$	$h=2$	$h=3$	$h=4$	$h=5$	$h=6$	$h=7$	$h=8$	$h=9$	$h=10$	$h=11$	...	$h=h_{max}$
Freq. (Hz)	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500	550		$n \times 50$
Sequência	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	-		

Generalizando e considerando  $m=0, 1, 2, 3, \dots$ , obtém-se as harmónicas de sequência direta, inversa e homopolar.

Harmónicas de sequência direta (+), equação (3.38).

$$h = 3m + 1; m = 0,1,2,3, \dots \quad (3.38)$$

Harmónicas de sequência inversa (-), equação (3.39).

$$h = 3m + 2; m = 0,1,2,3, \dots \quad (3.39)$$

Harmónicas homopolares (0), equação (3.40).

$$h = 3m + 3; m = 0,1,2,3, \dots \quad (3.40)$$

A generalização da ordem da harmónica  $h$  para definir a sequência direta, inversa ou homopolar, encontra-se em (3.38), (3.39) e (3.40). Aplicando-as, respetivamente, nas equações (3.35), (3.36) e (3.37) obtém-se respetivamente para as fases  $abc$  as equações (3.41), (3.42) e (3.43), com  $m=0,1,2,3,\dots$

$$x_a = x_{a+} + x_{a-} + x_{a0} \Leftrightarrow$$

$$x_a = \sum_{h=3m+1}^{\infty} \sqrt{2} X_{ah} \sin(h\omega t - \varphi_{ah}) + \sum_{h=3m+2}^{\infty} \sqrt{2} X_{ah} \sin(h\omega t - \varphi_{ah}) \quad (3.41)$$

$$+ \sum_{h=3m+3}^{\infty} \sqrt{2} X_{ah} \sin(h\omega t - \varphi_{ah})$$

$$x_b = x_{b+} + x_{b-} + x_{b0} \Leftrightarrow$$

$$x_b = \sum_{h=3m+1}^{\infty} \sqrt{2} X_{bh} \sin\left(h\omega t - h\frac{2\pi}{3} - \varphi_{bh}\right) + \sum_{h=3m+2}^{\infty} \sqrt{2} X_{bh} \sin\left(h\omega t - h\frac{2\pi}{3} - \varphi_{bh}\right) \quad (3.42)$$

$$+ \sum_{h=3m+3}^{\infty} \sqrt{2} X_{bh} \sin\left(h\omega t - h\frac{2\pi}{3} - \varphi_{bh}\right)$$

$$x_c = x_{c+} + x_{c-} + x_{c0} \Leftrightarrow$$

$$x_c = \sum_{h=3m+1}^{\infty} \sqrt{2} X_{ch} \sin\left(h\omega t - h\frac{4\pi}{3} - \varphi_{ch}\right) + \sum_{h=3m+2}^{\infty} \sqrt{2} X_{ch} \sin\left(h\omega t - h\frac{4\pi}{3} - \varphi_{ch}\right) \quad (3.43)$$

$$+ \sum_{h=3m+3}^{\infty} \sqrt{2} X_{ch} \sin\left(h\omega t - h\frac{4\pi}{3} - \varphi_{ch}\right)$$

Considerando um sistema trifásico representado na Figura 37, constituído por um gerador de tensão trifásico alternado sinusoidal, representado pelo sistema de tensões simples  $u_a$ ,  $u_b$  e  $u_c$ , uma linha de transmissão trifásica, para a qual se representa a corrente de circulação  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  e uma carga trifásica não linear.

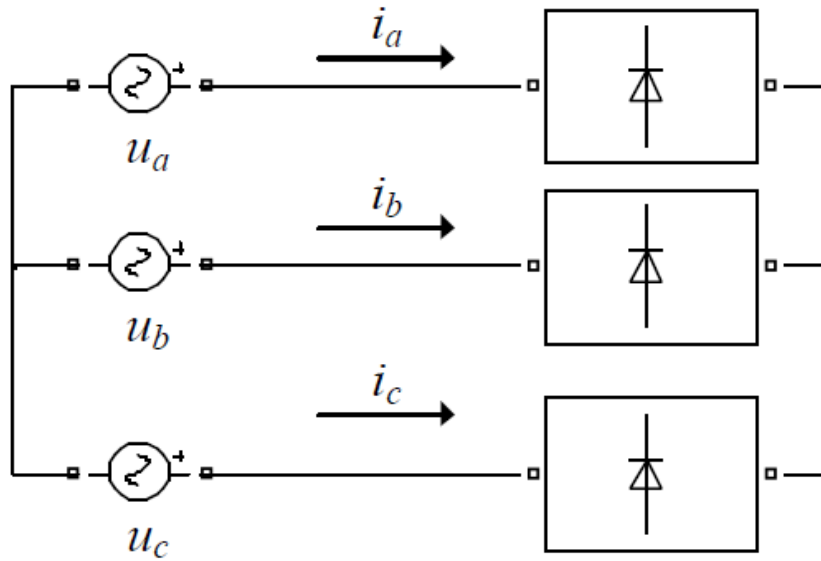


Figura 37 - Sistema trifásico de tensões aplicado a uma carga não linear [3].

Neste caso considerou-se que a rede é constituída por um sistema trifásico equilibrado e sem distorção, ou seja, apenas existe a componente fundamental. O sistema de tensões é obtido por (3.44), (3.45), (3.46). No sentido de simplificar o desenvolvimento matemático, considerou-se o valor eficaz de cada harmónica de tensão igual nas três fases, ou seja,  $U_a=U_b=U_c=U$ .

A carga do sistema é linear e equilibrada, o sistema de correntes é obtido por (3.47), (3.48), (3.49). No sentido de simplificar o desenvolvimento matemático, considerou-se o valor eficaz de cada harmónica de corrente igual nas três fases, ou seja,  $I_{ah}=I_{bh}=I_{ch}=I_h$ .

$$u_a = \sqrt{2}U_a \sin(\omega t) \xrightarrow{U_a=U} u_a = \sqrt{2}U \sin(\omega t) \quad (3.44)$$

$$u_b = \sqrt{2}U_b \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \xrightarrow{U_b=U} u_b = \sqrt{2}U \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.45)$$

$$u_c = \sqrt{2}U_c \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \xrightarrow{U_c=U} u_c = \sqrt{2}U \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (3.46)$$

$$i_a = \sum_{h=1}^{\infty} i_{ah} \Leftrightarrow i_a = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{ah} \sin(h\omega t - \varphi_{ah}) \Leftrightarrow \quad (3.47)$$

$$i_a = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin(h\omega t - \varphi_h)$$

$$\begin{aligned}
 i_b &= \sum_{h=1}^{\infty} i_{bh} \Leftrightarrow i_b = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{bh} \sin\left(h\omega t - h\frac{2\pi}{3} - \varphi_{bh}\right) \Leftrightarrow \\
 i_b &= \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin\left(h\omega t - h\frac{2\pi}{3} - \varphi_h\right)
 \end{aligned} \tag{3.48}$$

$$\begin{aligned}
 i_c &= \sum_{h=1}^{\infty} i_{ch} \Leftrightarrow i_c = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{ch} \sin\left(h\omega t - h\frac{4\pi}{3} - \varphi_{ch}\right) \Leftrightarrow \\
 i_c &= \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin\left(h\omega t - h\frac{4\pi}{3} - \varphi_h\right)
 \end{aligned} \tag{3.49}$$

Generalizando a transformação de coordenadas 123 para  $\alpha\beta 0$  das tensões (3.44), (3.45), (3.46) com a utilização das equações (3.11) e (3.13) obtém-se as equações (3.50)(3.51)(3.52).

$$x_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( x_1 - \frac{1}{2}x_2 - \frac{1}{2}x_3 \right) \tag{3.50}$$

$$x_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{\sqrt{3}}{2}x_2 - \frac{\sqrt{3}}{2}x_3 \right) \tag{3.51}$$

$$x_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{1}{\sqrt{2}}x_1 + \frac{1}{\sqrt{2}}x_2 + \frac{1}{\sqrt{2}}x_3 \right) \tag{3.52}$$

As tensões são obtidas com (3.53), (3.54), (3.55).

$$u_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( u_a - \frac{1}{2}u_b - \frac{1}{2}u_c \right) \Leftrightarrow \dots \Leftrightarrow u_\alpha = \sqrt{3}U \sin(\omega t) \tag{3.53}$$

$$u_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{\sqrt{3}}{2}u_b - \frac{\sqrt{3}}{2}u_c \right) \Leftrightarrow \dots \Leftrightarrow u_\beta = -\sqrt{3}U \cos(\omega t) \tag{3.54}$$

$$u_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{1}{\sqrt{2}}u_a + \frac{1}{\sqrt{2}}u_b + \frac{1}{\sqrt{2}}u_c \right) \Leftrightarrow \dots \Leftrightarrow u_0 = 0 \tag{3.55}$$

Relativamente às correntes, a generalização da ordem da harmónica  $h$  para definir a sua sequência direta, inversa ou homopolar foi enunciada em (3.38), (3.39), (3.40). Aplicando esta

generalização nas equações (3.47), (3.48), (3.49) obtém-se respetivamente para as fases abc as equações (3.56), (3.57), (3.58), com  $m=0,1,2,3,\dots$

$$i_a = i_{a+} + i_{a-} + i_{a0} \Leftrightarrow$$

$$i_a = \sum_{h=3m+1}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin(h\omega t - \varphi_h) + \sum_{h=3m+2}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin(h\omega t - \varphi_h) + \sum_{h=3m+3}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin(h\omega t - \varphi_h) \quad (3.56)$$

$$i_b = i_{b+} + i_{b-} + i_{b0} \Leftrightarrow$$

$$i_b = \sum_{h=3m+1}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin\left(h\omega t - h\frac{2\pi}{3} - \varphi_h\right) + \sum_{h=3m+2}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin\left(h\omega t - h\frac{2\pi}{3} - \varphi_h\right) + \sum_{h=3m+3}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin\left(h\omega t - h\frac{2\pi}{3} - \varphi_h\right) \quad (3.57)$$

$$i_c = i_{c+} + i_{c-} + i_{c0} \Leftrightarrow$$

$$i_c = \sum_{h=3m+1}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin\left(h\omega t - h\frac{4\pi}{3} - \varphi_h\right) + \sum_{h=3m+2}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin\left(h\omega t - h\frac{4\pi}{3} - \varphi_h\right) + \sum_{h=3m+3}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin\left(h\omega t - h\frac{4\pi}{3} - \varphi_h\right) \quad (3.58)$$

Efetuada a transformação de coordenadas, nas equações anteriores, de 123 para  $\alpha\beta 0$ , utilizando as equações (3.11) e (3.13) obtém-se as equações (3.59), (3.60) e (3.61)

$$i_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right) \Leftrightarrow \quad (3.59)$$

$$i_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ (i_{a+} + i_{a-} + i_{a0}) - \frac{1}{2} (i_{b+} + i_{b-} + i_{b0}) - \frac{1}{2} (i_{c+} + i_{c-} + i_{c0}) \right]$$

$$i_{\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} i_c \right) \Leftrightarrow \quad (3.60)$$

$$i_{\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{b+} + i_{b-} + i_{b0}) - \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{c+} + i_{c-} + i_{c0}) \right]$$

$$i_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{1}{\sqrt{2}} i_a + \frac{1}{\sqrt{2}} i_b + \frac{1}{\sqrt{2}} i_c \right) \Leftrightarrow \quad (3.61)$$

$$i_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{a+} + i_{a-} + i_{a0}) + \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{b+} + i_{b-} + i_{b0}) + \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{c+} + i_{c-} + i_{c0}) \right]$$

Desenvolvendo a equação (3.59), permite concluir que a generalização da componente da corrente  $i_{\alpha}$  é obtida pela equação (3.62).

$$i_{\alpha} = \sum_{h=3m+1}^{\infty} \sqrt{3} I_h \sin(h\omega t - \varphi_h) + \sum_{h=3m+2}^{\infty} \sqrt{3} I_h \sin(h\omega t - \varphi_h) \rightarrow m = 0,1,2,3.. \quad (3.62)$$

Analisando a equação (3.62), podemos concluir que não existe contribuição da harmónica de sequência homopolar (0),  $h=3m+3$ . Relativamente às restantes ordens de harmónicas, a contribuição é positiva, ou seja, existe contribuição das harmónicas de componente de sequência direta (+) e inversa (-).

Desenvolvendo a equação (3.60), permite concluir que a generalização da componente da corrente  $i_{\beta}$  é obtida pela equação (3.63).

$$i_{\beta} = - \sum_{h=3m+1}^{\infty} \sqrt{3} I_h \cos(h\omega t - \varphi_h) + \sum_{h=3m+2}^{\infty} \sqrt{3} I_h \cos(h\omega t - \varphi_h) \rightarrow m = 0,1,2,3.. \quad (3.63)$$

Analisando a equação (3.63), pode-se concluir que não existe contribuição da harmónica de sequência homopolar (0),  $h=3m+3$ . Relativamente à ordem da harmónica de sequência direta

(+),  $h=3m+1$ , a sua contribuição é positiva. Para a harmónica de sequência inversa (-),  $h=3m+2$ , a sua contribuição é negativa.

Desenvolvendo a equação (3.61) permite concluir que a generalização da componente da corrente  $i_0$  é obtida pela equação (3.64).

$$i_0 = - \sum_{h=3m+3}^{\infty} \sqrt{6} I_h \sin(h\omega t - \varphi_h) \rightarrow m = 0,1,2,3.. \quad (3.64)$$

Analisando a equação (3.64) pode-se concluir que para a ordem da harmónica de sequência homopolar (0),  $h=3m+3$ , existe contribuição. As restantes ordens de harmónica, direta (+),  $h=3m+1$ , e inversa (-),  $h=3m+2$ , a sua contribuição é nula.

Após estas definições, existe então condições para se proceder ao cálculo da potência trifásica instantânea. Em termos das variáveis nas coordenadas 123 e  $\alpha\beta 0$ , a potência trifásica instantânea é obtida pela equação (3.65).

$$p_{3\phi} = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta + u_0 i_0 \Leftrightarrow p_{3\phi} = p + q + p_0 \quad (3.65)$$

A generalização da componente da corrente  $i_\alpha$  foi obtida em (3.62) e pode ser separada na parcela da componente fundamental ( $h=1$ ) e nas restantes harmónicas (3.66) com  $n=1,2,3,\dots$  e  $m=0,1,2,3,\dots$

$$i_\alpha = \sum_{h=3m+1}^{\infty} \sqrt{3} I_h \sin(h\omega t - \varphi_h) + \sum_{h=3m+2}^{\infty} \sqrt{3} I_h \sin(h\omega t - \varphi_h) \Leftrightarrow$$

$$i_\alpha = \sqrt{3} I_1 \sin(\omega t - \varphi_1) + \sum_{h=3n+1}^{\infty} \sqrt{3} I_h \sin(h\omega t - \varphi_h) + \sum_{h=3m+2}^{\infty} \sqrt{3} I_h \sin(h\omega t - \varphi_h) \quad (3.66)$$

$\rightarrow n = 1,2,3, \dots \quad m = 0,1,2,3 \dots$

A generalização da componente da corrente  $i_\beta$  foi obtida em (3.63) pode ser separada na parcela da componente fundamental ( $h=1$ ) e nas restantes harmónicas (3.67) com  $n=1,2,3,\dots$  e  $m=0,1,2,3,\dots$

$$i_{\beta} = - \sum_{h=3m+1}^{\infty} \sqrt{3}I_h \cos(h\omega t - \varphi_h) + \sum_{h=3m+2}^{\infty} \sqrt{3}I_h \cos(h\omega t - \varphi_h) \Leftrightarrow$$

$$i_{\beta} = -\sqrt{3}I_1 \cos(\omega t - \varphi_1) - \sum_{h=3n+1}^{\infty} \sqrt{3}I_h \cos(h\omega t - \varphi_h) + \sum_{h=3m+2}^{\infty} \sqrt{3}I_h \cos(h\omega t - \varphi_h) \quad (3.67)$$

$\rightarrow n = 1,2,3, \dots \quad m = 0,1,2,3 \dots$

A substituição de (3.53), (3.54), (3.55), (3.62), (3.63) e (3.64) em (3.65) permite obter as várias componentes da potência instantânea  $p$ ,  $q$  e  $p_0$ .

Cada uma das potências na teoria p-q é composta pelo somatório de um valor médio com um valor alternado. Em termos de significados físicos:

- $\bar{p}$  representa a componente contínua da potência ativa instantânea, ou seja, a potência que é efetivamente transferida para a carga.
- $\tilde{p}$  representa a componente alternada da potência ativa instantânea, ou seja, a potência que é trocada entre a carga e a fonte de energia elétrica.
- $q$  representa a potência reativa instantânea, ou seja, a potência que é transferida entre as fases sem que exista potência trocada entre a carga e a fonte.
- $\bar{p}_0$  representa a componente contínua da potência de sequência zero, ou seja, a potência que é transferida da fonte para a carga, através do neutro.
- $\tilde{p}_0$  representa a componente alternada da potência de sequência zero, ou seja, a potência que é trocada entre a carga e a fonte de energia elétrica.

A potência de sequência zero,  $p_0$ , existe apenas quando estamos perante uma carga trifásica desequilibrada com neutro acessível (existência de corrente de neutro), e/ou quando existem harmónicas de ordem 3 e suas múltiplas no sistema trifásico de tensões.

Na Figura 38 pode-se visualizar as componentes descritas anteriormente.

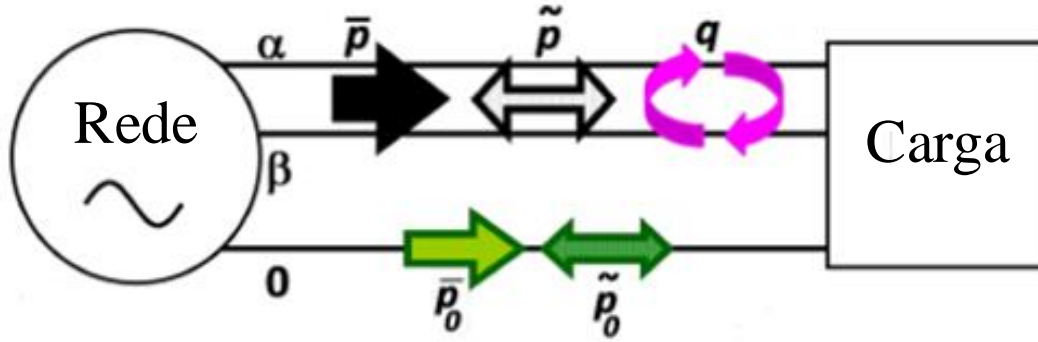


Figura 38 - Componentes da teoria  $p$ - $q$  num sistema trifásico, em coordenadas  $\alpha\beta$ . Adaptado de [3].

Generalizando, a potência ativa trifásica instantânea é obtida em (3.68) com a utilização das componentes das tensões  $u_\alpha$  e  $u_\beta$  e das componentes das correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$ , respetivamente (3.53), (3.54), (3.66), (3.67) com  $n=1,2,3,\dots$  e  $m=0,1,2,3,\dots$

$$p = u_\alpha i_\beta + u_\beta i_\alpha \Leftrightarrow$$

$$p = [\sqrt{3}U \sin(\omega t)] \left[ \sum_{h=3m+1}^{\infty} \sqrt{3}I_h \sin(h\omega t - \varphi_h) + \sum_{h=3m+2}^{\infty} \sqrt{3}I_h \sin(h\omega t - \varphi_h) \right] + \quad (3.68)$$

$$+ [\sqrt{3}U \cos(\omega t)] \left[ \sum_{h=3m+1}^{\infty} \sqrt{2}I_h \cos(h\omega t - \varphi_h) + \sum_{h=3m+2}^{\infty} \sqrt{2}I_h \cos(h\omega t - \varphi_h) \right]$$

Generalizando, a potência reativa trifásica é obtida em (3.69) com a utilização das componentes das tensões  $u_\alpha$  e  $u_\beta$  e das componentes das correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$ , respetivamente (3.53), (3.54), (3.66), (3.67) com  $n=1,2,3,\dots$  e  $m=0,1,2,3,\dots$

$$q = u_\alpha i_\beta - u_\beta i_\alpha \Leftrightarrow$$

$$q = [\sqrt{3}U \sin(\omega t)] \left[ \sum_{h=3m+1}^{\infty} \sqrt{3}I_h \sin(h\omega t - \varphi_h) + \sum_{h=3m+2}^{\infty} \sqrt{3}I_h \sin(h\omega t - \varphi_h) \right] + \quad (3.69)$$

$$- [-\sqrt{3}U \cos(\omega t)] \left[ \sum_{h=3m+1}^{\infty} \sqrt{3}I_h \cos(h\omega t - \varphi_h) + \sum_{h=3m+2}^{\infty} \sqrt{3}I_h \cos(h\omega t - \varphi_h) \right]$$

A potência instantânea associada às componentes homopolares da tensão  $u_0$  (3.55) e corrente  $i_0$  (3.64) é obtida pela equação (3.70).

$$p_0 = u_0 i_0 \quad (3.70)$$

Após a obtenção das equações anteriores, (3.68), (3.69) e (3.70) é possível definir as equações (3.71), (3.72) e (3.73). Na simbologia utilizada, “–” significa o valor médio, e “~” significa o valor oscilante.

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (3.71)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (3.72)$$

$$p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \quad (3.73)$$

A componente associada ao valor médio  $\bar{p}$  pode ser obtida com o cálculo do valor médio da potência instantânea ativa e corresponde à potência que é transferida. Aplicando a definição do valor médio em (3.68), obtém-se (3.74).

$$\bar{p} = \frac{1}{T} \int_0^T (u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta) dt \Leftrightarrow \quad (3.74)$$

$$\bar{p} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [u_\alpha(\omega t) i_\alpha(\omega t) + u_\beta(\omega t) i_\beta(\omega t)] dt \Leftrightarrow \dots \Leftrightarrow \bar{p} = 3UI_1 \cos(\varphi_1)$$

A componente associada ao valor médio  $\bar{q}$  pode ser obtida com o cálculo do valor médio da potência instantânea reativa e corresponde à potência que é transferida. Aplicando a definição do valor médio em (3.69), obtém-se (3.75).

$$\bar{q} = \frac{1}{T} \int_0^T p (u_\alpha i_\beta + u_\beta i_\alpha) \Leftrightarrow \quad (3.75)$$

$$\bar{q} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [u_\alpha(\omega t) i_\beta(\omega t) - u_\beta(\omega t) i_\alpha(\omega t)] \Leftrightarrow \dots \Leftrightarrow \bar{q} = -3UI_1 \sin(\varphi_1)$$

A componente associada ao valor oscilante  $\tilde{p}$  pode ser calculada utilizando (3.74) e substituindo em (3.71) para obter (3.76).

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \Leftrightarrow \tilde{p} = p - \bar{p} \quad (3.76)$$

A componente associada ao valor oscilante  $\tilde{q}$  pode ser calculada utilizando (3.75) e substituindo em (3.72) para obter (3.77).

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \Leftrightarrow \tilde{q} = q - \bar{q} \quad (3.77)$$

Em (3.78), (3.79), (3.80) encontram-se as componentes associadas ao valor médio, e em (3.81), (3.82) as componentes associadas ao valor oscilante.

$$\bar{p} = 3UI_1 \cos(\varphi_1) \quad (3.78)$$

$$\bar{q} = -3UI_1 \sin(\varphi_1) \quad (3.79)$$

$$\bar{p}_0 = 0 \quad (3.80)$$

$$\tilde{p} = p - \bar{p} \Leftrightarrow \tilde{p} = p - 3UI_1 \cos(\varphi_1) \quad (3.81)$$

$$\tilde{q} = q - \bar{q} \Leftrightarrow \tilde{q} = q - 3UI_1 \sin(\varphi_1) \quad (3.82)$$

### 3.3. Soluções para Controlo do Filtro Ativo de Potência Paralelo

Como já abordado anteriormente neste trabalho, as redes elétricas atuais enfrentam bastantes problemas de qualidade de energia. Entre eles, o elevado conteúdo harmónico (Figura 39), quem têm forçado os consumidores industriais a aplicar medidas de forma a reduzir esse mesmo conteúdo harmónico para cumprirem com as imposições legais, refletidas nas normas já enunciadas neste trabalho.

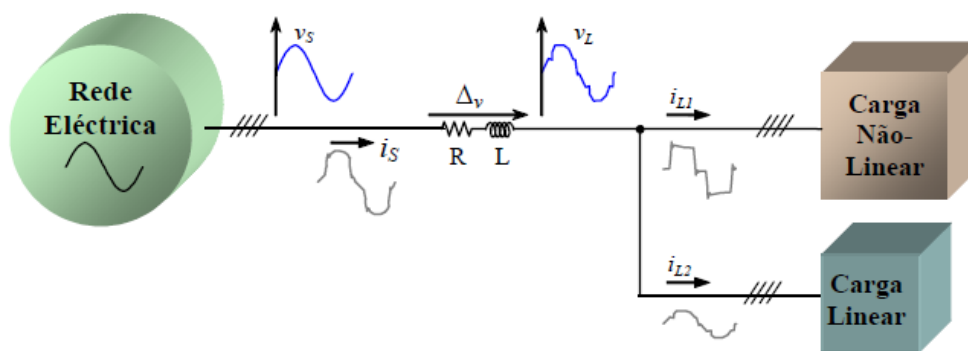


Figura 39 - Operação de um sistema eléctrico com cargas lineares e não lineares [13].

A solução clássica para a mitigação desta problemática é a aplicação de filtros passivos, no entanto, como já foi enunciado, estes filtros apresentam vários inconvenientes, apenas atuam em frequências, ou seja, ordem de harmónicas, que a que foram previamente sintonizados. Quando as tensões de alimentação apresentam distorção, os filtros absorvem corrente nas frequências em que estão previamente sintonizados, resultando numa agravante da problemática harmónica, tal como podem igualmente sofrer fenómenos de ressonância entre o filtro e a carga, com resultados imprevisíveis, podendo afetar para além da qualidade da energia, a continuidade de operação dos sistemas [4].

Uma outra grande consequência relativa aos filtros passivos é que, como estes devem ser dimensionados em função das necessidades de potência reativa da carga, isto nem sempre é possível em termos práticos, podendo eventualmente tornar a carga, do lado da rede, numa carga capacitiva.

Conforme já referido, este trabalho irá focar-se no filtro ativo paralelo de potência (Figura 40), que em alternativa aos filtros passivos, tem como objetivo mitigar todo o conteúdo harmónico das correntes, e, efetuar a compensação de energia reativa, tanto para cargas lineares trifásicas como para cargas não lineares, trifásicas.

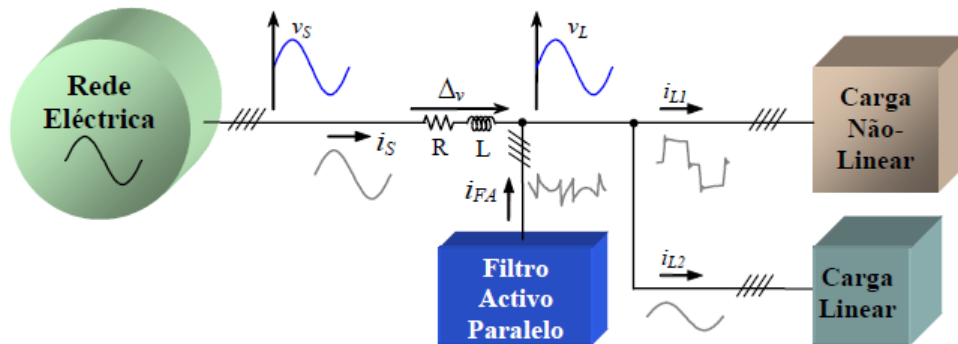


Figura 40 - Operação de um sistema elétrico com cargas lineares e não lineares, compensados com um filtro ativo [13].

Na Figura 41 encontra-se um esquema elétrico de princípio, com uma carga do tipo linear ou não linear (correntes de entrada  $i_{la}$ ,  $i_{lb}$ ,  $i_{lc}$ ), alimentada por uma rede trifásica (tensões  $u_{sab}$ ,  $u_{sbc}$ ,  $u_{sca}$  e correntes  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$ ) e filtro ativo paralelo ligado. O filtro ativo paralelo pode ser ligado (correntes  $i_{ca}$ ,  $i_{cb}$ ,  $i_{cc}$ ) ou desligado ao circuito através de um contacto físico.

A rede é constituída por um sistema trifásico equilibrado e sem distorção (tensões compostas  $u_{sab}$ ,  $u_{sbc}$ ,  $u_{sca}$ ), ou seja, apenas composta pela componente fundamental. Em relação à carga, neste trabalho irão ser analisadas três tipos de cargas:

- Carga linear trifásica equilibrada do tipo RL;
- Carga não linear do tipo retificador trifásico em ponte não controlado e filtro (carga) R//C;
- Carga não linear do tipo retificador trifásico em ponte não controlado e filtro (carga) RL.

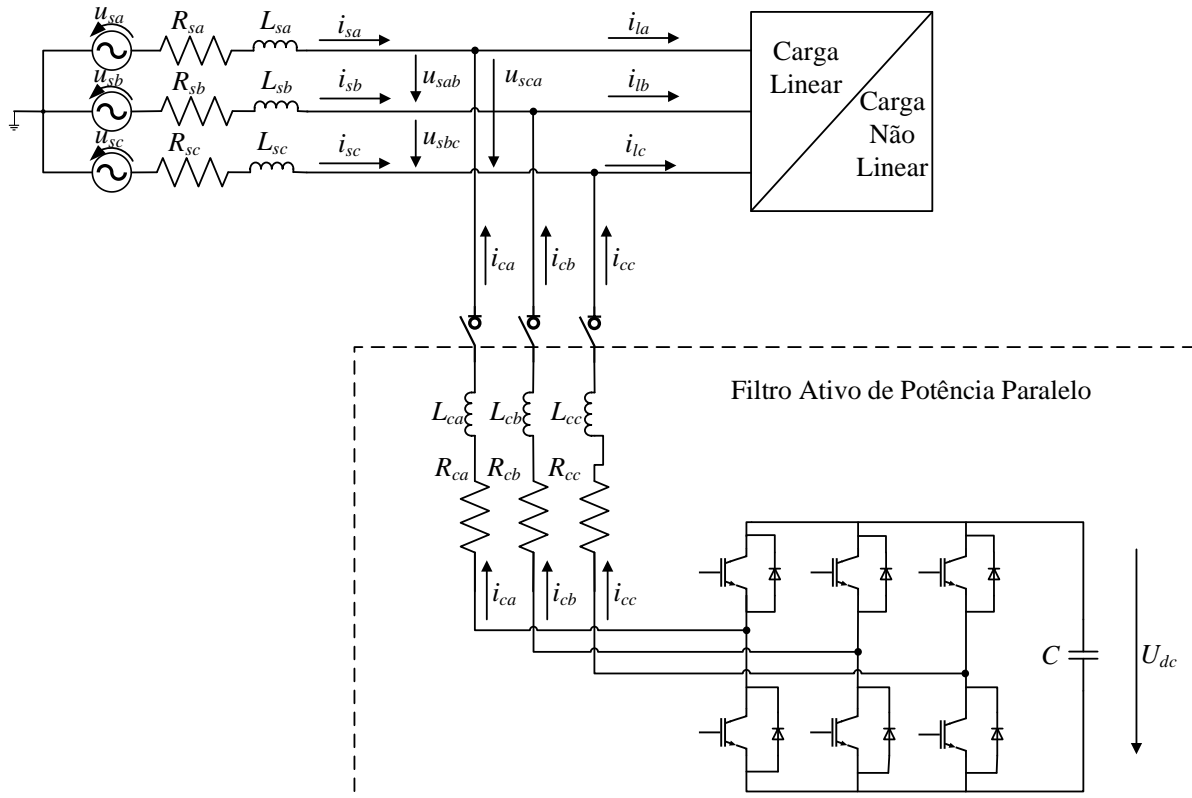


Figura 41 - Esquema de princípio do filtro ativo de potência paralelo e a sua ligação para mitigação das correntes da carga trifásica (linear ou não linear).

O filtro ativo paralelo é constituído por um conversor trifásico em ponte (controlado em corrente de forma a compensar as parcelas da potência instantânea), um sistema de armazenamento de energia constituído pelo condensador  $C$  e as indutâncias de entrada  $L_{ca}$ ,  $L_{cb}$  e  $L_{cc}$ .

### 3.3.1. A Teoria da Potência Instantânea pq

Um filtro ativo de potência paralelo tem como finalidade compensar a energia deformante (através do controlo das correntes) de forma a esta apresentar um valor aceitável, diminuindo o seu impacto na qualidade da energia eléctrica.

Para tal, os métodos de controlo destes filtros são fundamentais para o adequado e correto funcionamento destes, visto que determinam o seu desempenho em regime dinâmico e permanente.

De uma forma bastante simplificada, existem duas abordagens em relação ao método de cálculo das correntes (filtro ativo de potência paralelo) e tensões (filtro ativo de potência série) que irão compensar as grandezas distorcidas. Uma abordagem no domínio da frequência e no domínio do tempo.

A abordagem no domínio da frequência envolve cálculos com a transformada de *Fourier*, o que implica automaticamente este método bastante pesado em termos de processamento computacional, fazendo com que seja inevitavelmente mais lento.

Relativamente à abordagem utilizando o domínio do tempo uma vez que utiliza conceitos e cálculos mais clássicos, como transformações algébricas associadas a mudança de referenciais, faz com que o processo de controlo seja bastante mais simples, mais robusto, e maior processamento resultante de menor carga computacional.

A abordagem no domínio do tempo oferece um melhor suporte e facilidade no dimensionamento dos controladores para cálculo das referências das correntes. Estas referências de corrente são depois geradas pelo conversor em resultado da comutação dos seus dispositivos semicondutores de potência. Estas correntes geradas pelo conversor de potência apresentam um desempenho aceitável em regime dinâmico e transitórios (por exemplo variações de carga).

Num sistema de energia elétrica, trifásico, a potência instantânea trifásica fornecida pela fonte a uma carga tem a equação (3.83).

$$p_3 = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \quad (3.83)$$

Na equação (3.83),  $u_a$ ,  $u_b$  e  $u_c$  representam as tensões instantâneas aplicadas na carga referentes ao ponto neutro. Por sua vez,  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  representam as correntes instantâneas da carga. Uma vez que, para um sistema trifásico sinusoidal equilibrado, com tensão e corrente constante, a potência instantânea é igual à potência ativa. Isto é válido visto que esse valor corresponde ao valor médio da potência instantânea.

No entanto, para o cálculo dessa potência, existe a opção de usar as grandezas tensões e correntes em vários referenciais, em especial o referencial  $123/abc$ ,  $\alpha\beta 0$  e  $dq0$ .

*Akagi et al.* propuseram “A teoria Generalizada da Potência Reativa Instantânea em Circuitos Trifásicos” [11], conhecida por “Teoria  $p-q$ ”. É uma teoria no domínio do tempo e com bastante potencialidade para o controlo de filtros ativos de potência.

Esta teoria permite uma análise e controlo tanto em regime estacionário, como em regime dinâmico, assim como para formas de onda genéricas de tensão e corrente, possibilitando controlo em tempo real. Sendo que esta é uma teoria no domínio do tempo, os cálculos por esta exigidos são operações algébricas, o que resulta numa relativa simplicidade de cálculos, sendo que a única exceção é a obtenção das componentes médias e alternadas das potências em causa.

A Teoria  $p-q$  tem como alvo sistemas de energia elétrica, trifásicos, com e sem neutro.

Esta teoria consiste numa transformação algébrica, a transformação de Clarke, das três tensões e correntes, nas coordenadas  $abc$  para coordenadas  $\alpha\beta 0$ , onde  $\alpha\beta$  são ortogonais, e a coordenada 0 corresponde a uma componente de sequência zero (componente homopolar). A transformação da Teoria  $p-q$  aplicada às tensões e correntes da carga da rede elétrica são obtidas por (3.84) e (3.85).

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3.84)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.85)$$

A potência elétrica trifásica instantânea, nas coordenadas  $abc$  é definida por (3.86).

$$p_3 = p_a + p_b + p_c \Leftrightarrow p_3 = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \quad (3.86)$$

Por outro lado, nas coordenadas  $\alpha\beta 0$  a potência elétrica trifásica é definida por (3.87).

$$p_3 = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta + u_0 i_0 \Leftrightarrow p_3 = p + p_0 \quad (3.87)$$

As duas componentes da potência  $p_3$  (3.87) são definidas pela potência ativa instantânea, (3.88), e pela potência instantânea de sequência nula (componente homopolar nula) (3.89).

$$p = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta \quad (3.88)$$

$$p_0 = u_0 i_0 \quad (3.89)$$

A potência reativa instantânea é definida por (3.90).

$$q = u_\beta i_\alpha - i_\alpha i_\beta \quad (3.90)$$

A potência  $q$  é diferente da potência elétrica trifásica reativa convencional ( $Q = 3UI\sin(\varphi)$ ) uma vez que esta contempla também as harmónicas de tensão e corrente. Visto que as potências  $p$  e  $q$  não dependem das componentes de sequência nula das tensões e correntes, mas sim das componentes  $\alpha\beta$  podem ser escritas da forma matricial (3.91) com substituição de (3.88) e (3.90).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.91)$$

### 3.3.2. Compensação das Potências Instantâneas com a Teoria $pq$

Como visto anteriormente, pelas equações (3.78) e (3.82), a componente  $\bar{p}$  e  $\bar{p}_0$  são as únicas componentes de potência que idealmente uma fonte deverá fornecer, pela teoria  $pq$ .

De forma a ser possível a anulação/compensação das componentes que não são desejadas, uma das possíveis soluções é a introdução de um filtro ativo de potência no sistema. Tendo como base o sistema da Figura 38, na Figura 42 encontra-se exemplificado o filtro ativo de potência paralelo com indicação das componentes da potência instantânea a serem compensadas.

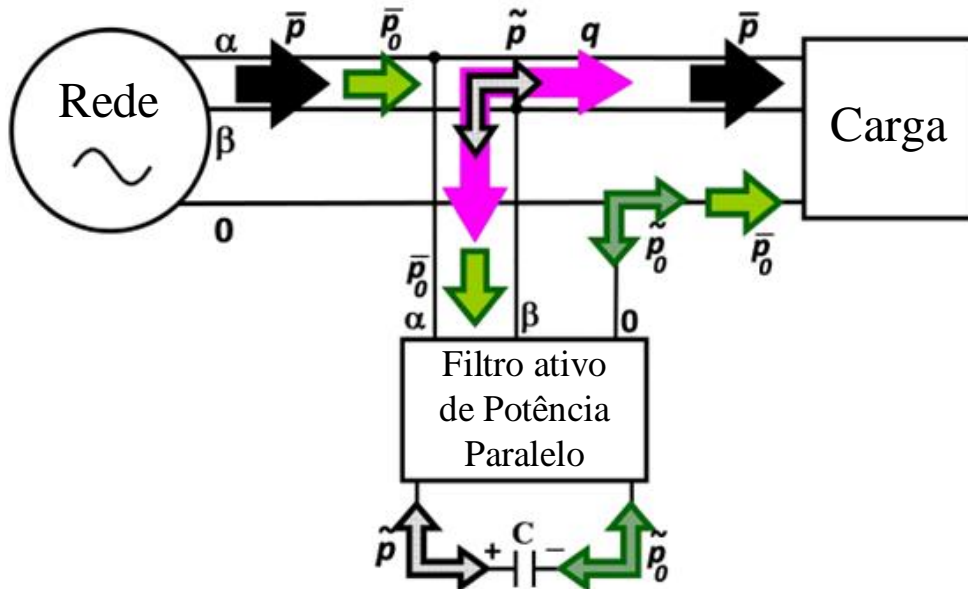


Figura 42 - Compensação das componentes da teoria  $p$ - $q$  em coordenadas  $\alpha\beta$ . Adaptado de [3].

Neste sistema equipado com o filtro ativo de potência as componentes  $\bar{p}_0$  e  $\tilde{p}_0$  deixam de fluir entre a fonte de energia e a carga, e passam a fluir entre a carga e o condensador do barramento DC do filtro ativo de potência do sistema. Este último irá simultaneamente armazenar e fornecer energia ao sistema, compensando as potências variáveis.

A componente de potência  $q$  não está associada a nenhuma transferência de energia, ou seja, as correntes associadas a esta componente de potência elétrica circulam apenas entre o filtro ativo e a carga, não havendo qualquer contribuição da fonte para esta componente.

A componente de potência  $\bar{p}_0$ , ou seja, a potência de sequência nula, existe apenas em sistemas elétricos com neutro (a quatro fios). Isto significa que esta apenas existe em sistemas desequilibrados e/ou com distorções na corrente e tensão. Neste trabalho, tal como referido anteriormente, não será abordado neste caso.

A teoria  $pq$  tem como pontos fortes, relativos ao controlo de filtros ativos de potência para sistemas trifásicos o facto de ser uma teoria que pode ser aplicada a qualquer sistema trifásico, seja este equilibrado, desequilibrado, com harmónicas sejam nas correntes e/ou tensões. Como visto anteriormente, uma vez que é baseado em valores instantâneos possibilita uma resposta dinâmica com relativo tempo de resposta, visto que os cálculos por ela previstos são baseados em expressões algébricas podendo ser executados por um controlador relativamente simples.

O projeto destes controladores começa com a amostragem dos valores instantâneos das tensões simples das fases,  $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$ ,  $u_{sc}$ , e o valor das correntes na carga,  $i_{la}$ ,  $i_{lb}$ ,  $i_{lc}$  (Figura 43).

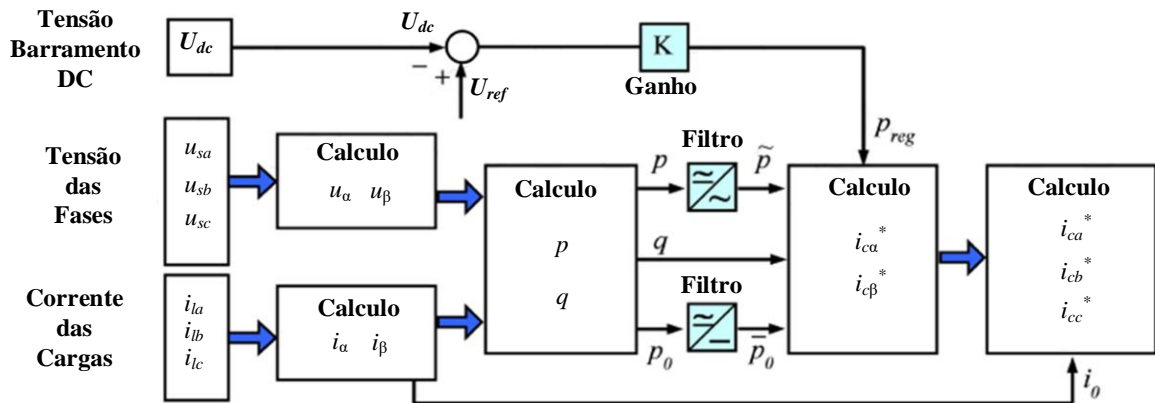


Figura 43 - Esquema de blocos para a estratégia de controlo. Adaptado de [3].

As correntes e tensões são calculadas nas coordenadas  $\alpha\beta$  através das equações (3.84). Utilizando as equações (3.88) e (3.90) é possível calcular as potências ativa e reativa  $p$  e  $q$ , respetivamente. De forma a separar e identificar as componentes de potência nos seus valores médios e alternados, recorre-se à utilização de filtros analógicos, ou digitais, dependendo com o tipo de controlo.

De forma a se proceder ao cálculo das correntes de compensação, nas coordenadas  $\alpha\beta$  é utilizada a expressão (3.92). A expressão (3.92) resulta da resolução da expressão (3.91) em ordem às variáveis  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  e assumindo  $i_{c\alpha}^* = i_\alpha$  e  $i_{c\beta}^* = i_\beta$ .

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_\alpha & -u_\beta \\ u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_x \\ q_x \end{bmatrix} \quad (3.92)$$

Na equação anterior, (3.92),  $p_x$  e  $q_x$  são os valores das componentes de potência que o filtro deve fornecer. Sempre que o filtro ativo de potência compense a potência de sequência zero,  $p_0$ , deve-se subtrair o valor médio da potência de sequência zero,  $\bar{p}_x$ . Uma vez que neste trabalho essa componente não foi considerada, a rede de energia elétrica admite-se sem harmónica e não há neutro acessível (3.93) e (3.94).

$$p_x = \tilde{p} \tag{3.93}$$

$$q_x = q \tag{3.94}$$

Para um correto funcionamento do inversor/ondulador que constitui o filtro ativo de potência paralelo, a tensão do barramento DC ( $U_{dc}$ ), ou seja, a tensão do condensador, deverá ser controlada para estar dentro dos níveis aceitáveis. De forma a se proceder a este controlo é definida uma potência de regulação,  $p_{reg}$ , que irá depender da energia que o condensador está a armazenar ou a fornecer. Esta potência terá que ser considerada no valor de  $p_x$ , (3.95).

$$p_x = \tilde{p} - p_{reg} \tag{3.95}$$

Esta potência,  $p_{reg}$ , de ser calculada com (3.96). O ganho  $K$  é o ganho proporcional,  $U_{ref}$  a referência de tensão pretendida no barramento DC e  $U_{dc}$  representa o seu valor instantâneo.

$$p_{reg} = K(U_{ref} - U_{dc}) \tag{3.96}$$

Podemos então concluir que em valores instantâneos, caso  $U_{dc}$  seja maior que  $U_{ref}$  o filtro ativo de potência fornece energia ao sistema, fazendo com que o valor eficaz de  $U_{dc}$  diminua. No cenário contrário, o filtro absorve energia, ou seja, o valor eficaz de  $U_{dc}$  aumenta.

Depois de calculadas as correntes de compensação com (3.92), são transformadas para o referencial de coordenadas  $abc$  e podem ser obtidas através de (3.97) e (3.98).

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \\ i_{c0}^* \end{bmatrix} \quad (3.97)$$

Existindo uma rede e cargas com neutro acessível, a referência da corrente de neutro seria calculada com (3.98). Esta situação não é apresentada neste trabalho.

$$i_{cn}^* = -(i_{ca}^* + i_{cb}^* + i_{cc}^*) \quad (3.98)$$

Todos estes cálculos assumem, como já referido anteriormente, que o sistema trifásico é alimentado com tensões sinusoidais equilibradas. Como tal, após a aplicação do filtro ativo de potência, ligado em paralelo com o sistema, é expetável que as correntes da fonte apresentem uma forma de onda sinusoidal, ou seja, a carga é vista pela rede como resistiva, e equilibrada, e em fase com as tensões simples.

Pode-se então concluir que a potência instantânea trifásica é constante e definida pela equação (3.99).

$$p_{3s} = u_a i_{sa} + u_b i_{sb} + u_c i_{sc} \quad (3.99)$$

No cenário em que existem tensões e correntes sem distorção a Teoria  $p-q$  também é válida e a potência instantânea total será constante. Existindo distorção nas tensões e/ou nas correntes a Teoria  $p-q$  é válida e a potência instantânea total não será constante. Generalizando, a Teoria  $p-q$  é aplicável a qualquer sistema trifásico de tensões e correntes, equilibrado ou desequilibrado, com ou sem distorção.

### 3.4. Simulação Numérica

O modelo global deste trabalho, representado na Figura 41 do subcapítulo 3.3, está reproduzido pelo conjunto de blocos da Figura 44, em *Matlab/Simulink*. Os valores utilizados para modelar o sistema procuram representar os equipamentos existentes no laboratório do departamento de Engenharia Eletrotécnica. Desta forma será possível efetuar uma comparação entre os valores obtidos via simulação numérica e obtidos experimentalmente.

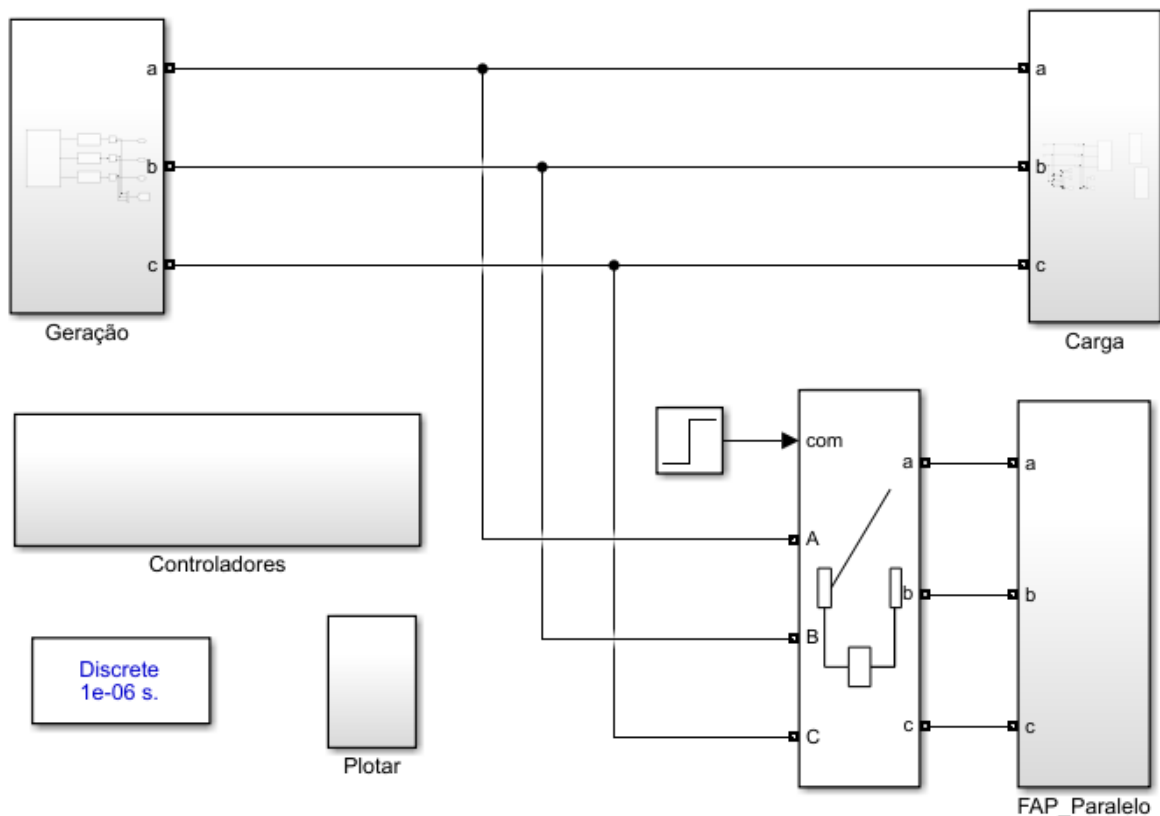


Figura 44 – Modelo de simulação global do filtro ativo de potência paralelo.

O modelo de simulação global, que procura simular o sistema, é constituído pelos subsistemas com a seguinte identificação:

- “Geração”;
- “Carga”;
- “Controladores”;
- “Filtro Ativo de Potência Paralelo”;
- “Plotar”.

## 3.4.1. Subsistema “Geração”

O subsistema “Geração” representado na Figura 45, representa uma rede de energia elétrica, constituída por um sistema trifásico equilibrado de tensões sem distorção.

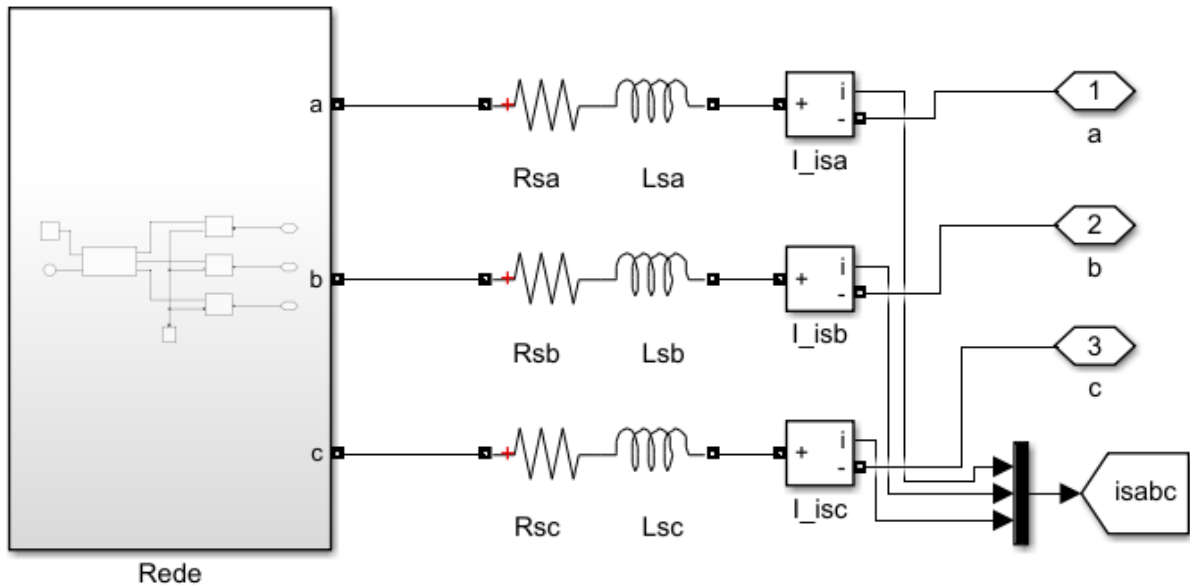


Figura 45 – Modelo de simulação da rede.

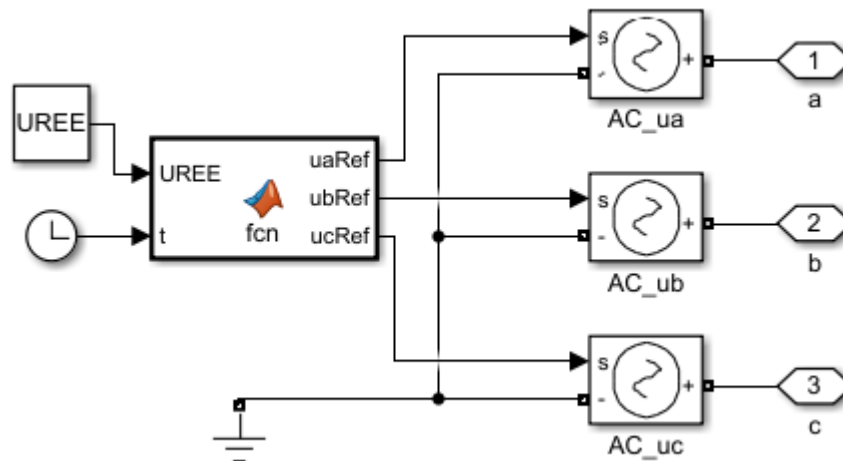
É neste subsistema que serão obtidas as correntes,  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  e  $i_{sc}$ , que alimentam o sistema. Estão identificadas na Figura 45, com  $i_{sabc}$ , alimentando o sistema, e permitem analisar a eficácia e o desempenho do filtro ativo de potência paralelo.

O valor por fase da resistência e da indutância associados ao bloco “Geração”, encontram-se na Tabela 8. Estes valores são iguais nas três fases, mantendo o sistema equilibrado, e, tal como referido anteriormente representam os valores dos equipamentos existentes em laboratório.

Tabela 8 - Parâmetros da rede.

Parâmetro	Valor
$R_{sa}$	0,1 $\Omega$
$L_{sa}$	0,04 mH

Na Figura 46 são apresentados os vários blocos regulados de acordo com as equações de referência, que permitem gerar o sistema trifásico equilibrado sem distorção das tensões simples. Foi usado um valor eficaz de  $\frac{25}{\sqrt{3}}$  V, uma vez que representa o secundário do transformador existente em laboratório.



```
function [uaRef,ubRef,ucRef]= fcn(UREE,t)

uaRef = sqrt(2)*25/sqrt(3)*400/380*sin(2*pi*50*t);
ubRef = sqrt(2)*25/sqrt(3)*400/380*sin(2*pi*50*t-2*pi/3);
ucRef = sqrt(2)*25/sqrt(3)*400/380*sin(2*pi*50*t-4*pi/3);
```

Figura 46 – Modelo de simulação para geração das tensões simples.

### 3.4.2. Subsistema “Carga”

No subsistema “Carga” representado na Figura 47, estão presentes os elementos que permitem amostrar as correntes da carga,  $i_{abc}$ . É também neste subsistema que se realiza a amostragem da tensão presente no circuito,  $u_{sabc}$ . Estas duas variáveis  $i_{abc}$  e  $u_{sabc}$ , são utilizadas no cálculo das correntes de referência do filtro (Figura 43, subcapítulo 3.3.2).

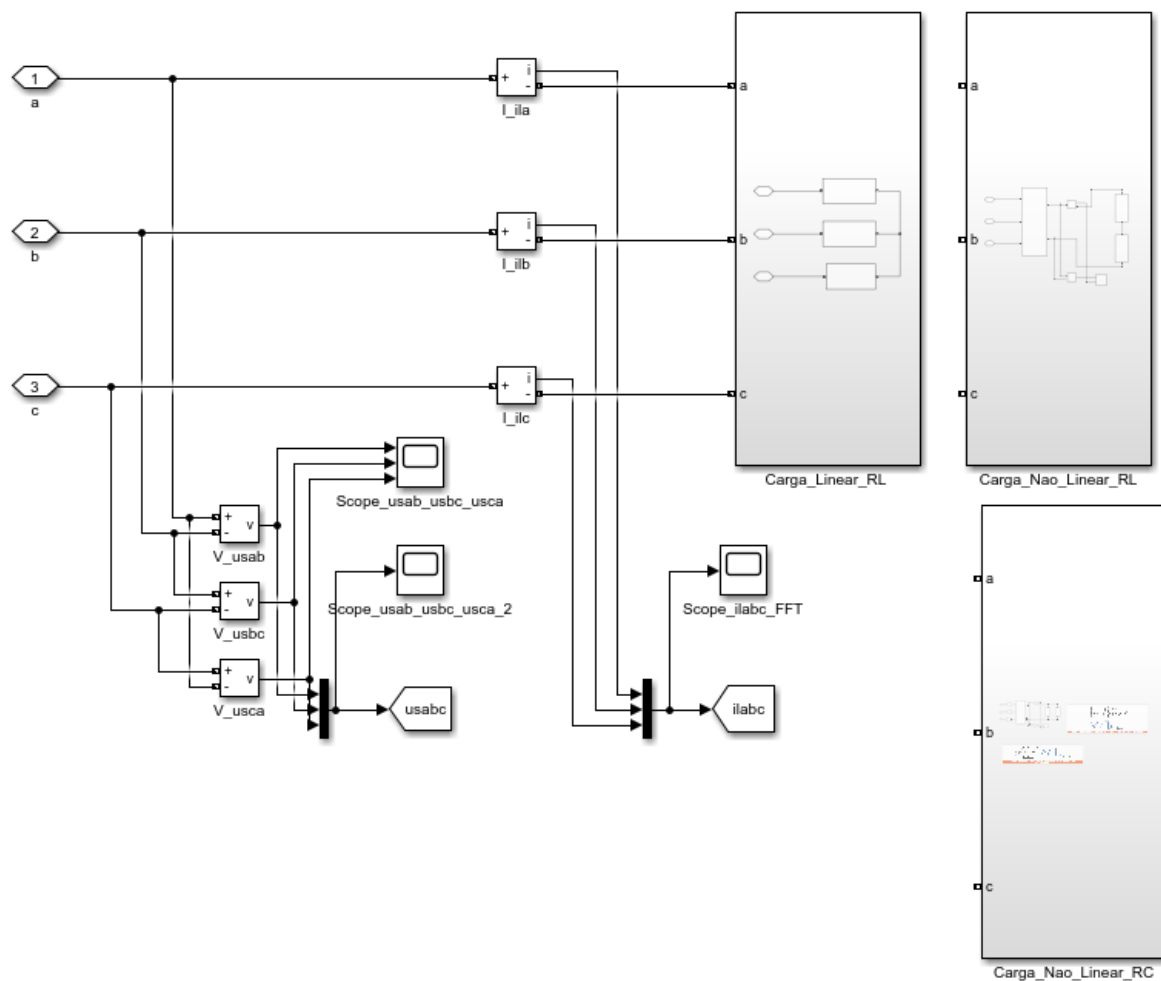


Figura 47 - Modelo de simulação da carga.

Neste trabalho foram consideradas três diferentes tipos de cargas. A escolha destas cargas corresponde ao tipo de cargas mais comuns em instalações elétricas, no sector dos serviços e indústria, e permite a sua implementação prática com o material disponível em laboratório. Desta forma é possível avaliar o desempenho do filtro ativo de potência paralelo perante diferentes tipos de carga.

Na Figura 48 encontra-se a representação de uma carga linear trifásica equilibrada, constituída por uma resistência e uma indutância.

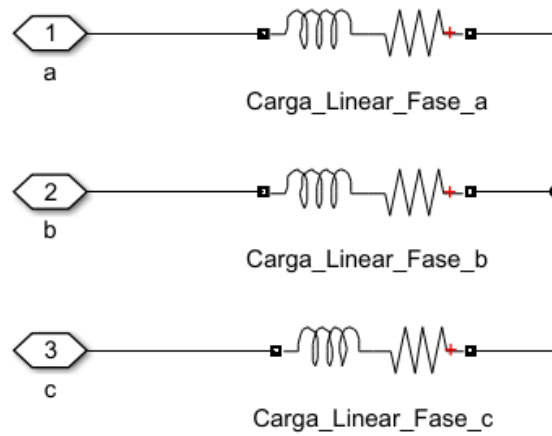


Figura 48 – Modelo de simulação da carga linear RL.

A Figura 49 representa uma carga não linear RL e Figura 50 uma carga não linear R//C.

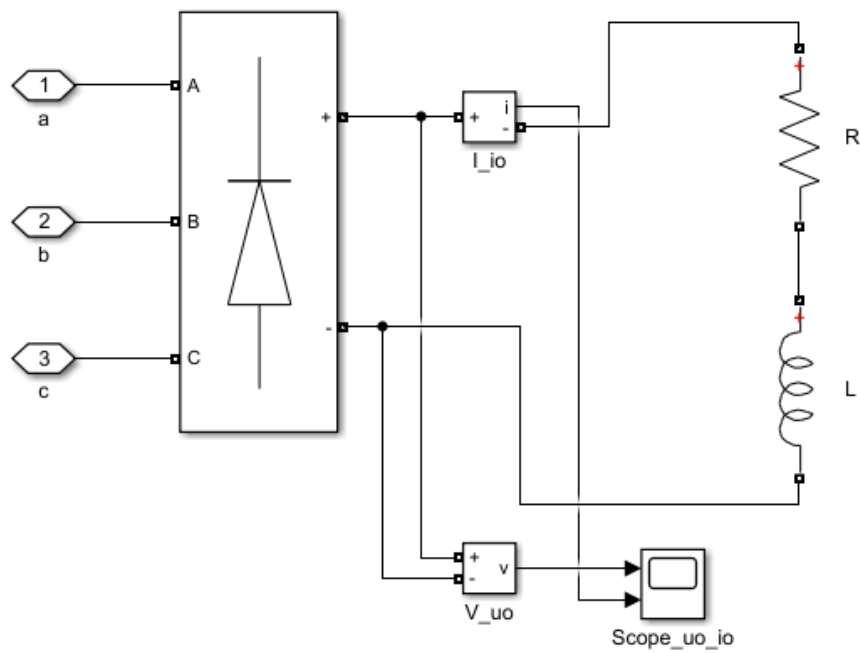


Figura 49 – Modelo de simulação da carga não linear RL.

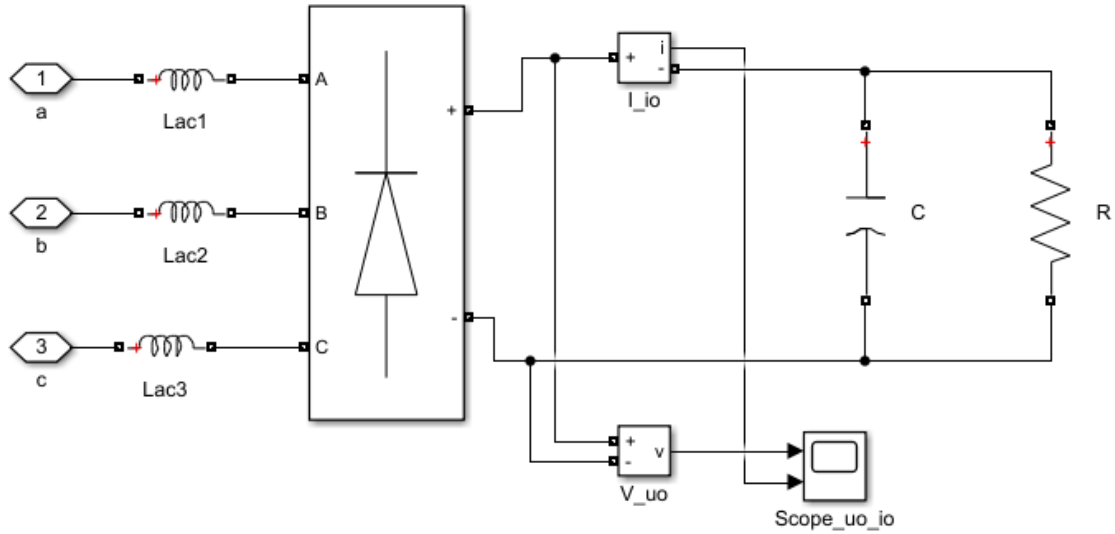


Figura 50 – Modelo de simulação da carga não linear R//C.

Na Tabela 9 encontram-se os valores utilizados nas simulações. Estes valores são iguais aos valores dos equipamentos existentes em laboratório.

Tabela 9 -Parâmetros utilizados para as cargas lineares e não lineares.

Parâmetro	Valor
$R_{linear}$	47/3 $\Omega$
$L_{linear}$	3 x 4,84 mH
$R$	25 $\Omega$
$L$	25 mH
$C$	470 $\mu$ F
$L_{ac}$	1 mH

### 3.4.3. Subsistema “Controladores”

O subsistema “Controladores”, Figura 51, é o subsistema onde são calculadas as referências de corrente a impor pelo filtro ativo de potência paralelo. Este subsistema tem como finalidade implementar a estratégia de controlo que se encontra representada na Figura 43, do subcapítulo 3.3.2. Desta forma, irá calcular as referências de corrente  $i_{ca}^*$ ,  $i_{cb}^*$  e  $i_{cc}^*$ , ou seja, a

equação (3.97), em função das tensões do sistema ( $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$  e  $u_{sc}$ ) e das correntes na carga ( $i_{la}$ ,  $i_{lb}$  e  $i_{lc}$ ). Estas tensões são convertidas de tensões compostas para simples utilizado a equação (3.8).

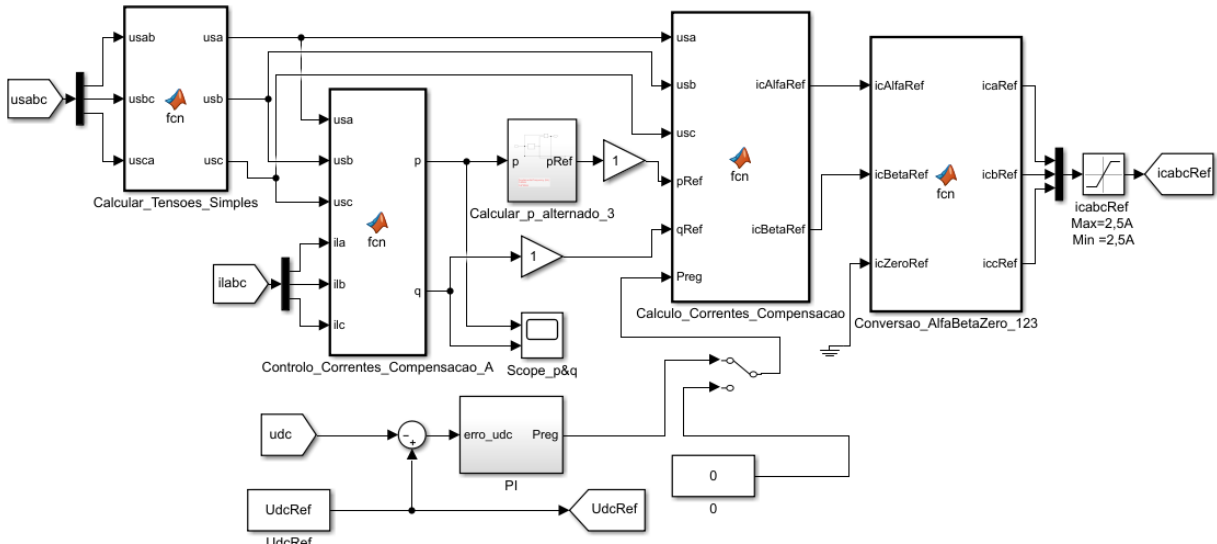


Figura 51 – Modelo de simulação para obtenção das referências de corrente.

No bloco “Cálculo Potências Instantâneas”, as variáveis são convertidas de  $abc$  para  $\alpha\beta 0$ , utilizando a equação (3.11), e, utilizando as equações (3.30) e (3.34) é possível calcular a potência ativa instantânea  $p$  e reativa instantânea  $q$ . Neste caso, uma vez que se trata de um sistema equilibrado, a componente homopolar é nula.

Pelas equações (3.71) e (3.72) é possível retirar o valor da potência transferida,  $\bar{p}$ . Desta forma as referências de corrente a injetar pelo filtro, não terão esta componente, não sendo ela anulada. Este valor médio da potência instantânea, corresponde à potência calculada com a corrente de frequência fundamental. No presente bloco, Figura 52, a componente da potência instantânea oscilante, é calculada com  $\tilde{p} = p - \bar{p}$ .

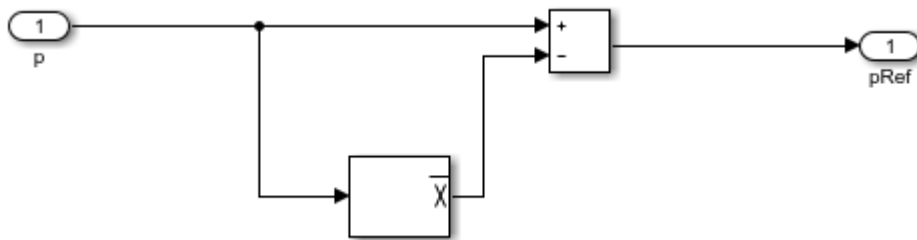


Figura 52 – Blocos de obtenção de pRef.

No entanto, segundo a equação (3.95) é necessário, de forma a garantir um bom funcionamento do inversor, que a tensão do barramento DC seja regulada.

De forma a garantir esta regulação, segundo a equação (3.96), encontra-se na Figura 53 o conjunto de blocos que permitem obter a potência de regulação,  $p_{Reg}$ .

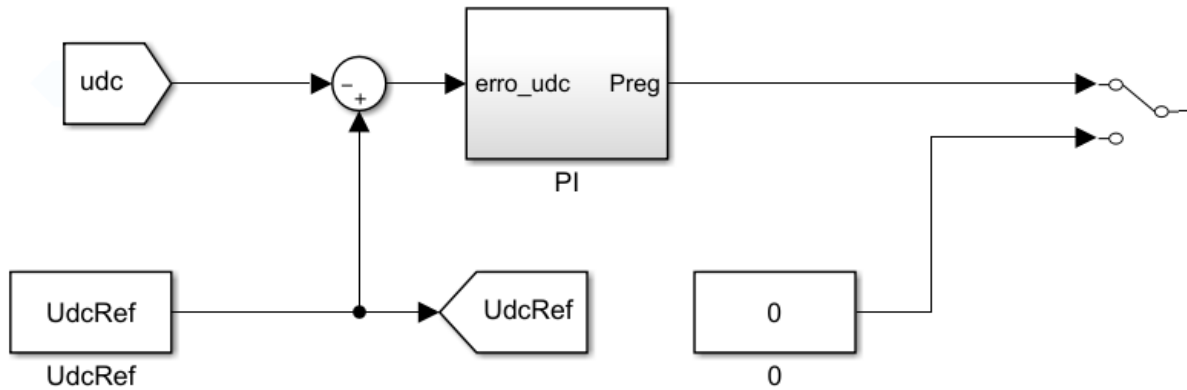


Figura 53 – Pormenor do modelo de simulação para obtenção das referências de corrente.

A potência  $p_{Reg}$  é obtida com um compensador do tipo proporcional integral (PI). O ganho proporcional do PI corresponde ao ganho  $K$  da equação (3.96). O seletor existente permite que esta componente seja retirada para efeitos de estudo.

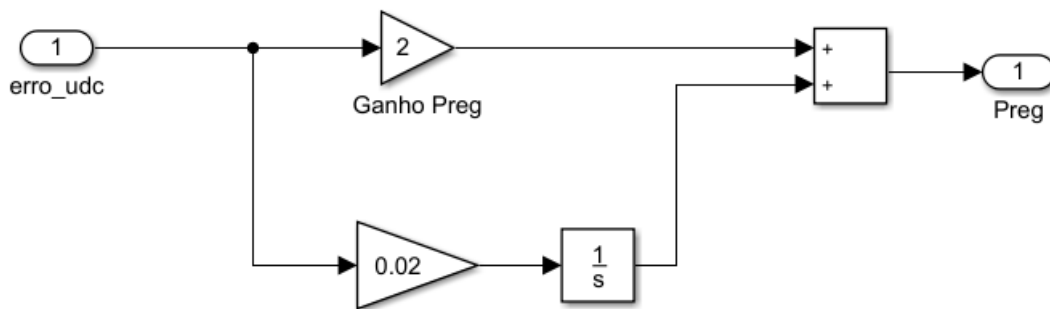


Figura 54 – Implementação do compensador PI com os ganhos proporcional de integral.

Tendo calculado as componentes de potência que o filtro deve fornecer,  $p_x$  e  $q_x$ , (3.93) e (3.94), é calculado então as referências de corrente segundo (3.92), e utilizando (3.10), estas referencias são convertidas de  $\alpha\beta 0$  para  $abc$ .

3.4.4. Subsistema “*Filtro Ativo de Potência Paralelo*”

Na Figura 55 encontra-se o esquema de blocos correspondente ao controlo filtro ativo de potência paralelo.

Neste trabalho, tal como enunciado em no subcapítulo 2.8.2, o controlo do filtro irá usar duas técnicas distintas de controlo das correntes (controlo por histerese e controlo preditivo). O seletor que se encontra na Figura 55 permite comutar o modo de operação do filtro de acordo com o controlo por histerese ou controlo preditivo.

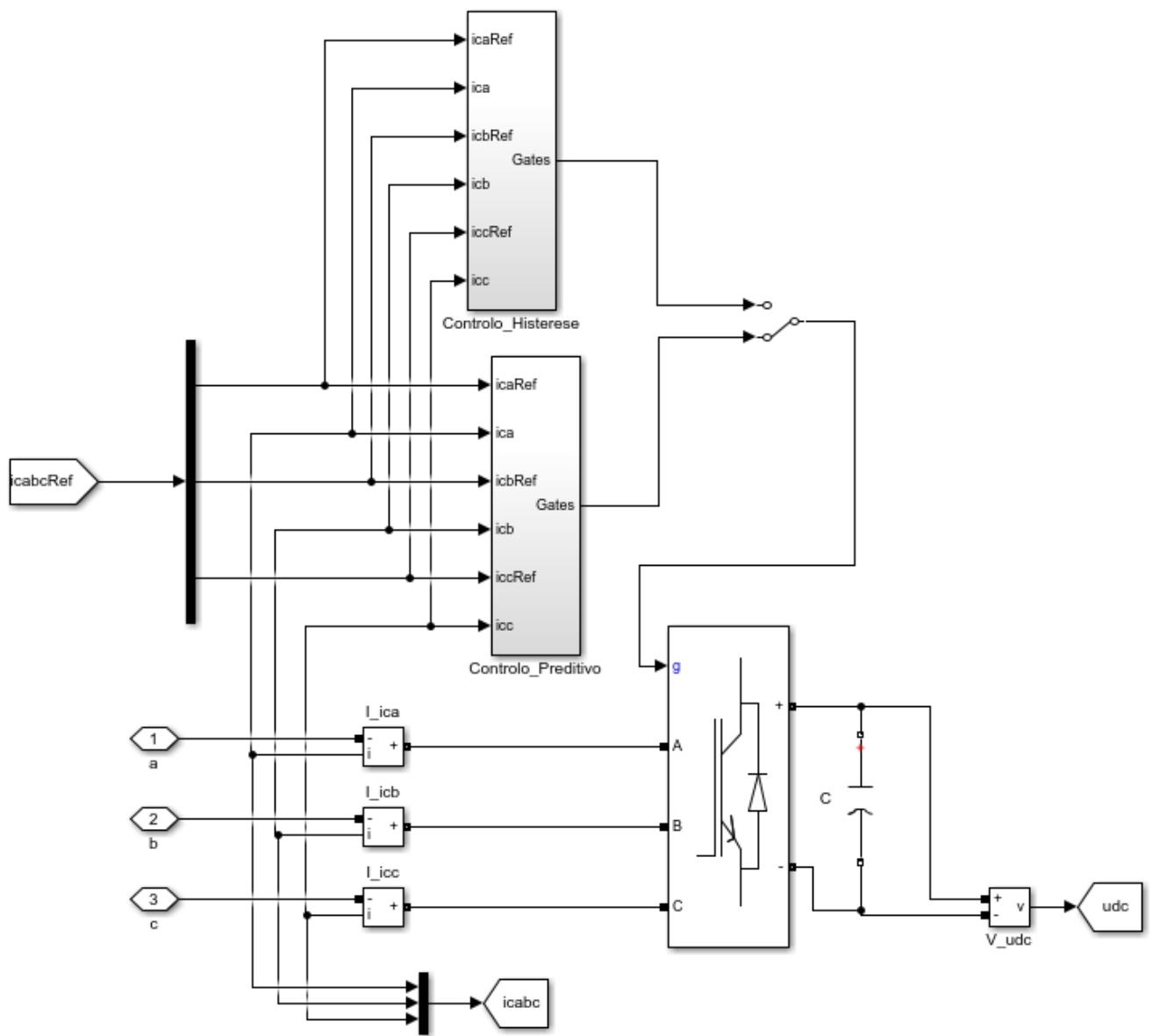


Figura 55- Modelo de simulação do filtro ativo de potência paralelo.

Ambas as técnicas de controlo irão procurar igualar as correntes amostradas,  $i_{ca}$ ,  $i_{cb}$  e  $i_{cc}$  das respectivas referências,  $i_{caRef}$ ,  $i_{cbRef}$  e  $i_{ccRef}$ , para tal utilizam estas mesmas variáveis. A tensão  $U_{dc}$  é utilizado no sistema representado na Figura 53, tal como o valor de capacidade do condensador considerado.

Tabela 10 - Parâmetros do condensador.

Parâmetro	Valor
$C$	330 $\mu\text{F}$

Relativamente ao modelo do controlo histerético, Figura 56, é usada uma solução clássica, com uma janela de histerese, de valor apresentado na Tabela 11.

Tabela 11 – Valor da janela de histerese.

Parâmetro	Valor
$AJ$	0,25 / 2

Ambos os valores representam os valores dos equipamentos existentes em laboratório.

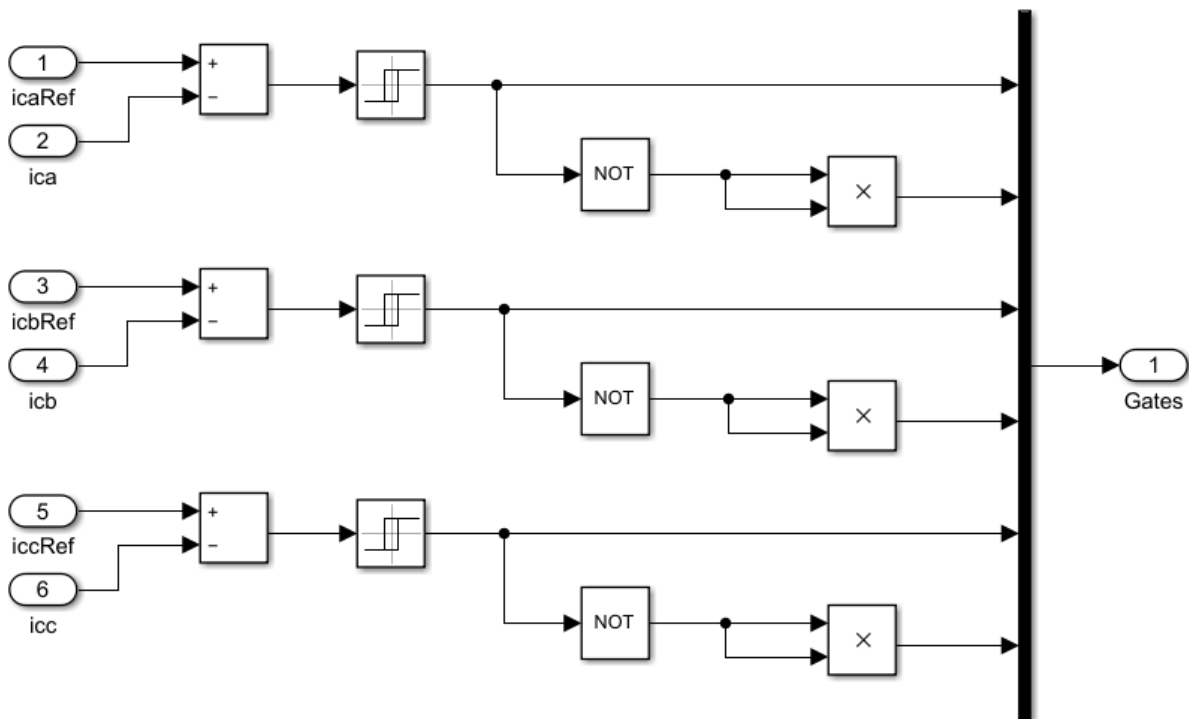


Figura 56 - Blocos do controlo histerético.

O modelo do controlador preditivo para controlo das correntes encontra-se na Figura 57. Este modelo implementa o algoritmo representado na Figura 29. O código utilizado pode ser consultado no anexo VI.

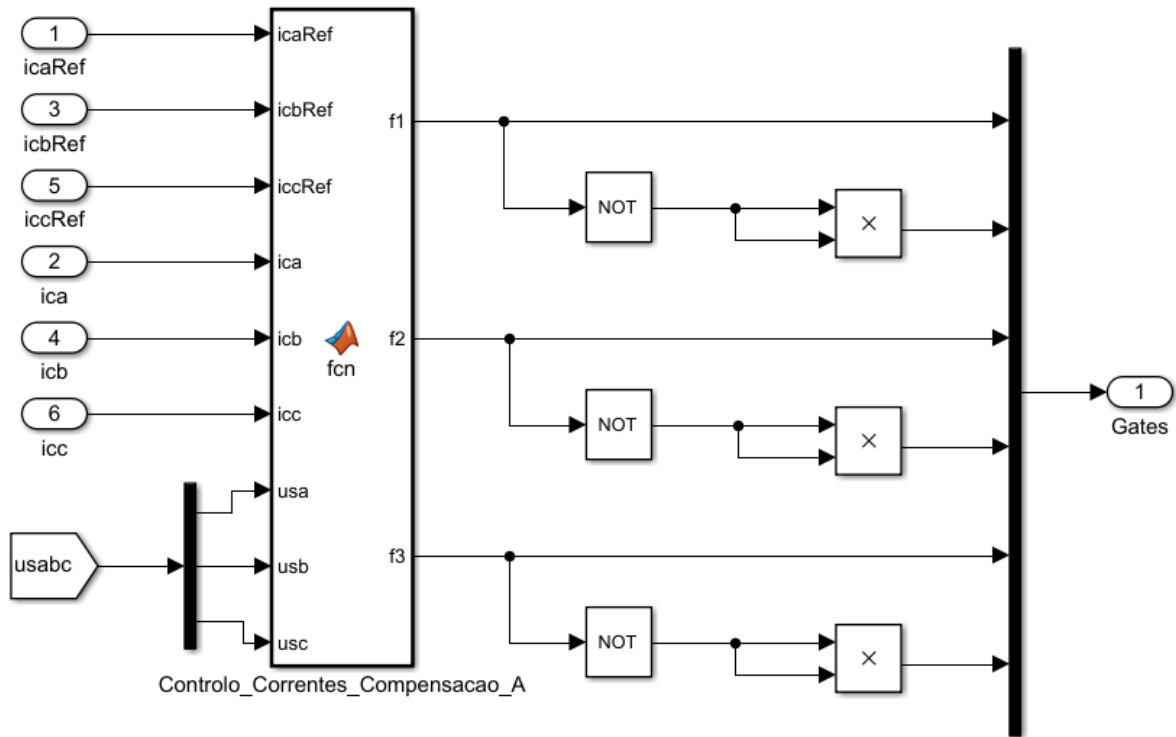


Figura 57 - Blocos do controlo preditivo.

Conforme indicado em 2.8.2, o algoritmo para controlo das correntes utiliza indutâncias de linha conforme representado na Figura 58 com a dinâmica das equações (2.16) e (2.17). Este encontra-se a montante do modelo do filtro, Figura 55.

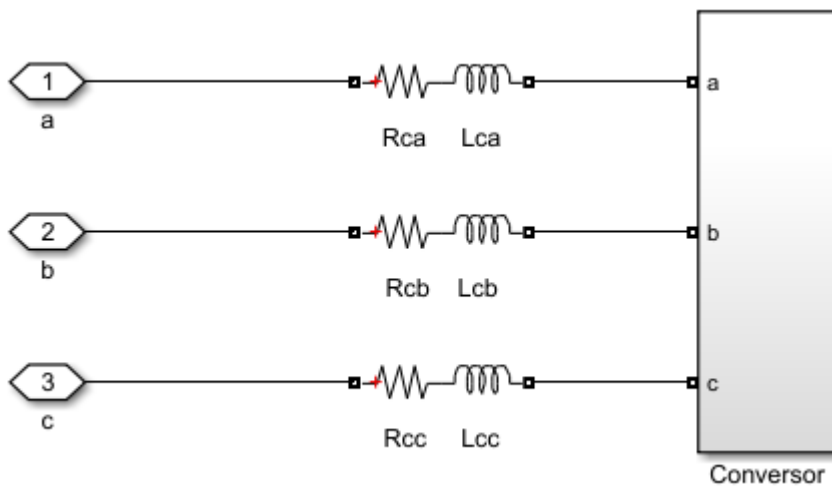


Figura 58 – Bloco com a carga a saída do conversor.

Na Tabela 12 encontram-se os valores utilizados nas simulações. Estes valores representam os valores dos equipamentos existentes em laboratório.

*Tabela 12 - Parâmetros da carga a saída do conversor.*

Parâmetro	Valor
$R_{ca}$	1,4 $\Omega$
$L_{ca}$	4 mH

#### 3.4.5. Subsistema "Plotar"

O subsistema "Plotar" permite visualizar, utilizando blocos *Scope*, as evoluções temporais das formas de onda das tensões e correntes, bem como os respetivos espectros. Estas grandezas serão analisadas e comparadas no "Capítulo 4. Resultados Obtidos".

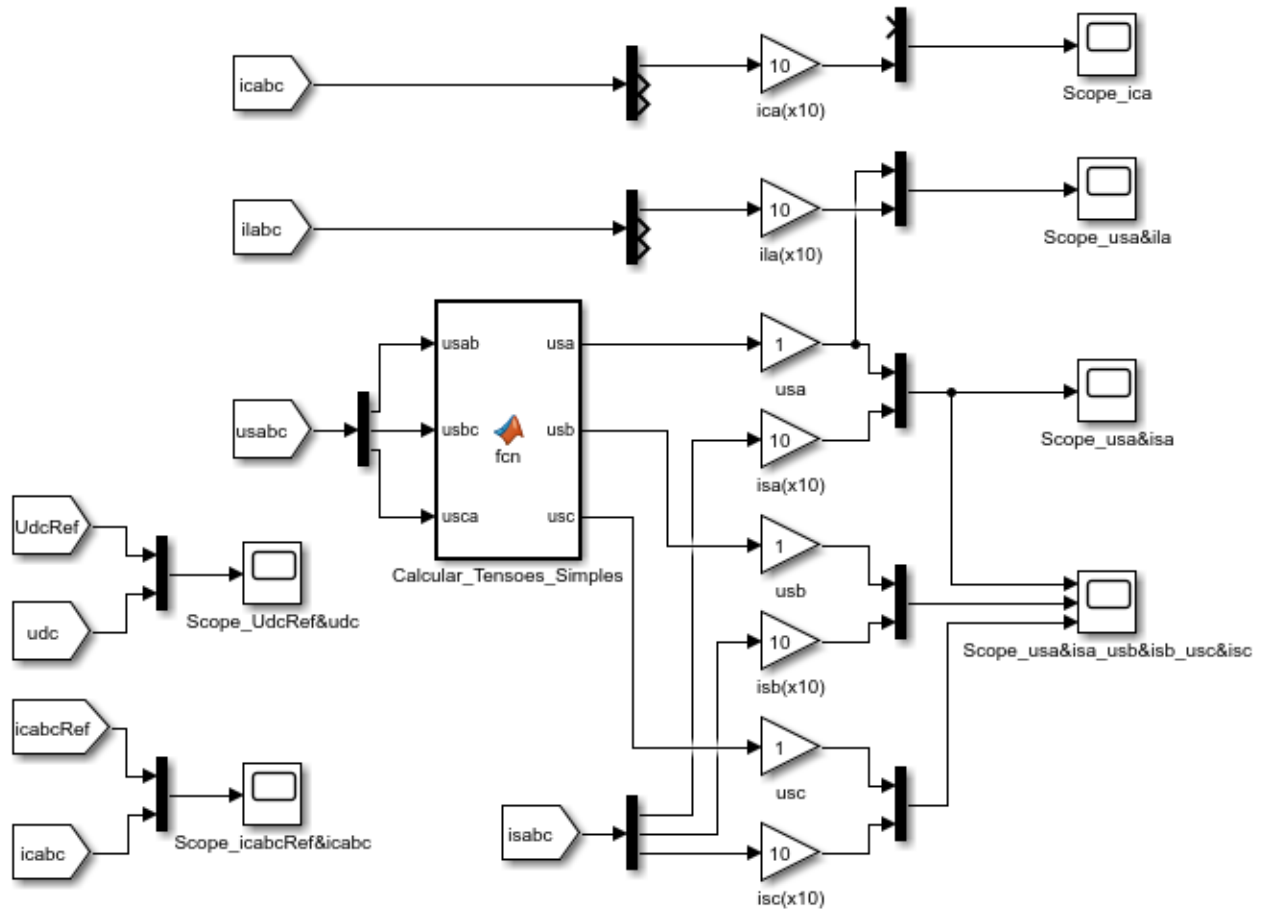


Figura 59 - Modelo de simulação do bloco "Plotar".



## 4. Resultados Obtidos por Simulação

### 4.1. Introdução

Neste capítulo serão analisados os resultados obtidos via simulação numérica, que têm como finalidade demonstrar o bom desempenho do filtro ativo de potência paralelo, e, comparar os resultados obtidos utilizando as duas distintas técnicas de controlo das correntes, o controlo histerético e o controlo preditivo.

O sistema da rede eléctrica considerado foi, como já referido, um sistema trifásico equilibrado, ou seja, com as suas fases desfasadas  $120^\circ$  entre si, como se pode verificar pela evolução das tensões, representado na Figura 60.

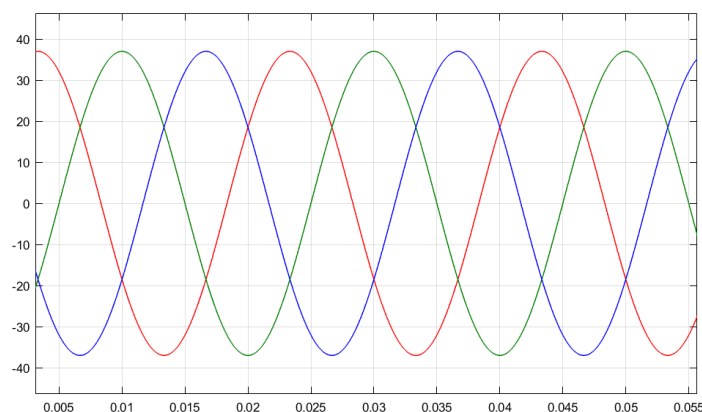


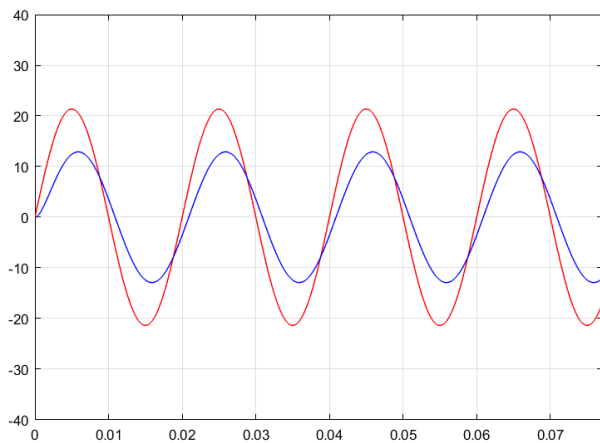
Figura 60 - Evoluções temporais em regime permanente das tensões simples:  $u_{sa}$  (vermelho),  $u_{sb}$  (verde),  $u_{sc}$  (azul).

## 4.2. Carga Linear RL Equilibrada

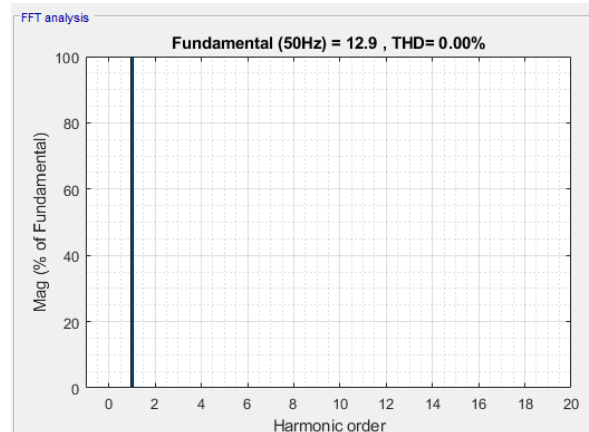
### 4.2.1. Simulação sem atuação do filtro ativo de potência paralelo

Na simulação numérica em se considerou uma carga linear RL, a consequência que esta provoca em termos de qualidade de energia elétrica pode ser verificada na Figura 61a.

É visível que o fator potência que não é unitário, existindo um desfasamento entre a tensão  $u_{sa}$  da rede e a corrente fornecida pela rede,  $i_{sa}$ , que neste caso é idêntica à corrente absorvida pela carga,  $i_{la}$ . É igualmente visível na Figura 61b que a onda de corrente apresenta uma taxa de distorção harmónica  $THD_i$  nula.



(a)



(b)

Figura 61 – Simulação sem filtro de potência ativo em paralelo com o sistema: (a) evolução temporal da tensão simples  $u_{sa}$  (vermelho) e da corrente  $i_{sa} = i_{la}$  (azul, com ganho  $\times 10$ ); (b) espectro de frequência de  $i_{sa} = i_{la}$ .

## 4.2.2. Simulação com atuação do filtro ativo de potência paralelo

No momento em que o filtro ativo de potência paralelo entra em funcionamento, ficando em paralelo com o sistema, a corrente  $i_{la}$  deixa de ser idêntica à  $i_{sa}$ . No entanto, uma vez que a finalidade do filtro é atuar na corrente do lado da carga,  $i_{sa}$ , a corrente  $i_{la}$  não sofre qualquer alteração ao seu estado anterior, conforme se pode verificar na Figura 62.

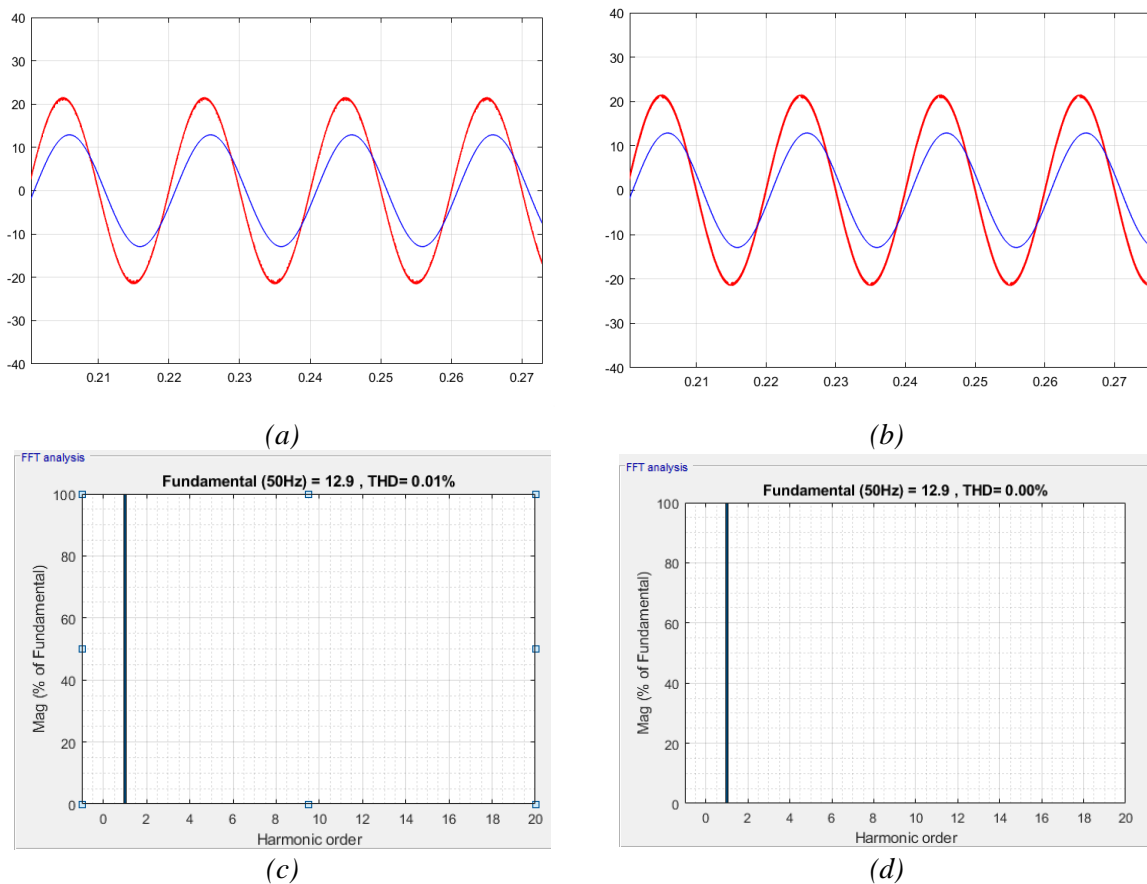


Figura 62 – Evolução temporal da corrente  $i_{la}$  com filtro de potência ativo em paralelo com o sistema. (a) Utilizando Controlo histerético,  $u_{sa}$  (vermelho),  $i_{la}$  (azul) Ganho  $\times 10$ . (b) Utilizando Controlo preditivo,  $u_{sa}$  (vermelho),  $i_{la}$  (azul) Ganho  $\times 10$ . (c) Espetro de frequência de  $i_{la}$ , com controlo histerético. (d) Espetro de frequência de  $i_{la}$ , com controlo preditivo.

Como verificado anteriormente, em termos de qualidade de energia elétrica, uma carga linear do tipo RL provoca um desfasamento entre a tensão e a corrente, logo, fator de potência não unitário. De forma a colocar a tensão e a corrente em fase, o filtro ativo de potência gera a

corrente de compensação,  $i_{ca}$ , presente na Figura 63a e b. As correntes geradas ( $i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}$ ) são idênticas entre si, desfasadas  $120^\circ$  uma vez que o sistema é equilibrado.

Comparando a solução gerada utilizando um controlo histerético com um controlo preditivo verifica-se que a solução gerada utilizando um controlador histerético apresenta um conteúdo harmónico mais relevante, Figura 63c e d.

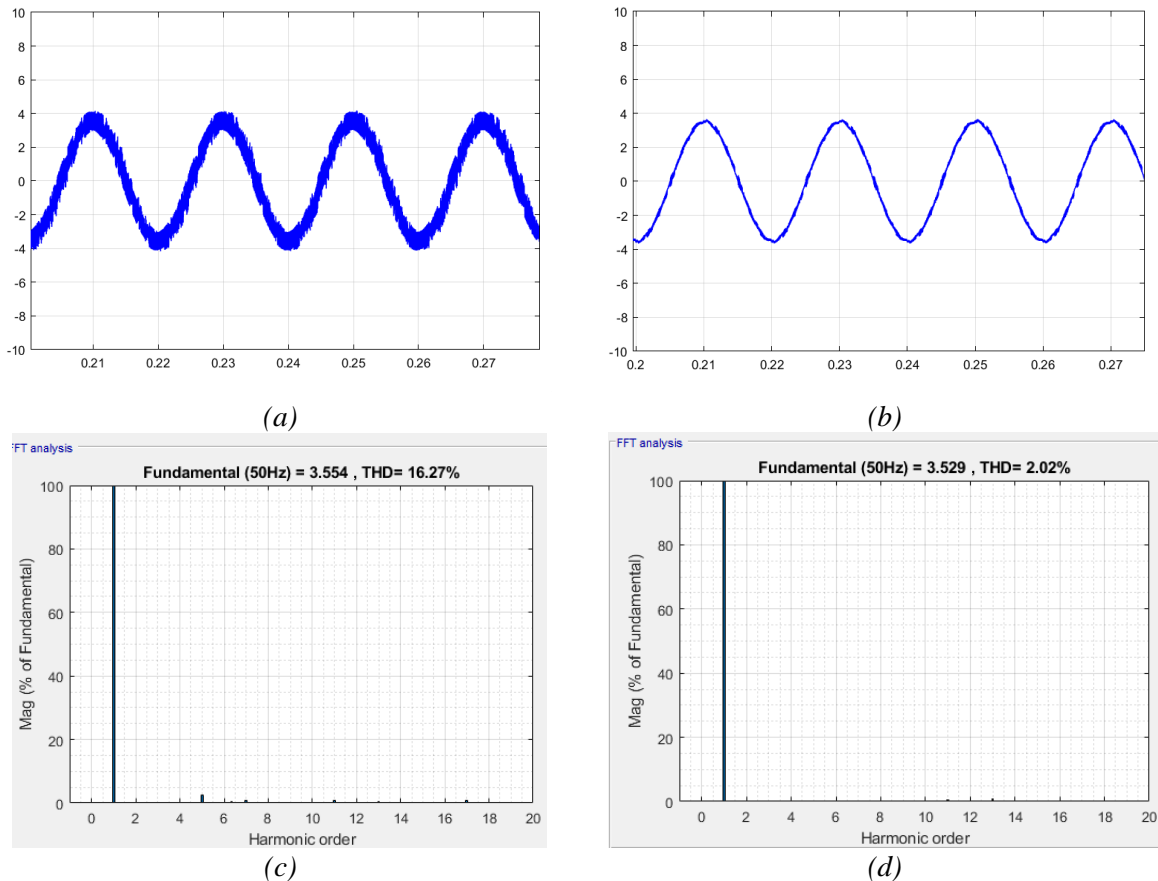


Figura 63 – Evolução temporal da corrente  $i_{ca}$ , gerada pelo filtro ativo de potência paralelo. (a) Utilizando Controlo histerético,  $i_{ca}$  (azul) Ganho  $\times 10$ . (b) Utilizando Controlo preditivo,  $i_{ca}$  (azul) Ganho  $\times 10$ . (c) Espetro de frequência de  $i_{ca}$ , com controlo histerético. (d) Espetro de frequência de  $i_{ca}$ , com controlo preditivo.

Analisando agora a corrente fornecida pela rede,  $i_{sa}$ , representada na Figura 64a e b, verifica-se que ambas as soluções colocam as tensões e as correntes em fase, recordando que correntes ( $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$ ) são idênticas entre si, desfasadas  $120^\circ$  uma vez que o sistema é equilibrado.

No entanto, a forma de onda gerada utilizando controlo preditivo apresenta algumas melhorias relativamente à gerada utilizando controlo histerético. A forma de onda gerada utilizando controlo preditivo apresenta uma menor distorção nas correntes, podendo ser comprovada pelo valor  $THD_i$  da corrente  $i_{sa}$  (Figura 64c e d). Pelo valor de  $THD_i$  da corrente

$i_{sa}$ , respetivamente 4,5% para a onda gerada por controlo histerético e 0,6% para a onda gerada por controlo preditivo.

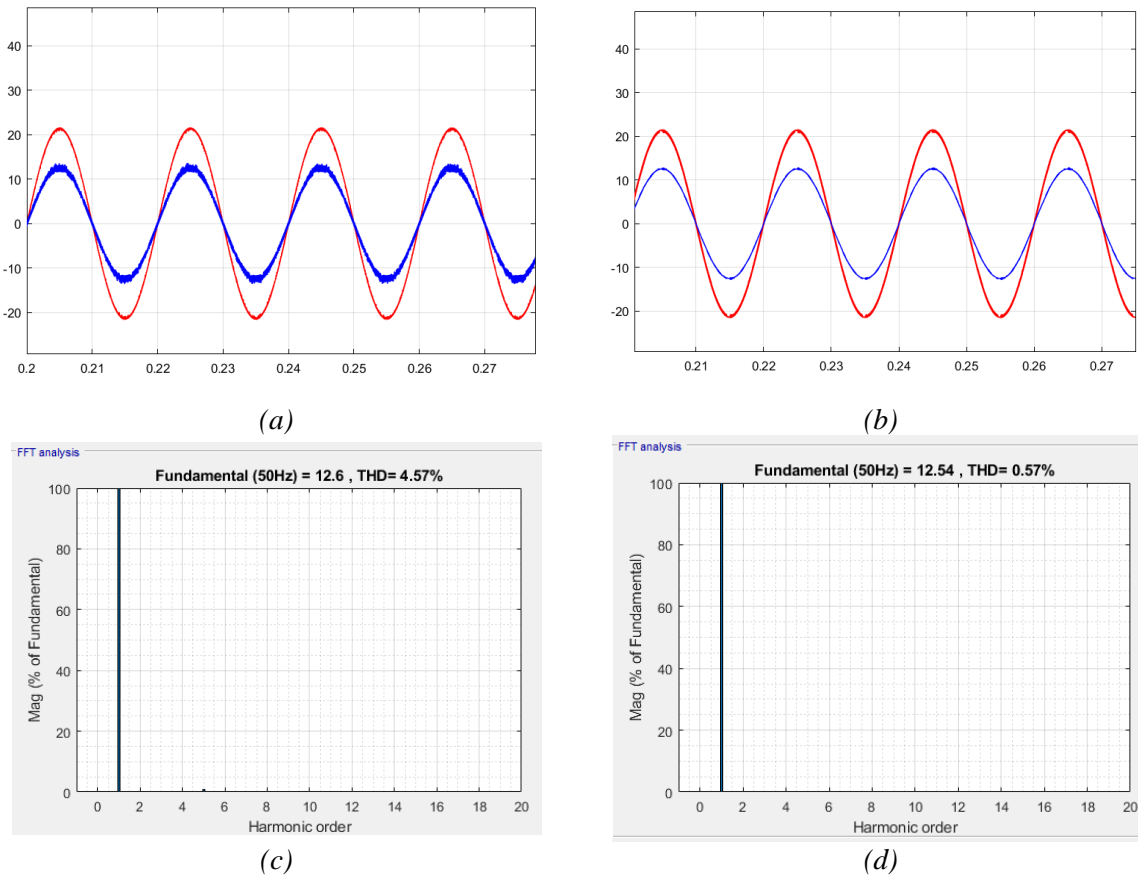
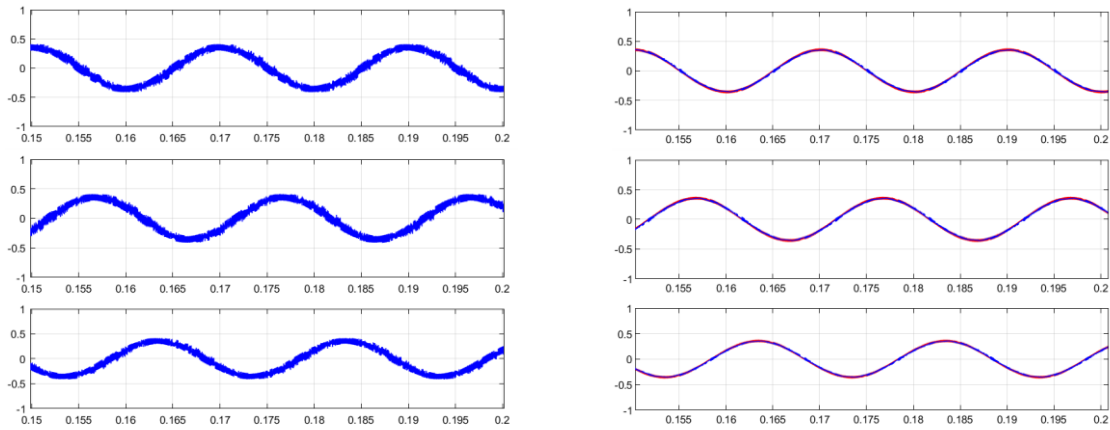


Figura 64 - Evolução temporal da corrente  $i_{sa}$  com filtro de potência ativo em paralelo com o sistema. (a) Utilizando Controlo histerético,  $u_{sa}$  (vermelho),  $i_{sa}$  (azul) Ganho  $\times 10$ . (b) Utilizando Controlo preditivo,  $u_{sa}$  (vermelho),  $i_{sa}$  (azul) Ganho  $\times 10$ . (c) Espetro de frequência de  $i_{sa}$ , com controlo histerético. (d) Espetro de frequência de  $i_{sa}$ , com controlo preditivo.

Analisando a Figura 65a e b é possível comprovar adequadamente a dinâmica do conversor a impor as correntes de mitigação de acordo com uma determinada evolução das correntes de referência ( $i_{caref}$ ,  $i_{cbref}$ ,  $i_{ccref}$ ) utilizando ambas as técnicas de controlo, quer histerético, quer preditivo. Estas correntes geradas ( $i_{ca}$ ,  $i_c$ ,  $i_{cc}$ ) sobrepõem-se às referências ( $i_{caref}$ ,  $i_{cbref}$ ,  $i_{ccref}$ ) na Figura 65.

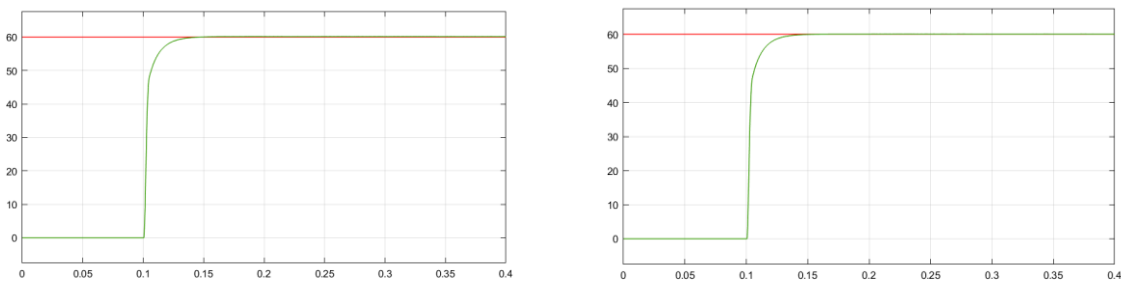


(a)

(b)

Figura 65 - Evolução temporal da corrente  $i_{ca}$ ,  $i_{cb}$ ,  $i_{cc}$  gerada pelo filtro ativo de potência paralelo. (a) Utilizando Controlo histerético, fase a, primeiro “scope”  $i_{ceref}$  (vermelho),  $i_{ca}$  (azul); fase b, segundo “scope”  $i_{cbref}$  (vermelho),  $i_{cb}$  (azul); fase c, terceiro “scope”  $i_{ccref}$  (vermelho),  $i_{cc}$  (azul). (b) Utilizando Controlo preditivo, fase a, primeiro “scope”  $i_{ceref}$  (vermelho),  $i_{ca}$  (azul); fase b, segundo “scope”  $i_{cbref}$  (vermelho),  $i_{cb}$  (azul); fase c, terceiro “scope”  $i_{ccref}$  (vermelho),  $i_{cc}$  (azul).

Na Figura 66a e b é possível observar a resposta da solução de controlo da tensão do condensador do filtro, em função da sua referência. Em ambos os casos apresentam um bom desempenho dinâmico e acompanham a referência, mantendo-se estáveis e com erro estacionário nulo.



(a)

(b)

Figura 66 – Controlo da tensão no condensador do filtro. Evolução temporal da tensão de referência  $u_{dcref}$  (vermelho) e tensão obtida  $u_{dc}$  (verde): (a) Controlo histerético; (b) Controlo preditivo.

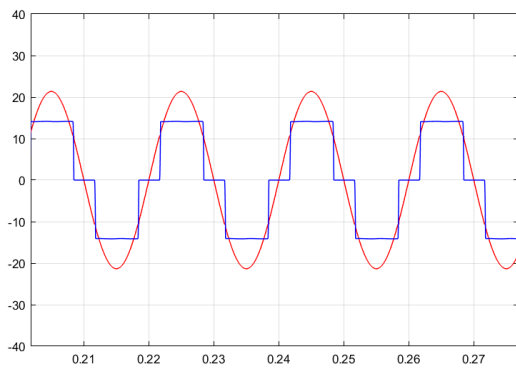
### 4.3. Carga Não Linear RL Equilibrada

#### 4.3.1. Simulação sem atuação do filtro ativo de potência paralelo

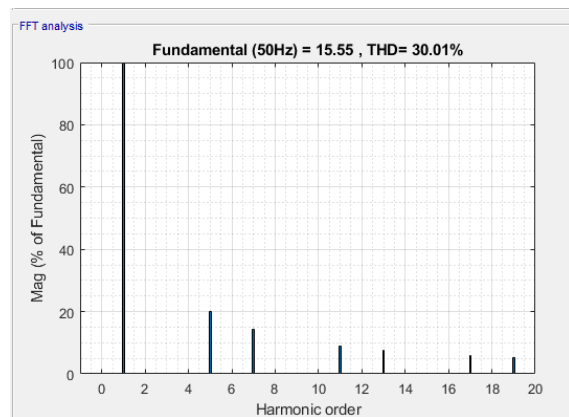
Na simulação numérica em que se considerou uma carga não linear RL, o a consequência que esta provoca em termos de qualidade de energia elétrica pode ser verificada na Figura 67a.

É notório o conteúdo harmónico que a sua onda de corrente apresenta, com especial contribuição na harmónica de 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> ordem, visíveis no espetro da Figura 67b.

A corrente fornecida pela rede,  $i_{sa}$ , que neste caso é idêntica à corrente absorvida pela carga,  $i_{la}$ .



(a)



(b)

Figura 67 - Simulação sem filtro de potência ativo em paralelo com o sistema: (a) evolução temporal da tensão simples  $u_{sa}$  (vermelho) e da corrente  $i_{sa} = i_{la}$  (azul, com ganho  $\times 10$ ); (b) espetro de frequência de  $i_{sa} = i_{la}$ .

4.3.2. Simulação com atuação do filtro ativo de potência paralelo

O filtro ativo de potência paralelo ao entrar em funcionamento, fica em paralelo com a carga, e a corrente  $i_{la}$  deixa de ser idêntica à  $i_{sa}$ . No entanto, uma vez que a finalidade do filtro é atuar na corrente do lado da carga,  $i_{sa}$ , a corrente  $i_{la}$  não sofre qualquer alteração ao seu estado anterior, conforme se pode verificar na Figura 68.

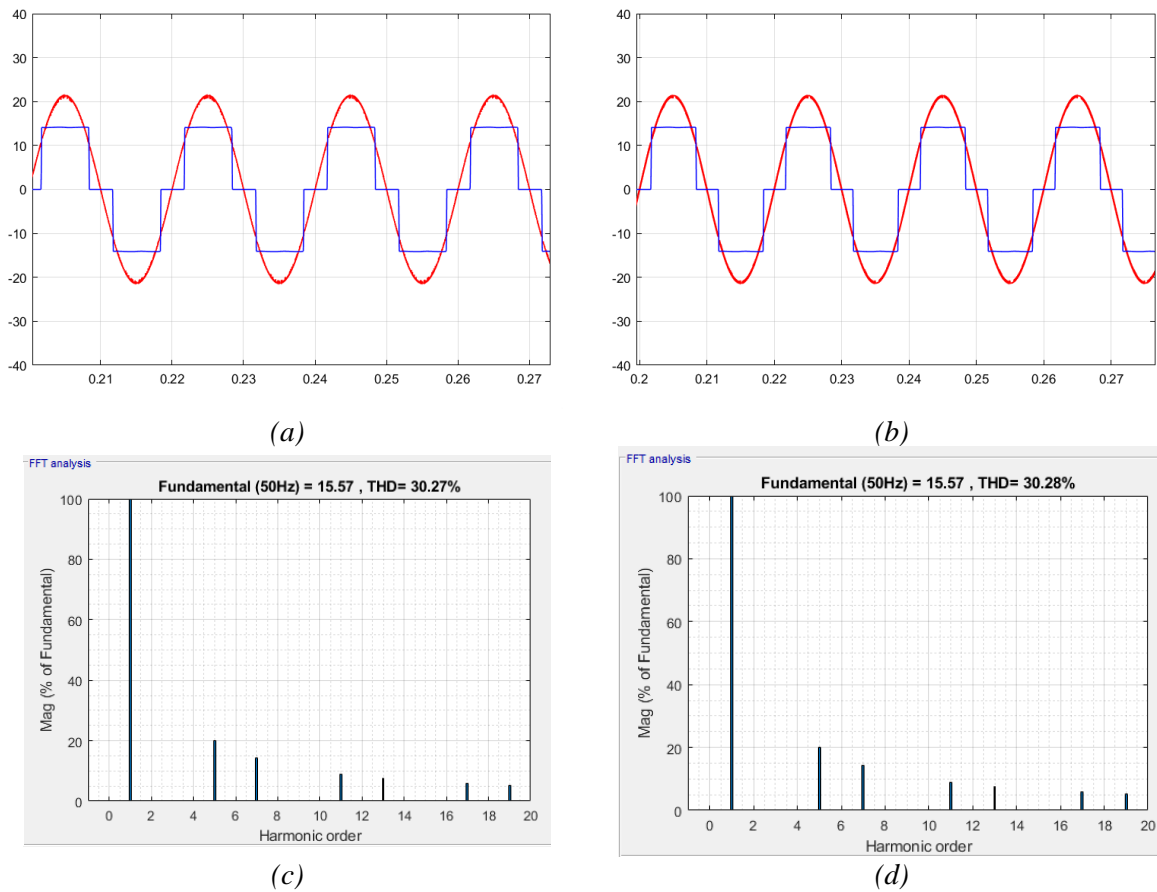


Figura 68 - Evolução temporal da corrente  $i_{la}$  com filtro de potência ativo em paralelo com o sistema. (a) Utilizando Controlo histerético,  $u_{sa}$  (vermelho),  $i_{la}$  (azul) Ganho  $\times 10$ . (b) Utilizando Controlo preditivo,  $u_{sa}$  (vermelho),  $i_{la}$  (azul) Ganho  $\times 10$ . (c) Espectro de frequência de  $i_{la}$ , com controlo histerético. (d) Espectro de frequência de  $i_{la}$ , com controlo preditivo.

Uma vez que se trata de uma carga não linear, apresenta uma taxa de distorção harmónica nas correntes, aproximadamente na ordem dos 30%, como se pode verificar na Figura 68c e d. O filtro irá gerar uma onda de corrente que tem como finalidade anular o conteúdo harmónico existente em  $i_{la}$ ,  $i_{lb}$  e  $i_{lc}$ , garantido que este não chega à rede. Irá ainda garantir que a onda de corrente fica em fase com a onda de tensão, garantido fator de potência unitário.

Uma vez que a corrente  $i_{ia}$  apresenta um forte conteúdo harmónico de 5ª e 7ª ordem, seria de esperar que a onda de corrente gerada pelo filtro, Figura 69a e b apresentasse maioritariamente contribuição de harmónicas de 5ª e 7ª ordem. Conforme se pode verificar na Figura 69c e d é precisamente o que acontece. No entanto, a onda gerada pelo controlo preditivo apresenta uma taxa de distorção harmónica superior, 944% contra os 863% gerados pelo controlo preditivo.

As correntes geradas ( $i_{ca}$ ,  $i_{cb}$ ,  $i_{cc}$ ) são idênticas entre si, desfasadas 120° uma vez que o sistema é equilibrado.

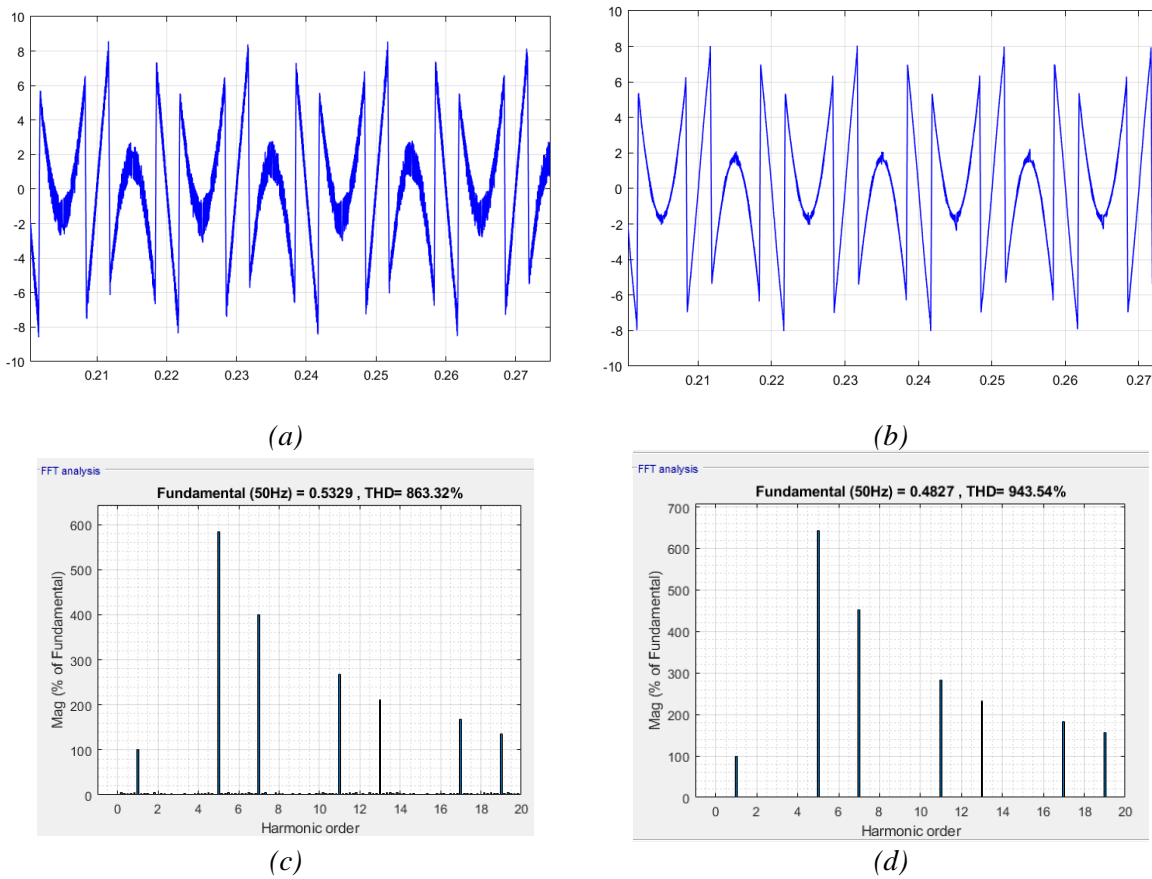


Figura 69 - Evolução temporal da corrente  $i_{ca}$ , gerada pelo filtro ativo de potência paralelo. (a) Utilizando Controlo histerético,  $i_{ca}$  (azul) Ganho x10. (b) Utilizando Controlo preditivo,  $i_{ca}$  (azul) Ganho x10. (c) Espetro de frequência de  $i_{ca}$ , com controlo histerético. (d) Espetro de frequência de  $i_{ca}$ , com controlo preditivo

A corrente  $i_{sa}$  (idêntica a  $i_{sb}$  e  $i_{sc}$ , desfasadas de 120°), representada na Figura 70, apresenta um conteúdo harmónico bastante mais reduzido, quando comparada com  $i_{ia}$ , ou  $i_{sa}$  antes da entrada do filtro no sistema. As ondas de corrente encontram-se igualmente em fase com a onda de tensão, em ambas as situações.

É notório uma melhoria significativa na utilização do controlo preditivo em termos de distorção harmónica, com um  $THD_i$  de 6%, quando a solução utilizando o controlo histerético apresenta um  $THD_i$  de cerca de 7,5%

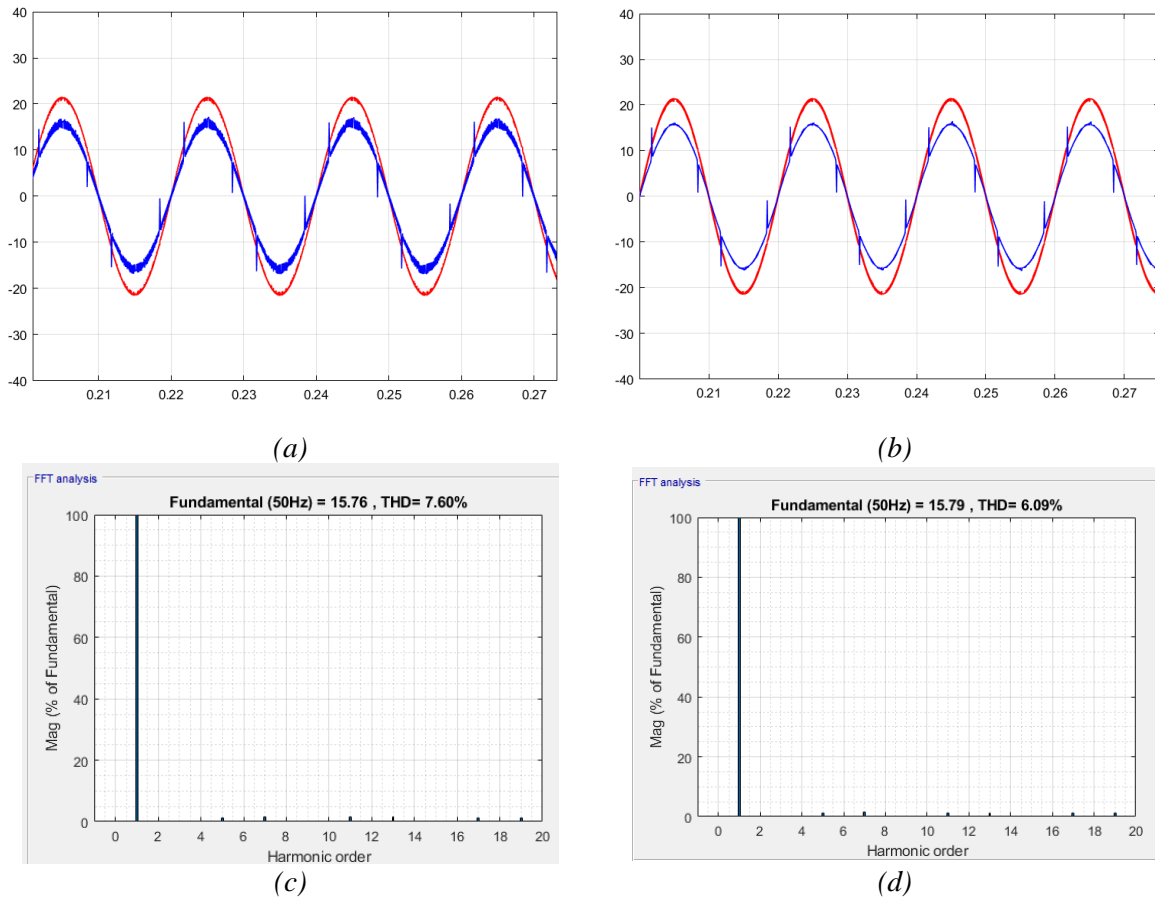
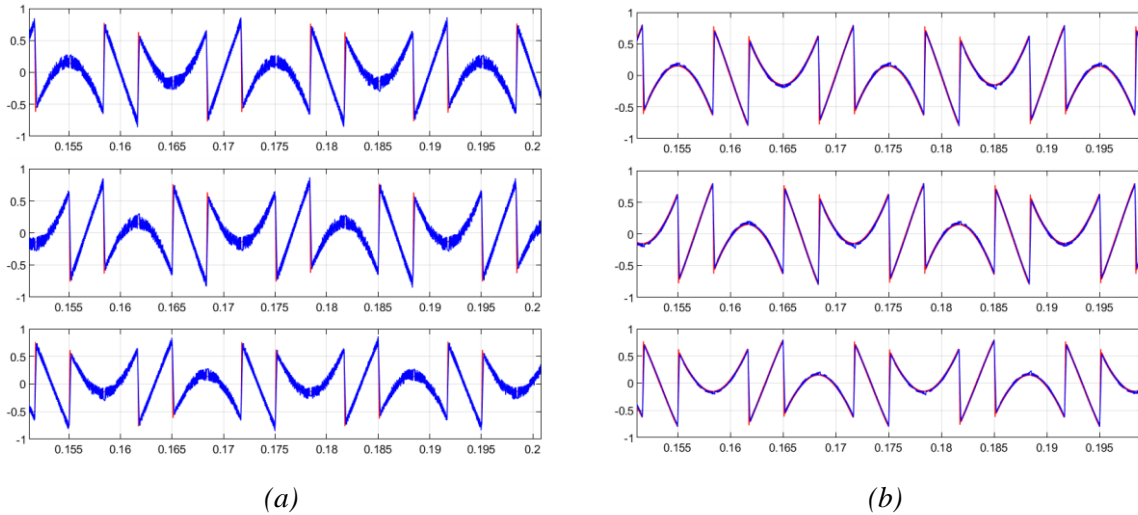


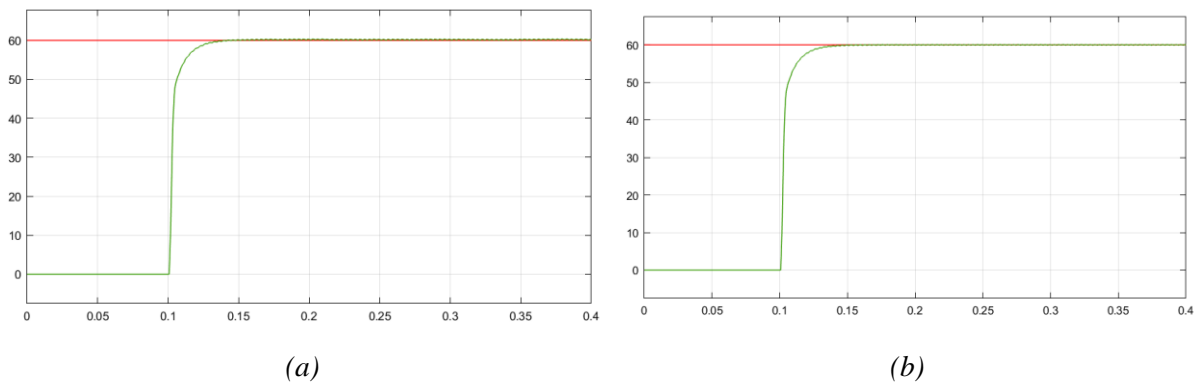
Figura 70 - Evolução temporal da corrente  $i_{sa}$  com filtro de potência ativo em paralelo com o sistema. (a) Utilizando Controlo histerético,  $u_{sa}$  (vermelho),  $i_{sa}$  (azul) Ganho  $\times 10$ . (b) Utilizando Controlo preditivo,  $u_{sa}$  (vermelho),  $i_{sa}$  (azul) Ganho  $\times 10$ . (c) Espetro de frequência de  $i_{sa}$ , com controlo histerético. (d) Espetro de frequência de  $i_{sa}$ , com controlo preditivo.

Analisando a Figura 71a e b é possível comprovar que o conversor a impõe as correntes de compensação de acordo com uma determinada evolução das correntes de referência ( $i_{caref}$ ,  $i_{cbref}$ ,  $i_{ccref}$ ) utilizando ambas as técnicas de controlo, quer histerético, quer preditivo. Estas correntes geradas ( $i_{ca}$ ,  $i_c$ ,  $i_{cc}$ ) sobrepõem-se às referências ( $i_{caref}$ ,  $i_{cbref}$ ,  $i_{ccref}$ ) na Figura 71.



(a) (b)  
 Figura 71 - Evolução temporal da corrente  $i_{ca}$ ,  $i_{cb}$ ,  $i_{cc}$  gerada pelo filtro ativo de potência paralelo. (a) Utilizando Controlo histerético, fase a, primeiro “scope”  $i_{caref}$  (vermelho),  $i_{ca}$  (azul); fase b, segundo “scope”  $i_{cbref}$  (vermelho),  $i_{cb}$  (azul); fase c, terceiro “scope”  $i_{ccref}$  (vermelho),  $i_{cc}$  (azul). (b) Utilizando Controlo preditivo, fase a, primeiro “scope”  $i_{caref}$  (vermelho),  $i_{ca}$  (azul); fase b, segundo “scope”  $i_{cbref}$  (vermelho),  $i_{cb}$  (azul); fase c, terceiro “scope”  $i_{ccref}$  (vermelho),  $i_{cc}$  (azul).

Na Figura 72a e b é possível observar a resposta da solução de controlo da tensão do condensador do filtro, em função da sua referência, em ambos os casos apresentam um bom desempenho dinâmico e acompanham a referência, mantendo-se estáveis e com erro estacionário nulo.



(a) (b)  
 Figura 72 - Controlo da tensão no condensador do filtro. Evolução temporal da tensão de referência  $u_{dcref}$  (vermelho) e tensão obtida  $u_{dc}$  (verde): (a) Controlo histerético; (b) Controlo preditivo.

## 4.4. Carga Não Linear RC Equilibrada

### 4.4.1. Simulação sem atuação do filtro ativo de potência paralelo

Na simulação numérica em se considerou uma carga não linear RC, o impacto que esta causa em termos de qualidade de energia elétrica pode ser verificada na Figura 73a e b.

É notório o conteúdo harmónico que a sua onda de corrente apresenta, com especial incidência na harmónica de 5ª e 7ª ordem, visíveis no espetro da Figura 73c e d. Este é superior em termos de taxa de distorção harmónica quando comparada com a forma de onda da carga do tipo não linear RL.

A corrente fornecida pela rede,  $i_{sa}$ , que neste caso é idêntica à corrente absorvida pela carga,

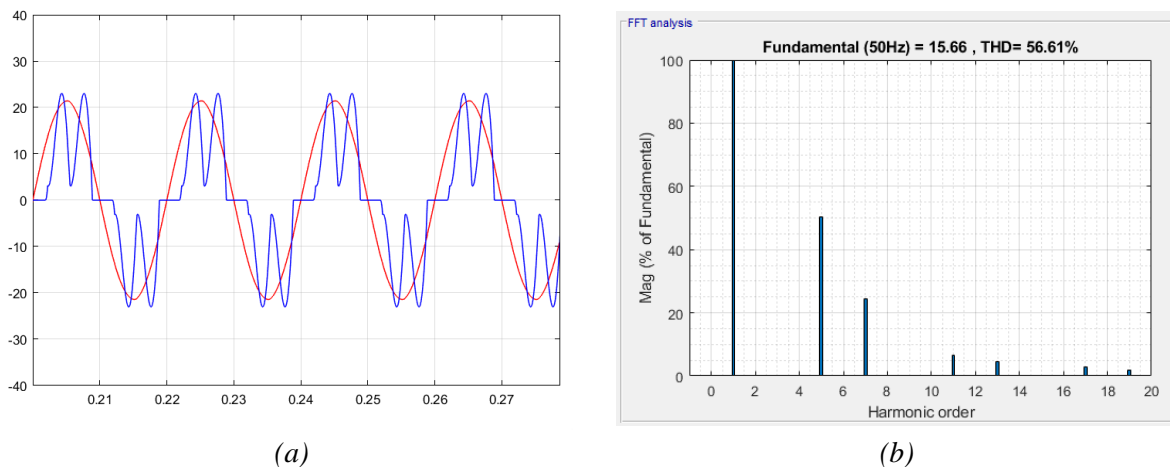


Figura 73 - Simulação sem filtro de potência ativo em paralelo com o sistema: (a) evolução temporal da tensão simples  $u_{sa}$  (vermelho) e da corrente  $i_{sa} = i_{la}$  (azul, com ganho  $\times 10$ ); (b) espetro de frequência de  $i_{sa} = i_{la}$ .

#### 4.4.2. Simulação com atuação do filtro ativo de potência paralelo

O filtro ativo de potência paralelo ao entrar em funcionamento, fica em paralelo com o sistema, e a corrente  $i_{la}$  deixa de ser idêntica à  $i_{sa}$ . Na Figura 74 é possível visualizar as suas evoluções temporais, tal como os seus respetivos espectros. Estes espectros são idênticos, quer utilizando o controlo histerético, quer utilizando o controlo preditivo uma vez que o filtro não tem como finalidade atuar nestas correntes.

À semelhança do caso anterior, trata-se de uma carga não linear, também com uma elevada taxa de distorção harmónica nas correntes, mas desta vez com cerca do dobro do valor da forma de onda do caso anterior, como se pode verificar.

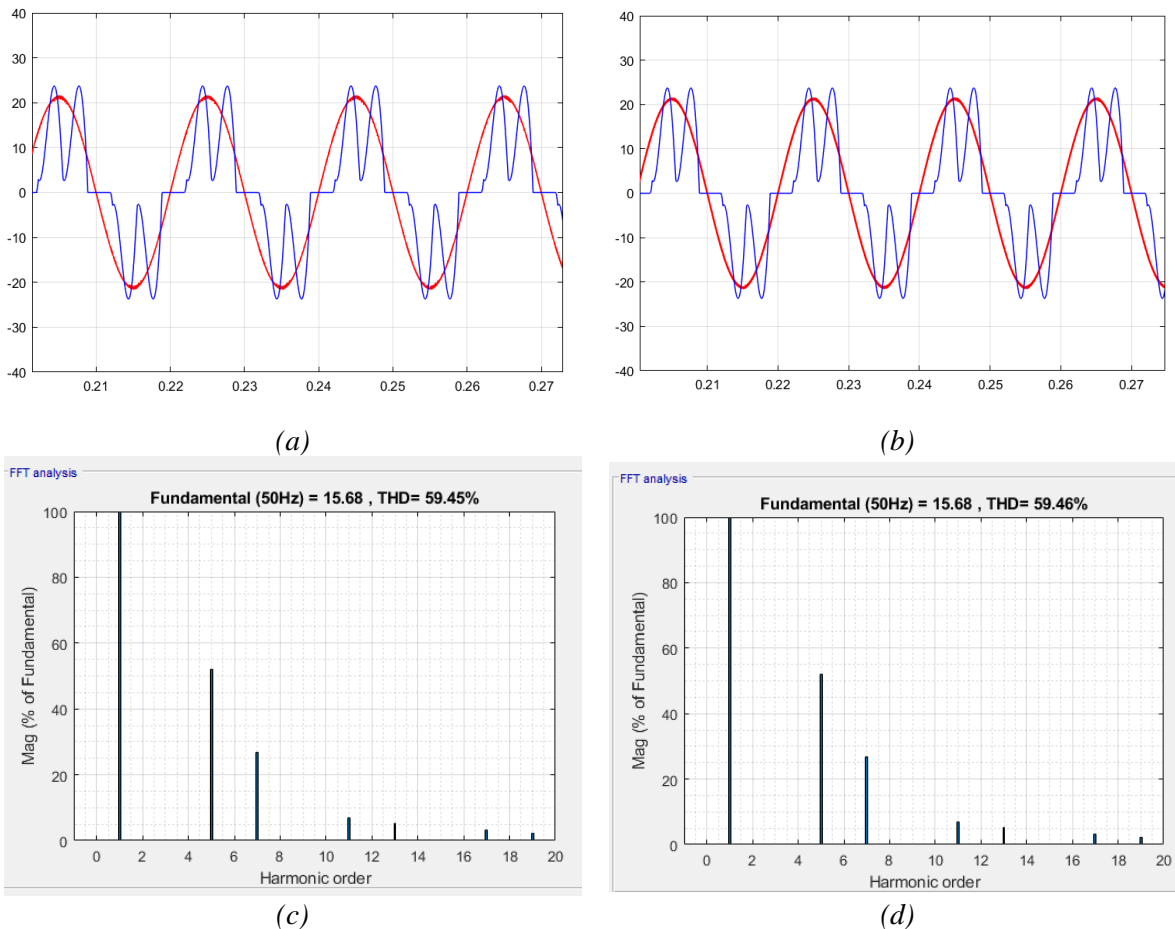


Figura 74 - Evolução temporal da corrente  $i_{la}$  com filtro de potência ativo em paralelo com o sistema. (a) Utilizando Controlo histerético,  $u_{sa}$  (vermelho),  $i_{la}$  (azul) Ganho  $\times 10$ . (b) Utilizando Controlo preditivo,  $u_{sa}$  (vermelho),  $i_{la}$  (azul) Ganho  $\times 10$ . (c) Espectro de frequência de  $i_{la}$ , com controlo histerético. (d) Espectro de frequência de  $i_{la}$ , com controlo preditivo.

Perante este cenário o filtro irá gerar uma onda de corrente que tem como finalidade anular o conteúdo harmónico e garantir que  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  e  $i_{sc}$  apresentem com conteúdo harmónico bastante inferior e colocar a onda de corrente em fase com a onda de tensão, garantido fator de potência unitário.

Na Figura 75 é possível visualizar as evoluções temporais das formas de onda geradas pelo filtro no cenário atual, perante uma carga RC, e os seus respetivos espetros.

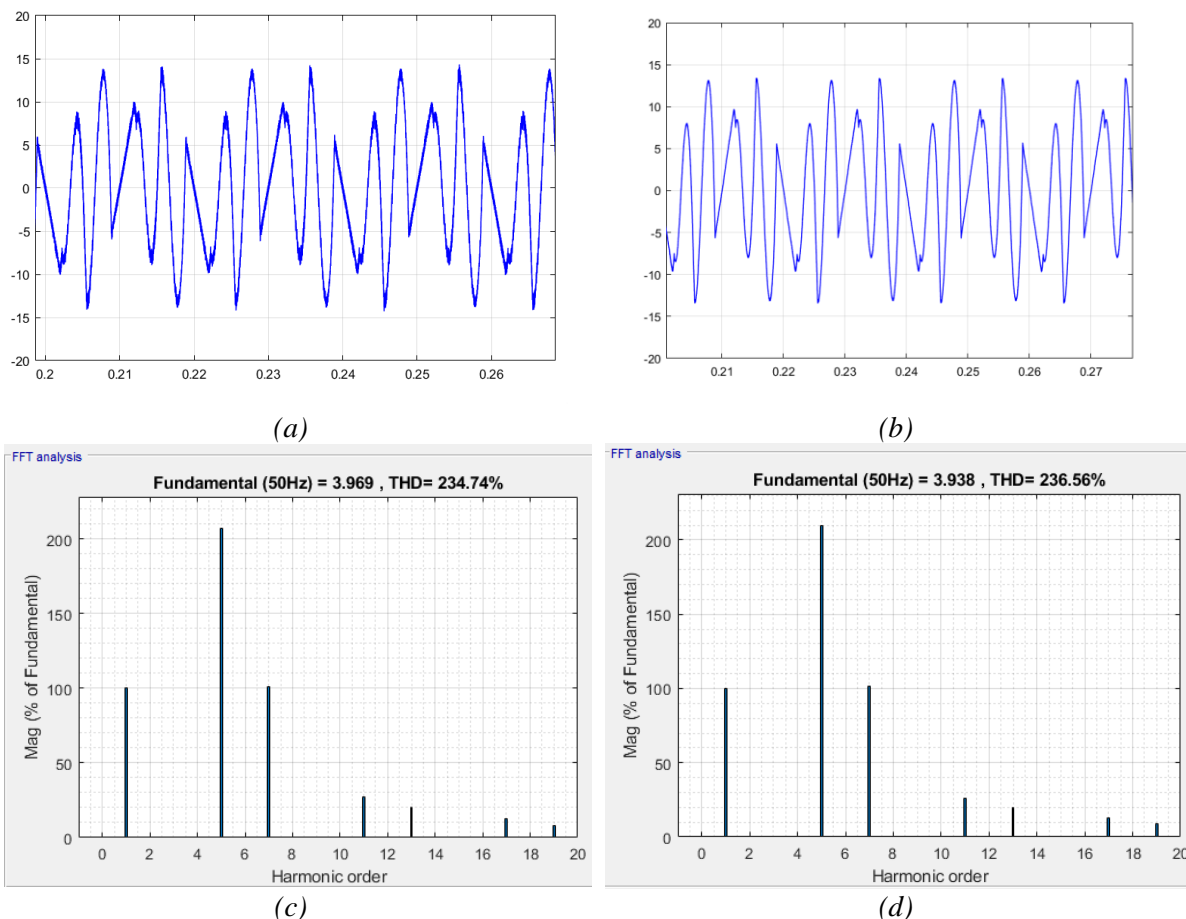


Figura 75 - Evolução temporal da corrente  $i_{ca}$ , gerada pelo filtro ativo de potência paralelo. (a) Utilizando Controlo histerético,  $i_{ca}$  (azul) Ganho  $\times 10$ . (b) Utilizando Controlo preditivo,  $i_{ca}$  (azul) Ganho  $\times 10$ . (c) Espetro de frequência de  $i_{ca}$ , com controlo histerético. (d) Espetro de frequência de  $i_{ca}$ , com controlo preditivo

Após a ação do filtro, a corrente  $i_{sa}$  representada na Figura 76 apresenta um conteúdo harmónico bastante mais reduzido, quando comparada com  $i_{la}$ , ou  $i_{sa}$  antes da entrada do filtro no sistema. As ondas de corrente encontram-se igualmente em fase com a onda de tensão, em ambas as situações.

Em termos de distorção harmónica é bastante significativa a melhoria, passando de um  $THD_i$  de cerca de 60% para 4,5%, no caso do controlo histerético, e cerca de 3% utilizando o controlo preditivo.

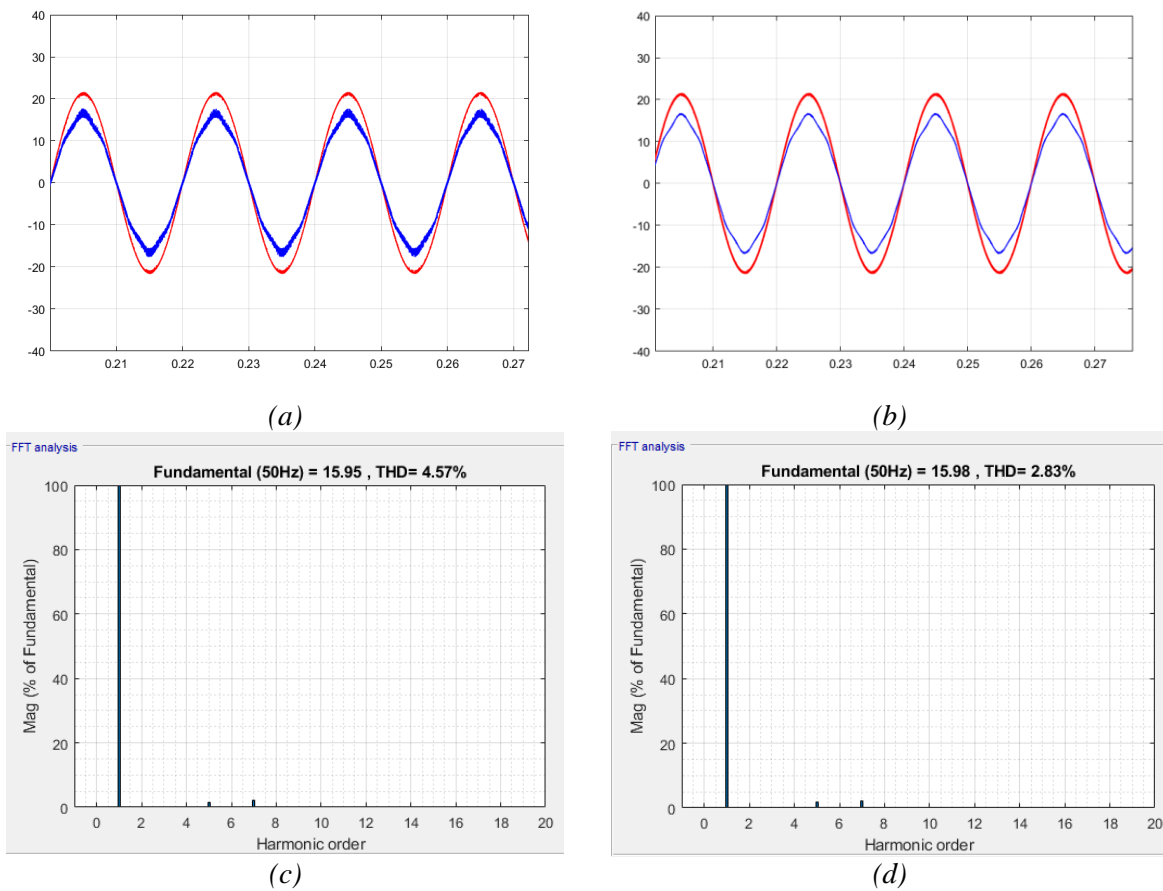


Figura 76 - Evolução temporal da corrente  $i_{sa}$  com filtro de potência ativo em paralelo com o sistema. (a) Utilizando Controlo histerético,  $u_{sa}$  (vermelho),  $i_{sa}$  (azul) Ganho  $\times 10$ . (b) Utilizando Controlo preditivo,  $u_{sa}$  (vermelho),  $i_{sa}$  (azul) Ganho  $\times 10$ . (c) Espetro de frequência de  $i_{sa}$  com controlo histerético. (d) Espetro de frequência de  $i_{sa}$ , com controlo preditivo.

À semelhança dos cenários anteriores, com a carga linear RL e não linear RL, na Figura 77 é possível verificar que o controlador apresenta um bom desempenho a impor as correntes de referência ( $i_{caref}$ ,  $i_{cbref}$ ,  $i_{ccref}$ ) utilizando ambas as técnicas de controlo, quer histerético, quer preditivo. Estas correntes geradas ( $i_{ca}$ ,  $i_c$ ,  $i_{cc}$ ) sobrepõem-se às referências ( $i_{caref}$ ,  $i_{cbref}$ ,  $i_{ccref}$ ) na Figura 77.

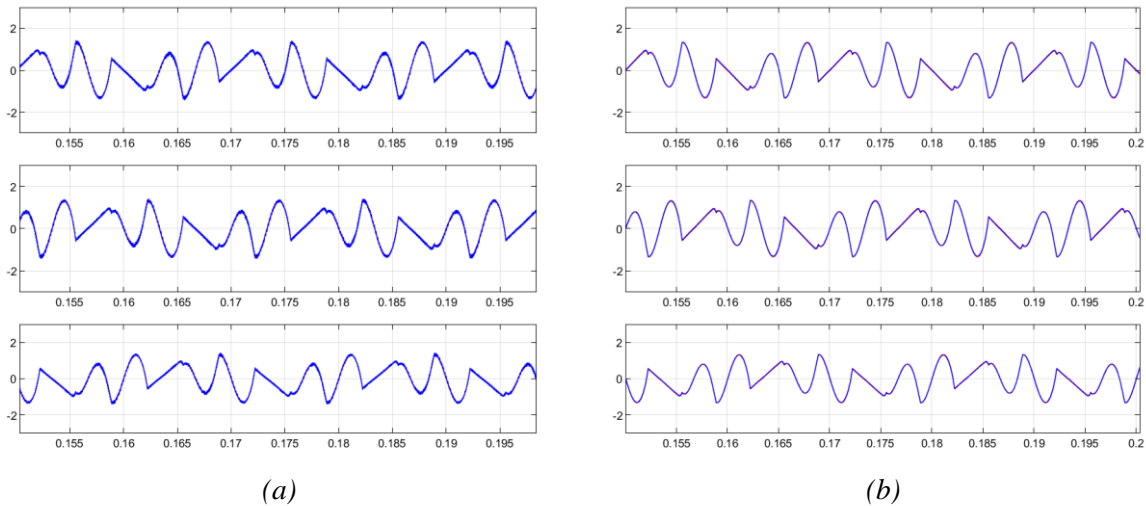


Figura 77 - Evolução temporal da corrente  $i_{ca}$ ,  $i_{cb}$ ,  $i_{cc}$  gerada pelo filtro ativo de potência paralelo. (a) Utilizando Controlo histerético, fase a, primeiro “scope”  $i_{caref}$  (vermelho),  $i_{ca}$  (azul); fase b, segundo “scope”  $i_{cbref}$  (vermelho),  $i_{cb}$  (azul); fase c, terceiro “scope”  $i_{ccref}$  (vermelho),  $i_{cc}$  (azul). (b) Utilizando Controlo preditivo, fase a, primeiro “scope”  $i_{caref}$  (vermelho),  $i_{ca}$  (azul); fase b, segundo “scope”  $i_{cbref}$  (vermelho),  $i_{cb}$  (azul); fase c, terceiro “scope”  $i_{ccref}$  (vermelho),  $i_{cc}$  (azul).

Na Figura 78a e b é possível observar a resposta da solução de controlo da tensão do condensador do filtro, em função da sua referência, em ambos os casos apresentam um bom desempenho dinâmico e acompanham a referência, mantendo-se estáveis e com erro estacionário nulo.

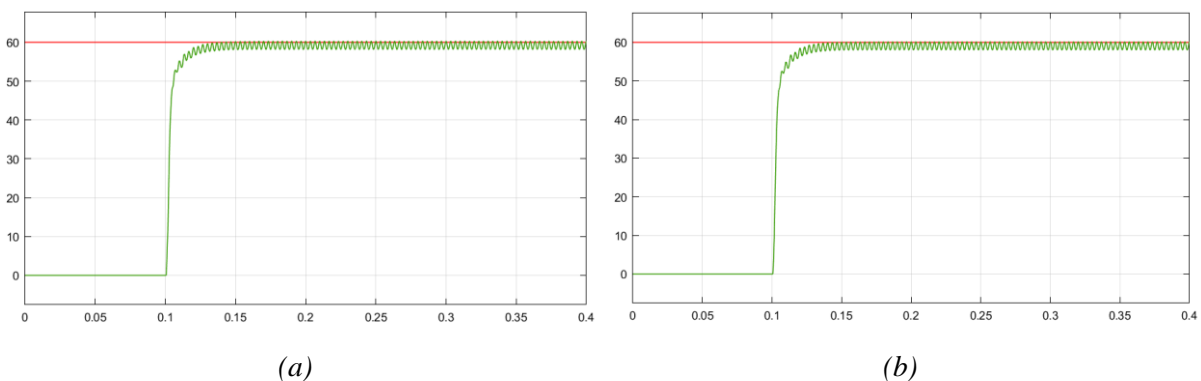


Figura 78 - Controlo da tensão no condensador do filtro. Evolução temporal da tensão de referência  $u_{dcref}$  (vermelho) e tensão obtida  $u_{dc}$  (verde): (a) Controlo histerético; (b) Controlo preditivo.

## 5. Trabalho Experimental

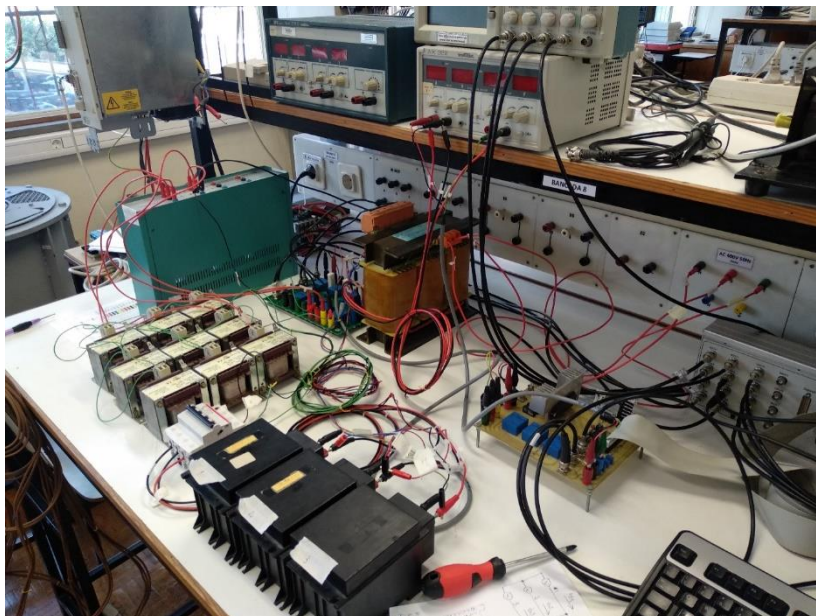
### 5.1. Introdução

De forma a validar experimentalmente os resultados obtidos via simulação numérica foi implementado em laboratório um protótipo experimental, conforme a Figura 79.

Este protótipo, pretende implementar o sistema presente na Figura 41 e Figura 44. Para isso será utilizado um transformador redutor ( $380V_{ac}/25V_{ac}$ ), um ondulator de tensão trifásico, que em conjunto com três indutâncias RL permitem realizar o controlo das correntes de compensação (constituindo o filtro ativo de potência paralelo).

Todo o material utilizado para a construção deste protótipo encontrava-se disponível no Laboratório de Electrónica Industrial do Departamento de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação (DEEEA).

Será ainda utilizado um banco de resistências de potência, seis indutâncias, permitindo o ensaio de uma carga linear RL. A carga não linear, será constituída por um retificador trifásico em ponte não controlado, com ligação na sua saída de uma resistência em série com uma indutância (RL) ou a resistência em paralelo com um condensador (R//C).



*Figura 79 - Protótipo experimental do filtro ativo de potência paralelo.*

Para o comando e controlo será utilizado o controlador digital de sinal (DSP) do fabricante *dSPACE* que será programado e controlado com recurso ao software *Matlab/Simulink*.

Na Figura 80 encontra-se fotografia do transformador de potência utilizado para simular a rede neste protótipo experimental. Este apresenta as mesmas características consideradas na simulação numérica (Figura 45 e Figura 46). A simulação numérica teve em consideração o fator de correção 400/380. Este transformador apresenta como relação de transformação 380/25, uma vez que a tensão da rede é atualmente 400V, é necessário corrigir o valor do secundário deste.

De forma a ser possível obter as correntes  $i_{ca}$ ,  $i_{cb}$ ,  $i_{cc}$ , a partir das referências  $i_{ca}^*$ ,  $i_{cb}^*$ ,  $i_{cc}^*$ , calculadas pelo controlador, seja por controlo histerético ou preditivo, recorreu-se ao ondulator de tensão representado na Figura 81. Este módulo com o ondulator de tensão contém ainda um condensador, de valor representado na Tabela 10, tal como transdutores de corrente. Estes irão amostrar as correntes  $i_{ca}$ ,  $i_{cb}$ ,  $i_{cc}$ , necessárias para o *dSPACE*, permitindo ao controlador, implementado em *Matlab/Simulink* efetuar a comparação destas correntes com as suas referências,  $i_{caref}$ ,  $i_{cbref}$ ,  $i_{ccref}$ . Os dispositivos semicondutores irão então ser controlados pelo controlador implementado em *Matlab/Simulink* via *dSPACE*, e efetuar as comutações necessárias de forma a gerar a forma de onda pretendida.

Os transdutores de corrente e os circuitos de guiamento (“*drivers*”), das gates dos semicondutores de potência do ondulator de tensão, são alimentados com tensões de  $\pm 15V$ , recorrendo a uma fonte de bancada, Figura 82.

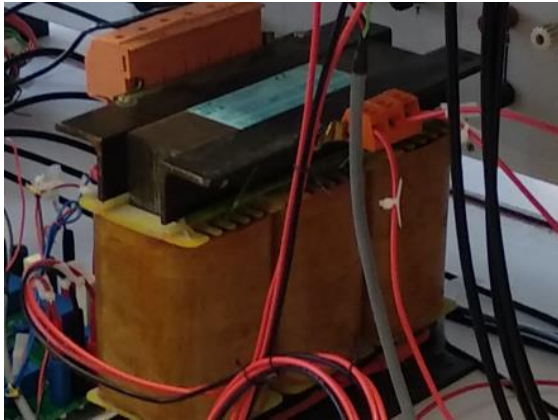


Figura 80 – Transformador redutor (fabricante Officel).

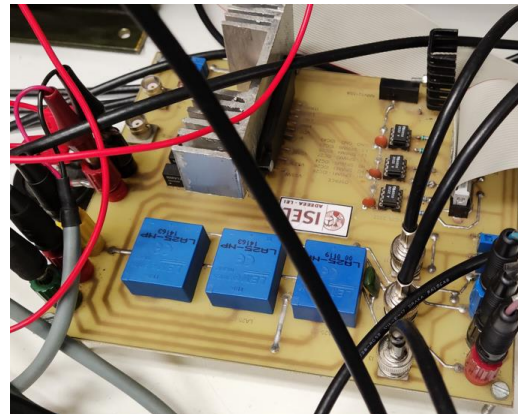


Figura 81 - Ondulador de tensão trifásico.



Figura 82 - Fonte de bancada (fabricante Metrix, modelo AX 322).

De forma a ser possível impor as correntes pretendidas, o filtro utiliza a jusante da rede uma carga, conhecida, do tipo RL,  $R_{ca}$  e  $L_{ca}$ . As cargas utilizadas neste protótipo experimental, estão representadas na Figura 83, tal como o disjuntor, na Figura 84, utilizado como interruptor para permitir colocar o filtro ativo de potência paralelo em paralelo com a rede.

Esta é representada na simulação numérica, na Figura 58, e os seus valores na Tabela 12. Estes valores são idênticos tanto em simulação numérica e experimental.



Figura 83 – Cargas RL.

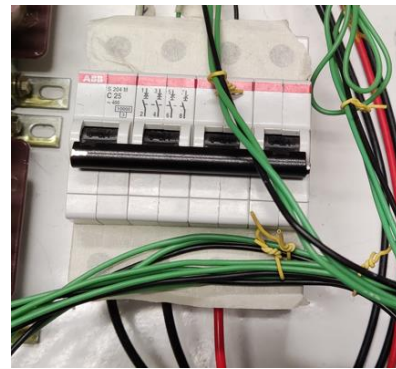
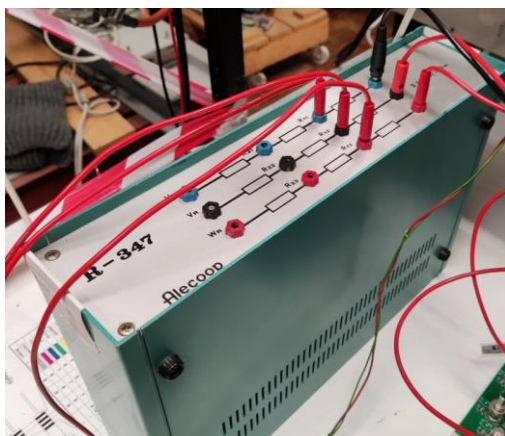


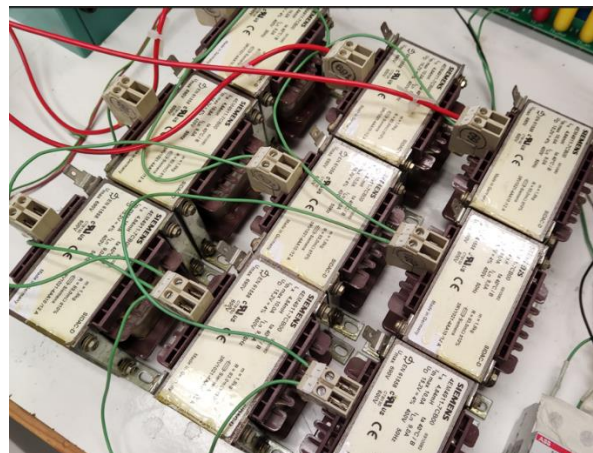
Figura 84 -Disjuntor (fabricante ABB).

O filtro será testado, à semelhança do efetuado em simulação numérica, com três cenários de cargas diferentes. Desta forma, o desempenho do filtro será testado num cenário de uma carga linear trifásica equilibrada e de carga não linear trifásica equilibrada. A carga linear trifásica é constituída por resistências de potência em série com indutâncias (RL). A carga não linear, é constituída por um retificador trifásico em ponte não controlado, com ligação na sua saída de uma resistência em série com uma indutância (RL) ou a resistência em paralelo com um condensador (R//C).

À semelhança do modelo utilizado na simulação numérica, a carga linear é constituída apenas por um elemento resistivo,  $R_{linear}$ , e elemento indutivo,  $L_{linear}$ . Os elementos a utilizar encontram-se na Figura 85, e estão representados em simulação numérica na Figura 48. Estes possuem valores iguais aos utilizados em simulação numérica, e encontram-se na Tabela 9.



(a)



(b)

Figura 85 – Constituição da carga linear RL. (a) Resistências de potência. (b) Indutâncias (fabricante SIEMENS).

Relativamente às cargas não lineares serão utilizados três elementos, um resistivo,  $R$ , um indutivo,  $L$ , e um capacitivo,  $C$ . Foi ainda utilizado um retificador trifásico em ponte, não controlado, habitualmente utilizado em cargas não lineares. Estes elementos estão representados em fotografia na Figura 86.

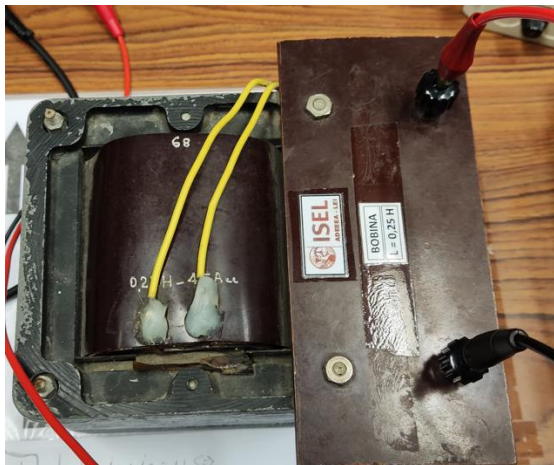
Estas cargas não lineares foram igualmente utilizadas na simulação numérica e encontram-se representadas na Figura 49 e na Figura 50. À semelhança dos outros elementos, os valores destes elementos são iguais aos considerados para as simulações numéricas, e encontram-se na Tabela 9.



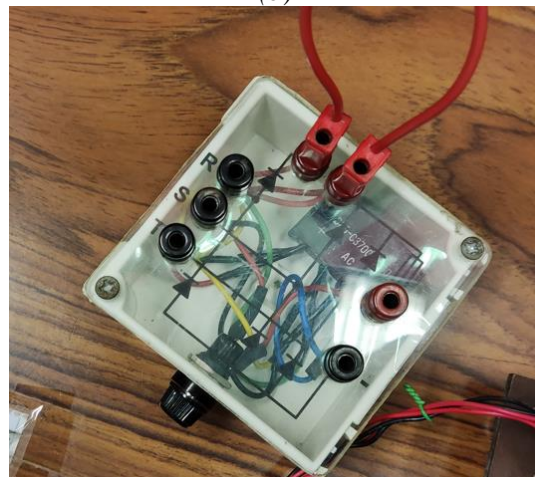
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 86 – Carga não linear RL e R/C. (a) Resistência de potência; (b) Condensador eletrolítico. (c) Indutância. (d) Retificador trifásico em ponte não controlado.

Por forma a amostrar as correntes e tensões necessárias ao funcionamento do filtro ativo de potência paralelo, foi utilizado um módulo com transdutores de corrente e tensão Figura 87, para obter as tensões do sistema,  $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$  e  $u_{sc}$ , tal como as correntes  $i_{la}$ ,  $i_{lb}$  e  $i_{lc}$ . Estas tensões e correntes são necessárias para a estratégia de controlo (Figura 43). Este módulo é alimentado com tensões de  $\pm 15V$ , recorrendo a uma fonte de bancada, Figura 82.

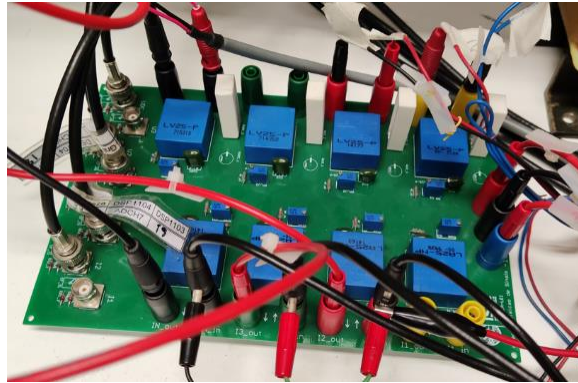


Figura 87 – Módulo utilizado para amostragem das correntes e tensões.

Como referido anteriormente, de forma a controlar o ondulator de tensão, Figura 81, recorreu-se ao controlador digital de sinal (DSP), modelo 1104, do fabricante *dSPACE*, Figura 88, de forma a efetuar a interface com o hardware, uma vez que este permite de uma forma bastante simplificada a implementação da programação efetuada no software em *Matlab/Simulink*, permitindo alternar entre controlo histerético e preditivo de uma forma bastante rápida. Na Figura 90 e Figura 91 são apresentados os subsistemas e blocos construídos em *Matlab/Simulink* para a programação do controlador digital de sinal (DSP) *Simulink*. Os blocos pertencem a bibliotecas do *Simulink* e alguns são específicos do *dSPACE*. Com este processo são realizados os cálculos das referências de corrente. Estes são representados na Figura 51, no equivalente de simulação numérica, e, igualmente irão implementar a equação (3.97), efetuando igualmente a conversão de tensões compostas para tensões simples.

Estes utilizam as mesmas equações apresentadas no subcapítulo 3.4.3, ou seja, (3.11) de forma a efetuar a mudança de referencial das variáveis em causa de  $abc$  para  $\alpha\beta 0$ , (3.30) e (3.34) utilizadas para se proceder ao cálculo das potências ativa instantânea e reativa instantânea, respetivamente. A componente  $\bar{p}$  é igualmente filtrada, á semelhança do efetuado em simulação

numérica por, com recurso ao bloco “*Mean Value*”, na Figura 91, de acordo com as equações (3.71) e (3.72).

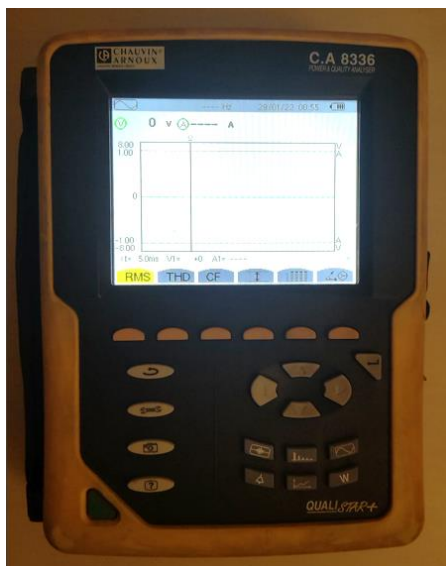


Figura 88 – Interface de hardware do DSP (fabricante dSPACE, modelo 1104)

Na Figura 92 e Figura 93, à semelhança das Figura 56 e Figura 57 encontram-se os blocos que, com a opção da técnica de controlo histerético ou controlo preditivo, irão gerar os vetores a serem implementados pelo ondulador, de acordo com a Tabela 6. Em ambos os casos, as correntes amostradas  $i_{ca}$ ,  $i_{cb}$ ,  $i_{cc}$  serão comparadas com as suas referências,  $i_{caref}$ ,  $i_{cbref}$ ,  $i_{ccref}$ .

No caso concreto do controlo preditivo, este implementa o algoritmo presente na Figura 29, idêntico ao efetuado via simulação numérica.

Para obter os espectros das diversas formas de onda (tensões e correntes), e possibilitar a comparação com os resultados obtidos nas simulações numéricas, estas irão ser analisadas com recurso a um analisador de energia, do fabricante Chauvin Arnoux, modelo C.A. 8336, Figura 89.



*Figura 89 – Analisador de energia (fabricante Chauvin Arnou, modelo C.A. 8336)*

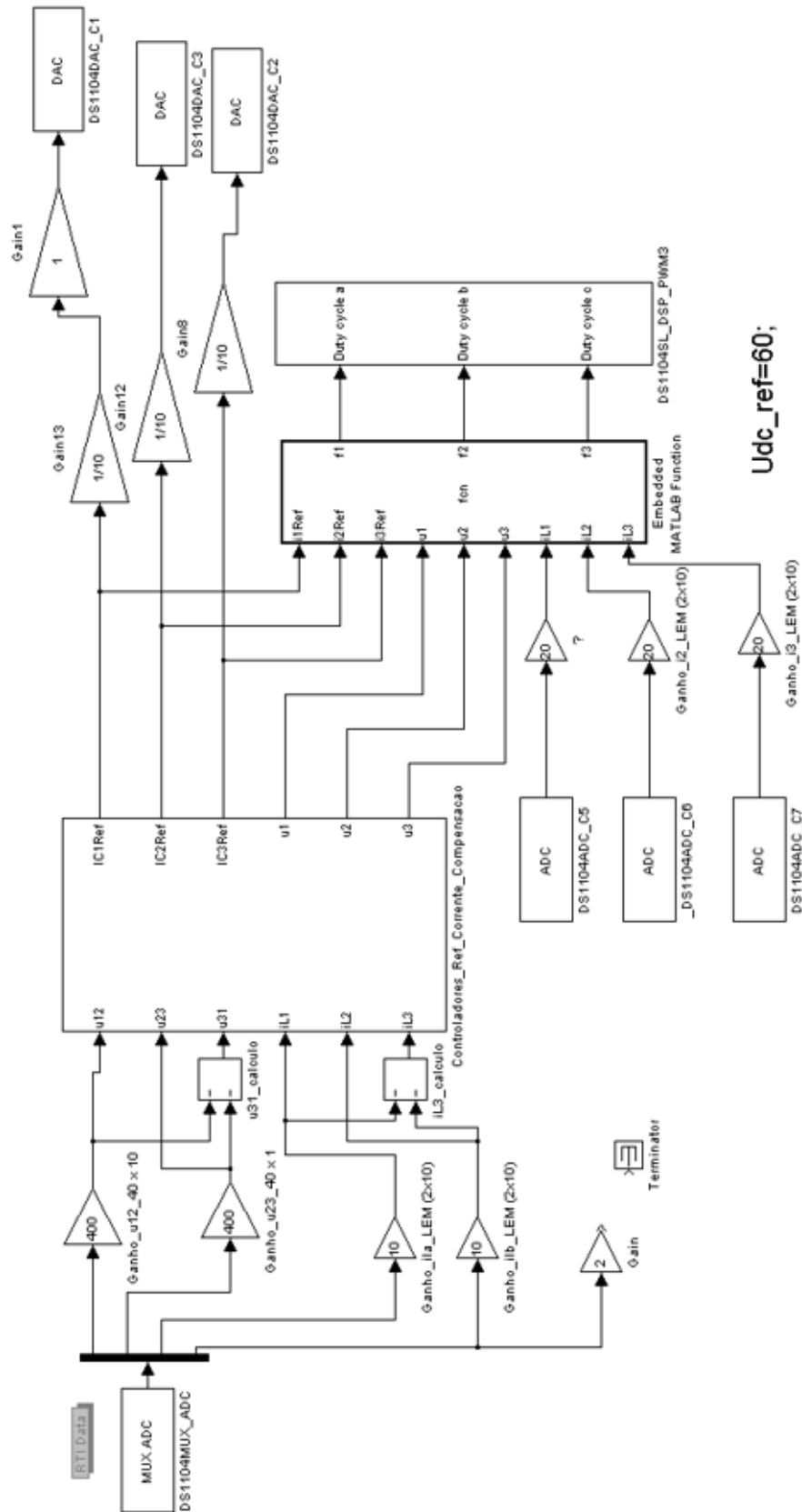


Figura 90 –Diagrama de blocos utilizado para a geração das referências de corrente experimentalmente, implementado em Matlab/Simulink.

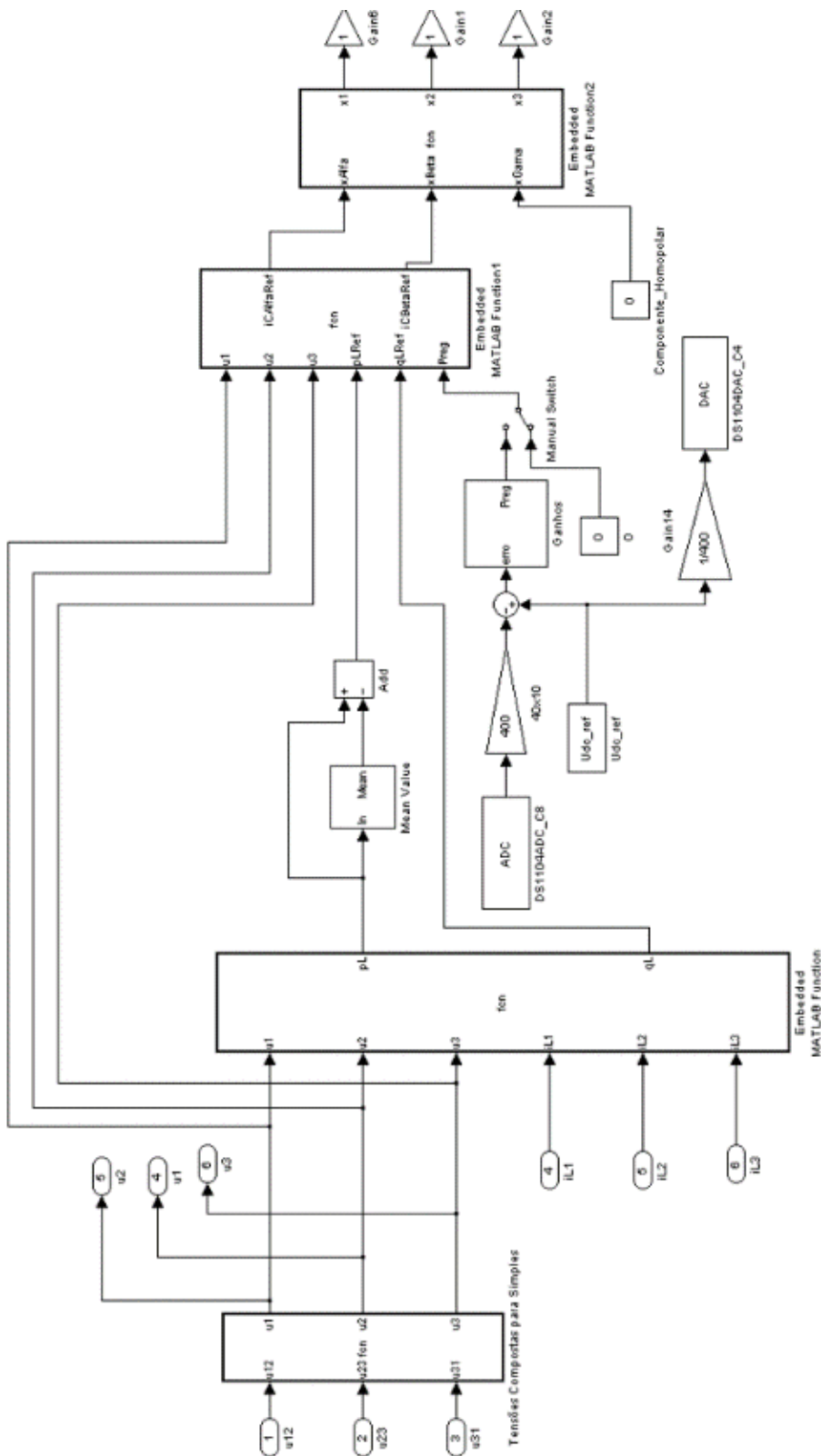


Figura 91 – Diagrama de blocos utilizado para o cálculo das referências de corrente, implementado em Matlab/Simulink no dSPACE.

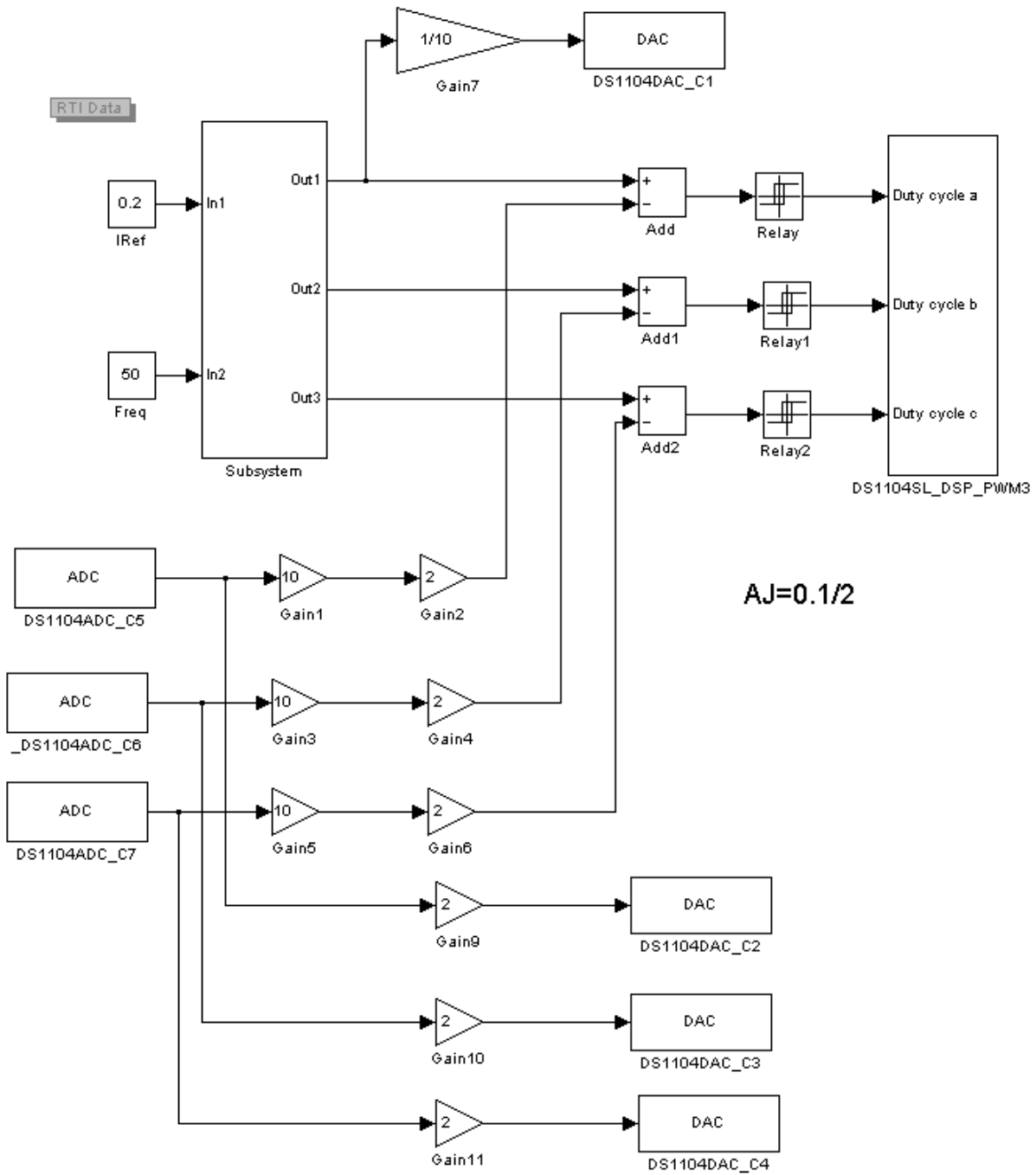


Figura 92 - Diagrama de blocos utilizado para a implementação do controlo do ondulador pela técnica de controlo histerético, implementado em Matlab/Simulink no dSPACE.

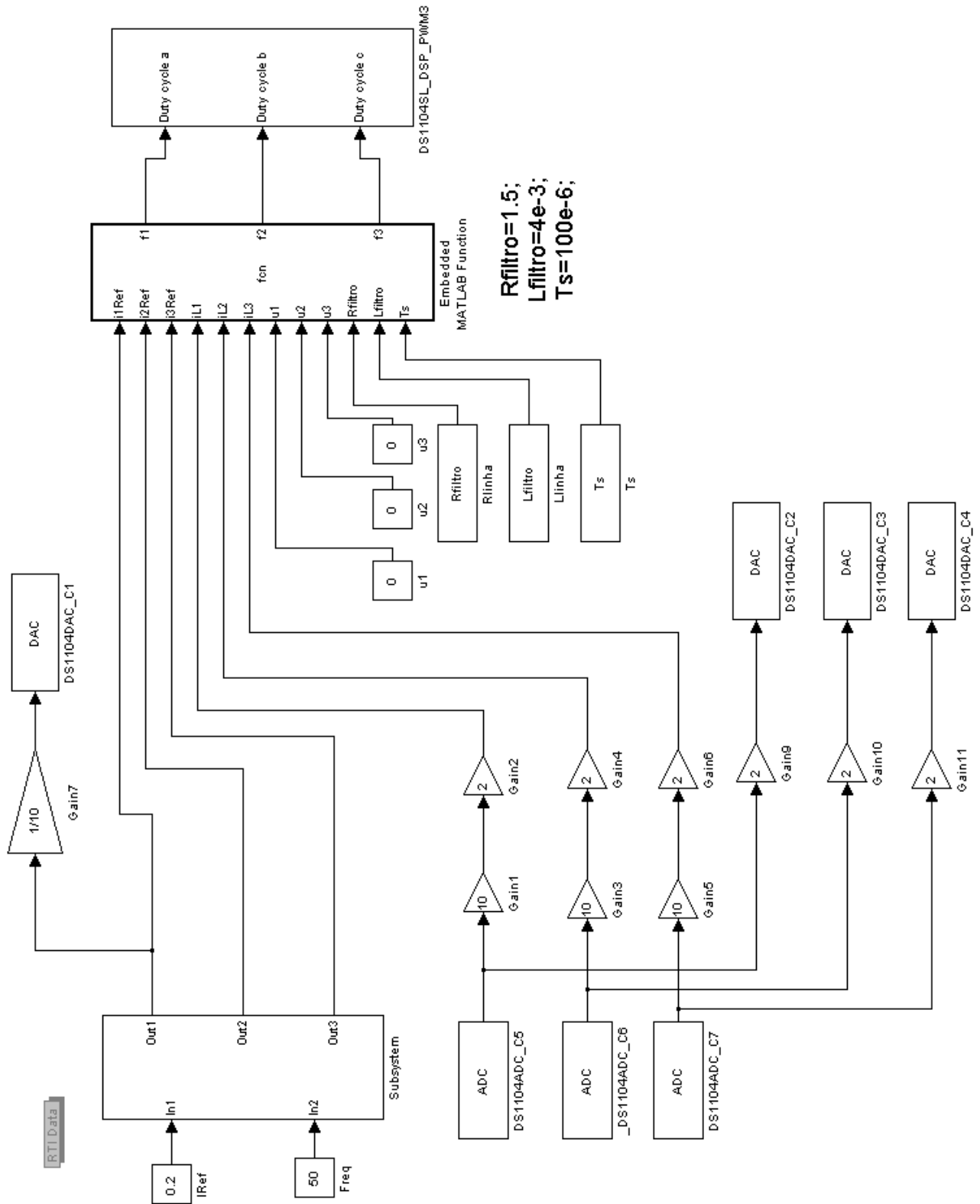


Figura 93 - Diagrama de blocos utilizado para a implementação do controlo do ondulador pela técnica de controlo preditivo, implementado em Matlab/Simulink no dSPACE.

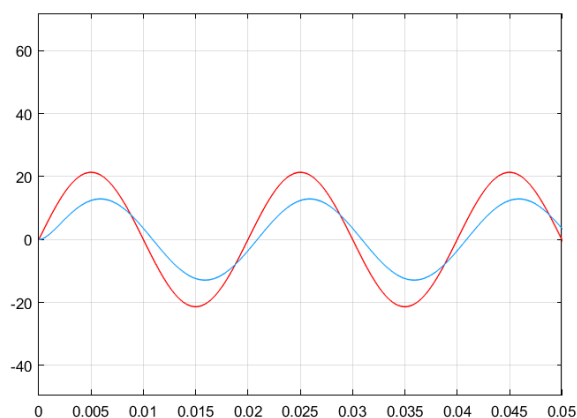
De forma a demonstrar e comprovar o desempenho do filtro, recorrendo ao diagrama de blocos presente na Figura 90 e Figura 91, apresentam-se de seguida os resultados obtidos. Estes serão comparados com os resultados obtidos via simulação numérica.

Foram efetuados três ensaios laboratoriais, cada um com um tipo distinto de carga. Estes três tipos de cargas foram anteriormente apresentadas, carga linear RL, carga não linear RL e carga não linear R//C.

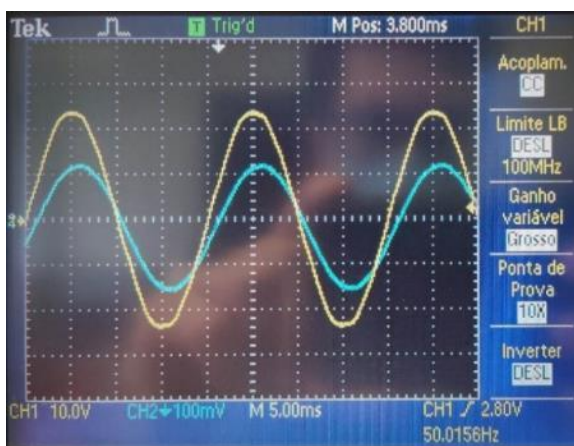
Para obtenção dos espetros de tensão e corrente, tanto em simulação como experimentalmente, foi utilizada a transformada rápida de *Fourier* (FFT).

## 5.2. Ensaio Carga Linear RL

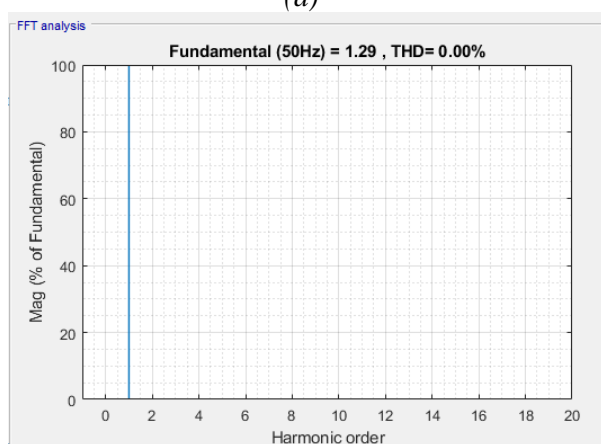
Com o filtro ativo de potência desligado (Figura 41), uma carga linear RL, esta apresenta um fator de potência que não é unitário, logo, um desfasamento entre a tensão simples da rede ( $u_{sa}$ ) e a corrente fornecida pela rede,  $i_{sa}$ , que neste caso é idêntica à corrente absorvida pela carga,  $i_{la}$ .



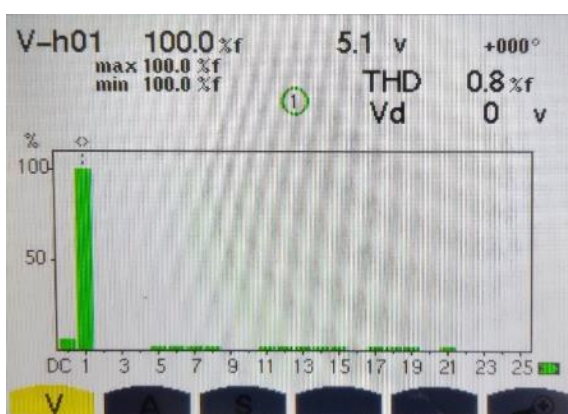
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 94 – Ensaio com carga linear RL. Evolução temporal da tensão simples  $u_{sa}$  e da corrente  $i_{sa} = i_{la}$ . (a) resultados de simulação:  $u_{sa}$  (cor vermelha),  $i_{sa}=i_{la}$  (cor azul com ganho x10); (b) resultados experimentais:  $u_{sa}$  (cor amarela com ganhos 10V/DIV e 5ms/DIV),  $i_{sa}=i_{la}$  (cor azul com ganhos 1A/DIV e 2ms/DIV). Espectro de frequência de  $i_{sa}=i_{la}$ . (c) obtido em simulação. (d) obtido experimentalmente.

Na Figura 94 é possível observar esse mesmo desfasamento, quer a nível de simulação numérica, quer o resultado obtido experimentalmente. É igualmente possível observar que a corrente absorvida apresenta um conteúdo harmónico praticamente nulo que se reflete numa  $THD$  igualmente próximo de zero.

Recorrendo ao modelo implementado em simulação numérica e no controlador digital de sinal foram então geradas as referências de corrente a serem implementadas pelo ondulador de tensão trifásico.

Os resultados presentes na Figura 95 comprovam que as referências de corrente,  $i_{caRef}$ ,  $i_{cbRef}$ ,  $i_{ccRef}$ , geradas pelo controlador *dSPACE* são de amplitude, frequência e evolução temporal idênticas às obtidas via simulação numérica. Foi igualmente obtido o espectro harmónico da referência de corrente gerada, para a corrente  $i_{caRef}$ . Os resultados obtidos na simulação numérica e experimentalmente são idênticos, contendo apenas a componente fundamental da corrente.

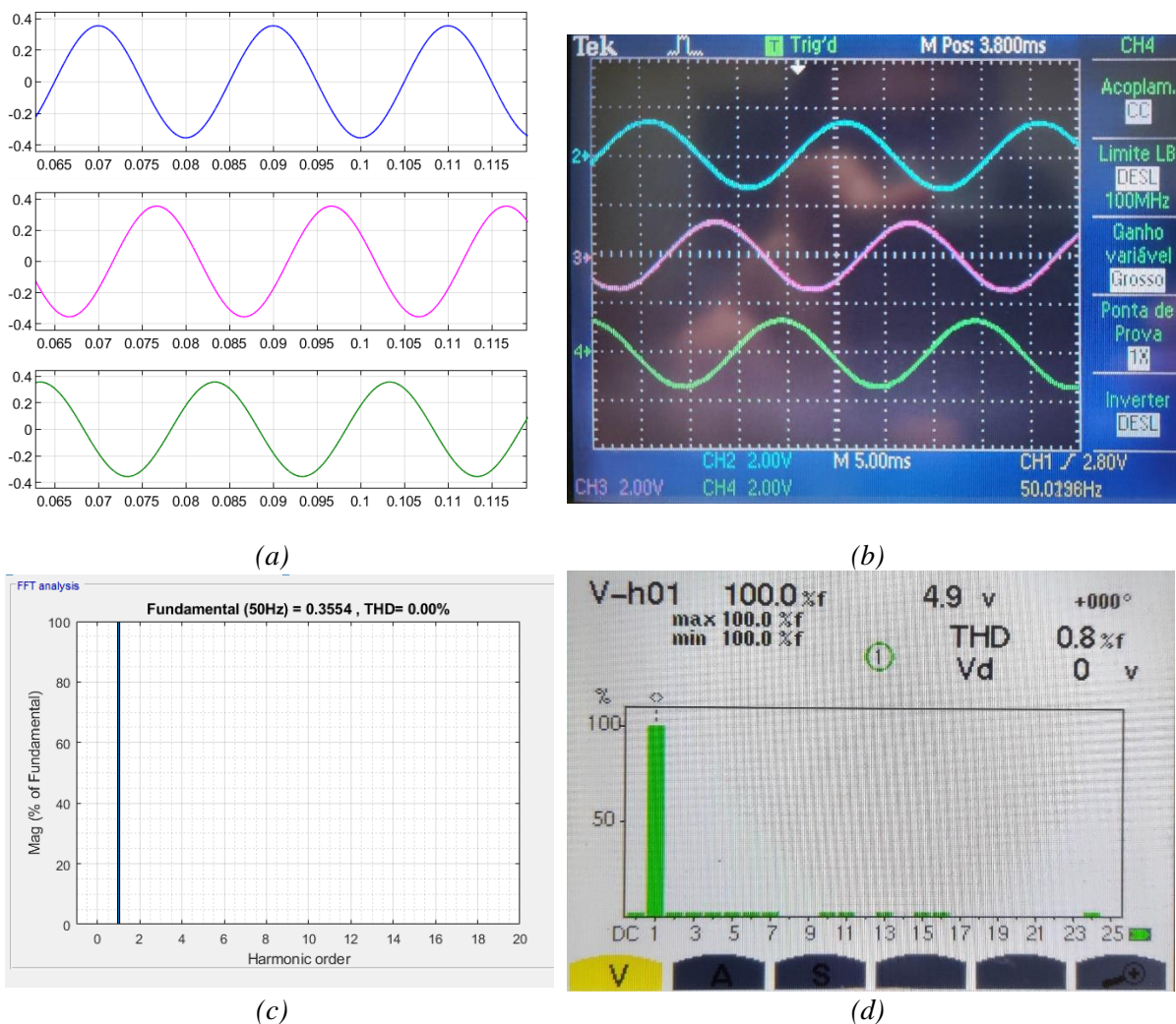


Figura 95 – Evolução temporal das correntes de referência geradas pelo filtro  $i_{caRef}$ ,  $i_{cbRef}$  e  $i_{ccRef}$  para uma carga linear RL. (a) Resultados de simulação:  $i_{caRef}$  (cor azul),  $i_{cbRef}$  (cor rosa),  $i_{ccRef}$  (cor verde). (b) Resultados experimentais:  $i_{caRef}$  (cor azul),  $i_{cbRef}$  (cor rosa),  $i_{ccRef}$  (cor verde), ganho 1A/Div. (c) Espectro de frequência de  $i_{caRef}$  obtido em simulação. (d) Espectro de frequência de  $i_{caRef}$  obtido experimentalmente.

### 5.3. Ensaio Carga Não Linear RL

No ensaio em que a rede de energia alimenta uma carga não linear RL, as correntes  $i_{sa}=i_{la}$ ,  $i_{sb}=i_{lb}$ ,  $i_{sc}=i_{lc}$ , apresentam uma distorção e conteúdo harmónico relativamente elevado com especial contribuição na harmónica de 5ª e 7ª ordem.

Na Figura 96 é possível efetuar a comparação dos resultados obtidos por simulação numérica com os resultados obtidos experimentalmente. A evolução temporal da corrente fornecida pela rede,  $i_{sa}$ , sendo a mesma que a corrente absorvida pela carga,  $i_{la}$ , é idêntica nos dois resultados, tal como o conteúdo harmónico presente nesta onda de corrente.

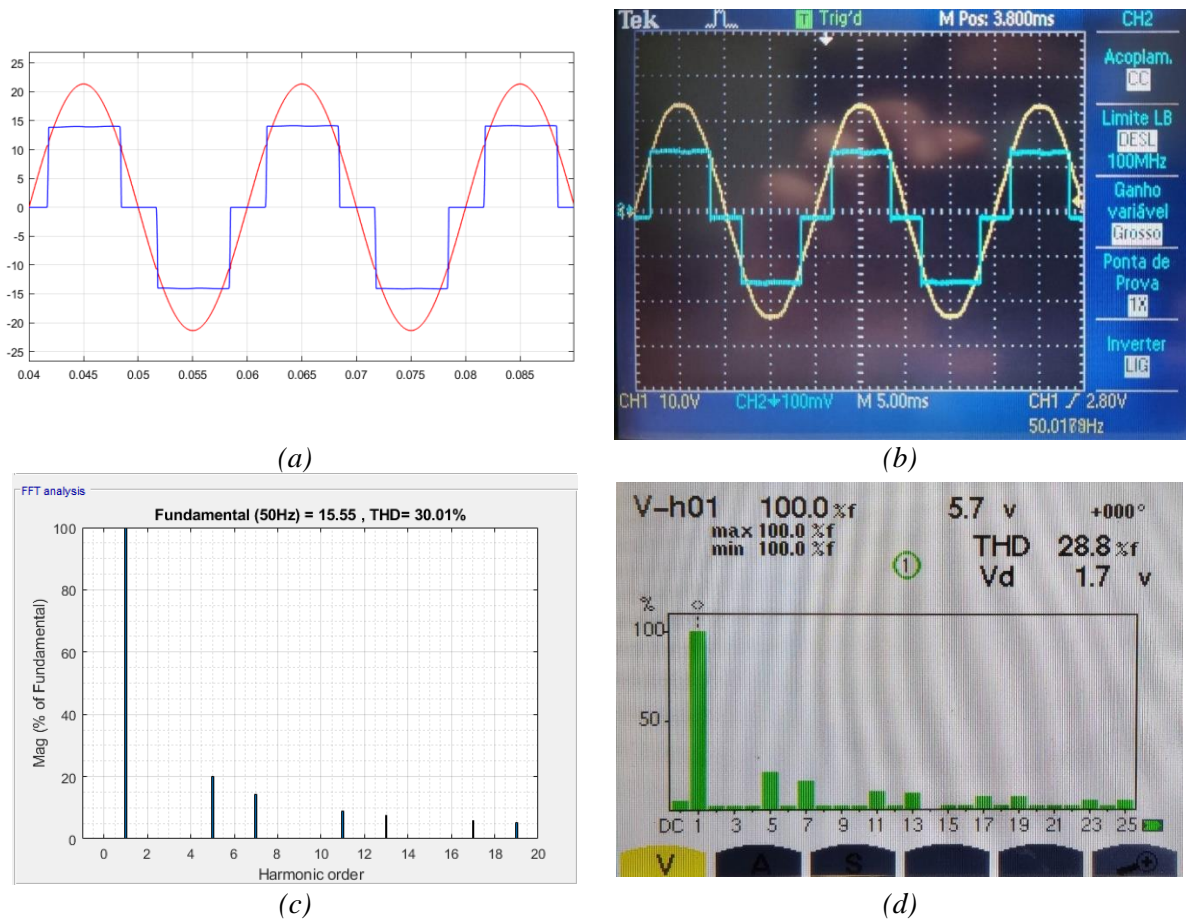


Figura 96 - Ensaio com carga não linear RL. Evolução temporal da tensão simples  $u_{sa}$  e da corrente  $i_{sa} = i_{la}$ . (a) resultados de simulação:  $u_{sa}$  (cor vermelha),  $i_{sa}=i_{la}$  (cor azul com ganho x10); (b) resultados experimentais:  $u_{sa}$  (cor amarela com ganhos 10V/DIV e 5ms/DIV),  $i_{sa}=i_{la}$  (cor azul com ganhos 1A/DIV e 2ms/DIV). Espectro de frequência de  $i_{sa}=i_{la}$ . (c) obtido em simulação. (d) obtido experimentalmente.

Em termos de correntes de referência geradas,  $i_{caref}$ ,  $i_{cbref}$ ,  $i_{ccref}$ , via simulação numérica e experimentalmente recorrendo ao controlador digital de sinal *dSPACE* do filtro ativo de potência paralelo estas apresentam a mesma evolução temporal e amplitudes, conforme se pode observar na Figura 97.

Neste caso em concreto não foi possível obter o espectro da referência de corrente obtida experimentalmente uma vez que o equipamento não possui resolução suficiente para analisar a forma de onda gerada. No entanto, analisando o espectro obtido na simulação numérica é possível visualizar o conteúdo harmónico gerado, com uma forte componente na 5ª e 7ª ordem, sendo que a componente fundamental é irrelevante no espectro em causa. Este conteúdo harmónico comprova a ordem das harmónicas que serão anuladas relativamente às correntes ( $i_{la}$ ,  $i_{lb}$ ,  $i_{lc}$ ) de entrada da carga não linear. A ordem das harmónicas presentes são de ordem ímpar exceto a componente fundamental (primeira harmónica). Desta forma, podemos concluir com relativa segurança, que as correntes fornecidas pela rede de energia eléctrica ( $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$ ) terão apenas uma frequência fundamental e estão em fase com a respetiva tensão simples ( $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$ ,  $u_{sc}$ ), conduzindo a um factor de potência praticamente unitário.

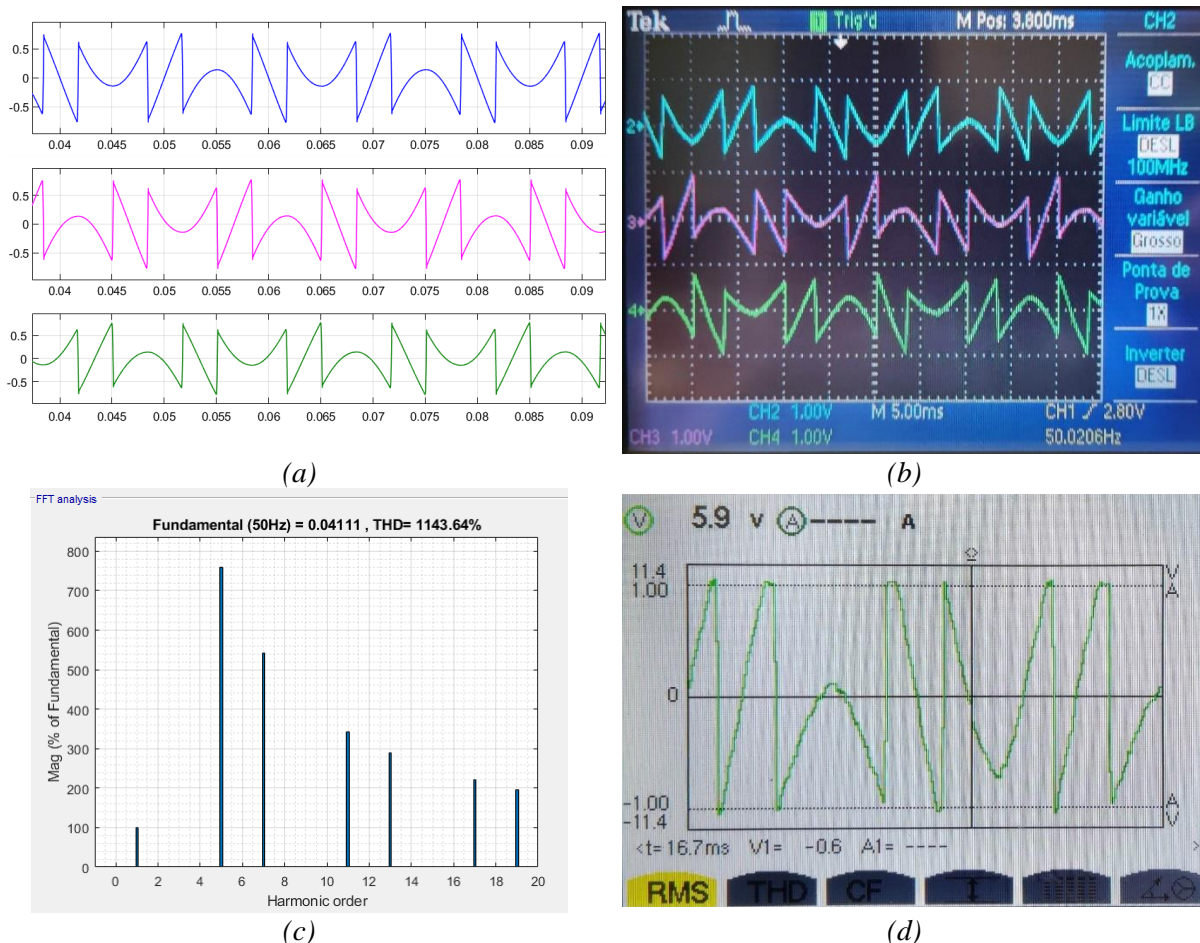


Figura 97 - Evolução temporal das correntes de referência geradas pelo filtro  $i_{caRef}$ ,  $i_{cbRef}$  e  $i_{ccRef}$  para uma carga linear RL. (a) Resultados de simulação:  $i_{caRef}$  (cor azul),  $i_{cbRef}$  (cor rosa),  $i_{ccRef}$  (cor verde). (b) Resultados experimentais:  $i_{caRef}$  (cor azul),  $i_{cbRef}$  (cor rosa),  $i_{ccRef}$  (cor verde), ganho 1A/Div. (c) Espectro de frequência de  $i_{caRef}$  obtido em simulação. (d) Forma de onda de  $i_{caRef}$  obtido experimentalmente.

### 5.4. Ensaio Carga Não Linear RC

No ensaio em que a rede de energia alimenta uma carga não linear RC, as correntes  $i_{sa}=i_{la}$ ,  $i_{sb}=i_{lb}$ ,  $i_{sc}=i_{lc}$ , apresentam uma distorção e conteúdo harmónico relativamente elevado com especial contribuição na harmónica de 5ª e 7ª ordem, à semelhança da carga não linear RL, mas com uma taxa de distorção bastante mais acentuada.

Comparando as evoluções temporais obtidas quer em simulação numérica, quer experimentalmente, conforme se pode verificar na Figura 98, estas apresentam a mesma evolução temporal, tal como a mesma amplitude. O espectro destas apresenta uma forte componente de harmónicas de 5ª e 7ª ordem

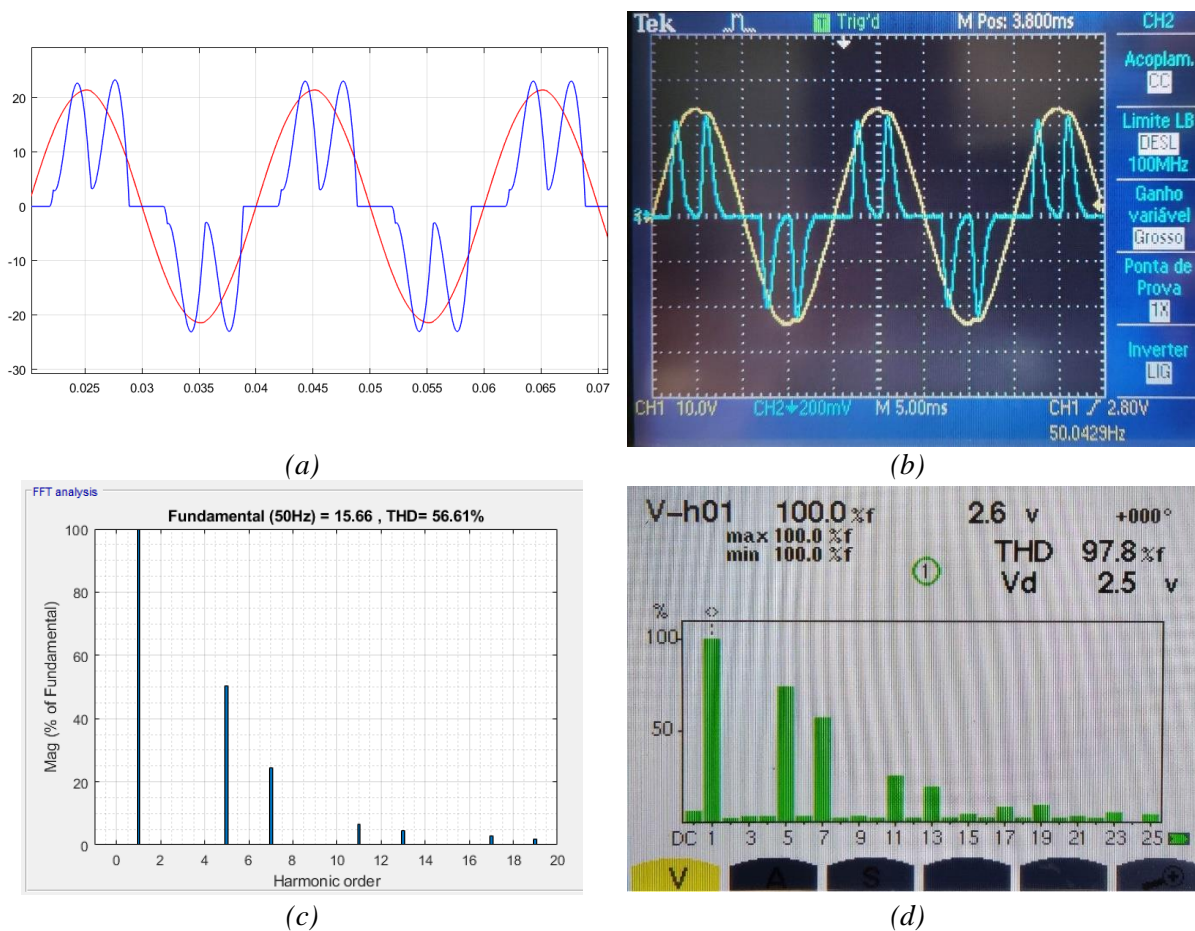


Figura 98 – Ensaio com carga não linear RC. Evolução temporal da tensão simples  $u_{sa}$  e da corrente  $i_{sa} = i_{la}$ . (a) resultados de simulação:  $u_{sa}$  (cor vermelha),  $i_{sa}=i_{la}$  (cor azul com ganho x10); (b) resultados experimentais:  $u_{sa}$  (cor amarela com ganhos 10V/DIV e 5ms/DIV),  $i_{sa}=i_{la}$  (cor azul com ganhos 2A/DIV e 2ms/DIV). Espectro de frequência de  $i_{sa}=i_{la}$ . (c) obtido em simulação. (d) obtido experimentalmente.

Observando a Figura 99, onde se pode observar as correntes de referência geradas,  $i_{caref}$ ,  $i_{cbref}$ ,  $i_{ccref}$ , com recurso à simulação numérica e experimentalmente recorrendo ao controlador

digital de sinal *dSPACE* do filtro ativo de potência paralelo estas apresentam a mesma evolução temporal e amplitudes.

Este conteúdo harmónico comprova a ordem das harmónicas que serão anuladas relativamente às correntes ( $i_{ia}$ ,  $i_{ib}$ ,  $i_{ic}$ ) de entrada da carga não linear. A ordem das harmónicas presentes são de ordem ímpar exceto a componente fundamental (primeira harmónica). Desta forma, podemos concluir com relativa segurança, que as correntes fornecidas pela rede de energia eléctrica ( $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$ ) terão apenas uma frequência fundamental e estão em fase com a respetiva tensão simples ( $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$ ,  $u_{sc}$ ), conduzindo a um facto de potência praticamente unitário.

O espectro obtido experimentalmente não está representado percentualmente em função da fundamental, mas sim percentualmente em função da totalidade de conteúdo harmónico presente na corrente.

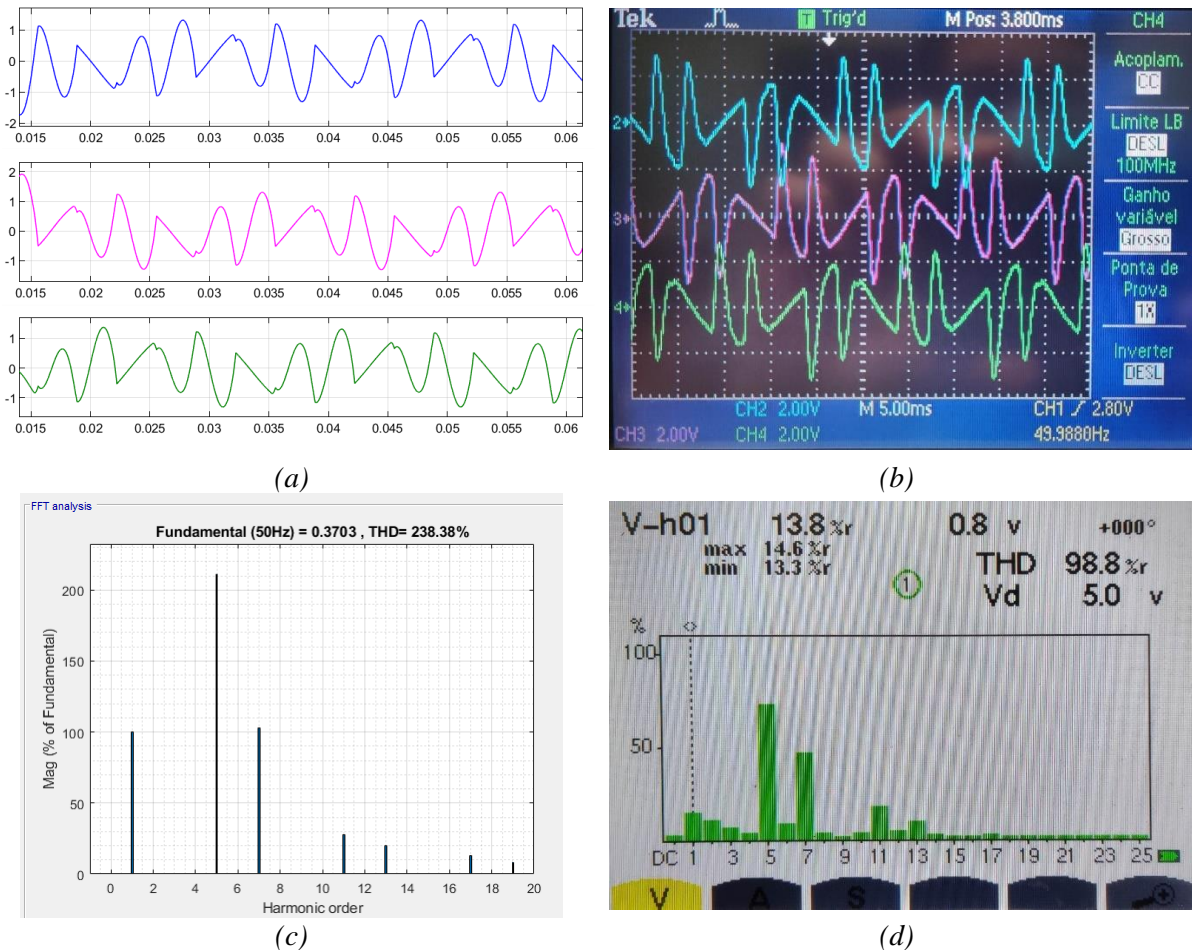


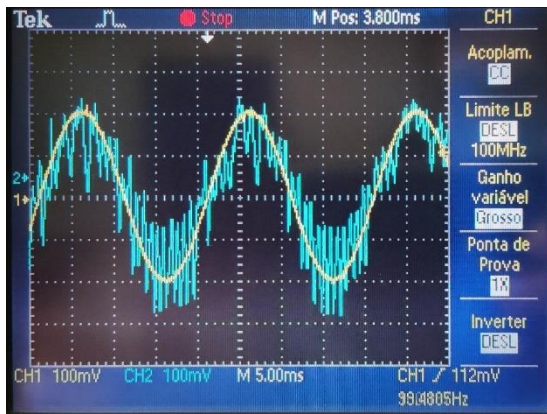
Figura 99- Evolução temporal das correntes de referência geradas pelo filtro  $i_{caRef}$ ,  $i_{ibRef}$  e  $i_{ccRef}$  para uma carga não linear RC. (a) Resultados de simulação:  $i_{caRef}$  (cor azul),  $i_{ibRef}$  (cor rosa),  $i_{ccRef}$  (cor verde). (b) Resultados experimentais:  $i_{caRef}$  (cor azul),  $i_{ibRef}$  (cor rosa),  $i_{ccRef}$  (cor verde), ganho 1A/Div. (c) Espectro de frequência de  $i_{caRef}$  obtido em simulação. (d) Espectro de frequência de  $i_{caRef}$  obtido experimentalmente.

### 5.5. Ensaio para Geração de Correntes de Referência

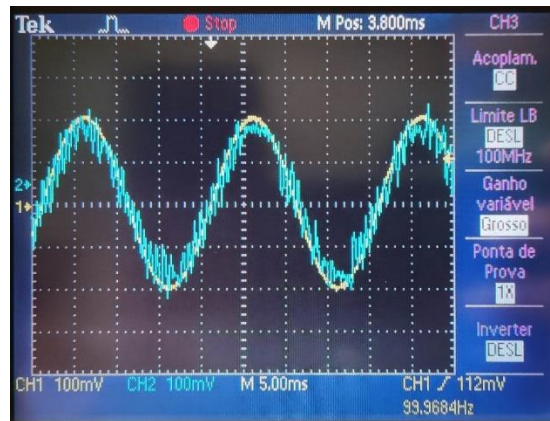
Para validar e comprovar o desempenho do ondulator de tensão trifásico, com as duas técnicas de controlo histerético e preditivo, o controlador das correntes implementado no *dSPACE*, segue referências impostas do tipo sinusoidal. As correntes são controladas numa carga RL, de acordo com a Figura 30, mas com as tensões  $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$ ,  $u_{sc}$  nulas. Para este ensaio o diagrama de blocos implementado no *dSPACE* está representado na Figura 92 e Figura 93.

São apresentados na Figura 100 os resultados da comparação sincronizada da referência de corrente, e, a corrente gerada pelo ondulator de tensão trifásico, controlado por controlo histerético ou controlo preditivo. Pode-se concluir que as correntes geradas pelo ondulator de tensão quando controlado por histerese apresentam um tremor mais elevado.

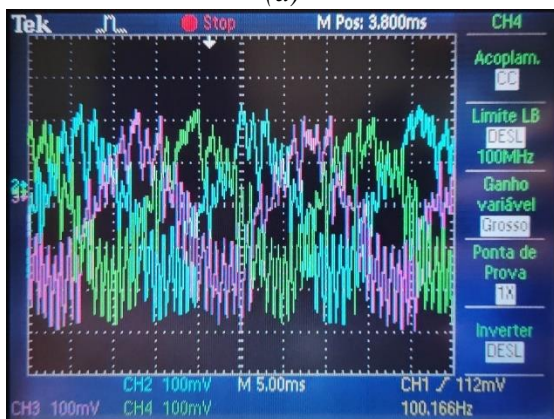
Em ambas as situações de controlo histerético e preditivo, o ondulator de tensão apresentou um bom desempenho dinâmico, seguindo as referências de corrente com um erro relativamente reduzido em regime estacionário. Desta forma, é expectável que o ondulator de tensão controlado em corrente, elemento fundamental do filtro ativo de potência, ao ser ligado ao sistema representado na Figura 41 permita a compensação do fator de potência (carga linear) e o conteúdo harmónico das correntes, exceto a componente fundamental (cargas não lineares).



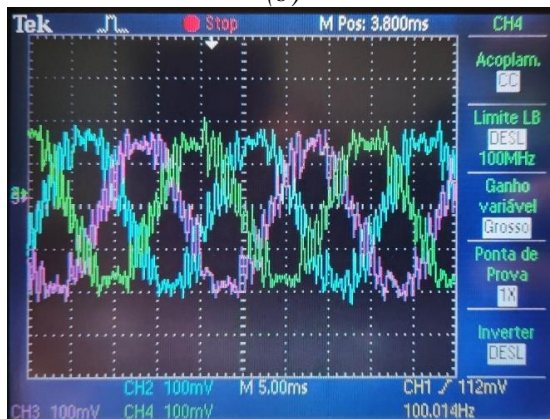
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 100 – Evolução temporal de uma corrente de referência e da corrente gerada pelo ondulator de tensão trifásico (ganhos 1A/DIV e 5ms/DIV): (a) técnica de controlo histerético, icaref (cor amarela), ica (cor azul); (b) técnica de controlo preditivo, icaref (cor amarela), ica (cor azul). Evoluções temporais das três correntes geradas pelo ondulator de tensão trifásico (ganhos 1A/DIV e 5ms/DIV): (c) técnica de controlo histerético ica (cor verde), icb (cor azul) e icc (cor rosa); (d) técnica de controlo preditivo ica (cor verde), icb (cor azul) e icc (cor rosa).



## 6.1. Conclusões

Este trabalho consistiu em avaliar as problemáticas existentes na qualidade de energia elétrica, sendo que incidiu sobre a consequência da existência de harmónicas, mais concretamente, harmónicas de corrente, sendo estas provocadas maioritariamente pela existência de cargas não lineares, que possuem na sua constituição retificadores monofásicos ou trifásicos não controlados.

Para tal, foi proposto a utilização de um filtro ativo de potência paralelo, de forma a mitigar esse conteúdo harmónico.

O desempenho do filtro ativo de potência paralelo foi avaliado perante três tipos distintos de cargas, utilizando duas técnicas de controlo distintas para controlar as correntes de saída do ondulator de tensão trifásico do filtro ativo de potência paralelo. Estas duas técnicas de controlo das correntes são a técnica de controlo histerético, considerada clássica, e a técnica de controlo preditivo, em que é selecionado um vetor de tensão considerado ótimo. Este último, o controlo preditivo, está dependente do conhecimento exato das características da carga utilizada pelo filtro para impor as correntes de mitigação.

Perante uma carga RL o filtro teve um bom desempenho a colocar a corrente em fase com a tensão, e, perante cargas não lineares do tipo RL e R//C apresentou igualmente um bom desempenho em anular significativamente o conteúdo harmónico. No caso em que o filtro foi avaliado perante uma carga não linear do tipo RL, esta apresentava um  $THD_i$  de cerca 30%. Após a entrada em serviço do filtro, a taxa de distorção harmónica, do lado da rede, passou a cerca de 7,6% e 6%, utilizando controlo histerético e preditivo, respetivamente. No caso em que foi utilizada uma carga não linear do tipo RC, esta apresentava um  $THD_i$  de cerca 56,6%. Após a entrada em serviço do filtro, esta passou a cerca de 4,6% e 2,83%, utilizando controlo histerético e preditivo, respetivamente. Em ambas as situações, a corrente e a tensão encontravam-se em fase após a entrada em serviço do filtro.

A tensão simples e a respetiva corrente em fase permitem obter um fator de potência praticamente unitário.

Os resultados obtidos em simulação numérica utilizando o controlo preditivo apresentaram, em todos eles, um tremor inferior nas formas de onda geradas e obtidas,

resultando numa taxa de distorção harmónica inferior quando comparado com os resultados obtidos utilizando um controlo por histerese.

Foi ainda implementado um protótipo laboratorial e obtidos alguns resultados promissores que permitiram validar parcialmente o bom desempenho do protótipo do filtro ativo de potência paralelo. Este protótipo gerou com sucesso referências de corrente para os três tipos de cargas estudadas. Apresentou igualmente um bom desempenho a implementar estas referências numa carga RL, utilizando controlo histerético e preditivo.

## 6.2. Perspetivas Futuras

Durante a realização desta dissertação foram levantados alguns tópicos que podem ser desenvolvidos no futuro permitindo melhorar o presente trabalho. Visto isto, enumeram-se as seguintes sugestões:

- 1) Avaliação do desempenho do filtro perante cargas lineares e não lineares desequilibradas e distorção na rede, ou seja, na tensão.
- 2) Avaliação do desempenho do filtro, e das suas técnicas de controlo, perante variações em escalão de carga.
- 3) Avaliação do desempenho do filtro perante falha de uma ou mais fases no lado da rede.
- 4) Utilização de modelos no referencial dq para controlo do filtro ativo de potência.
- 5) Efetuar simulações numéricas com um nível de tensão superior, e utilizar um modelo de um outro conversor de potência.
- 6) Redução do passo de cálculo do controlador digital *dSPACE*, otimizando o código do protótipo usado em laboratório.

## Bibliografia

- [1] Farnell. [Online]. Available: <https://pt.farnell.com/schneider-electric/atv320u15n4c/variable-speed-drive-3-ph-1-5kw/dp/2835235>.
- [2] Worten. [Online]. Available: <https://www.worten.pt/grandes-eletrdomesticos/maquinas-de-roupa/maquinas-de-lavar-roupa/maquina-de-lavar-roupa-indesit-bwe-81284x-ws-spt-n-8-kg-1200-rpm-branco-7248043>.
- [3] P. Gamboa, "Fundamentos da Teoria da Potência Activa e Reactiva Instantânea: Cálculo Teórico das Referências das Correntes de Compensação para Compensadores de Energia Reactiva e Filtros Activos de Potência", documentação de apoio para a unidade curricular Qualidade de Energia Eléctrica (QEE): Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (ISEL), Dezembro de 2019.
- [4] J. S. Martins, C. Couto e J. L. Afonso, "QUALIDADE DE ENERGIA ELÉCTRICA," 3º Congresso Luso-Moçambicano de Engenharia - CLME'2003, Engenharia e Inovação para o Desenvolvimento Maputo,, pp. 219-231, Agosto 2003.
- [5] J. C. Palma, "Acionamentos Eletromecânicos de Velocidade Variável", Fundação Calouste Gulbenkian,1999, ISBN 972-31-0839-9.
- [6] G. V. Research, "Market Analysis Report," Variable Frequency Drive Market Size, Share & Trends Analysis Report By Product (AC, DC, Servo), 2020.
- [7] C. Gavazzi, "Carlo gavazzi," 12 03 2021. [Online]. Available: <https://gavazziautomation.com/nsc/HQ/EN>.
- [8] J. C. Palma, "Fundamentos de Electrónica de Potência", Coleção Caminhos do Conhecimento, IPL, junho 2018, ISBN: 978-989-98774-4-3, <http://hdl.handle.net/10400.21/10540>.
- [9] J. L. Afonso, J. G. Pinto e H. Gonçalves, "Facilities, Active Power Conditioners to Mitigate Power Quality Problems in Industrial," 2013.
- [10] R. Martins."Orientação de Campo da Máquina Assíncrona - Controlo Preditivo", Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica, ISEL, Dezembro 2012.
- [11] H. Akagi, E. H. Watanabe e M. Aredes, "Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning", Second Edition, Wiley-IEEE Press, March 2017, Print ISBN: 9781118362105, DOI:10.1002/9781119307181.
- [12] "Manual da Qualidade da Energia Eléctrica", dezembro 2005, edp.
- [13] J. L. Afonso e J. S. Martins, "QUALIDADE DA ENERGIA ELÉCTRICA," Revista o Electricista, nº 9, 3º trimestre de 2004, ano 3, pp. 66-71.
- [14] P. Verdelho e G. D. Marques, "An Active Power Filter and Unbalanced Current Compensator," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 44, pp. 321 - 328, 1997.

- [15] M. P. Kazmierkowski e L. Malesani, "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 45, pp. 691 - 703, 1998.
- [16] F. Lopes, "Utilização de Baterias de Iões de Lítio em Sistemas de Armazenamento de Energia," Dissertação para obtenção de Grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica, ISEL, Dezembro 2016.
- [17] B. Singh, K. Al-Haddad, Chandra e Ambrish, "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 46, pp. 960 - 971, 1999.
- [18] IEEE, "Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems," 2014.
- [19] I. 61000-1-1, "Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 1: General - Section 1: Application and interpretation of fundamental definitions and terms," 1992.
- [20] CENELEC, "EN 50160 Voltage characteristics of electricity supplied by public electricity networks," 2010.
- [21] P. Gambôa, J. F. Silva, S. F. Pinto e E. Morgato, "Input -Output Linearization and PI controllers for AC -AC matrix converter based Dynamic Voltage Restorers with Flywheel Energy Storage: a comparison", Electric Power Systems Research, vol. 169, pp 214-228, April 2019. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2018>".
- [22] P. Gamboa, "Máquina Assíncrona Trifásica - Tópicos sobre Modelação", documentação de apoio para a unidade curricular Conversores Electrónicos em Accionamentos (CEA), Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (ISEL), Maio de 2019.
- [23] J. Silva. "Thyristor Current Source Control by Real Time Simulation: A Successful Test Against Existing Techniques", European Power Electronics Conference, EPE'87, Vol 2, pp. 773-778, Grenoble, France, September 1987.
- [24] D. Barros, F. Silva e S. Pinto (2005a). "Real - Time Based Optimal Controller For Four Multilevel Converters", IEEE - International Conference on Electrical Engineering - CEE05, CD-ROM paper 3w55, October 2005, Coimbra, Portugal.
- [25] S. Muller, U. Ammann e S. Rees, "New Time-Discrete Modulation Scheme for Matrix Converters", IEEE Transactions Industrial Electronics, Vol. 52, Issue 6, December 2005, p.1607-1615, 2005.
- [26] P. Gamboa, S. Pinto, F. Silva e E. Margato. "Predictive Optimal Control of Input and Output Currents in Matrix Converters", International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, Setúbal, Portugal, April 2007.
- [27] M. Chaves, E. Margato, J. F. Silva, S. F. Pinto e J. Santana, "Fast optimum predictive control and capacitor voltage balancing strategy for bipolar back-to-back NPC converters in high-voltage direct current transmission systems", IET Generation Transmission and Distribution Journal, vol. 5, issue 3, pp. 368-375, Fevereiro 2011, ISSN: 1751-8687.

- [28] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes e U. Ammann. "Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, Issue 1, February 2007, pp. 495-503.
- [29] V. Soares, P. Verdelho e Marques, "Active Power Filter Control Circuit based on the Instantaneous Active and Reactive Current  $i_d$ - $i_q$  Method," IEEE, pp. 1096 - 1101, 1997.
- [30] P. Gamboa, S. Pinto, F. Silva e E. Margato, "Predictive Optimal Control of Unity-Power-Factor Matrix Converters used in Field Oriented Controlled Induction Motor Drives".International Symposium on Industrial Electronics, Vigo, Spain, 4-7 June 2007.



## 7. Anexos

### Anexo I – Transformação de coordenadas entre $123$ e $\alpha\beta 0$

#### 1. Transformações de Coordenadas

As transformações de coordenadas permitem a simplificação dos modelos matemáticos dos vários sistemas em estudo (por exemplo conversores de potência, máquinas elétricas, redes de energia elétrica, etc) para posterior projeto dos controladores, o seu dimensionamento e implementação para simulação numérica (por exemplo em *Matlab/Simulink*). Habitualmente são usadas as transformações de grandezas em coordenadas  $123$  para  $\alpha\beta 0$  e de  $\alpha\beta 0$  para  $dq0$ .

#### 2. Sistema de Coordenadas $\alpha\beta 0$

A transformação de coordenadas reais  $123$  para coordenadas  $\alpha\beta 0$ , corresponde à transformação de um modelo trifásico para um modelo bifásico como representado na Figura 101 com a representação dos eixos  $123$  desfasados de  $120^\circ$  e o novo sistema de eixos  $\alpha\beta$ . Os eixos  $\alpha\beta$  estão desfasados de  $90^\circ$ .

Na Figura 101 estão representados os enrolamentos no referencial  $123$  e no referencial  $\alpha\beta$ . O novo sistema bifásico permite obter equações diferenciais desacopladas, permitindo assim a eliminação da indução mútua entre os enrolamentos do estator e os enrolamentos do rotor, na obtenção dos modelos de máquinas assíncronas trifásicas. Esta transformação,  $\alpha\beta 0$ , garante que as grandezas como a potência, o binário, a velocidade e número de par de pólos se mantenham iguais nos dois referenciais.

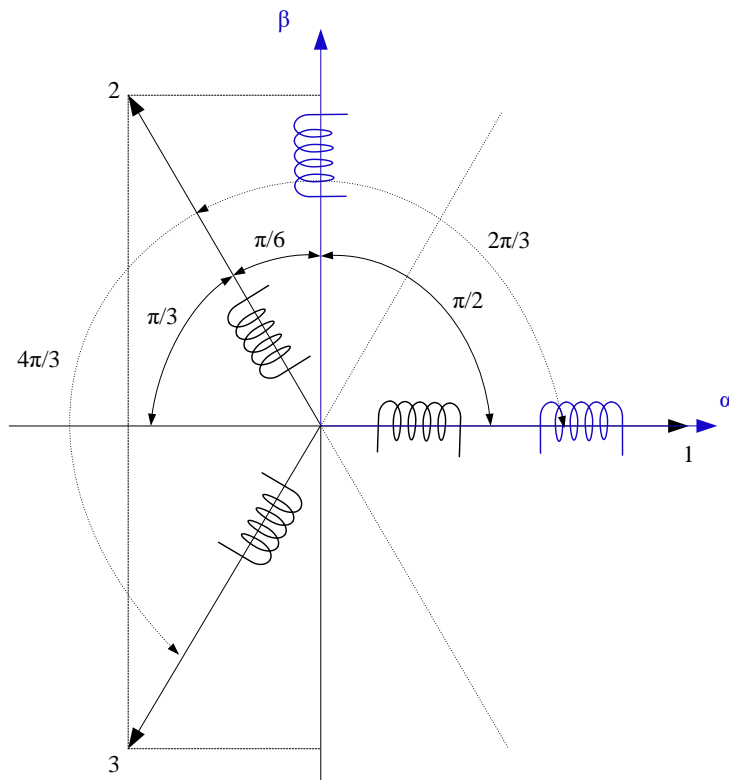


Figura 101 – Posição relativa entre os referenciais 123 e  $\alpha\beta$ .

Seguidamente apresentam-se duas soluções para obter as matrizes para transformações de coordenadas reais 123 para  $\alpha\beta$  e vice-versa.

### Solução A:

As forças magnetomotrizes ( $F_{mm}$ ) produzidas pelo sistema bifásico  $\alpha\beta$  têm de ser equivalentes ao de um sistema trifásico 123 (7.1).

$$F_{mm} = Ni \tag{7.1}$$

Num sistema trifásico obtém-se (7.2) onde  $N_{123}$  representa o número de espiras.

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} = N_{123} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \tag{7.2}$$

Num sistema bifásico obtém-se (7.3) onde  $N_{\alpha\beta}$  representa o número de espiras.

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = N_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (7.3)$$

De acordo com a Figura 101 e com a função trigonométrica “cos”, a equivalência entre os dois sistemas é obtido por (7.4). A equação (7.4) representa a projeção das componentes das forças magnetomotrizes ( $F_{mm}$ ) em coordenadas  $\alpha\beta$  nos eixos do referencial 123).

$$\begin{cases} F_1 = F_\alpha \cos(0) + F_\beta \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) \\ F_2 = F_\alpha \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + F_\beta \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \\ F_3 = F_\alpha \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + F_\beta \cos\left(\pi - \frac{\pi}{6}\right) \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} F_1 = F_\alpha + F_\beta \times 0 \\ F_2 = -\frac{1}{2}F_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}F_\beta \\ F_3 = -\frac{1}{2}F_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}F_\beta \end{cases} \quad (7.4)$$

Colocar (7.4) na forma matricial para obter (7.5).

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

Substituir (7.2) (7.3) e (7.5) para obter (7.6).

$$N_{123} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} N_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \frac{N_{\alpha\beta}}{N_{123}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

A matriz (7.6) não permite a sua inversão. Para ultrapassar esta limitação, considera-se uma parcela da força magnetomotriz proporcional à corrente de neutro (7.7)

$$F_0 = F_1 + F_2 + F_3 \Leftrightarrow N_0 i_0 = N_{123} i_1 + N_{123} i_2 + N_{123} i_3 \Leftrightarrow N_0 i_0 = N_{123} (i_1 + i_2 + i_3) \Leftrightarrow$$

$$i_0 = N_0 \frac{N_{123}}{N_{\alpha\beta}} (i_1 + i_2 + i_3) \quad (7.7)$$

Substituir (7.7) em (7.6) para obter (7.8).

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \frac{N_{\alpha\beta}}{N_{123}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & N_0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & N_0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & N_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (7.8)$$

Identificar a matriz de transformação obtida em (7.8) por  $[C]$  e representar em (7.9).

$$[C] = \frac{N_{\alpha\beta}}{N_{123}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & N_0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & N_0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & N_0 \end{bmatrix} \quad (7.9)$$

Para impor que  $[C]^{-1}=[C]^T$  (matriz inversa igual à sua transposta) e considerando que se obtém a matriz identidade com  $[C][C]^{-1}=[I]$ , obtém-se (7.10) com o cálculo de  $N_0$ .

$$[C][C]^T = [I] \Leftrightarrow$$

$$\frac{N_{\alpha\beta}}{N_{123}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & N_0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & N_0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & N_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_{\alpha\beta} \\ \frac{N_{\alpha\beta}}{N_{123}} \\ N_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.10)$$

Resolver o sistema obtido em (7.10) em ordem a  $N_0$  e à relação  $N_{\alpha\beta}/N_{123}$  para obter (7.11).

$$\begin{cases} \frac{N_{\alpha\beta}}{N_{123}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \\ N_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (7.11)$$

Substituir (7.11) em (7.9) para obter (7.12).

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (7.12)$$

A transformação de coordenadas reais  $123$  para coordenadas  $\alpha\beta 0$  e vice-versa é obtida respetivamente por (7.13) e (7.14) com as matrizes (7.15) e (7.16).

$$[x_{123}] = [C][x_{\alpha\beta 0}] \quad (7.13)$$

$$[x_{\alpha\beta 0}] = [C]^T [x_{123}] \quad (7.14)$$

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (7.15)$$

$$[C]^{-1} = [C]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (7.16)$$

Como validação, o produto das matrizes (7.15) e (7.16) permite obter a matriz identidade (7.17).

$$[C][C]^{-1} = [I] \Leftrightarrow [C][C]^T = [I] \quad (7.17)$$

Com a utilização de (7.13) e (7.14) comprova-se que a potência instantânea é igual nos dois sistemas de coordenadas como se pode validar por (7.18).

$$p = [u_{123}]^T [i_{123}] = ([C][u_{\alpha\beta 0}])^T [C][i_{\alpha\beta 0}] = [u_{\alpha\beta 0}]^T [C]^T [C][i_{\alpha\beta 0}] \xrightarrow{[C]^T [C]=[I]} \quad (7.18)$$

$$p = [u_{\alpha\beta 0}]^T [i_{\alpha\beta 0}]$$

### Solução B:

Considerar o vetor  $x_{123}$  com as componentes  $x_1, x_2, x_3$ , obtido por (7.19).

$$x_{123} = (x_1, x_2, x_3) \quad (7.19)$$

Considerar o vetor  $x'_{\alpha\beta}$  com as componentes  $x_\alpha, x_\beta$  obtido por (7.20).

$$x'_{\alpha\beta} = (x'_\alpha, x'_\beta) \quad (7.20)$$

A equação (7.21) representa a projecção das componentes do vector  $x_{123}$  em coordenadas 123 nos eixos do referencial  $\alpha\beta$ .

$$\begin{cases} x'_\alpha = x_1 - x_2 \cos(60^\circ) - x_3 \cos(60^\circ) \Leftrightarrow x'_\alpha = x_1 - \frac{1}{2}x_2 - \frac{1}{2}x_3 \\ x'_\beta = x_2 \sin(60^\circ) - x_3 \sin(60^\circ) \Leftrightarrow x'_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2}x_2 - \frac{\sqrt{3}}{2}x_3 \end{cases} \quad (7.21)$$

Para transformar tensões e correntes, a potência é calculada utilizando as grandezas em ambos os referenciais (7.22) e (7.23)tem de ser igual a (7.24).

$$p_{123} = u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3 \quad (7.22)$$

$$p'_{\alpha\beta} = u'_\alpha i'_\alpha + u'_\beta i'_\beta \quad (7.23)$$

$$p_{123} = p'_{\alpha\beta} \Leftrightarrow u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3 = u'_\alpha i'_\alpha + u'_\beta i'_\beta \quad (7.24)$$

Igualando (7.22) e (7.23) obtém-se (7.25) com a substituição de (7.21).

$$\begin{aligned} p_{123} = p'_{\alpha\beta} &\Leftrightarrow u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3 = u'_\alpha i'_\alpha + u'_\beta i'_\beta \Leftrightarrow \\ u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3 &= \left(u_1 - \frac{1}{2}u_2 - \frac{1}{2}u_3\right)\left(i_1 - \frac{1}{2}i_2 - \frac{1}{2}i_3\right) + \\ &+ \left(\frac{\sqrt{3}}{2}u_2 - \frac{\sqrt{3}}{2}u_3\right)\left(\frac{\sqrt{3}}{2}i_2 - \frac{\sqrt{3}}{2}i_3\right) \Leftrightarrow u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3 = \frac{3}{2}(u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3) \Leftrightarrow \quad (7.25) \\ \frac{3}{2}(u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3) &= \sqrt{\frac{3}{2}}\sqrt{\frac{3}{2}}(u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3) \end{aligned}$$

Para garantir a igualdade de potência, em (7.25) é necessário incluir um fator  $\sqrt{2/3}$  na transformação (7.26).

$$\begin{cases} x_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(x_1 - \frac{1}{2}x_2 - \frac{1}{2}x_3\right) \\ x_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}x_2 - \frac{\sqrt{3}}{2}x_3\right) \end{cases} \quad (7.26)$$

Colocar na forma matricial (7.26) para obter (7.27).

$$\begin{cases} x_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(x_1 - \frac{1}{2}x_2 - \frac{1}{2}x_3\right) \\ x_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}x_2 - \frac{\sqrt{3}}{2}x_3\right) \end{cases} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (7.27)$$

Define-se a matriz de transformação de *Concordia*  $[C]$ , onde se inclui uma terceira coluna relativa à componente homopolar em (7.27) (por exemplo, corrente de neutro no caso de conversão de correntes)  $k(x_1+x_2+x_3)$  onde  $k = 1/\sqrt{2}$  de modo a  $[C]^{-1}=[C]^T$  e  $[C][C]^{-1}=[I]$ , (7.28) a (7.32).

$$[x_{123}] = [C][x_{\alpha\beta 0}] \quad (7.28)$$

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (7.29)$$

$$[C]^{-1} = [C]^T \quad (7.30)$$

$$[x_{\alpha\beta 0}] = [C]^T [x_{123}] \quad (7.31)$$

$$[C]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (7.32)$$

No estudo e controlo de máquinas elétricas trifásicas a notação complexa dos vetores é uma abordagem muito utilizada. Considerar o vetor na forma complexa com (7.33) associando a parte real à componente  $x_\alpha$  e a parte imaginária à componente  $x_\beta$ .

$$\bar{x}_{\alpha\beta} = x_\alpha + jx_\beta \quad (7.33)$$

Com (7.31) substituir as grandezas de fase ( $x_1, x_2, x_3$ ) em (7.33) para obter (7.34).

$$\begin{aligned}\bar{x}_{\alpha\beta} = x_\alpha + jx_\beta &\Leftrightarrow \bar{x}_{\alpha\beta} = \left[ \sqrt{\frac{2}{3}} \left( x_1 - \frac{1}{2}x_2 - \frac{1}{2}x_3 \right) \right] + j \left[ \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{\sqrt{3}}{2}x_2 - \frac{\sqrt{3}}{2}x_3 \right) \right] \Leftrightarrow \\ \bar{x}_{\alpha\beta} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left( x_1 - \frac{1}{2}x_2 - \frac{1}{2}x_3 + j \frac{\sqrt{3}}{2}x_2 - j \frac{\sqrt{3}}{2}x_3 \right) \Leftrightarrow \\ \bar{x}_{\alpha\beta} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ x_1 + \left( -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) x_2 + \left( -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) x_3 \right]\end{aligned}\quad (7.34)$$

Definir os operadores  $\bar{a}$  e  $\bar{a}^2$  dados por (7.35) e (7.36).

$$\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \Leftrightarrow \bar{a} = \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + j \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \Leftrightarrow \bar{a} = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (7.35)$$

$$\bar{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \Leftrightarrow \bar{a}^2 = \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + j \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \Leftrightarrow \bar{a}^2 = -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (7.36)$$

Substituir (7.35) e (7.36) em (7.34) e em notação complexa obtém-se (7.37).

$$\bar{x}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} (x_1 + \bar{a}x_2 + \bar{a}^2x_3) \quad (7.37)$$

Para uma melhor interpretação geométrica, a Figura 102 representa um vetor espacial colocado no plano de *Argand* no ponto P. As suas componentes  $\alpha$  e  $\beta$  podem ser obtidas pelas projeções nos eixos  $\alpha$  e  $\beta$ . Do mesmo modo se encontram representados os eixos 1, 2 e 3. As componentes das fases podem também ser obtidas pelas projeções nos eixos 1, 2 e 3.

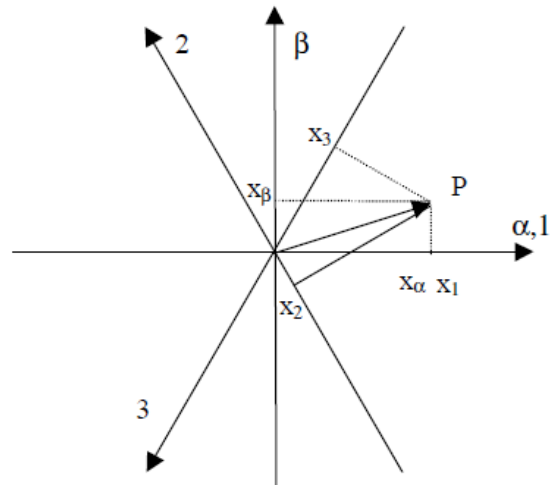


Figura 102 – Vector espacial no plano de Argand.

Assim, os valores de  $x_\alpha$ ,  $x_\beta$  bem como de  $x_a$ ,  $x_b$ ,  $x_c$  são obtidos pela projeção do vetor no eixo respetivo.

## Anexo II – Parâmetros Utilizados nas Simulações Numéricas

```

clc; clear all;

Ts=1.0e-6; %10.0e-6; %Intervalo de amostragem

%Rede
UREE=25/sqrt(3)*400/380; %Valor Eficaz Tensao Simples [V]
f1=50; w1=2*pi*f1;
Rs=0.1; %Resistência da Rede [ohm]
Ls=0.04e-3; %Indutância da Rede [H]
Rsa=Rs; Rsb=Rs; Rsc=Rs;
Lsa=Ls; Lsb=Ls; Lsc=Ls;

% % %Cargas Laboratório
%Carga_Linear_RL
RCargaLinear_abc=((83e-3)*3)+(1/3*47); %Resistência [ohm]
LCargaLinear_abc=(4.84e-3)*3; %Indutância [H]

%Carga_Nao_Linear_RL
Carga_Nao_Linear_RL=25;
Carga_Nao_Linear_L=250e-3;

%Carga_Nao_Linear_RC
Carga_Nao_Linear_RC=25;
Carga_Nao_Linear_C=470e-6;
Lac=1e-3; %Indutância de entrada [H]
Lac1=Lac; Lac2=Lac; Lac3=Lac;

%Filtro Activo de Potência
%Conversor
UdcRef=60; %UdcRef=120;
%Udcmin=200;
Rcabc=1.5; %Resistência da bobina [ohm]
Lcabc=4e-3; %Indutância da bobina[H]
Cdc=330e-6; %Condensador [F]

% % % % %snubbers da ponte de díodos
%Cs=Pn/(1000*(2*pi*f1)*V1^2); %Cs<Pn/(1000*(2*pi*f)*Vn^2);
%Rs=3*Ts/Cs; %Rs>2*Ts/Cs

%Circuito de Controlo
AJ=0.25/2; %AJ=0.25;
icRef_Max=2.5*1; %Circuito Limitador
icRef_Min=-2.5*1; %Circuito Limitador

```

## Anexo III – Código para a Predição das Correntes

```

function [f1,f2,f3] = fcn(icaRef,icbRef,iccRef,ica,icb,icc,usa,usb,usc)

%Valores iniciais da Função de custo e vector

Fmin=10e6;
b=0;
Ts=1e-6;
Rlinha=1.5;
Llinha=4e-3;

%Transformacao usabc (simples) para usAlfaBetaZero
usAlfa_ts=sqrt(2/3)*(usa-1/2*usb-1/2*usc);
usBeta_ts=sqrt(2/3)*(sqrt(3)/2*usb-sqrt(3)/2*usc);
%eZero_ts=sqrt(2/3)*(1/sqrt(2)*usa+1/sqrt(2)*usb+1/sqrt(2)*usc);

%Transformacao icabcRef123 para icAlfaBetaZero
icAlfaRef=sqrt(2/3)*(icaRef-1/2*icbRef-1/2*iccRef);
icBetaRef=sqrt(2/3)*(sqrt(3)/2*icbRef-sqrt(3)/2*iccRef);
%iZeroRef=sqrt(2/3)*(1/sqrt(2)*icaRef+1/sqrt(2)*icbRef+1/sqrt(2)*iccRef);

%Transformacao icabc para icAlfaBetaZero_ts
icAlfa_ts=sqrt(2/3)*(ica-1/2*icb-1/2*icc);
icBeta_ts=sqrt(2/3)*(sqrt(3)/2*icb-sqrt(3)/2*icc);
%iZero_ts=sqrt(2/3)*(1/sqrt(2)*ica+1/sqrt(2)*icb+1/sqrt(2)*icc);

%Algoritmo para testar os 8 vectores

for n=0:7
    switch n
        case 0
            uAlfa_ts1 = 0.0;
            uBeta_ts1 = 0.0;
        case 1
            uAlfa_ts1 = 1.0;
            uBeta_ts1 = 0.0;
        case 2
            uAlfa_ts1 = 0.5;
            uBeta_ts1 = 0.866025404;
        case 3
            uAlfa_ts1 = -0.5;
            uBeta_ts1 = 0.866025404;
        case 4
            uAlfa_ts1 = -1.0;
            uBeta_ts1 = 0.0;
        case 5
            uAlfa_ts1 = -0.5;
            uBeta_ts1 = -0.866025404;
        case 6
            uAlfa_ts1 = 0.5;
            uBeta_ts1 = -0.866025404;
        otherwise %Vector 7
            uAlfa_ts1 = 0.0;
    end
end

```

```
        uBeta_ts1 = 0.0;
    end

    %Equações de Predição da carga (com tensões simples)
    icAlfa_ts1=icAlfa_ts+((Ts/Llinha)*(uAlfa_ts1-(Rlinha*icAlfa_ts)-
usAlfa_ts));
    icBeta_ts1=icBeta_ts+((Ts/Llinha)*(uBeta_ts1-(Rlinha*icBeta_ts)-
usBeta_ts));

    %Função de custo para "pesar" os erros
    F = sqrt( (icAlfaRef - icAlfa_ts1)^2 + (icBetaRef -
icBeta_ts1)^2 );
    if (F < Fmin)
        Fmin = F;
        b = n;
    end
end

%Aplicação ao ondulador de tensão trifásico do vector óptimo
switch b
    case 0
        f1 = 0;
        f2 = 0;
        f3 = 0;
    case 1
        f1 = 1;
        f2 = 0;
        f3 = 0;
    case 2
        f1 = 1;
        f2 = 1;
        f3 = 0;
    case 3
        f1 = 0;
        f2 = 1;
        f3 = 0;
    case 4
        f1 = 0;
        f2 = 1;
        f3 = 1;
    case 5
        f1 = 0;
        f2 = 0;
        f3 = 1;
    case 6
        f1 = 1;
        f2 = 0;
        f3 = 1;
    case 7
        f1 = 1;
        f2 = 1;
        f3 = 1;
    otherwise
        f1 = 0;
        f2 = 0;
        f3 = 0;
end
```