



Universidade do Minho

Escola de Engenharia

Daniel Filipe da Silva Fernandes

**Desenvolvimento do Condicionador Série de
um iUPQC com Interface Otimizada com
Energias Renováveis Aplicado a
uma Microrrede**

Dissertação de Mestrado

Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

Trabalho efetuado sob orientação de

Professor Doutor José Gabriel Oliveira Pinto

dezembro de 2021

DIREITOS DE AUTOR E CONDIÇÕES DE UTILIZAÇÃO DO TRABALHO POR TERCEIROS

Este é um trabalho académico que pode ser utilizado por terceiros desde que respeitadas as regras e boas práticas internacionalmente aceites, no que concerne aos direitos de autor e direitos conexos.

Assim, o presente trabalho pode ser utilizado nos termos previstos na licença [abaixo](#) indicada.

Caso o utilizador necessite de permissão para poder fazer um uso do trabalho em condições não previstas no licenciamento indicado, deverá contactar o autor, através do RepositóriUM da Universidade do Minho.

Licença concedida aos utilizadores deste trabalho



Atribuição-NãoComercial-SemDerivações

CC BY-NC-ND

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>

Agradecimentos

A realização desta dissertação de mestrado não seria possível sem ajuda e apoio de um conjunto de pessoas às quais quero transmitir os meus mais sinceros agradecimentos.

Ao meu orientador Doutor Gabriel Pinto pelo incentivo e disponibilidade prestados desde o início deste trabalho. Um obrigado por todo o tempo investido em mim com as suas questões e sugestões que seguramente enriqueceram esta dissertação de mestrado.

Ao professor Luís Barros pelas trocas de opiniões e pelas críticas construtivas que foram essenciais para o desenvolvimento deste trabalho de mestrado.

A todos os professores do curso, com especial ênfase aos professores da área de Eletrónica de Potência, por todo o conhecimento transmitido durante as Unidades Curriculares.

A todos os investigadores do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia: Delfim Pedrosa, Cátia Oliveira, Tiago Sousa, Sérgio Coelho e José Cunha pela partilha de ideias, espírito crítico e entejuda, além dos momentos de descontração alegrando os nossos dias.

Aos meus colegas e amigos de mestrado pelo ambiente de amizade proporcionado. Um especial agradecimento ao meu colega de projeto Rui Costa e aos colegas João Rego e Fábio Pereira pelo convívio diário.

Aos meus pais que sempre fizeram de tudo para que eu pudesse alcançar os meus objetivos, fazendo-me sempre acreditar nas minhas capacidades e nunca desistir dos meus sonhos.

Este trabalho de dissertação está enquadrado no projeto IC&DT “Quality4Power – Enhancing the Power Quality for Industry 4.0 in the era of Microgrids”, financiado pela Fundação para a Ciência e Tecnologia, com a referência PTDC/EEI-EEE/28813/2017.



DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE

Declaro ter atuado com integridade na elaboração do presente trabalho académico e confirmo que não recorri à prática de plágio nem a qualquer forma de utilização indevida ou falsificação de informações ou resultados em nenhuma das etapas conducente à sua elaboração.

Mais declaro que conheço e que respeitei o Código de Conduta Ética da Universidade do Minho.

Resumo

A qualidade de energia elétrica (QEE) tornou-se um fator importante nos sistemas elétricos atuais. Estudos comprovam que instalações elétricas com problemas de QEE podem registar prejuízos económicos avultados. Outra das grandes apostas da comunidade científica atual são os sistemas de produção de energia baseados em fontes de energia renovável. Estes atingiram uma grande relevância dados os problemas ambientais vividos, sendo uma das opções de produção de energia elétrica em detrimento da queima de combustíveis fósseis. Assim, o tema desta dissertação de mestrado vem ao encontro destas duas vertentes, integrando produção de energia a partir de sistemas fotovoltaicos e conversores capazes de mitigar problemas de QEE.

Atualmente, existem diversos equipamentos capazes de mitigar alguns problemas de QEE como condicionadores ativos de potência ou fontes de alimentação ininterrupta (*Uninterruptible Power Supply* - UPS). Contudo, existe um equipamento capaz de mitigar a maioria dos problemas de QEE, sendo este o Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Elétrica (UPQC). Este equipamento é composto por um condicionador ativo paralelo e um condicionador ativo série que partilham o mesmo barramento CC.

Nesta dissertação de mestrado é descrito o desenvolvimento de um condicionador ativo série integrado num Condicionador Unificado de Qualidade de Energia com Controlo Invertido (iUPQC) com interface otimizada com energias renováveis aplicado a uma microrrede. O iUPQC é um equipamento usado para mitigação de problemas de QEE, com a particularidade de possuir controlo invertido em relação ao UPQC. O condicionador ativo série controla a corrente da rede enquanto o condicionador ativo paralelo controla a tensão das cargas. A integração de conversores de interface com sistemas solares fotovoltaicos e de conversores de interface com sistemas de armazenamento de energia torna esta solução interessante na aplicação em microrredes.

Palavras-Chave: Energias Renováveis, Microrrede, Qualidade de Energia Elétrica, Sistemas Solares Fotovoltaicos.

Abstract

Power Quality (PQ) has become an important factor in current electrical systems. Many studies prove that electrical facilities with PQ problems can register considerable economic losses. Another of the great bets of the current scientific community are energy production systems based on renewable energy sources. These reached a great source because of the environmental problems experienced, being one of the options to produce electric energy in detriment of the burning of fossil fuels. The theme of this master dissertation meets these two aspects, integrating energy production from photovoltaic systems and conditioners capable of solve PQ problems.

Currently, there are several equipment capable of mitigating some PQ problems such as active power filters or Uninterruptible Power Supply (UPS). However, there is an equipment capable of mitigating most PQ problems, which is the Unified Power Quality Conditioner (UPQC). This is composed of a shunt active conditioner and a series active conditioner that share the same DC bus.

This master dissertation describes the development of a series active conditioner integrated into a Unified Power Quality Conditioner with Inverted Control (iUPQC) with an optimized interface with renewable energies applied to a microgrid. The iUPQC is equipment used to mitigate PQ problems, with the particularity of having an inverted control compared to the UPQC. The series active conditioner controls the power grid currents while the shunt active conditioner controls the load voltages. The integration of photovoltaic systems interface converters with energy storage systems makes this solution interesting for microgrids applications.

Keywords: Microgrid, Photovoltaic Systems, Power Quality, Renewable Energy.

ÍNDICE

Agradecimentos	iii
Resumo	v
Abstract	vi
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xvii
Acrónimos e Siglas	xviii
Nomenclatura	xxi
Capítulo 1 Introdução	22
1.1 Problemas de Qualidade de Energia Elétrica.....	22
1.1.1 Interrupção da Alimentação.....	22
1.1.2 Subtensão Momentânea.....	23
1.1.3 Sobretensão Momentânea.....	24
1.1.4 Desequilíbrio das Tensões de Alimentação.....	24
1.1.5 Flutuação da Tensão.....	25
1.1.6 Distorção Harmónica.....	25
1.1.7 Fator de Potência.....	29
1.1.8 Sinais de Alta Frequência.....	31
1.2 Energias Renováveis	31
1.2.1 Energia Solar Fotovoltaica no Mundo	33
1.2.2 Energia Solar Fotovoltaica em Portugal	34
1.3 Microrredes	35
1.4 Enquadramento.....	37
1.5 Motivações	39
1.6 Objetivos e Metodologia	40
1.7 Organização e Estrutura da Dissertação	40
Capítulo 2 Sistemas de Produção e Regulação de Energia Elétrica	42
2.1 Introdução	42
2.2 Tecnologias de Sistemas Solares Fotovoltaicos.....	42
2.2.1 Células Fotovoltaicas.....	43
2.2.1.1 Células Fotovoltaicas de Primeira Geração.....	43
2.2.1.2 Células Fotovoltaicas de Segunda Geração	44
2.2.1.3 Células Fotovoltaicas de Terceira Geração	44
2.2.2 Modelo Equivalente de uma Célula Fotovoltaica	45

Índice

2.2.3	Caraterísticas de Operação dos Módulos Solares Fotovoltaicos.....	46
2.2.3.1	Radiação Solar.....	48
2.2.3.2	Temperatura.....	48
2.2.3.3	Efeito Sombra.....	49
2.2.4	Instalação de Módulos Solares Fotovoltaicos.....	50
2.3	Condicionadores Ativos de Potência.....	52
2.3.1	Condicionador Ativo Série.....	52
2.3.2	Condicionador Ativo Paralelo.....	53
2.3.3	UPS.....	54
2.3.3.1	<i>Passive Standby</i>	55
2.3.3.2	<i>Line Interactive</i>	55
2.3.3.3	<i>Double Conversion</i>	56
2.3.4	UPQC.....	57
2.4	Conclusões.....	58
Capítulo 3	Conversores de Eletrónica de Potência e Técnicas de Controlo.....	60
3.1	Introdução.....	60
3.2	Conversores de Eletrónica de Potência CC-CC Unidireccionais.....	61
3.2.1	Conversor de Eletrónica de Potência CC-CC do tipo <i>Buck</i>	61
3.2.2	Conversor de Eletrónica de Potência CC-CC do tipo <i>Boost</i>	62
3.2.3	Conversor de Eletrónica de Potência CC-CC do tipo <i>Interleaved Boost</i>	63
3.2.4	Conversor de Eletrónica de Potência CC-CC do tipo <i>Forward</i>	65
3.2.5	Conversor de Eletrónica de Potência CC-CC do tipo <i>Flyback</i>	66
3.2.6	Conversor de Eletrónica de Potência CC-CC do tipo <i>Push Pull</i> como Fonte de Corrente.....	67
3.3	Conversores de Eletrónica de Potência CC-CA.....	69
3.3.1	Inversor Fonte de Corrente (CSI).....	69
3.3.2	Inversor Fonte de Tensão (VSI).....	70
3.3.2.1	Inversor Fonte de Tensão com 3 Braços e 3 Fios.....	71
3.3.2.2	Inversor Fonte de Tensão com 3 Braços e 4 Fios.....	71
3.3.2.3	Inversor Fonte de Tensão com 4 Braços e 4 Fios.....	72
3.4	Algoritmos de MPPT.....	73
3.4.1	Corrente Constante.....	74
3.4.2	Condutância Incremental.....	75
3.4.3	Perturbação e Observação.....	76
3.5	Técnicas de Modulação para Conversores Fonte de Tensão.....	77
3.5.1	Modulação SPWM Bipolar.....	78
3.5.2	Modulação SPWM Unipolar.....	79
3.6	Técnicas de Controlo de Corrente para Conversores Fonte de Tensão.....	81
3.6.1	Controlo de Corrente por Histerese.....	81
3.6.2	Controlo de Corrente por <i>Periodic Sampling</i>	82
3.6.3	Controlo de Corrente Proporcional Integral com Modulação SPWM.....	82
3.6.4	Controlo de Corrente Proporcional Ressonante com Modulação SPWM.....	83
3.6.5	Controlo de Corrente Preditivo com Modulação SPWM.....	84
3.7	Técnicas de Controlo para Condicionadores Ativos de Potência.....	86

Índice

3.7.1 Teoria FBD.....	86
3.7.2 Teoria $p-q$	87
3.8 Algoritmos de Sincronização com a Rede Elétrica.....	89
3.9 Conclusões.....	91
Capítulo 4 Simulações Computacionais.....	93
4.1 Introdução.....	93
4.2 Condicionador Ativo Série.....	93
4.2.1 Simulação do Algoritmo de Sincronismo com a Rede Elétrica.....	94
4.2.2 Modelo de Simulação e Algoritmos de Controlo do Condicionador Ativo Série.....	96
4.2.3 Simulação do Condicionador Ativo Série.....	97
4.3 Conversor de Interface com os Módulos Solares Fotovoltaicos.....	106
4.4 iUPQC.....	109
4.4.1 Simulação do Modo Isolado.....	110
4.4.2 Simulação do Modo Normal.....	114
4.5 Conclusões.....	118
Capítulo 5 Descrição do Protótipo Experimental.....	120
5.1 Introdução.....	120
5.2 Hardware de Controlo.....	121
5.2.1 DSC e Placa de Suporte.....	121
5.2.2 Placa de DAC.....	123
5.2.3 Sensor de Tensão.....	123
5.2.4 Sensor de Corrente.....	125
5.2.5 Placa de Condicionamento de Sinal.....	125
5.2.6 Placa de Comando.....	128
5.2.7 Placa de <i>Driver</i>	128
5.2.8 Placa de Proteção dos IGBTs.....	129
5.3 Sistema de Proteções Elétricas e Circuito de Comando.....	130
5.4 Hardware de Potência.....	132
5.4.1 Módulos de IGBTs.....	132
5.4.2 Transformadores do Condicionador Ativo Série.....	133
5.4.3 Bobinas dos Conversores CC-CC e CC-CA.....	133
5.4.4 Barramento CC.....	134
5.4.5 Baterias de LiFePO ₄	135
5.5 Conclusões.....	135
Capítulo 6 Resultados Experimentais.....	137
6.1 Introdução.....	137
6.2 Resultados Experimentais do Algoritmo de Sincronismo.....	138
6.3 Resultados Experimentais do Condicionador Ativo Série.....	140
6.4 Resultados Experimentais do Conversor de Interface com Módulos Solares Fotovoltaicos.....	147
6.5 Resultados Experimentais do iUPQC.....	150

Índice

6.5.1	Modo Isolado	151
6.5.2	Modo Normal	154
6.6	Conclusões.....	157
Capítulo 7	Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro.....	159
7.1	Conclusões.....	159
7.2	Sugestões para Trabalho Futuro.....	164
Referências	165

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Exemplo do fenómeno de QEE relativo a uma interrupção de alimentação curta na rede elétrica.	23
Figura 1.2 - Exemplo do fenómeno de QEE relativo a uma subtensão momentânea da rede elétrica.....	23
Figura 1.3 - Exemplo do fenómeno de QEE relativo a uma sobretensão momentânea da rede elétrica.....	24
Figura 1.4 - Exemplo do fenómeno de QEE relativo ao desequilíbrio de um sistema trifásico da rede elétrica.....	25
Figura 1.5 - Exemplo do fenómeno de QEE relativo à flutuação da tensão da rede elétrica.	25
Figura 1.6 - Formas de onda de correntes de: (a) Retificador monofásico com filtro capacitivo; (b) Retificador trifásico com filtro capacitivo.	27
Figura 1.7 - Espectro harmónico das formas de onda da corrente da carga: (a) Retificador monofásico com filtro capacitivo; (b) Retificador trifásico com filtro capacitivo.	28
Figura 1.8 - Exemplo do fenómeno de QEE relativo à distorção harmónica da tensão da rede elétrica.	29
Figura 1.9 - Exemplo do fenómeno de QEE relativo ao fator de potência não unitário.	30
Figura 1.10 - Exemplo do fenómeno de QEE relativo à sobreposição de sinais de alta frequência na tensão da rede elétrica.....	31
Figura 1.11 - Evolução da produção de eletricidade no mundo de forma a cumprir a meta de 35 % de produção a partir de fontes de energia renovável até 2030 (baseado em [11]).	33
Figura 1.12 - Aumento anual potência instalada por tecnologia e total, entre 2013 e 2019 no mundo (baseado em [13]).	33
Figura 1.13 - Potência das instalações solares fotovoltaicas, por país e regiões do mundo, entre os anos de 2009 e 2019 (baseado em [13]).	34
Figura 1.14 - Produção de Eletricidade por fonte em Portugal em 2019 (baseado em [16]).	35
Figura 1.15 – Representação do fluxo de energia de uma microrrede.....	37
Figura 1.16 – Esquema representativo de um iUPQC-UPS com interface com painéis solares fotovoltaicos e sistemas de armazenamento de energia elétrica.....	39
Figura 2.1 - Comparação da constituição das células fotovoltaicas de cada geração (baseado em [30]).	43
Figura 2.2 - Modelo elétrico equivalente <i>standard</i> de uma célula solar fotovoltaica.	45
Figura 2.3 - Curva I-V e P-V de um módulo solar fotovoltaico.....	47
Figura 2.4 - Efeito da radiação solar num módulo solar fotovoltaico: (a) Curvas I-V; (b) Curvas P-V (baseado em [40]).	48
Figura 2.5 - Efeito da temperatura num módulo solar fotovoltaico: (a) Curvas I-V; (b) Curvas P-V (baseado em [40]).	49

Lista de Figuras

Figura 2.6 - Curvas características de módulos solares fotovoltaico sob efeito sombra: (a) curva I-V; (b) curva P-V (baseado em [44]).	50
Figura 2.7 – Comparação da radiação solar captada por um sistema solar fixo e um sistema com seguidor solar fotovoltaico (baseado em [47]).	51
Figura 2.8 - Esquema elétrico de um condicionador ativo série trifásico.	53
Figura 2.9 - Esquema elétrico de um condicionador ativo paralelo trifásico.	54
Figura 2.10 - Diagrama de blocos da UPS <i>Standby</i> (baseado em [58]).	55
Figura 2.11 - Diagrama de blocos da UPS <i>Line Interactive</i> (baseado em [58]).	56
Figura 2.12 - Diagrama de blocos da UPS <i>Double Conversion</i> (baseado em [58]).	57
Figura 2.13 - Esquema elétrico de um UPQC trifásico.	58
Figura 3.1 - Esquema elétrico do conversor CC-CC <i>buck</i>	61
Figura 3.2 - Esquema elétrico do conversor CC-CC <i>boost</i>	62
Figura 3.3 - Funcionamento do conversor CC-CC do tipo <i>Boost</i> . (a) Fluxo de corrente quando o semicondutor <i>S</i> está em condução; (b) Fluxo de energia quando o semicondutor <i>S</i> está ao corte; (c) Principais formas de onda do sistema.	63
Figura 3.4 - Esquema elétrico do conversor <i>Interleaved Boost</i>	64
Figura 3.5 - Análise das correntes do conversor <i>Interleaved Boost</i> em função dos sinais de controlo dos semicondutores (baseado em [72]).	65
Figura 3.6 – Esquema elétrico do conversor <i>Forward</i>	66
Figura 3.7 – Esquema elétrico do conversor <i>Flyback</i>	67
Figura 3.8 - Conversor <i>Push-Pull</i> como fonte de corrente.	68
Figura 3.9 - Análise da corrente na bobina comparativamente com a comutação dos semicondutores no conversor <i>push pull</i>	68
Figura 3.10 – Esquema de um conversor trifásico do tipo CSI.	70
Figura 3.11 - Esquema de um conversor de eletrónica de potência trifásico do tipo VSI com 3 braços e 3 fios.	71
Figura 3.12 - Esquema de um conversor de eletrónica de potência trifásico do tipo VSI com 3 braços e 4 fios.	72
Figura 3.13 - Esquema de um conversor de eletrónica de potência trifásico do tipo VSI com 4 braços 4 fios.	73
Figura 3.14 - Algoritmo MPPT corrente de curto circuito (baseado em [89]).	74
Figura 3.15 - Algoritmo MPPT condutância incremental (baseado em [90]).	76
Figura 3.16 - Algoritmo MPPT perturbação e observação (baseado em [90]).	77
Figura 3.17 - Circuito lógico da modulação SPWM bipolar.	78

Lista de Figuras

Figura 3.18 - Formas de onda do sinal de referência (V_{ref}), portadora ($V_{triangular}$) e tensão de saída ($V_{comparação}$) resultante de um VSI com modulação SPWM bipolar.	78
Figura 3.19 - Espectro harmónico da tensão de saída de um conversor VSI com modulação bipolar.	79
Figura 3.20 - Circuito lógico da modulação SPWM unipolar.	79
Figura 3.21 - Formas de onda do sinal de referência (V_{ref}), sinal de referência invertido ($V_{ref\ invertido}$), portadora ($V_{triangular}$) e tensão de saída resultante ($V_{comparação}$) de um VSI com modulação SPWM unipolar.	80
Figura 3.22 - Espectro harmónico da tensão de saída de um conversor VSI com modulação unipolar.	80
Figura 3.23 - Diagrama de blocos do algoritmo de controlo de corrente por histerese.	81
Figura 3.24 - Diagrama de blocos do algoritmo de controlo de corrente por <i>periodic sampling</i>	82
Figura 3.25 - Esquema do algoritmo de controlo proporcional integral com modulação SPWM.	83
Figura 3.26 - Diagrama de blocos do controlo de corrente proporcional ressonante com modulação SPWM.	84
Figura 3.27 - Esquema elétrico de um inversor monofásico em meia ponte ligado à rede elétrica a partir de uma bobina de acoplamento.	84
Figura 3.28 - Modelo equivalente de um sistema elétrico baseado na teoria FBD (baseado em [110]).	86
Figura 3.29 - Potências associadas à Teoria p-q num sistema elétrico trifásico a 4 fios (baseado em [113]).	89
Figura 3.30 - Esquema de um algoritmo de sincronismo do tipo E-PLL digital (adaptado de [120]).	90
Figura 3.31 - Diagrama de blocos de um algoritmo de sincronismo trifásico usando a transformação de <i>a-b-c</i> para α - β (baseado em [121]).	91
Figura 4.1 - Modelo de simulação do algoritmo de sincronismo.	94
Figura 4.2 – Formas de onda das tensões de alimentação do sistema de teste do algoritmo de sincronismo (V_{s1} , V_{s2} , V_{s3}).	94
Figura 4.3 – Formas de onda da tensão de alimentação (V_{s1}) e do algoritmo de sincronismo da fase A ($\rho//$).	95
Figura 4.4 - Formas de onda geradas pelo algoritmo de sincronismo ($\rho//_s$, $\rho//_b$ e $\rho//_c$).	95
Figura 4.5 - Esquema em simulação do condicionador ativo série.	96
Figura 4.6 - Diagrama de blocos do algoritmo de controlo usado no condicionador ativo série.	97
Figura 4.7 - Formas de onda da tensão da rede elétrica.	99
Figura 4.8 – Formas de onda das correntes sintetizadas pelo condicionador ativo série usando controlo de corrente por <i>periodic sampling</i> . (a) em regime permanente; (b) comparação entre a corrente da fase A (i) e a corrente de referência da fase A (i_{ref}); (c) em regime transitório.	101
Figura 4.9 – Formas de onda das correntes sintetizadas pelo condicionador ativo série usando controlo de corrente proporcional integral: (a) em regime permanente; (b) comparação entre a corrente da fase A (i) e a corrente de referência da fase A (i_{ref}); (c) em regime transitório.	102

Lista de Figuras

Figura 4.10 – Formas de onda das correntes sintetizadas pelo condicionador ativo série usando controlo de corrente proporcional ressonante: (a) em regime permanente; (b) comparação entre a corrente da fase A (i_a) e a corrente de referência da fase A (i_{ref}); (c) em regime transitório.....	104
Figura 4.11 – Formas de onda das correntes sintetizadas pelo condicionador ativo série usando controlo de corrente Preditivo: (a) em regime permanente; (b) comparação entre a corrente da fase A (i_a) e a corrente de referência da fase A (i_{ref}); (c) em regime transitório.....	105
Figura 4.12 - Esquema em simulação do conversor de eletrónica de potência do tipo <i>Interleaved Boost</i> de interface com os módulos solares fotovoltaicos.	106
Figura 4.13 - Algoritmo de controlo PI responsável pelo equilíbrio das correntes de cada braço do conversor.	107
Figura 4.14 – Potência extraída do módulo fotovoltaico, $P_{extraída}$, em função da potência máxima, $P_{referência}$, e da radiação solar aplicada, $Radiação$	108
Figura 4.15 – Corrente produzida pelo módulo fotovoltaico: (a) corrente total; (b) correntes em ambos os braços do conversor; (c) pormenor das correntes no intervalo [0,551;0,5518] segundos.....	109
Figura 4.16 – Modelo de simulação do iUPQC trifásico.	110
Figura 4.17 - Diagrama de blocos associado ao fluxo de potência do iUPQC no modo de funcionamento isolado.....	111
Figura 4.18 - Formas de onda das correntes do sistema: (a) correntes das cargas; (b) correntes das baterias.....	112
Figura 4.19 - Potências do sistema no modo isolado durante o transitório de ligação de uma carga não linear.	113
Figura 4.20 – Formas de onda das tensões lado das cargas no modo isolado durante o transitório de ligação de uma carga não linear.	113
Figura 4.21 - Tensão nos dois conjuntos de condensadores do barramento CC no modo isolado durante o transitório de ligação de uma carga não linear.	114
Figura 4.22 - Diagrama de blocos associado ao fluxo de potência do iUPQC no modo de funcionamento normal.....	115
Figura 4.23 – Potências do sistema de simulação utilizado para o modo de funcionamento normal.	115
Figura 4.24 - Formas de onda do lado das cargas no modo normal durante o transitório de ligação de uma carga não linear: (a) tensões na carga; (b) correntes na carga.....	116
Figura 4.25 - Formas de onda do lado da rede elétrica no modo normal durante o transitório de ligação de uma carga não linear: (a) tensões na rede; (b) correntes na rede.	117
Figura 4.26 - Tensão nos dois conjuntos de condensadores do barramento CC no modo normal durante o transitório de ligação de uma carga não linear.	118
Figura 5.1 - Protótipo laboratorial do iUPQC completo.	120
Figura 5.2 - TSM320F28335: (a) PCB do DSC; (b) PCB de suporte.	122
Figura 5.3 – Interface gráfica do IDE <i>Code Composer Studio</i> versão 9.1.0.....	122
Figura 5.4 - Placa de DAC.....	123

Lista de Figuras

Figura 5.5 - Esquema do sensor de tensão (baseado em [124]).	124
Figura 5.6 – Placa integrada do sensor de tensão CYHVS5-25A.	124
Figura 5.7 - Placa integrada do sensor de corrente LA 100-P.	125
Figura 5.8 - Montagem amplificadora da placa de aquisição de sinal.	126
Figura 5.9 - Circuito de deteção de erros na aquisição de sinais.	126
Figura 5.10 - PCB de condicionamento sinal.	127
Figura 5.11 - Circuito de condicionamento de sinal do ADC interno.	127
Figura 5.12 - Placa de comando.	128
Figura 5.13 - Placa de <i>driver</i> dos IGBTs.	129
Figura 5.14 – Esquema elétrico do circuito de proteção dos IGBTs.	129
Figura 5.15 – Placa de proteção da <i>gate</i> dos IGBTs.	130
Figura 5.16 - Esquema de comando dos conversores do iUPQC.	131
Figura 5.17 – Circuito de comando do iUPQC trifásico: (a) Diagrama de contactores; (b) Esquema demonstrativo do posicionamento dos contactores no circuito.	131
Figura 5.18 - Módulo de IGBT SKM100GB12T4 da Semikron: (a) modelo físico; (b) esquema elétrico.	132
Figura 5.19 - Transformadores de acoplamento do condicionador ativo série.	133
Figura 5.20 - Bobina de núcleo de ferro com os enrolamentos em série.	133
Figura 5.21 - Barramento CC: (a) esquema da montagem; (b) imagem da sua integração no quadro elétrico do iUPQC.	134
Figura 5.22 - Bateria de LiFePO ₄ .	135
Figura 6.1 - Sistema de alimentação elétrica do laboratório do GEPE, Universidade do Minho: (a) formas de onda das tensões; (b) espectro harmónico da tensão da fase A; (c) espectro harmónico da tensão da fase B; (d) espectro harmónico da tensão da fase C.	138
Figura 6.2 – Sinais gerados pelo algoritmo de sincronismo trifásico em regime permanente: (a) formas de onda dos sinais (PLL_a , PLL_b , PLL_c); (b) espectro harmónico do sinal PLL_a ; (c) espectro harmónico do sinal PLL_b ; (d) espectro harmónico do sinal PLL_c .	139
Figura 6.3 - Resultado experimental do regime transitório do algoritmo de sincronismo da fase A (PLL_a) em relação à tensão da rede elétrica da fase A (V_{sa}).	140
Figura 6.4 - Montagem de ensaio experimental do condicionador ativo série.	141
Figura 6.5 - Resultados experimentais do controlo de corrente Proporcional Integral: (a) formas de onda das correntes; (b) espectro harmónico da corrente da fase A (i_{sa}); (c) espectro harmónico da corrente da fase B (i_{sb}); (d) espectro harmónico da corrente da fase C (i_{sc}).	142

Lista de Figuras

Figura 6.6 – Resultados experimentais do controlo de corrente Proporcional Integral: (a) forma de onda da tensão da fase A (v_{sa}) e da corrente da fase A (i_{sa}); (b) potência ativa, aparente, reativa e fator de potência do sistema.....	143
Figura 6.7 - Resultados experimentais do controlo de corrente Proporcional Ressonante: (a) formas de onda das correntes; (b) espectro harmónico da corrente da fase A (i_{sa}); (c) espectro harmónico da corrente da fase B (i_{sb}); (d) espectro harmónico da corrente da fase C (i_{sc}).	143
Figura 6.8 - Resultados experimentais do controlo de corrente Proporcional Ressonante: (a) forma de onda da tensão da fase A (v_{sa}) e da corrente da fase A (i_{sa}); (b) potência ativa, aparente, reativa e fator de potência do sistema.	144
Figura 6.9 - Resultados experimentais do controlo de corrente Preditivo: (a) formas de onda das correntes; (b) espectro harmónico da corrente da fase A (i_{sa}); (c) espectro harmónico da corrente da fase B (i_{sb}); (d) espectro harmónico da corrente da fase C (i_{sc}).	145
Figura 6.10 – Resultados experimentais do controlo de corrente Preditivo: (a) forma de onda da tensão da fase A (v_{sa}) e da corrente da fase A (i_{sa}); (b) potência ativa, aparente, reativa e fator de potência do sistema.	145
Figura 6.11 – Injeção de energia na rede elétrica com controlo de corrente PR: (a) forma de onda da tensão da fase A (v_{sa}) e da corrente da fase A (i_{sa}); (b) potência ativa, aparente, reativa e fator de potência da instalação.	146
Figura 6.12 - Esquema elétrico da montagem para ensaio do conversor de interface com os módulos solares fotovoltaicos.	147
Figura 6.13 – Resultados experimentais do conversor de interface com os módulos solares fotovoltaicos em malha aberta: (a) corrente em cada braço do conversor (i_{L1} e i_{L2} 1 A/divisão) em função do sinal de PWM do IGBT S_i ; (b) tensão de entrada e tensão de saída do conversor (20 V/divisão).	148
Figura 6.14 - Resultados experimentais do conversor de interface com os módulos solares fotovoltaicos utilizando em malha fechada: (a) topologia convencional regime transitório; (b) a topologia convencional regime permanente; (c) a topologia <i>interleaved</i> em regime transitório; (d) a topologia <i>interleaved</i> em regime permanente.	150
Figura 6.15 - Esquema elétrico do iUPQC.	151
Figura 6.16 – Microrrede com cargas lineares no modo isolado: (a) tensões e corrente das cargas; (b) potências e fator de potência; (b) THD% das tensões; (d) THD% das correntes.	152
Figura 6.17 – Relação entre a energia produzida pelo sistema solar fotovoltaico e a energia fornecida pelas baterias.....	153
Figura 6.18 - Carga não-linear usada nos ensaios do iUPQC.	153
Figura 6.19 – Microrrede com cargas não-lineares: (a) tensões e corrente das cargas; (b) potências e fator de potência; (b) THD% das tensões; (d) THD% das correntes.	154
Figura 6.20 – Formas de onda do lado das cargas com cargas não-lineares no modo normal: (a) tensão e corrente; (b) potências e fator de potência; (b) THD% das tensões; (d) THD% das correntes.	155
Figura 6.21 – Formas de onda do lado da rede elétrica com cargas não-lineares no modo normal: (a) tensão e corrente; (b) potências e fator de potência; (b) THD% das tensões; (d) THD% das correntes.	156
Figura 6.22 - Carregamento das baterias no modo normal de energia.	157

Lista de Tabelas

Tabela 1.1 - Valores dos harmónicos de tensão até à ordem 25 nos pontos de fornecimento, em percentagem da tensão nominal (baseado em [4])	29
Tabela 2.1 - Parâmetros e variáveis associados aos módulos solares fotovoltaicos.	47
Tabela 4.1 - Condições de funcionamento da simulação do protótipo de testes.....	98
Tabela 4.2 - Componentes harmónicas usadas na simulação do condicionador ativo série, na fase A.	99
Tabela 4.3 - Comparação da resposta dos algoritmos de controlo de corrente simulados.	106
Tabela 4.4 - Parâmetros de simulação do sistema solar fotovoltaico.	107
Tabela 5.1 - Valor de resistência R a usar em função da tensão de entrada.	125
Tabela 5.2 – Valor da indutância das bobinas utilizadas a diferentes frequências.....	134
Tabela 6.1 - Condições de funcionamento da montagem prática do condicionador ativo série.	141
Tabela 6.2 - Comparação dos resultados obtidos com a utilização de algoritmos de controlo de corrente com base na sua implementação prática.....	147

Acrónimos e Siglas

Acrónimo/Sigla	Significado
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i> Conversor Analógico-Digital
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSI	<i>Current Source Inverter</i> Inversor Fonte de Corrente
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i> Conversor Digital-Analógico
DSC	<i>Digital Signal Controller</i> Controlador Digital de Sinal
GTO	<i>Gate Turn-Off Thyristor</i> Tiristor com porta de desligar
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> Transistor Bipolar de Porta Isolada
iUPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner with Inverted Control</i> Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Elétrica
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> Transistor de Efeito de Campo de Semicondutor de Óxido de Metal

MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> Seguidor do Ponto de Máxima Potência
P&O	Perturbação e Observação
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> Placa de Circuito Impresso
PI	Proporcional Integral
PR	Proporcional Ressonante
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PSIM	<i>Power Simulation</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> Modulação de Largura de Pulso
RMS	<i>Root Mean Square</i> Raiz Quadrada Média
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i> Interface Periférica Série
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> Modulação de Largura de Pulso Sinusoidal
STC	<i>Standard Test Conditions</i> Condições de Teste Padrão
THD%	<i>Total Harmonic Distortion</i> Taxa de Distorção Harmónica Percentual Total em Relação à Amplitude da Fundamental do Sinal
TVS	<i>Transient Voltage Suppressor</i> Supressor de Tensão Transitória

UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i> Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Elétrica
UPS	<i>Uninterrupted Power Supply</i> Fonte de Alimentação Ininterrupta
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> Inversor Fonte de Tensão

Nomenclatura

Símbolo	Significado	Unidade
V_{Sa}, V_{Sb}, V_{Sc}	Tensões de Alimentação de um Sistema Elétrico Trifásico	V
V_{La}, V_{Lb}, V_{Lc}	Tensões das Cargas de um Sistema Elétrico Trifásico	V
V_{CC}	Tensão do Barramento de Corrente Contínua	V
V_p	Tensão de Pico	V
V_{pv}	Tensão aos Terminais do Módulo Fotovoltaico	V
V_{GS}	Tensão <i>Gate-Source</i>	V
i_a, i_b, i_c	Correntes em Cada Fase da Rede Elétrica	A
i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}	Correntes em Cada Fase da Carga	A
I_{pv}	Corrente à Saída do Módulo Fotovoltaico	A
f	Frequência	Hz
f_c	Frequência de Comutação	Hz
f_s	Frequência de Amostragem	Hz

Capítulo 1

Introdução

1.1 Problemas de Qualidade de Energia Elétrica

Nas últimas décadas, dado o aumento da dependência da eletricidade, surgiu a necessidade de identificar e mitigar os problemas que afetam os sistemas elétricos. O termo *Power Quality* (traduzido para a literatura portuguesa como Qualidade de Energia Elétrica - QEE) pode ser descrito como “qualquer problema manifestado na tensão, corrente e/ou frequência que resulte numa falha e/ou mau funcionamento de equipamentos do utilizador” [1].

Grande parte dos problemas de QEE que surgem nos sistemas elétricos da atualidade tem origem na excessiva distorção das correntes junto do consumidor. A distorção surge da utilização de equipamentos eletrónicos que consomem correntes não sinusoidais, sendo estes equipamentos eletrónicos designados por cargas elétricas não-lineares [2].

Os problemas de QEE podem causar avultadas perdas económicas na indústria. Estas perdas são resultado de interrupções na produção, produtos com defeito (causados por mau funcionamento dos equipamentos elétricos), reinício de processos que pararam devido a problemas na alimentação elétrica ou até mesmo por avaria dos equipamentos de produção [3]. Em seguida estão descritos alguns dos problemas de QEE mais comuns nos sistemas elétricos.

1.1.1 Interrupção da Alimentação

Segundo a norma EN 50160 considera-se interrupção da alimentação elétrica quando o valor eficaz da tensão de alimentação atinge valores inferiores a 10 % da tensão nominal declarada (tensão definida como tensão nominal do sistema) [4]. Uma interrupção da alimentação pode ser classificada como:

- **Interrupção prevista**, quando os utilizadores são informados previamente, permitindo a execução de trabalhos no sistema de distribuição de energia;
- **Interrupção acidental**, quando provocadas por avarias ou interferências externas. Estes tipos de interrupções são maioritariamente causados por eventos imprevisíveis sendo que podem ser classificadas em relação à sua duração, sendo designadas por:

- Interrupções longas, com duração superior a 3 minutos;
- Interrupções curtas, com duração inferior a 3 minutos.

Na Figura 1.1 está representado um exemplo da forma de onda de uma interrupção de curta duração (200 ms) na tensão de alimentação.

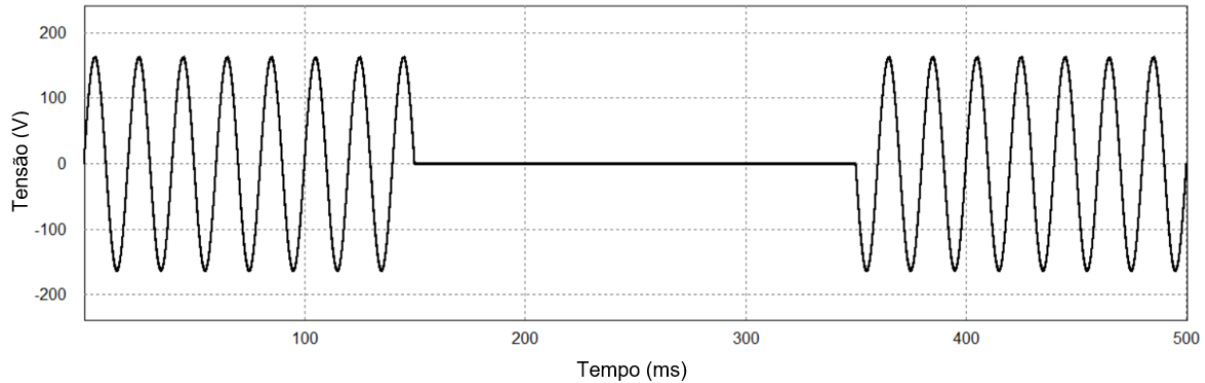


Figura 1.1 - Exemplo do fenómeno de QEE relativo a uma interrupção de alimentação curta na rede elétrica.

1.1.2 Subtensão Momentânea

Uma subtensão momentânea (também conhecida por cava de tensão) é uma redução da tensão de alimentação para valores entre 90 % e 10 % do seu valor nominal, voltando à sua tensão nominal após um curto período. Por convenção, ficou definido que uma cava de tensão dura entre 10 ms e 1 minuto [4]. É de notar que um decréscimo do valor eficaz da tensão de alimentação para valores até 90 % do valor declarado não é considerado subtensão, encontrando-se dentro dos limites de tolerância. Na Figura 1.2 está representada uma subtensão momentânea, onde o valor eficaz da tensão de alimentação desce para 75 % da tensão declarada durante 80 ms.

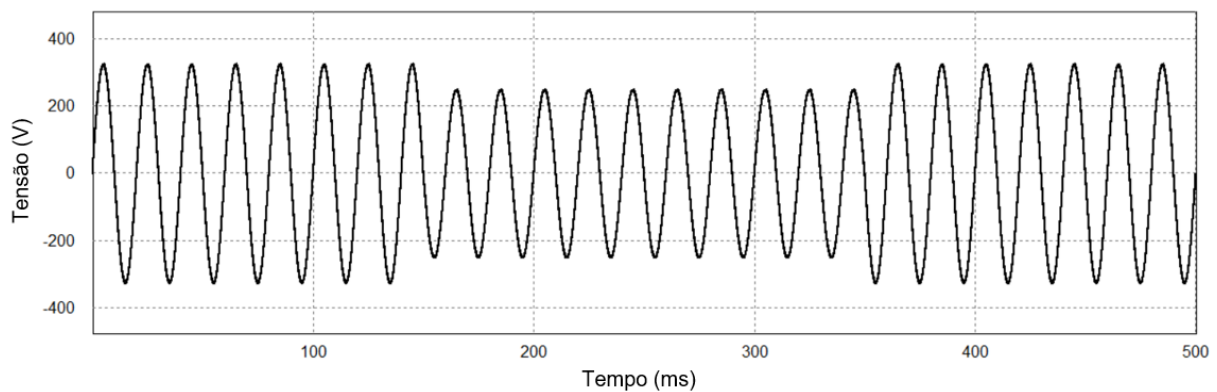


Figura 1.2 - Exemplo do fenómeno de QEE relativo a uma subtensão momentânea da rede elétrica.

1.1.3 Sobretensão Momentânea

Uma sobretensão momentânea é o aumento de 10 % ou mais do valor de tensão declarado [4]. Este fenómeno é geralmente originado por manobras (como por exemplo o desligar de uma grande carga elétrica) ou defeitos da rede elétrica. Na Figura 1.3 está representada uma sobretensão que atinge os 280 V durante 80 ms.

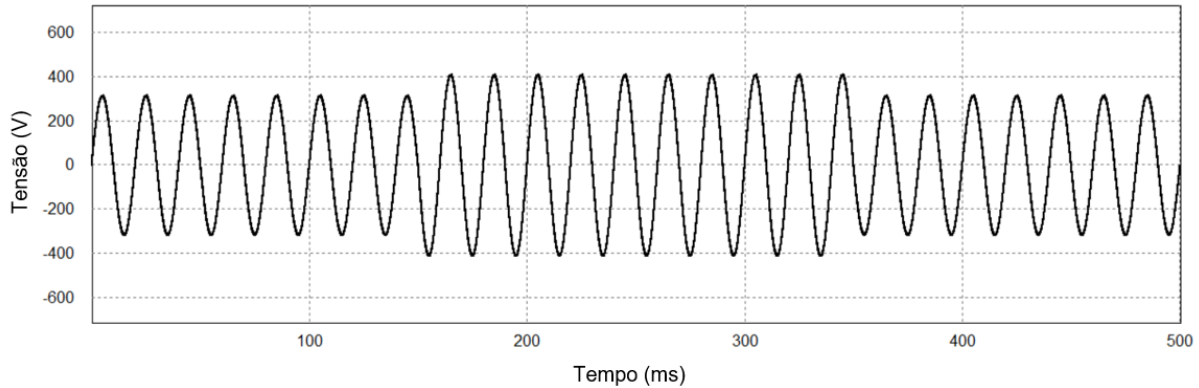


Figura 1.3 - Exemplo do fenómeno de QEE relativo a uma sobretensão momentânea da rede elétrica.

1.1.4 Desequilíbrio das Tensões de Alimentação

Num sistema trifásico, o desequilíbrio das tensões de alimentação é uma condição em que o valor eficaz das tensões de cada fase ou o ângulo entre duas fases consecutivas não são iguais (nos sistemas europeus adotou-se 400 V/50 Hz com defasamento de 120°). Estes desequilíbrios são geralmente provocados pela distribuição não equitativa de cargas monofásicas pelas três fases, sobrecarregando mais umas fases que outras [5]. Na Figura 1.4 estão representadas as formas de onda das tensões de alimentação de um sistema trifásico desequilibrado em que a amplitude das tensões de cada fase é diferente.

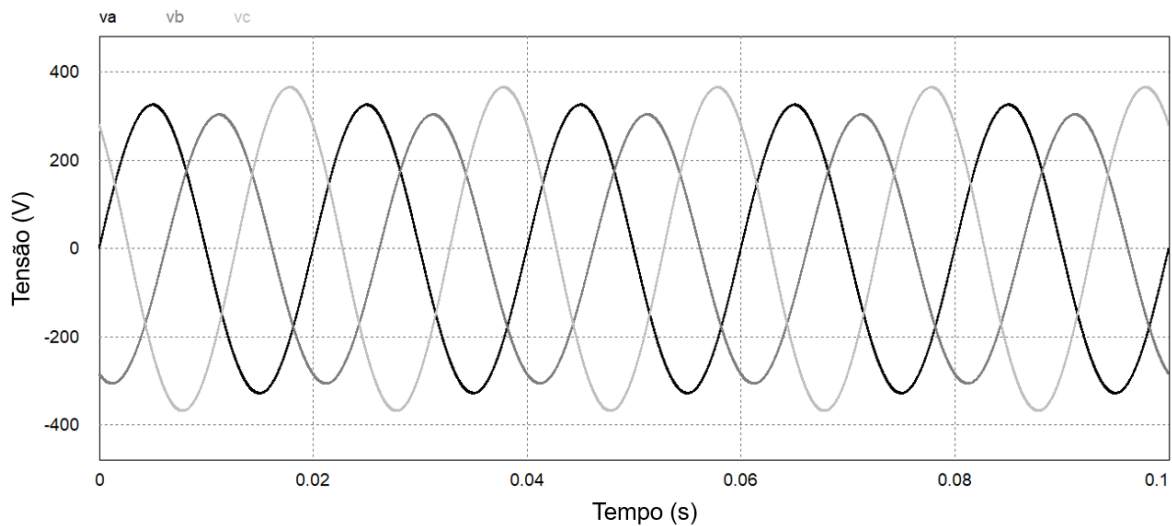


Figura 1.4 - Exemplo do fenómeno de QEE relativo ao desequilíbrio de um sistema trifásico da rede elétrica.

1.1.5 Flutuação da Tensão

A flutuação da tensão é definida como uma variação aleatória, repetitiva ou esporádica do valor RMS. Este fenómeno (designado por *flicker* na literatura inglesa) provoca variações da intensidade luminosa emitida pelas lâmpadas [4]. Na Figura 1.5 está representado um exemplo de uma flutuação de tensão da rede elétrica.

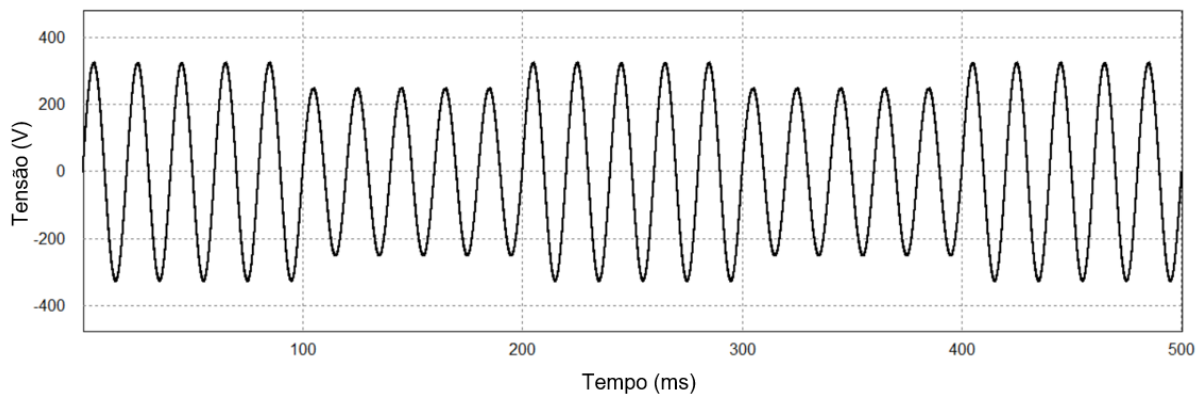


Figura 1.5 - Exemplo do fenómeno de QEE relativo à flutuação da tensão da rede elétrica.

1.1.6 Distorção Harmónica

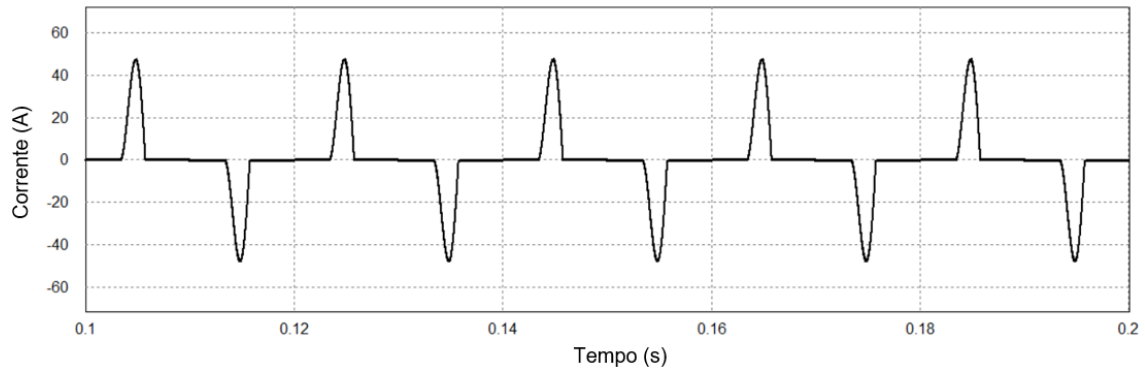
As correntes harmónicas são caracterizadas pela sua forma de onda sinusoidal com frequência múltipla da fundamental e, na sua grande maioria, são provocadas pela utilização de cargas não-lineares. Nas últimas décadas, este tipo de cargas aumentou exponencialmente, tornando a distorção harmónica um sério problema de QEE.

As correntes harmónicas podem ser classificadas individualmente pela amplitude do harmónico (de ordem h) em relação à corrente da fundamental, I_1 , ou globalmente através do fator de distorção harmónica (THD%). Por convenção, foi estipulado que seriam considerados os harmónicos até à ordem 40 uma vez que a amplitude das componentes de ordem superior é reduzida [4].

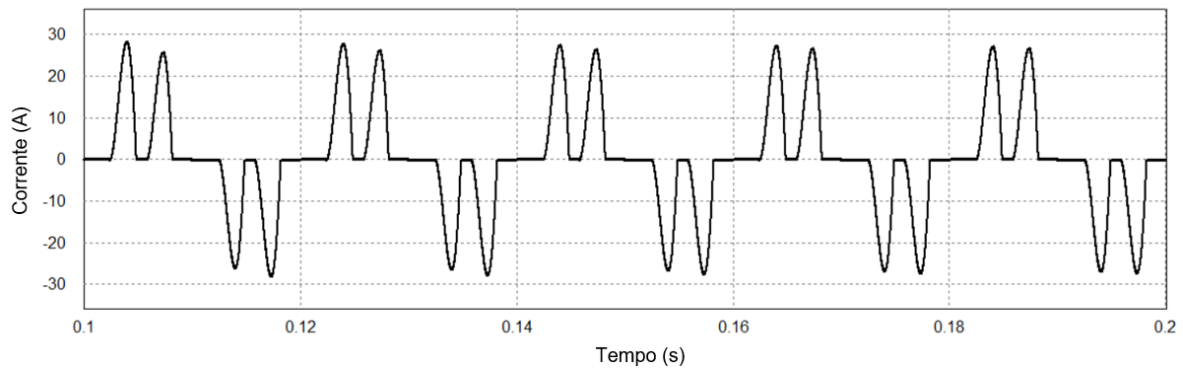
Usualmente o cálculo da taxa de distorção harmónica é realizado em relação à componente fundamental do sinal em questão. O valor resultante é expresso em percentagem e para o cálculo é utilizada a expressão da equação (1.1) [6].

$$THD_{\%f} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{40} (I_h)^2}}{I_1} * 100 \% \quad (1.1)$$

Na Figura 1.6 estão representadas as formas de onda da corrente de dois tipos de cargas não-lineares: um retificador a díodos monofásico e um retificador a díodos trifásico, ambos com filtro capacitivo. Na Figura 1.6 (a) está representada a forma de onda da corrente de um retificador monofásico com filtro capacitivo e na Figura 1.6 (b) a forma de onda da corrente de um retificador trifásico com filtro capacitivo.



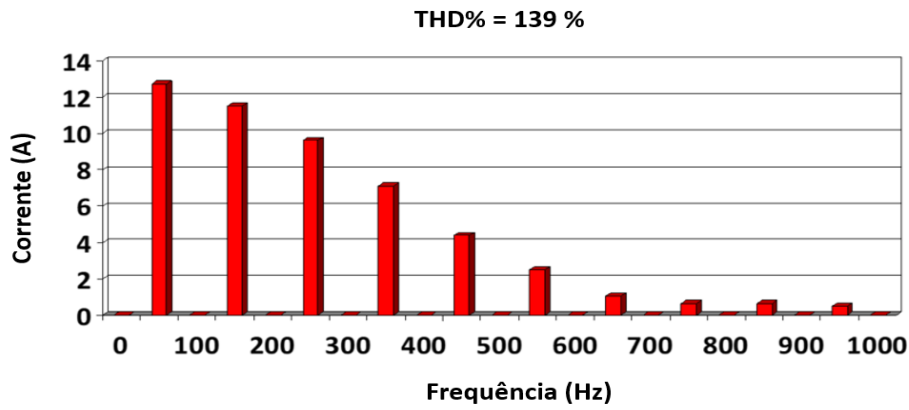
(a)



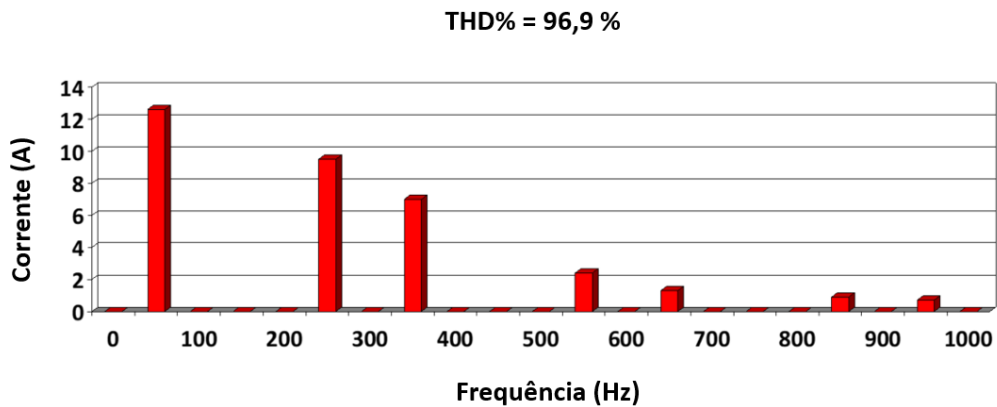
(b)

Figura 1.6 - Formas de onda de correntes de: (a) Retificador monofásico com filtro capacitivo; (b) Retificador trifásico com filtro capacitivo.

A corrente consumida por este tipo de cargas não é sinusoidal pois possui componentes harmónicas que distorcem a sua forma de onda. Na Figura 1.7 encontram-se representados os gráficos das componentes espectrais das correntes consumidas pelos conversores acima referidos. Nestes gráficos encontram-se apresentados os harmónicos até à ordem 19 (950 Hz) sendo que, apesar de não estarem representados, estas correntes possuem componentes espectrais de ordem superior.



(a)



(b)

Figura 1.7 - Espectro harmónico das formas de onda da corrente da carga: (a) Retificador monofásico com filtro capacitivo; (b) Retificador trifásico com filtro capacitivo.

De igual forma, as tensões harmónicas são maioritariamente causadas pela utilização de cargas não-lineares em qualquer nível do sistema de alimentação eléctrica. Este tipo de cargas origina harmónicos de corrente que, por sua vez, ao atravessarem as impedâncias de linha da rede eléctrica provocam harmónicos de tensão. Na Figura 1.8 está representado um exemplo de uma tensão de alimentação com elevado conteúdo harmónico.

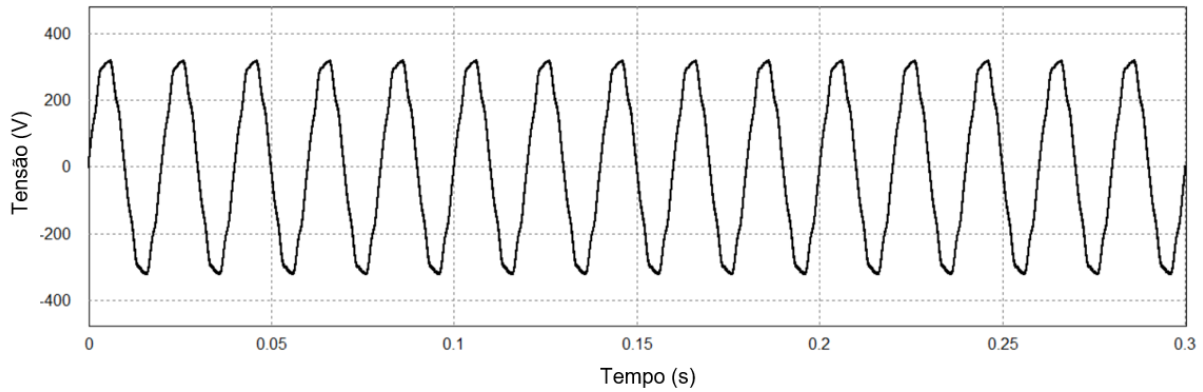


Figura 1.8 - Exemplo do fenómeno de QEE relativo à distorção harmónica da tensão da rede eléctrica.

Segundo a norma NP50160, por cada período de uma semana, 95 % dos valores eficazes médios de 10 minutos para cada tensão harmónica não devem exceder os valores da Tabela 1.1. Além disso, a THD% da tensão de alimentação deve ser inferior a 8 % [4].

Tabela 1.1 - Valores dos harmónicos de tensão até à ordem 25 nos pontos de fornecimento, em percentagem da tensão nominal (baseado em [4])

Harmónicos ímpares				Harmónicos Pares	
Não Múltiplos de 3		Múltiplos de 3			
Ordem do Harmónico	Tensão Relativa (%)	Ordem do Harmónico	Tensão Relativa (%)	Ordem do Harmónico	Tensão Relativa (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,5	6...24	0,5
13	3	21	0,5		
17	2				
19	1,5				
23	1,5				
25					

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

1.1.7 Fator de Potência

As correntes harmónicas não são o único problema originado pelas cargas. Certas cargas consomem correntes tais que o fator de potência é baixo. Este fator é calculado através do desfasamento entre a corrente e a tensão de um determinado sistema eléctrico. Na equação (1.2) está representado um dos

possíveis cálculos do fator de potência. O fator de potência assume valores entre 0 e 1, sendo que quanto mais alto o $\cos \varphi$, menor é o desfasamento entre a tensão e a corrente.

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{S_1} \quad (1.2)$$

Com o surgimento de cargas não lineares e, conseqüentemente, harmônicos, surgiram dois termos associados ao fator de potência: o fator de potência de deslocamento (*Displacement Power Factor*- DPF), representado na equação (1.3) e o fator de potência total (*Total Power Factor* – TPF), representado na equação (1.4). O DPF calcula o fator de potência apenas contabilizando a componente fundamental dos sinais de tensão e de corrente (V_1 e I_1). O TPF permite calcular o fator de potência total de um sistema contabilizando todas as componentes harmônicas de tensão e de corrente [7].

$$DPF = \frac{P_1}{S_1} = \frac{V_1 I_1 \cos \varphi}{V_1 I_1} \quad (1.3)$$

$$TPF = \frac{P}{S} \quad (1.4)$$

Este fenômeno de QEE pode causar problemas como: redução da qualidade da tensão, aumento das perdas energéticas dos sistemas, além de diminuir a capacidade de transferência de potência dos sistemas de transmissão de energia elétrica [8]. Na Figura 1.9 estão representadas as formas de onda da tensão e da corrente de um sistema com fator de potência diferente da unidade (neste caso 0,82).

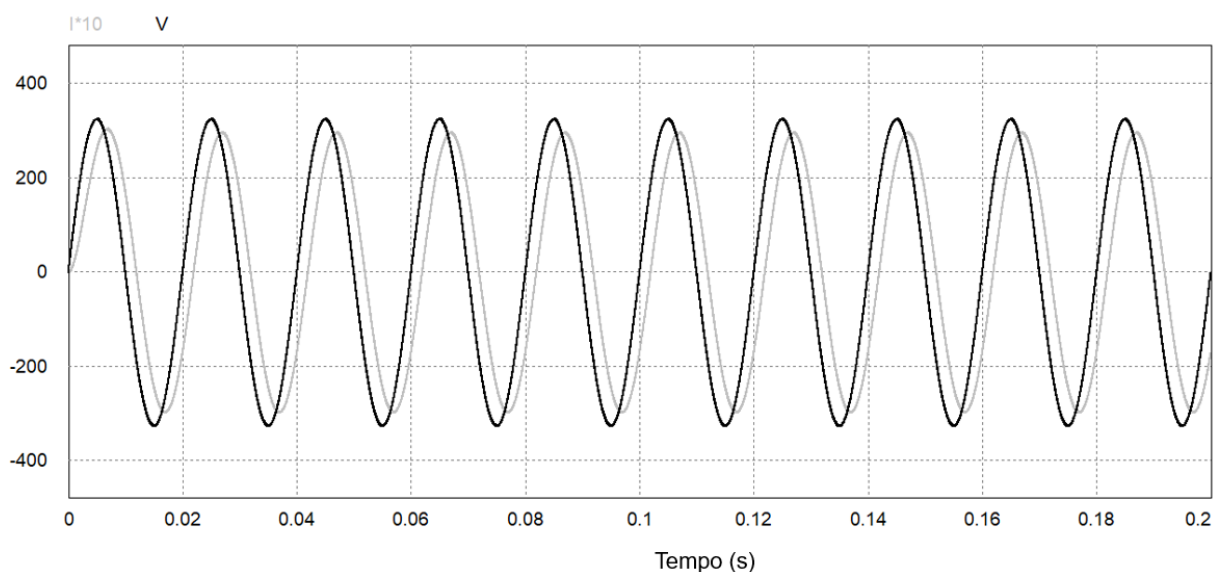


Figura 1.9 - Exemplo do fenômeno de QEE relativo ao fator de potência não unitário.

1.1.8 Sinais de Alta Frequência

A rede de alimentação elétrica tem como principal objetivo o fornecimento de energia para os diversos fins. Apesar disso, também é usada para transmissão de informação [4]. Estes sinais de comunicação podem ser classificados por:

- **Sinal de controlo de ondulação:** sinais de tensão sinusoidal sobrepostos na faixa de 110 Hz a 3000 Hz;
- **Sinal da portadora da linha de energia:** sinais de tensão sinusoidal sobrepostos na faixa entre 3 kHz a 148,5 kHz;
- **Sinal de marcação de onda:** impulsos curtos sobrepostos em pontos seleccionados da forma de onda de tensão.

Além dos sinais de informação, por vezes a tensão de alimentação pode ser afetada por ruído eletromagnético. Na Figura 1.10 está representado um exemplo da tensão da rede elétrica sobreposta por um sinal de alta frequência com 20 kHz [4].

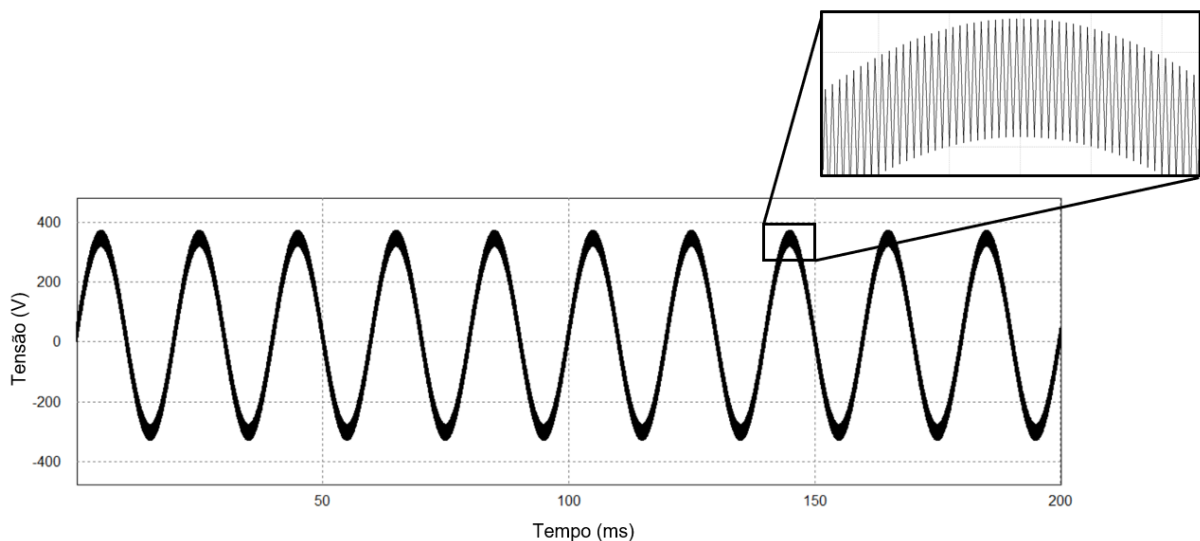


Figura 1.10 - Exemplo do fenómeno de QEE relativo à sobreposição de sinais de alta frequência na tensão da rede elétrica.

1.2 Energias Renováveis

Desde os primórdios da sua existência, o ser humano tem vindo a explorar as diferentes fontes de energia que tem descoberto de forma a melhorar a sua qualidade de vida. Contudo, em meados do século XVIII, iniciou-se uma das maiores revoluções industriais. Este marco histórico aconteceu inicialmente no Reino

Unido, alastrando-se para o resto da Europa Ocidental e para os Estados Unidos da América, impulsionada pela invenção da máquina a vapor.

A revolução industrial potenciou a exploração e utilização de combustíveis fósseis como carvão (na altura a principal fonte de energia), seguido do petróleo e do gás natural. Desde então, estas fontes de energia têm sido o pilar da economia mundial, sendo que os países que exploram e comercializam estes recursos energéticos verificaram um crescimento económico exponencial, tornando-se os países dominantes. Contudo nas últimas décadas, a comunidade científica tem vindo a questionar e a criticar esta dependência energética mundial tendo como argumentos o possível esgotamento dos recursos fósseis e a poluição associada à sua utilização. Assim, torna-se inegável o seu impacto nos ecossistemas e os esforços para desenvolver tecnologia para aproveitamento de fontes de energia alternativas (energias renováveis) tornando-se num dos tópicos de investigação atuais na área de eletrónica de potência [9].

O investimento em projetos para desenvolvimento de tecnologia de forma a aproveitarem as fontes de energia alternativas, com especial foco na energia solar e a energia eólica, tornaram a sua exploração cada vez mais rentável. Além dos benefícios ambientais, estas formas de produção de energia minimizam a dependência associada aos combustíveis fósseis. Com esta aposta é possível tornar esses países mais independentes a nível energético bem como possibilitar o investimento no próprio país, gerando mais postos de trabalho [10].

O crescente desenvolvimento de tecnologias associadas a estas fontes de energia aliado aos esforços mundiais para a redução das emissões de gases de efeito de estufa tem potenciado as fontes de energia renováveis. Segundo o Acordo de Paris de 2015 é expectável um significativo aumento da produção de energia elétrica com base em fontes de energia renovável. No gráfico da Figura 1.11 está representada a evolução da produção de energia elétrica a partir de fontes de energia renovável de forma a cumprir a meta acordada de 35 % [11].

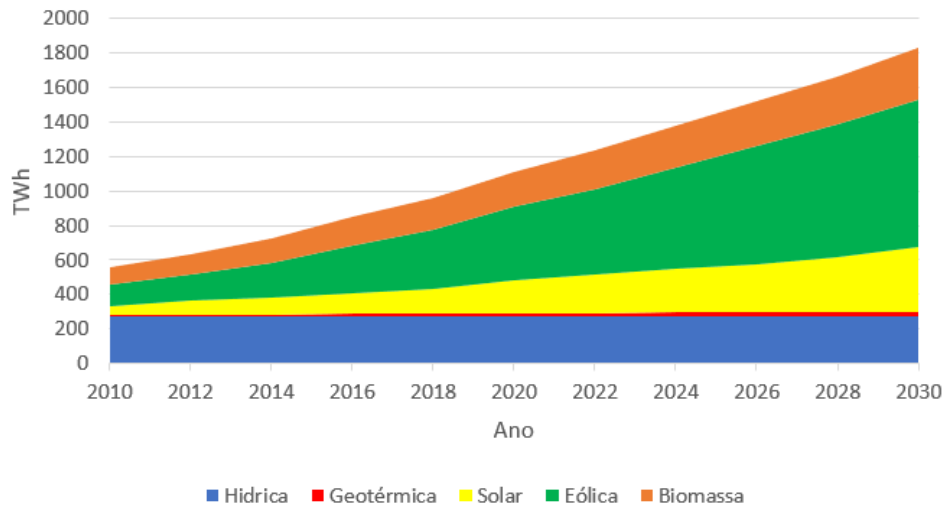


Figura 1.11 - Evolução da produção de eletricidade no mundo de forma a cumprir a meta de 35 % de produção a partir de fontes de energia renovável até 2030 (baseado em [11]).

Desde 1995, ocorre anualmente uma conferência (*Conference of Parties – COP*). Esta conferência funciona como uma negociação formal para que os países acertem os seus compromissos e ações climáticas [12].

1.2.1 Energia Solar Fotovoltaica no Mundo

Segundo o artigo “*Renewables 2020 Global Status Report*”, as tecnologias associadas à energia solar fotovoltaica registou o maior crescimento dentro de todas as tecnologias de fontes de energias renováveis. Esta registou um aumento de 115 GW de potência total instalada a nível mundial.

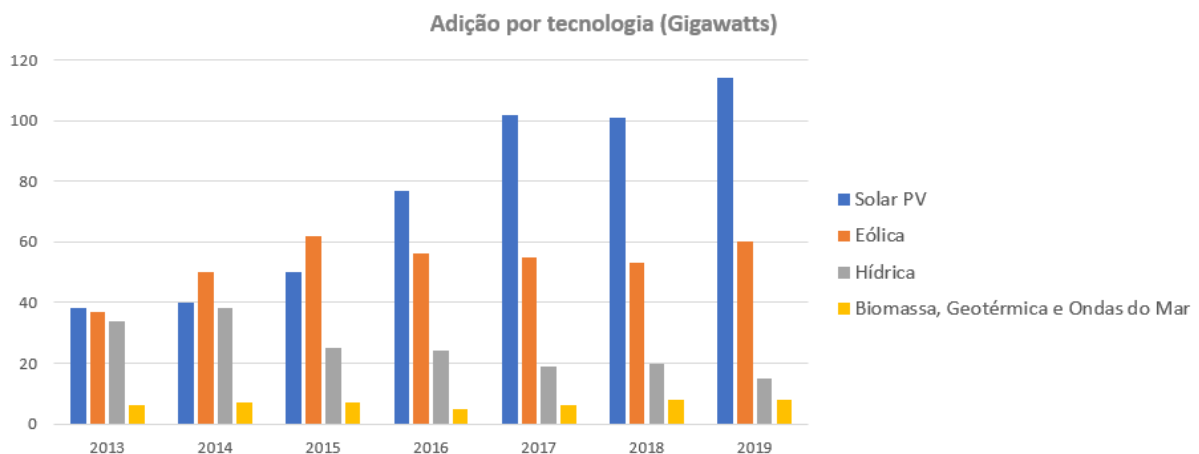


Figura 1.12 - Aumento anual potência instalada por tecnologia e total, entre 2013 e 2019 no mundo (baseado em [13]).

A energia solar fotovoltaica é uma fonte de energia cada vez mais viável. A eficiência de grande parte dos módulos solares fotovoltaicos existentes no mercado é de aproximadamente 20 %. O facto de a energia solar ser gratuita e de fácil acesso torna a aposta em sistemas solares fotovoltaicos viável. A redução das emissões de gases de efeito de estufa é crucial para o cumprimento dos acordos em relação à neutralidade carbónica [14], tornando esta tecnologia uma mais valia pois não polui durante o seu tempo de vida útil. Contudo, como qualquer outro equipamento, o sistema fotovoltaico tem um tempo de vida limitado. A sua performance decai com o passar dos anos e a dada altura devem ser reciclados [15]. Na Figura 1.13 está representada a potência das instalações solares fotovoltaicas por regiões do mundo entre os anos de 2009 e 2019.

Analisando a figura, é possível concluir que tem existido uma forte aposta de vários países em sistemas solares fotovoltaicos. Contudo, é de mencionar que as grandes economias mundiais se apresentam como os grandes impulsionadores, existindo ainda uma fraca aposta em países em vias de desenvolvimento. Países esses onde o acesso à rede elétrica é difícil e onde a instalação de sistemas solares fotovoltaicos em locais remotos poderiam ser uma mais valia para a comunidade local.

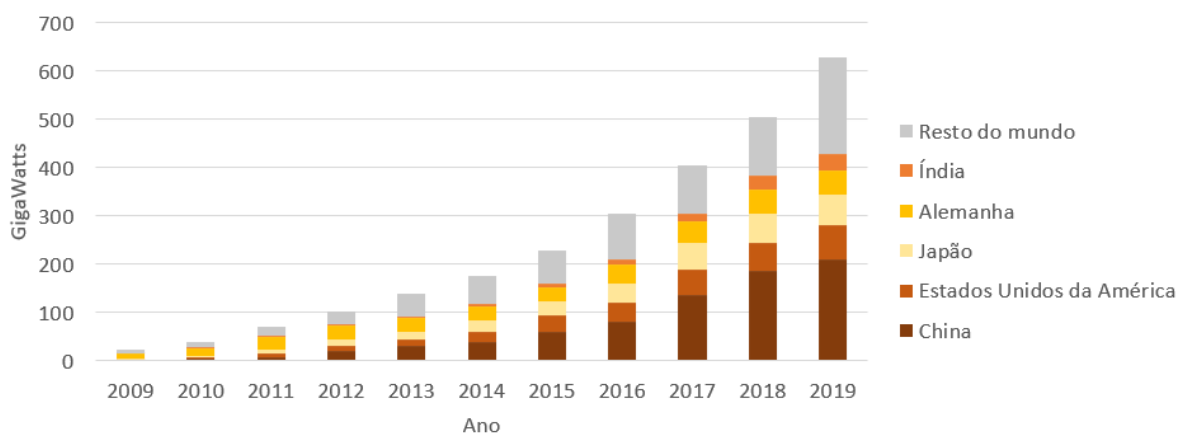


Figura 1.13 - Potência das instalações solares fotovoltaicas, por país e regiões do mundo, entre os anos de 2009 e 2019 (baseado em [13]).

1.2.2 Energia Solar Fotovoltaica em Portugal

Portugal tem vindo a tirar proveito da sua localização geográfica, investindo em tecnologia para a produção de energia elétrica a partir de fontes de energia renovável, tal como a energia solar fotovoltaica. No final do ano de 2019, Portugal tinha uma potência de sistemas solares fotovoltaicos instalados de 828 MW. Segundo a Direção Geral de Energia e Geologia - DGEG, foi verificado um aumento de 155 MW de potência instalada só nesse ano, influenciado pela produção descentralizada de energia e pelo

aumento das produções em grande escala já existente, contribuindo para uma produção anual de 1276 GWh, o que representa 2,5 % da produção total de eletricidade em Portugal [16].

O gráfico da Figura 1.14 representa a produção de eletricidade, por fonte, em Portugal, em 2019, segundo dados da DGEG [16]. É de notar que a produção de energia elétrica a partir de fontes de energias renováveis já ultrapassou as fontes de energia tradicionais baseadas na queima de combustíveis fósseis.

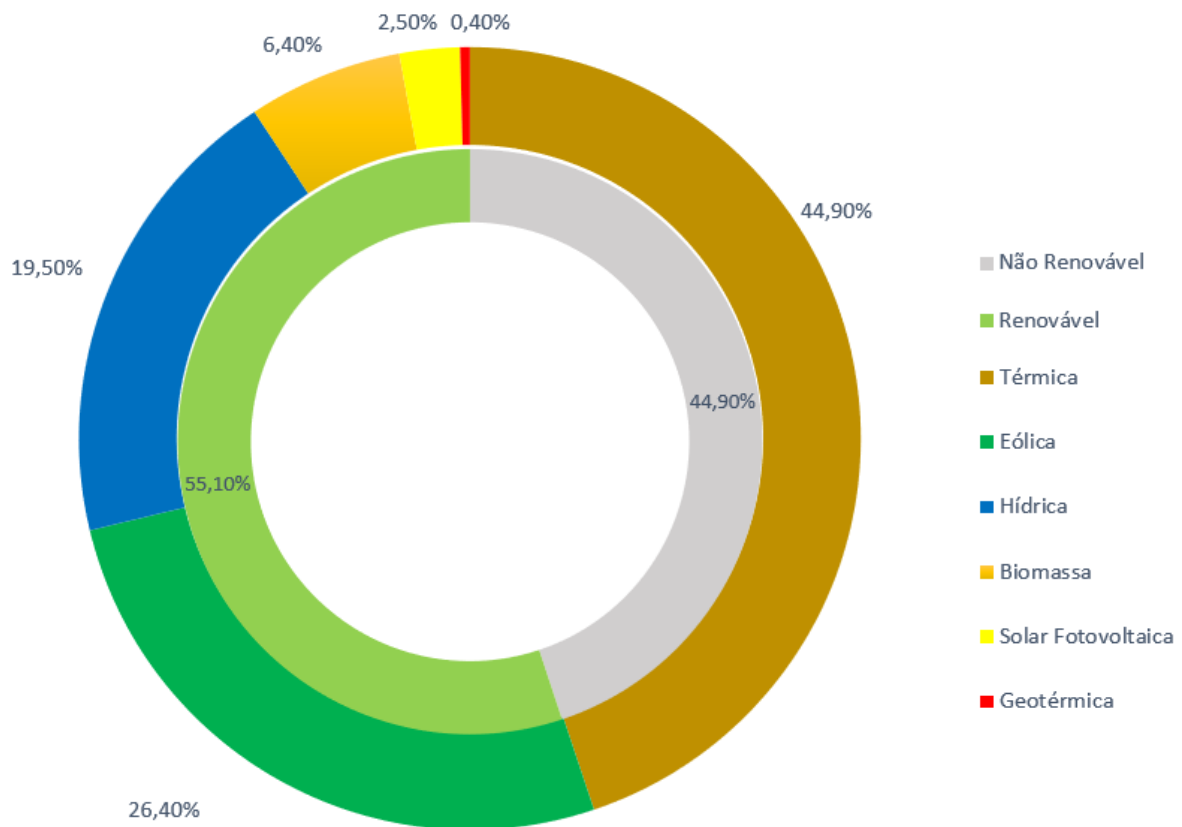


Figura 1.14 - Produção de Eletricidade por fonte em Portugal em 2019 (baseado em [16]).

1.3 Microrredes

Durante grande parte do século passado, todos os sistemas de energia elétrica seguiam esquemas semelhantes: a produção de energia elétrica era realizada num local longínquo (em centrais hidroelétricas, termoelétricas, etc.) em relação aos principais locais de consumo, a energia era posteriormente transportada em alta tensão sendo por fim distribuída junto dos locais de consumo [17]. Nos últimos anos, o paradigma associado à produção e distribuição de energia elétrica tem vindo a mudar, surgindo o conceito de microrrede. Este tem vindo a ser impulsionado por três fatores: segurança energética, benefícios económicos e integração de fontes de energia renovável [18].

Na literatura existem diversas definições sendo que, segundo o Departamento de Energia dos Estados Unidos da América uma microrrede é “um grupo de cargas interconectadas e recursos de energia distribuídos dentro de limites elétricos claramente definidos que atua como uma única entidade controlável em relação à rede. Uma microrrede pode ser conectada e desconectada da rede para permitir que opere tanto no modo conectado à rede quanto no modo isolado” [19].

As microrredes apresentam diversas vantagens como uma maior confiabilidade, maior eficiência energética, redução de perdas na transmissão, redução da emissão de CO₂, entre outros. Contudo, também apresentam algumas desvantagens como baixa inércia, provocando variações na frequência ou a produção de energia é intermitente, necessitando de um bom sistema de gestão de energia [20].

Com o novo paradigma energético surgiu também o termo “*Prosumer*”. Este define os utilizadores de energia que, nos seus ambientes domésticos, produzem energia a partir de fontes de energia renovável e vendem o seu excedente energético a compradores como as entidades responsáveis pela rede elétrica [21].

Na Figura 1.15 está representado o esquema comum de uma microrrede, sendo evidenciado o fluxo de energia entre subsistemas. Esta pode funcionar de forma isolada pois possui sistemas de produção de energia a partir de fontes de energia renovável bem como sistemas de armazenamento de energia elétrica.

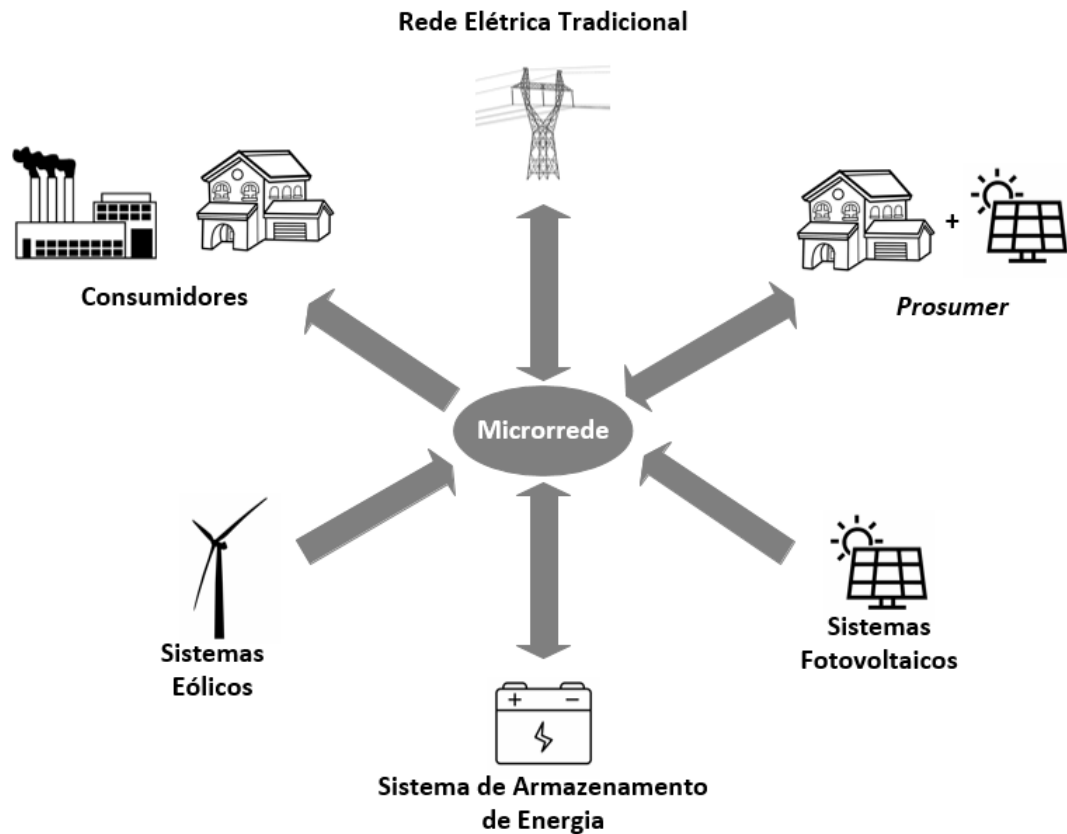


Figura 1.15 – Representação do fluxo de energia de uma microrrede.

Existem diversos tipos de microrredes, podendo ser baseadas nos mais diversos tipos de energia elétrica. Em [22] os autores propõem uma topologia de conversores de eletrônica de potência de forma a criar uma microrrede isolada baseada em energia eólica e sistemas de armazenamento de energia (baterias). Em [23] o autor defende a utilização de microrredes CC justificadas pelo aumento dos sistemas solares fotovoltaicos. Neste artigo, os autores utilizaram um sistema solar fotovoltaico de 150 kW e um barramento CC de 380 V. Este sistema alimentava um conjunto de cargas CC como ar condicionados, veículos elétricos (através de uma estação de carregamento) e iluminação.

1.4 Enquadramento

O crescimento tecnológico das últimas décadas tornou a energia elétrica um bem essencial para qualquer sociedade desenvolvida. Esta é indispensável para grande parte das atividades entre as quais a indústria, saúde, transportes ou até mesmo nas atividades mais básicas nas nossas casas.

A utilização de tecnologias de produção de energia a partir de fonte renovável está a ser impulsionada por diversos fatores. A necessidade global de utilização de energias mais limpas por razões climáticas (em detrimento das fontes de energia tradicionais baseadas na queima de combustíveis fósseis), uma

legislação cada vez mais favorável e a redução do custo das tecnologias para produção de energia baseada neste tipo de tecnologia.

Com este trabalho de dissertação pretende-se contribuir para o desenvolvimento tecnológico nas áreas abordadas. Pretende-se desenvolver um condicionador ativo série e um conversor para interface com sistemas fotovoltaicos. Este projeto faz parte de um projeto mais abrangente sendo que os conversores aqui desenvolvidos encontram-se integrados num condicionador unificado de qualidade de energia elétrica com controlo invertido (iUPQC). Este equipamento é uma derivação do UPQC com a particularidade de ter os algoritmos de controlo invertidos, ou seja, o condicionador ativo série sintetiza correntes e o condicionador ativo paralelo sintetiza tensões. Em [24] é feita a comparação entre a topologia convencional e a topologia invertida. Neste é referido que a principal vantagem do iUPQC é o facto de possuir referências de tensão e corrente sinusoidais, o que reduz a complexidade do sistema de controlo e facilita o ajuste dos mesmos.

Assim, o equipamento final tem o intuito de mitigar problemas de qualidade de energia elétrica e acompanhar a mudança de paradigma energético que se tem vindo a evidenciar nos últimos anos com a integração de sistemas de produção de energia a partir de fonte renovável.

Na Figura 1.16 está representado um diagrama de blocos da constituição do projeto no qual este trabalho de dissertação se insere. Tal como no UPQC normal, ambos os condicionadores ativos (paralelo e série) partilham o barramento CC. Este equipamento também faz a interface com os módulos solares fotovoltaicos e as baterias.

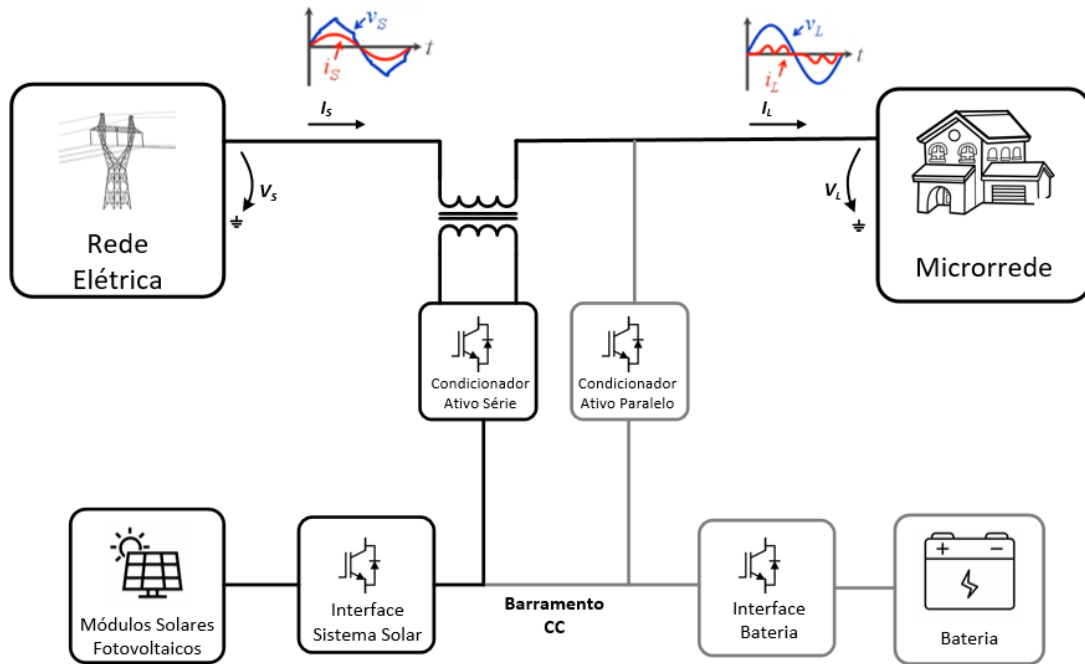


Figura 1.16 – Esquema representativo de um iUPQC-UPS com interface com painéis solares fotovoltaicos e sistemas de armazenamento de energia elétrica.

Relativamente ao condicionador ativo paralelo e à interface com as baterias foram desenvolvidos por um colega de mestrado, com o qual foi necessário partilhar o protótipo desenvolvido.

1.5 Motivações

Os problemas de qualidade de energia elétrica são uma realidade preocupante na atualidade. Segundo um estudo da *Leonardo Energy*, estima-se que anualmente cerca de 150 mil milhões de euros sejam desperdiçados devido a problemas de QEE na indústria europeia [25]. O desenvolvimento de um equipamento que é capaz de mitigar grande parte destes problemas é um desafio atrativo e desafiante.

Atualmente verifica-se um crescente investimento em sistemas capazes de produzir energia a partir de fontes renováveis. Assim, o facto de ser possível desenvolver e otimizar um equipamento destes, permite acompanhar a mudança de paradigma energético.

A oportunidade de trabalhar num sistema mais complexo na área de eletrónica de potência foi um desafio enriquecedor. Permitted desenvolver diversas competências entre as quais o dimensionamento e ajuste de certos componentes e placas, o teste e validação de diversos algoritmos de controlo bem como ganhar experiência no que diz respeito ao desenvolvimento de equipamentos com um grau de complexidade mais elevado.

1.6 Objetivos e Metodologia

Nesta dissertação é descrito o estudo do estado da arte e experimentação prática de um conversor de eletrônica de potência para interface com módulos solares fotovoltaicos e um condicionador ativo série a funcionar como fonte de corrente. O principal objetivo deste projeto foi a integração dos conversores desenvolvidos num iUPQC trifásico para alimentação das cargas de uma microrrede.

A metodologia utilizada na realização deste documento baseia-se na seguinte sequência:

- Estudo do estado da arte relacionado com as temáticas abordadas;
- Estudo da topologia escolhida;
- Desenvolvimento de simulações computacionais com especial foco no teste e otimização de diferentes algoritmos de controlo para as condições nominais de operação do protótipo;
- Validação experimental individual dos conversores;
- Integração dos equipamentos num iUPQC trifásico responsável por alimentar uma microrrede.

No que diz respeito à componente prática deste projeto, foi utilizado um protótipo existente, sendo necessário desenvolver o software e fazer algumas atualizações no hardware. O conversor ativo série e o conversor de interface com os módulos solares fotovoltaicos foi testado de forma separada. Nesta fase foi dada especial atenção à otimização dos algoritmos de controlo com vista no melhoramento da qualidade de energia elétrica.

O equipamento final é capaz de alimentar as cargas com grandes padrões de QEE. Além disso, é capaz de isolar a microrrede da rede elétrica, alimentando as cargas com a energia produzida pelos módulos solares fotovoltaicos e a energia armazenada no sistema de armazenamento de energia.

1.7 Organização e Estrutura da Dissertação

A escrita deste documento de dissertação foi realizada de forma a abordar todos os tópicos essenciais para a compreensão das componentes de simulação e experimental realizadas. Este é composto por sete capítulos abaixo descritos.

O capítulo 1 inicia com a explicação de grande parte dos problemas de qualidade de energia elétrica presentes nas redes de alimentação elétrica, especialmente perto do consumidor final. Em seguida é abordado o panorama de produção de energia elétrica atual com especial foco na energia fotovoltaica

uma vez que esta é integrada no protótipo final deste projeto. Também são descritas as microrredes, capazes de integrar as duas temáticas acima descritas. O capítulo finaliza com o enquadramento do projeto de investigação, motivações pessoais e uma descrição dos objetivos que se pretendem cumprir com a realização deste projeto.

O capítulo 2 foi organizado de forma a analisar o estado da arte relacionado com as temáticas abordadas neste documento. O capítulo começa pela análise dos sistemas de produção de energia recorrendo a sistemas fotovoltaicos. Neste são descritas as tecnologias de sistemas fotovoltaicos analisando-se as principais células solares fotovoltaicas, o seu modelo elétrico equivalente e as suas características elétricas de operação. Além disso é feita uma análise dos principais cuidados a ter na instalação deste tipo de equipamentos. Por fim, são descritos os principais condicionadores ativos de potência responsáveis por regular a distribuição/consumo de energia elétrica.

O capítulo 3 tem como objetivo a análise da componente teórico-prática do projeto. Para a sua realização foi realizada uma análise do estado da arte relacionada com os principais conversores de eletrónica de potência e algoritmos de controlo para conversores de interface com módulos solares fotovoltaicos e condicionadores ativos de potência.

No capítulo 4 são apresentadas as simulações computacionais realizadas. Neste são descritas as topologias de conversores de eletrónica de potência utilizados.

No capítulo 5 é feita uma descrição pormenorizada do hardware utilizado para a realização deste projeto.

No capítulo 6 são apresentados e analisados os resultados experimentais obtidos. Estes são divididos em resultados parciais, tendo como objetivo a validação dos conversores individualmente, e resultados do equipamento final (o iUPQC).

O capítulo 7 finaliza o documento com a apresentação das conclusões obtidas durante a realização deste projeto, quer com as simulações computacionais, quer com os resultados experimentais. Além das conclusões, este capítulo apresenta sugestões para trabalho futuro que poderão complementar este projeto.

Capítulo 2

Sistemas de Produção e Regulação de Energia Elétrica

2.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os conceitos teóricos associados às temáticas abordadas neste trabalho, sendo assim dividido em dois tópicos de estudo.

O primeiro tópico de estudo apresentado está relacionado com os sistemas solares fotovoltaicos. Inicialmente é realizada uma descrição das principais tecnologias de células solares fotovoltaicas, apresentando uma análise comparativa. Em seguida é feita uma análise do modelo equivalente de uma célula fotovoltaica. Por fim, são analisadas as características de operação de um módulo solar fotovoltaico e a influência das condições climáticas externas, além de pequenos fatores a ter em conta na instalação destes equipamentos (como a posição e orientação dos módulos solares fotovoltaicos em função da região em que são aplicados).

Na segunda parte do capítulo é feita uma análise dos principais equipamentos de regulação e controlo relacionados com a QEE. São abordados os condicionadores ativos de potência (série e paralelo), as *Uninterruptible Power Supply* (UPS) e o condicionador unificado de qualidade de energia elétrica (UPQC).

2.2 Tecnologias de Sistemas Solares Fotovoltaicos

Os equipamentos baseados em tecnologias solares fotovoltaicas são constituídos por um elemento capaz de converter a radiação solar em energia elétrica: a célula solar fotovoltaica [26]. O processo de conversão de energia é conhecido por efeito fotoelétrico [27].

Apesar de a popularidade desta tecnologia ser relativamente recente, o primeiro passo no seu desenvolvimento ocorreu em 1839 quando o físico francês Alexandre Becquerel observou pela primeira vez o efeito fotoelétrico enquanto realizava experiências com elétrodos. No entanto, o grande impulsionador do desenvolvimento destas tecnologias foi Albert Einstein através da publicação do seu artigo sobre o efeito fotoelétrico, em 1904, detalhando a maneira como se poderia transformar a energia

solar em energia elétrica. Este avanço permitiu que outros cientistas e investigadores pudessem entender melhor, e usar, o efeito fotoelétrico. A *Bell Laboratories*, guiando-se pela descrição de Einstein, produziu a primeira célula fotovoltaica moderna em 1954, com uma eficiência de 6 % [28].

2.2.1 Células Fotovoltaicas

Nas últimas décadas verificou-se um grande investimento no desenvolvimento de sistemas solares fotovoltaicos impulsionado pelos esforços para a diminuição do aquecimento global e emissões de CO₂ [29]. Estas ações levaram a um aumento da eficiência e, sobretudo, à diminuição do custo associado à competitividade entre fabricantes. Atualmente, a escolha do tipo de material utilizado para a construção do semicondutor responsável por captar a radiação solar depende da sua eficiência e do seu custo de fabrico.

Grande parte das células solares fotovoltaicas utilizadas são construídas recorrendo ao silício, apesar de não ser o único elemento usado nestas aplicações. É possível dividir as células solares fotovoltaicas existentes em três gerações [30]. Na Figura 2.1 está representado um esquema da composição das células solares fotovoltaicas em função da geração.

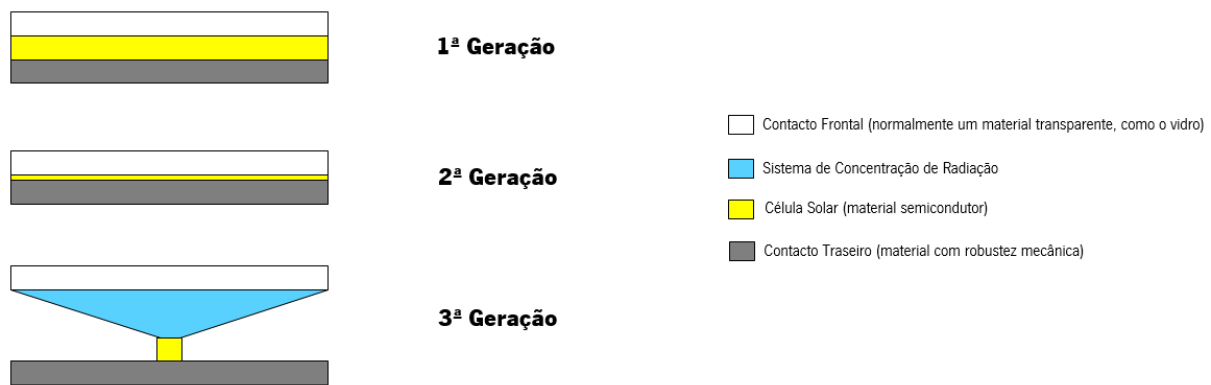


Figura 2.1 - Comparação da constituição das células fotovoltaicas de cada geração (baseado em [30]).

2.2.1.1 Células Fotovoltaicas de Primeira Geração

A primeira geração de células solares fotovoltaicas divide-se em dois grandes grupos: células de silício monocristalino e células de silício policristalino.

As células de silício monocristalino foram as primeiras a surgirem e têm um rendimento elétrico a rondar os 16 %, podendo subir até 23 % em laboratório. A produção deste tipo de célula solar fotovoltaica é um processo relativamente dispendioso devido ao facto de ser necessário obter o silício com uma pureza perto dos 99 %. [27].

De modo a reduzir os custos associados à produção de células solares fotovoltaicas surgiram as células de silício policristalino. Estas necessitam de menos energia no seu fabrico devido ao facto de não ser necessário um grau de pureza tão elevado como para a construção das células monocristalinas, mas possuem um rendimento inferior. Assim, o seu rendimento é significativamente inferior ao das células monocristalinas, rondando os 12 % em condições normais e 18 % em laboratório [27].

2.2.1.2 Células Fotovoltaicas de Segunda Geração

As células fotovoltaicas de segunda geração têm a particularidade de possuírem uma menor quantidade de semicondutor em relação às de primeira geração. Estas surgiram da necessidade de reduzir a quantidade de material semicondutor de forma a reduzir os custos associados.

Estas células podem ser aplicadas em sistemas integrados nos elementos de construção de edifícios ou em superfícies envidraçadas devido ao facto de serem muito finas e permitirem que parte da radiação solar as atravesse. Em [31] são apresentados os benefícios da integração de células de filme fino nos elementos construtivos (na literatura inglesa *building integrated photovoltaics* - BIPV).

As células de silício amorfo apresentam um custo de fabrico mais reduzido em relação às de primeira geração mas, em contrapartida, o seu rendimento elétrico é também o mais reduzido, ficando-se por volta dos 8 % a 10 % em condições normais ou 13 % em laboratório [27].

Além do silício amorfo existem outras células de filme fino como, por exemplo, as células de telureto de cádmio. Estas apresentam um rendimento superior às de silício amorfo (9 % a 16 %), constituindo um verdadeiro avanço [30].

2.2.1.3 Células Fotovoltaicas de Terceira Geração

O aumento do rendimento das células fotovoltaicas tem sido o foco de estudo da comunidade científica associada a estas tecnologias. As células resultantes desses novos estudos constituem as células solares de terceira geração.

Uma das tecnologias desenvolvidas de células de terceira geração utiliza um sistema de concentração de radiação solar (*Concentration Photovoltaics* - CPV). Este sistema de concentração é adicionado entre a camada superficial da célula e a camada de semicondutor de modo a concentrar a radiação solar numa determinada área. As células mais avançadas desta categoria permitem concentrar a radiação solar até 1000 vezes possuindo um rendimento próximo dos 40 %, representando um grande avanço relativamente às tecnologias tradicionais. Por vezes é necessário um sistema de refrigeração uma vez

que, com a concentração da radiação, as temperaturas de funcionamento são elevadas. Isto aumenta drasticamente o custo de fabrico do equipamento final [30].

Uma vez que a quantidade de material semiconductor é substancialmente mais reduzida, torna-se viável a utilização de células mais dispendiosas como as células de multijunção. Para o fabrico destas células fotovoltaicas são usados vários materiais da família de compostos dos grupos III a V. Estes são escolhidos de forma a captarem diferentes partes do espectro da luz solar, funcionando da forma mais eficiente possível [32].

A maioria das células de multijunção produzidas são de tripla junção sendo que cada camada é construída recorrendo a um material diferente. A primeira camada é composta por InGaP (fosfeto de índio e gálio) captando a radiação com baixos comprimentos de onda. A segunda camada é composta por InGaAs (arsenieto de índio e gálio) sendo capaz de captar a radiação com comprimentos de onda intermédio A terceira camada é composta por Ge (germânio) permitindo captar a radiação com o comprimento de onda mais elevado. As células de tripla junção representam uma posição de liderança em termos de eficiência devido à sua alta sensibilidade espectral e absorção sem perdas significativas, sendo atualmente utilizadas em satélites [33].

2.2.2 Modelo Equivalente de uma Célula Fotovoltaica

O uso de modelos elétricos equivalentes é fundamental para entender o funcionamento de uma célula de forma a avaliar a performance do sistema [34]. Uma célula solar fotovoltaica funciona como uma fonte de corrente, sendo geralmente representada pelo modelo elétrico descrito na Figura 2.2.

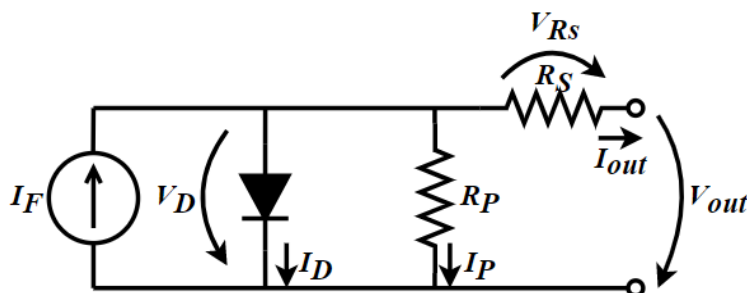


Figura 2.2 - Modelo elétrico equivalente *standard* de uma célula solar fotovoltaica.

De modo a ser possível entender o modelo equivalente, é necessário efetuar uma análise matemática. A corrente produzida pelo efeito fotoelétrico provocado pela incidência de radiação solar no módulo é representada pela fonte de corrente I_f [35]–[37]. Assim analisando as correntes nos nós, é possível deduzir a equação (2.1):

$$I_{out} = I_F - I_P - I_D \quad (2.1)$$

A corrente inversa de saturação do diodo, I_0 , é dada pela equação (2.2), onde I_0 é a corrente máxima de saturação do diodo para uma determinada temperatura, q é a carga de um elétron, K_b é a constante de Boltzmann e T é a temperatura de operação da célula fotovoltaica.

$$I_D = I_0 \left[e^{\left(\frac{qV_D}{K_bT}\right)} - 1 \right] \quad (2.2)$$

A corrente na resistência R_p é dada pela equação (2.3).

$$I_P = \frac{V_D}{R_p} = \frac{V_{out} + V_{RS}}{R_p} \quad (2.3)$$

De modo a completar a análise elétrica do funcionamento de uma célula fotovoltaica, basta deduzir a corrente de saída I_{out} , relacionando as equações (2.2) e (2.3) utilizando a equação (2.1) dando origem à equação (2.4).

$$I_{out} = I_F - \frac{V_{out} + V_{RS}}{R_p} - I_0 \left[e^{\left(\frac{qV_D}{K_bT}\right)} - 1 \right] \quad (2.4)$$

2.2.3 Características de Operação dos Módulos Solares Fotovoltaicos

A produção de energia elétrica a partir de módulo fotovoltaicos é intermitente e pouco constante ao longo do ano uma vez que esta depende de condições externas como a radiação solar e a temperatura. Além disso, estes podem ser afetados por possíveis sombras (parciais ou totais, prejudicando também a produção de energia do sistema. É necessário entender a influência destes fatores na extração de energia solar fotovoltaica de forma a otimizar o sistema solar fotovoltaico.

Os módulos solares fotovoltaicos são caracterizados por um conjunto de parâmetros, representados na Tabela 2.1 [38].

Tabela 2.1 - Parâmetros e variáveis associados aos módulos solares fotovoltaicos.

Nome	Abreviação	Significado
Corrente de Curto Circuito	I_{sc}	Valor da corrente máxima produzida por um módulo quando os seus terminais se encontram em curto-circuito.
Tensão de Circuito Aberto	V_{oc}	Valor de tensão máxima quando o módulo tem os seus terminais em circuito aberto.
Corrente Nominal	I_{MPP}	Valor de corrente nominal produzida pelo módulo quando este opera no ponto de máxima potência.
Tensão Nominal	V_{MPP}	Valor de tensão nominal produzida pelo módulo quando este opera no ponto de máxima potência.
Potência Máxima	P_{MPP}	Potência máxima que o módulo consegue produzir. Este resulta do produto da tensão nominal (V_{MPP}) e da corrente nominal (I_{MPP}).

Na Figura 2.3 está representado um gráfico ilustrativo da relação entre a tensão e a corrente de um módulo solar fotovoltaico. A P_{MPP} é resultado da multiplicação da I_{MPP} e da V_{MPP} .

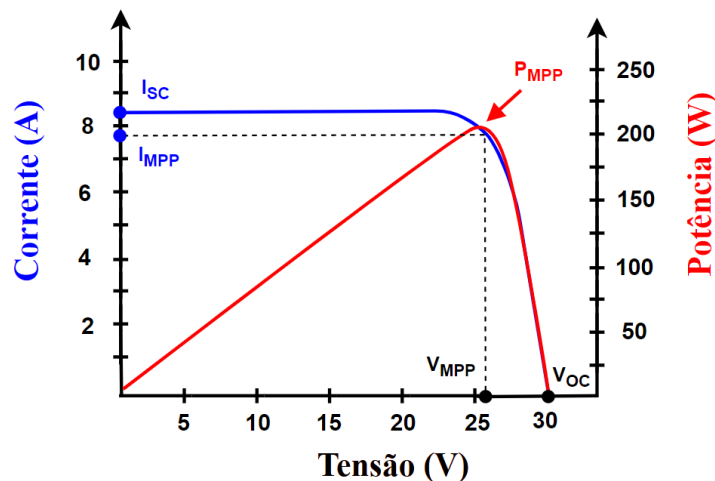


Figura 2.3 - Curva I-V e P-V de um módulo solar fotovoltaico.

A variação dos fatores externos influencia diretamente a forma e amplitude destas curvas. Esta influência varia de caso para caso dependendo da zona geográfica onde o sistema está inserido, do tipo de equipamento e da forma como está instalado, nomeadamente a inclinação e direção da instalação solar fotovoltaica. Apesar disso, é necessário analisar a influência de fatores como a radiação solar, temperatura e possíveis sombras. Cada projetista deve analisar o seu caso específico de modo a

determinar a produção média anual de energia elétrica do módulo a instalar. Nos seguintes subtópicos são descritas e analisadas as influências dos principais fatores externos.

2.2.3.1. Radiação Solar

Uma das condições externas que mais afeta a produção de energia dos sistemas solares fotovoltaicos é a radiação solar. Esta depende da zona geográfica em que é feita a instalação, da época do ano e de certas obstruções que possam ocorrer (como poeira sobre a superfície do painel, construções, entre outros) [39]. Na Figura 2.4 estão representadas as curvas I-V e P-V resultantes da variação da radiação solar incidente nos módulos solares fotovoltaicos.

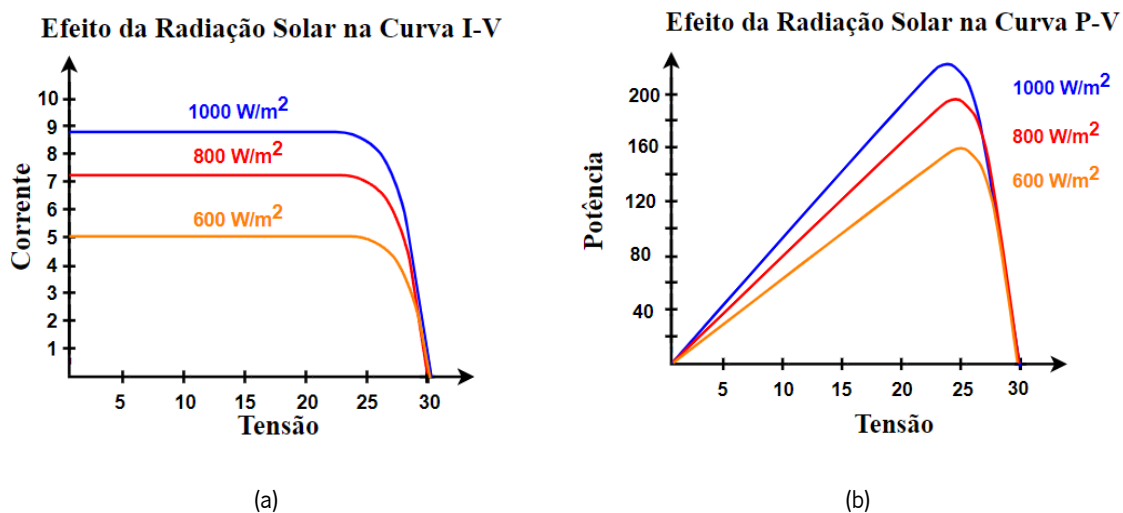


Figura 2.4 - Efeito da radiação solar num módulo solar fotovoltaico: (a) Curvas I-V; (b) Curvas P-V (baseado em [40]).

A corrente produzida pelo módulo é diretamente proporcional à radiação solar, ou seja, com o aumento da radiação solar a corrente produzida pelo módulo aumenta em proporção, resultando num aumento da potência produzida pela instalação fotovoltaica [40].

2.2.3.2. Temperatura

O desenvolvimento de um modelo de forma a prever a influência exata da temperatura numa determinada instalação solar fotovoltaica é difícil. Este depende de fatores como intensidade do vento, direção do vento, humidade relativa, radiação solar e dos materiais usados na construção da superfície semicondutora do módulo solar fotovoltaico [41].

O efeito da variação da temperatura num módulo solar fotovoltaico influencia diretamente a energia produzida. Com o aumento da temperatura, a tensão produzida pelo módulo diminui provocando uma

diminuição da potência produzida. Na Figura 2.5 estão representadas as curvas I-V (Figura 2.5 (a)) e P-V (Figura 2.5 (b)) associadas a um módulo solar fotovoltaico em ambientes com temperaturas diferentes.

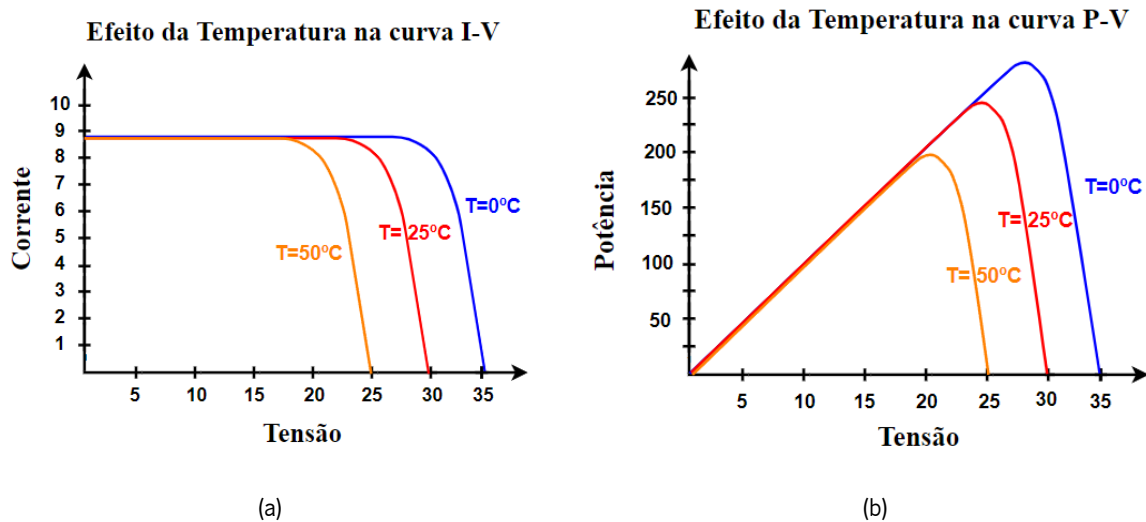


Figura 2.5 - Efeito da temperatura num módulo solar fotovoltaico: (a) Curvas I-V; (b) Curvas P-V (baseado em [40]).

Como é possível observar, a corrente produzida pelo módulo fotovoltaico não é afetada pela temperatura, mas a tensão é diretamente afetada.

2.2.3.3. Efeito Sombra

A radiação solar pode ser obstruída por elementos como árvores ou prédios, sendo que estes podem ser evitados logo desde a instalação do sistema. Apesar disso, não é possível eliminar todos os potenciais causadores de sombras uma vez que elementos como nuvens ou eventuais poeiras não podem ser evitados.

Numa instalação com vários módulos solares fotovoltaicos em série, a corrente da instalação é limitada pelo módulo com menor corrente. Para minimizar este problema são adicionados os diodos de *bypass* em paralelo com *strings* de células solares fotovoltaicas. Estes componentes são incorporados nos módulos solares fotovoltaicos de forma a proteger os sistemas solares deste fenómeno [42], [43].

O impacto do efeito de sombra na produção de energia depende da associação dos módulos solares fotovoltaicos. Em [44] foi realizado o estudo do efeito de sombras numa instalação solar fotovoltaica com dois conjuntos em paralelo, sendo que cada conjunto continha três módulos solares fotovoltaicos associados em série, resultando num total de 6 módulos solares fotovoltaicos. Na Figura 2.6 estão representadas as curvas I-V (Figura 2.6 (a)) e P-V (Figura 2.6 (b)) do conjunto de módulos fotovoltaicos para 5 condições associadas à obstrução de radiação solar diferentes:

- **Caso 1:** Todos os 6 módulos com 100 % de radiação;
- **Caso 2:** Um módulo com 75 % de radiação e os restantes com 100 % de radiação;
- **Caso 3:** Dois módulos com 50 % de radiação e os restantes com 100 % de radiação;
- **Caso 4:** Três módulos com 25 % de radiação e os restantes com 100 % de radiação;
- **Caso 5:** Cada um dos módulos com percentagem de radiação (100 %, 75 %, 50 %, 30 %, 20 % e um totalmente sombreado).

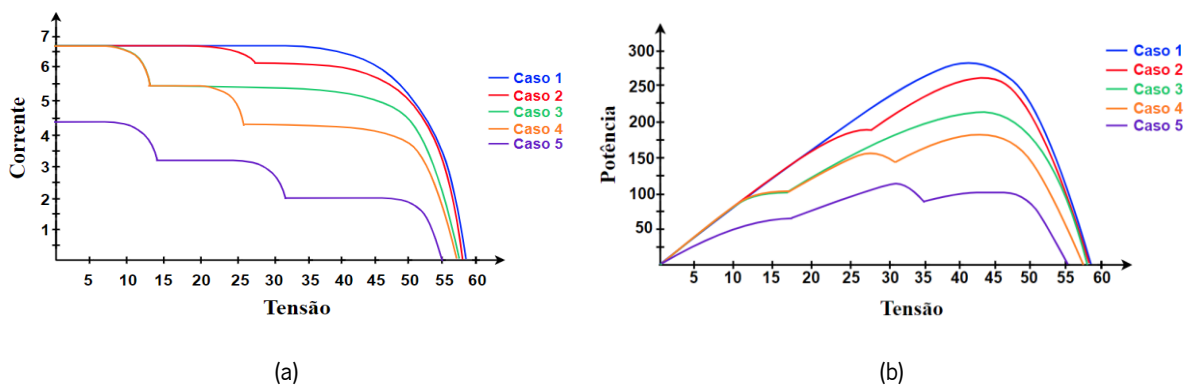


Figura 2.6 - Curvas características de módulos solares fotovoltaico sob efeito sombra: (a) curva I-V; (b) curva P-V (baseado em [44]).

Este efeito pode ser prejudicial na produção de energia elétrica uma vez que o algoritmo de MPPT associado pode encontrar-se num dos máximos parciais da curva P-V que não corresponda ao ponto de máxima potência real.

De forma a minimizar o problema, é possível instalar um microinversor associado a cada módulo solar fotovoltaico de uma determinada instalação. Ao utilizar esse equipamento para cada módulo solar fotovoltaico, a produção de energia de cada módulo não será influenciada pelos restantes sendo que cada um estará a operar no ponto de máxima potência possível para cada instante de tempo. Um exemplo de um microinversor a operar com um algoritmo de MPPT associado pode ser visto em [45].

2.2.4 Instalação de Módulos Solares Fotovoltaicos

De forma a efetuar uma correta instalação de equipamentos fotovoltaicos, é necessário que a sua posição, orientação e inclinação optimize o desempenho do mesmo, permitindo que este extraia o máximo de energia possível.

A posição do módulo solar fotovoltaico é estudada de forma a não ter sombra na sua zona de conversão de energia (superfície semicondutora), evitando sombras de objetos como possíveis módulos adjacentes, árvores e prédios devido ao facto de a sombra diminuir o aproveitamento energético dos módulos solares fotovoltaicos, como foi visto no subcapítulo anterior.

A inclinação do módulo varia com a latitude, ou seja, com a posição geográfica na Terra em relação ao Sol, no decorrer do ano. Quanto maior for a latitude, menor a intensidade da radiação solar e maior é a obliquidade dos raios solares. Assim, na instalação de módulos solares fotovoltaicos fixos, é considerada a média da radiação ao longo do ano de forma a otimizar a exposição da superfície semicondutora ao Sol. Tendo em conta que a inclinação no equador deveria ser 0° , nas latitudes médias 45° e nos polos 90° pois é onde a obliquidade dos raios solares é máxima. Em Portugal a inclinação dos painéis deve ser aproximadamente 35° virados a sul [46], sendo que a inclinação exata depende da zona do país onde é executada a instalação.

Uma das melhores soluções para resolver o problema da inclinação e também da orientação é a implementação de um sistema mecânico com dois eixos que regule a orientação dos módulos. Este sistema permite que o módulo solar fotovoltaico obtenha a melhor exposição solar possível ao longo de todo o dia e ano. Desta forma é captada mais radiação solar, aumentando a produção de energia elétrica. Em contrapartida, este sistema possui um custo inicial mais elevado, consome mais energia (é necessário alimentar o sistema de orientação) e necessita de maior manutenção. O gráfico da Figura 2.7 representa um exemplo da quantidade de radiação solar captada por um sistema solar fotovoltaico fixo (a cor-de-laranja) e por um sistema solar fotovoltaico com seguidor solar (a azul).

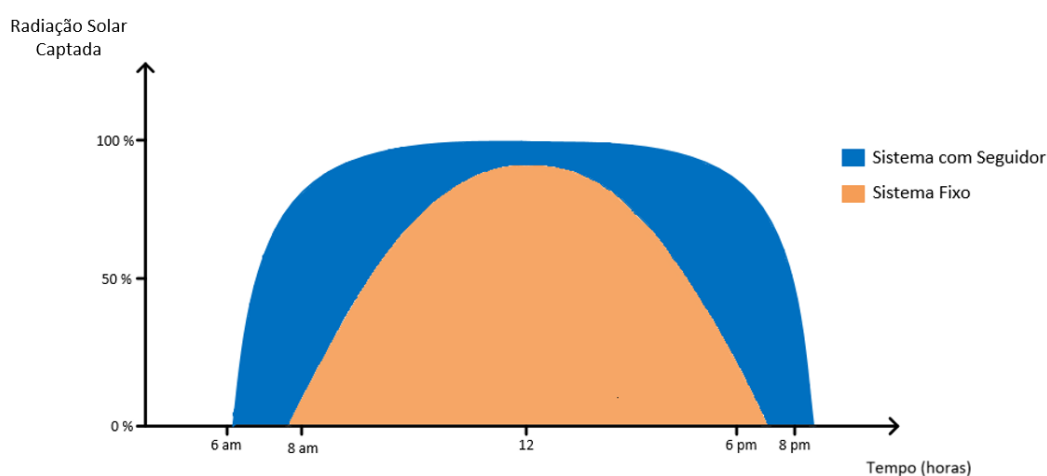


Figura 2.7 – Comparação da radiação solar captada por um sistema solar fixo e um sistema com seguidor solar fotovoltaico (baseado em [47]).

2.3 Condicionadores Ativos de Potência

Nas últimas décadas, os problemas de QEE têm vindo a aumentar sendo esta uma das principais preocupações nos sistemas de distribuição elétrica atuais. Estes problemas afetam o funcionamento das cargas quer ao nível industrial quer doméstico [48] .

O primeiro condicionador ativo a ser utilizado no mundo foi um condicionador ativo paralelo composto por tiristores GTO (*Gate Turn-Off Thyristor*), com uma potência de 800 kVA, em 1982 [49]. A crescente evolução tecnológica incentiva a investigação de soluções energeticamente mais eficientes. Estudos na área de microtecnologias permitiram desenvolver e aprimorar os semicondutores de eletrónica de potência, melhorando características em condução e diminuindo perdas de comutação [50].

Neste subtópico são descritos os condicionadores ativos de potência destinados à compensação de problemas de QEE. Existem equipamentos monofásicos e trifásicos sendo que o foco de estudo será nos equipamentos trifásicos visto que o equipamento usado neste trabalho é trifásico.

2.3.1 Condicionador Ativo Série

O condicionador ativo série é uma das soluções mais adequadas e económicas para compensar problemas de tensão nas cargas. Este gera uma tensão em oposição de fase à dos harmónicos que pretende mitigar [51]. Este equipamento também pode compensar desequilíbrios (no caso de sistemas elétricos trifásicos) e subtensões ou sobretensões momentâneas [52], [53]. Na Figura 2.8 está representado um exemplo do esquema elétrico de uma topologia de condicionador ativo série comum, fazendo uso transformadores de acoplamento com a rede elétrica que, entre outras vantagens, fornece isolamento galvânico entre o equipamento e a rede.

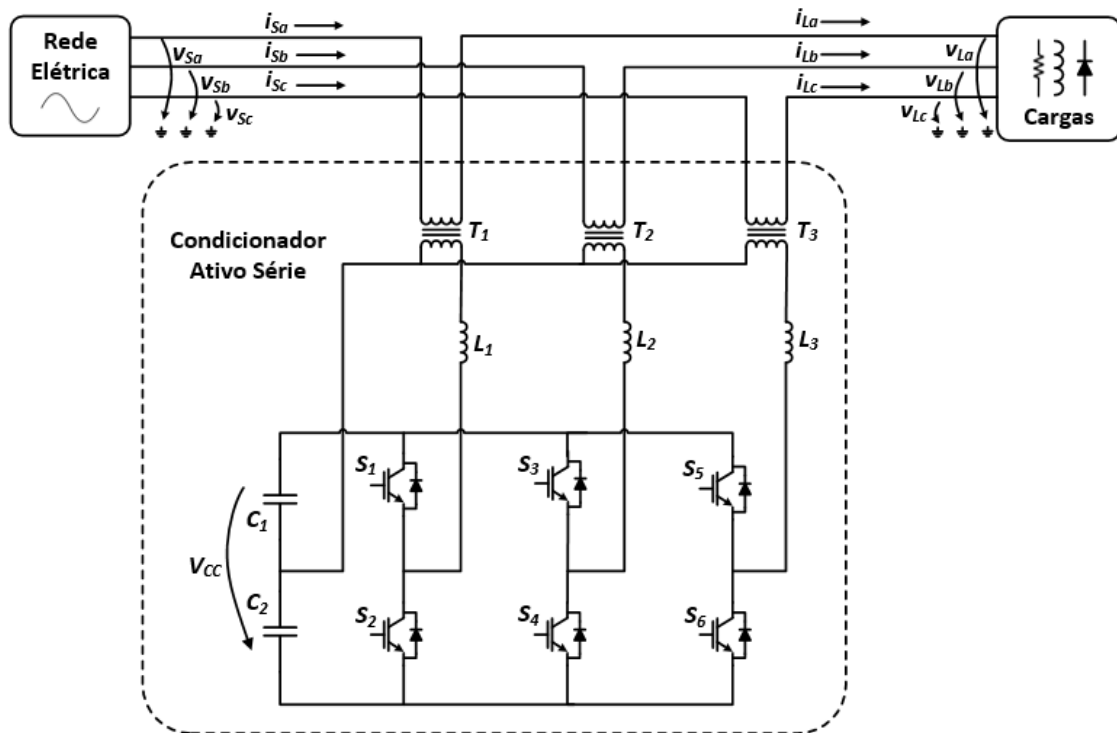


Figura 2.8 - Esquema elétrico de um condicionador ativo série trifásico.

Fazendo uma análise da literatura, foi possível encontrar diferentes soluções para condicionadores ativos série. Em [54] é apresentado um condicionador ativo série trifásico a três fios alimentando uma carga RL. Este conversor tem como vantagem possuir um barramento CC sem ponto médio, o que simplifica as técnicas de controle. Contudo, este não é capaz de compensar desequilíbrios de tensão. Em [48] está representado outro exemplo em que o autor aplicou os mesmos conceitos a um sistema monofásico com o intuito de mitigar subtensões momentâneas.

2.3.2 Condicionador Ativo Paralelo

O condicionador ativo paralelo funciona como uma fonte de corrente. Este é capaz de corrigir de forma dinâmica o fator de potência do sistema, compensar harmônicos de corrente independentemente da forma de onda da tensão e, em caso de sistemas trifásicos, compensar desequilíbrios de corrente [55].

Na Figura 2.9 está representado o esquema elétrico de um exemplo de condicionador ativo paralelo trifásico, usando a topologia inversor fonte de tensão (*Voltage Source Inverter* – VSI) com 3 braços e 4 fios.

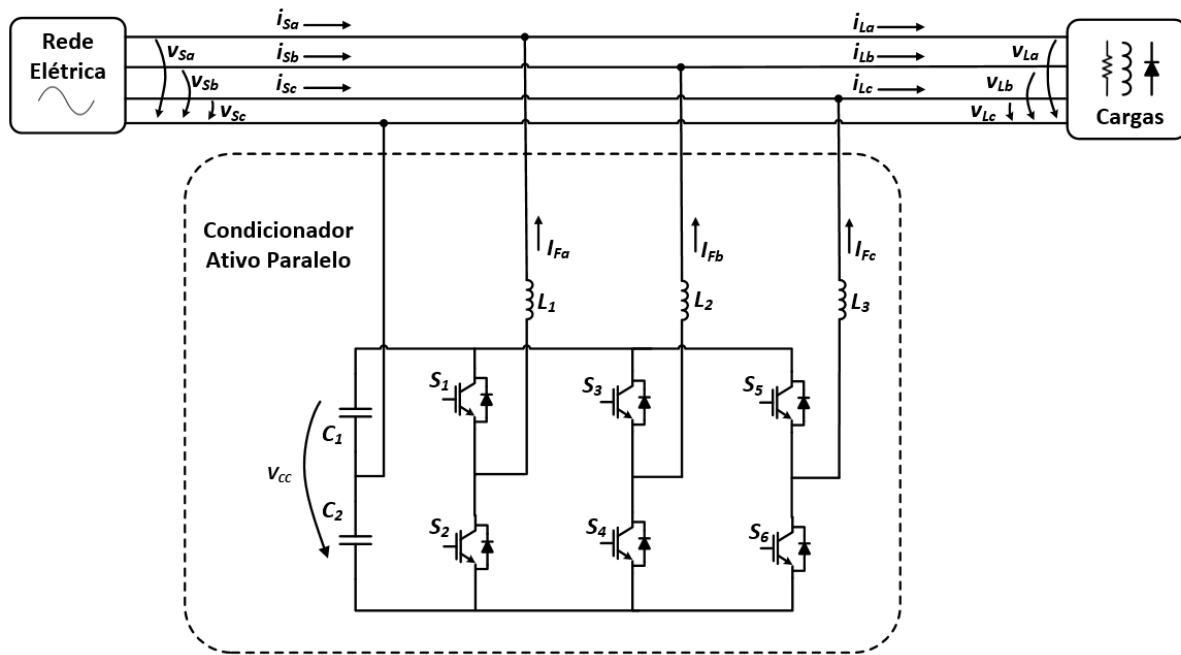


Figura 2.9 - Esquema elétrico de um condicionador ativo paralelo trifásico.

Esta topologia também pode ser usada na interface de sistemas solares fotovoltaicos com a rede elétrica. Em [56] o condicionador ativo paralelo, além de efetuar essa interface, mitiga os harmônicos causados por cargas não-lineares. Em [57] o autor utilizou um condicionador ativo paralelo para minimizar as componentes harmônicas da corrente do lado da rede elétrica. O autor conseguiu reduzir a distorção harmônica da corrente da fonte para valores abaixo de 5 %.

2.3.3 UPS

Um dos problemas QEE com maior impacto no desempenho dos equipamentos elétricos são as interrupções da alimentação. Para colmatar este problema surgiram as unidades de alimentação interruptas, sendo denominado na nomenclatura inglesa por *Uninterruptible Power Supply* (UPS).

A Comissão Eletrotécnica Internacional (*International Electrotechnical Commission* - IEC) estabeleceu standards para os diferentes tipos de UPS e os métodos usados para medir a sua performance. O standard IEC 62040-3 define três topologias diferentes, designadas de: *passive standby*, *line-interactive* e *double conversion* [58].

Apesar destes equipamentos terem sido construídos com o intuito de mitigar as interrupções da alimentação elétrica, estes também podem resolver problemas como subtensões, sobretensões, transientes de tensão, harmônicos e desequilíbrios, dependendo do hardware envolvido.

2.3.3.1 *Passive Standby*

A UPS *passive standby* (por vezes chamada de *off-line*) é a mais utilizada para computadores pessoais. Os equipamentos baseados nesta topologia possuem dois ramos sendo que o elemento responsável por escolher qual utilizar em cada instante de tempo é o comutador de transferência [59].

Na Figura 2.10 está representado o diagrama de blocos da UPS *passive standby*. Esta possui dois modos de funcionamento: o modo normal e o modo de energia armazenada. No modo normal (representado pela linha contínua) a energia transferida para a saída é proveniente diretamente da alimentação (rede elétrica) possuindo apenas um filtro de forma a estabilizar o sinal de entrada (nas versões mais simples a alimentação é ligada diretamente à saída). Neste modo também é carregada a bateria caso esta não esteja completamente carregada. O modo de energia armazenada (representado pela linha descontinua) é utilizado sempre que a alimentação proveniente da rede elétrica é interrompida [58].

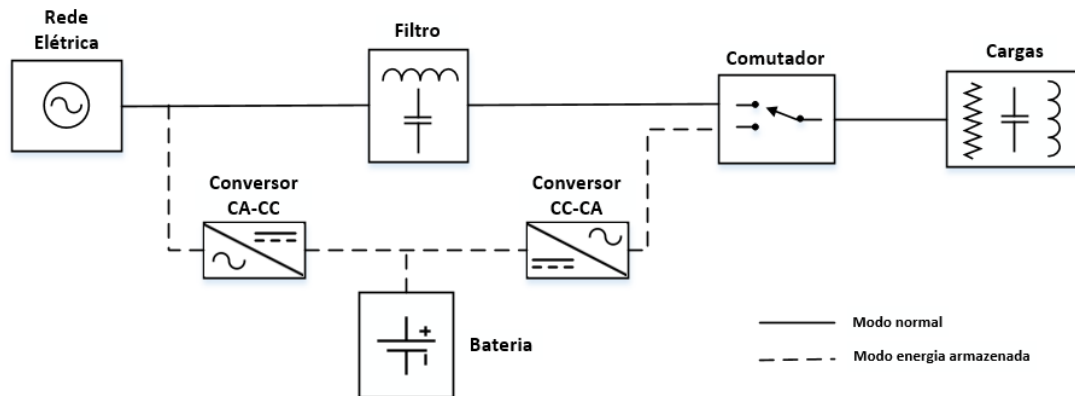


Figura 2.10 - Diagrama de blocos da UPS *Standby* (baseado em [58]).

Este tipo de UPS apresenta como vantagens o seu *design* simples, baixo custo, tamanho reduzido e elevada eficiência o que por vezes é suficiente para uma aplicação simples. Apesar disso apresenta algumas desvantagens como a falta de isolamento entre a rede elétrica e as cargas, o elevado tempo de comutação entre os modos e não permitir a regulação da amplitude e da frequência do sinal de saída [59].

2.3.3.2 *Line Interactive*

Segundo o *standard* IEC 62040-3, uma UPS do tipo *line interactive* possui um conversor bidirecional do tipo CC-CA em paralelo com a linha de alimentação principal, ligado diretamente a uma bateria. Dependendo do modo de operação necessário, este pode carregar as baterias a partir da energia da rede elétrica ou pode fornecer a energia previamente armazenada nas baterias para as cargas nos momentos em que a alimentação da rede elétrica falha [58].

Na Figura 2.11 está representado o diagrama de blocos da UPS *line interactive*. No modo normal, a energia proveniente da rede elétrica é usada para alimentar as cargas. O conversor (geralmente um transformador com um conjunto de *taps*) é responsável por ajustar o nível de tensão que é necessária à saída, regulando a tensão. Neste modo o conversor CC-CA carrega as baterias (caso necessário). O modo de energia armazenada é ativado quando a rede elétrica deixa de fornecer a energia necessária para o funcionamento das cargas, utilizando a energia das baterias [58].

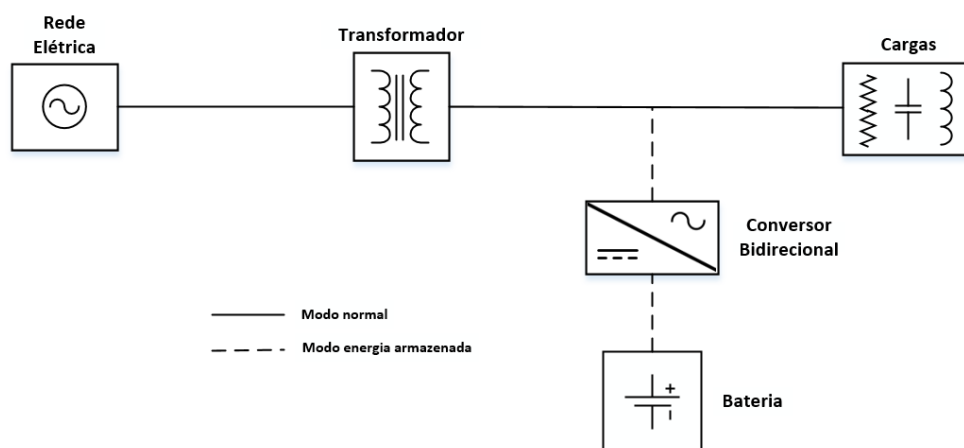


Figura 2.11 - Diagrama de blocos da UPS *Line Interactive* (baseado em [58]).

Esta topologia apresenta um custo reduzido em relação à topologia de UPS *double conversion* para níveis de potência semelhantes. Apesar disso as desvantagens são significativas uma vez que não é capaz de proteger contra sobretensões, possui uma eficiência baixa quando opera com cargas não-lineares e não é capaz de regular a frequência do sinal de saída [58]-[60].

2.3.3.3 Double Conversion

A topologia de UPS do tipo *double conversion* (por vezes chamada de *on-line*) é mais complexa que as topologias referidas anteriormente. Esta possui um retificador e um inversor na linha principal de alimentação com as baterias a ser alimentada pela tensão contínua gerada entre estes dois conversores. Em paralelo com estes três equipamentos encontra-se um comutador estático que permite um novo modo de funcionamento descrito de seguida.

Na Figura 2.12 está representado o diagrama de blocos da UPS *double conversion*. Esta categoria de UPS, além do modo de operação normal e do modo de operação de energia armazenada semelhantes aos descritos nas topologias anteriores, possui um terceiro modo de operação denominado de passagem secundária (*bypass mode* na literatura inglesa) usado em caso de ser necessário fazer alguma

intervenção no sistema enquanto este se encontra ligado à instalação. Este tipo de UPS é vulgarmente aplicada em sistemas com uma potência superior a 10 kVA [59].

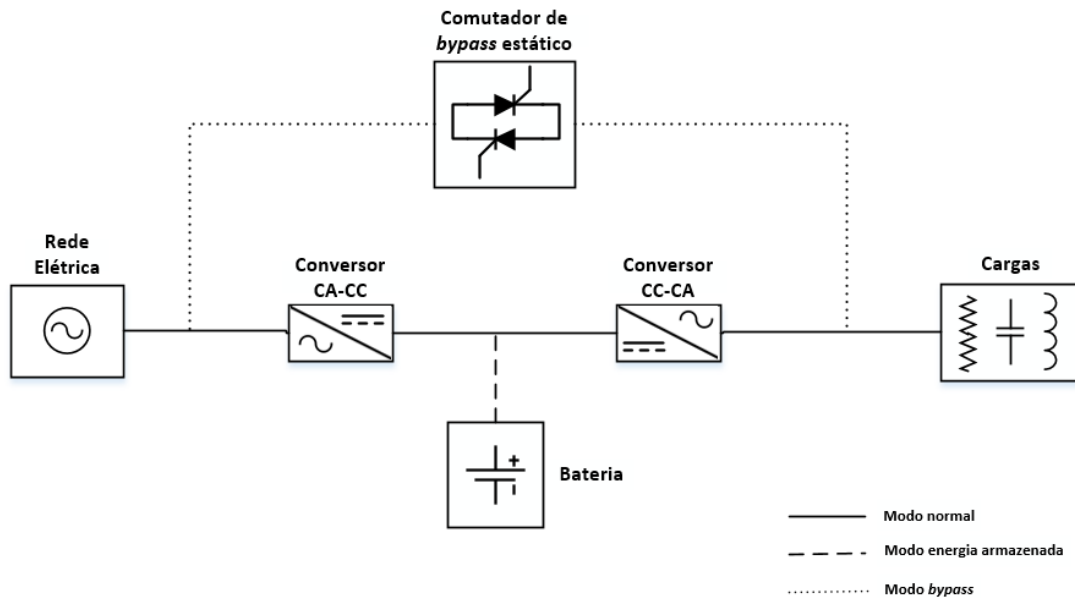


Figura 2.12 - Diagrama de blocos da UPS *Double Conversion* (baseado em [58]).

Esta topologia apresenta como vantagens o isolamento entre as cargas e a rede elétrica, uma regulação precisa da tensão de saída (quer ao nível de amplitude como de frequência). Contudo esta apresenta um investimento elevado e maiores perdas energéticas em relação a equipamentos mais simples [58]-[61].

2.3.4 UPQC

O condicionador unificado de qualidade de energia elétrica (UPQC) é um equipamento composto por um condicionador ativo paralelo e um condicionador ativo série que partilham o mesmo barramento CC [62]. A operação combinada dos dois condicionadores permite compensar os harmónicos de tensão da rede elétrica, sobretensões e subtensões momentâneas bem como os harmónicos de corrente e potência reativa de cargas não-lineares [63].

Num UPQC, o condicionador ativo série é responsável por mitigar os problemas de tensão provenientes da rede elétrica, ajustando a tensão de alimentação de maneira a obter uma forma de onda sinusoidal, enquanto que o condicionador ativo paralelo é responsável por compensar os problemas de corrente provocados pelas cargas, fazendo com que a corrente consumida da rede elétrica seja sinusoidal [64], [65].

Na Figura 2.13 está representado o esquema de uma topologia de UPQC trifásico com transformadores de acoplamento com a rede elétrica.

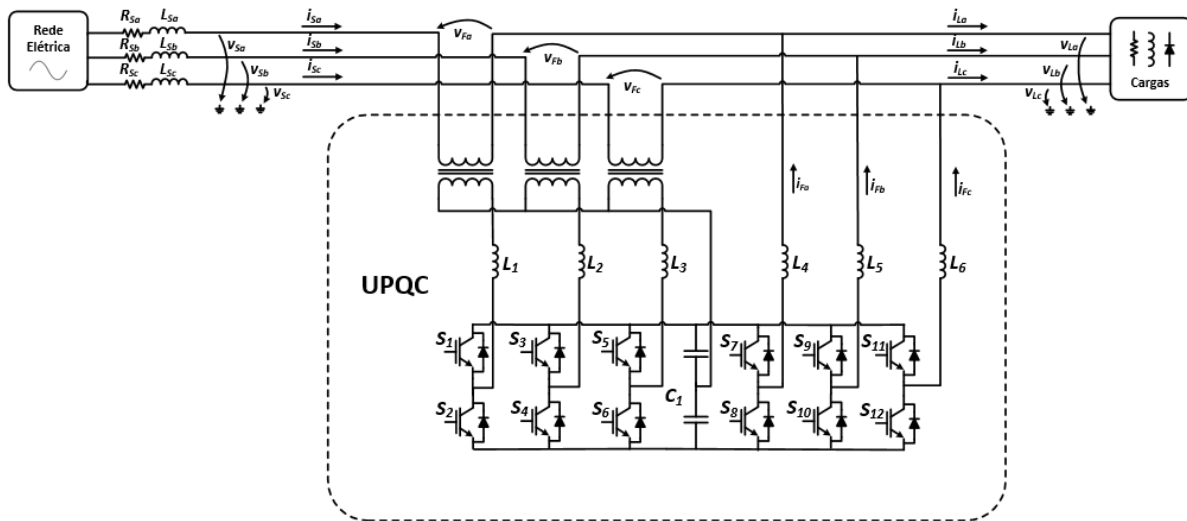


Figura 2.13 - Esquema elétrico de um UPQC trifásico.

Tal como o condicionador ativo série e o condicionador ativo paralelo, o UPQC possui várias topologias sendo que estas podem integrar um sistema de armazenamento de energia (designada por UPQC-UPS) ou um sistema de produção de energia a partir de fontes de energia renovável (solar fotovoltaica por exemplo). Entre as várias topologias existentes, é de salientar a topologia de UPQC desenvolvida no GEPE, um grupo de investigação da Universidade do Minho, Portugal, que não utiliza transformadores de acoplamento com a rede elétrica [66]. O UPQC comum utiliza transformadores de acoplamento com a rede elétrica no condicionador ativo série para obter isolamento galvânico. Estes são componentes volumosos, pesados e de custo elevado. Assim, na topologia proposta em [66] o isolamento galvânico indispensável à operação do UPQC é obtido através de um conversor CC-CC bidirecional isolado.

2.4 Conclusões

Neste capítulo foi efetuada a revisão bibliográfica associada aos sistemas fotovoltaicos. Inicialmente foram descritos os tipos de células existentes no mercado atualmente e as características associadas em termos de rendimento, custo e aplicações. A primeira geração (células solares fotovoltaicas monocristalinas e policristalinas) domina o mercado atual. Em seguida foi descrito o modelo elétrico das células fotovoltaicas, fazendo uma análise matemática do seu comportamento. Desta análise podemos concluir que as células solares fotovoltaicas funcionam como uma fonte de corrente cuja intensidade está diretamente relacionada com a radiação solar recebida.

A produção de energia elétrica a partir do Sol é dependente das condições climáticas externas a cada instante de tempo. Assim, foi realizado um estudo bibliográfico de forma a compreender a influência destes fatores no desempenho dos sistemas solares fotovoltaicos. Entender a influência dos fatores climáticos externos é essencial para a correta instalação e aproveitamento de um sistema solar fotovoltaico. A temperatura afeta a tensão do sistema e a radiação solar afeta a corrente. Qualquer obstrução à radiação solar provoca um decréscimo na produção de energia elétrica. As instalações solares fotovoltaicas devem ser pensadas de forma a minimizar os possíveis elementos obstrutores, bem ter em conta a posição e orientação geográfica necessária para maximizar a produção de energia elétrica.

Na segunda parte do capítulo foram apresentados os condicionadores ativos de potência para compensação de problemas de QEE. Para compensação de problemas como falhas da alimentação elétrica, é geralmente utilizada a UPS, podendo ser observadas com frequência no nosso dia a dia associada a computadores fixos (sem bateria incorporada). Por fim é apresentada uma topologia de UPQC. Este equipamento é capaz de compensar praticamente todos os problemas de QEE quando é associado mais um conversor responsável pela interface com um sistema de armazenamento de energia.

Capítulo 3

Conversores de Eletrónica de Potência e Técnicas de Controlo

3.1 Introdução

Os semicondutores de eletrónica de potência são o elemento base dos sistemas eletrónicos atuais. Diversos estudos foram realizados de forma a desenvolver semicondutores com melhor performance e custos de produção mais reduzidos que permita a sua utilização nos mais diversos equipamentos eletrónicos [67].

Neste capítulo é efetuado o estudo das diferentes topologias de conversores de eletrónica de potência que podem ser aplicados em sistemas solares fotovoltaicos, sendo estes do tipo CC-CC unidirecionais. Em seguida é apresentada uma análise das diferentes topologias de conversores de eletrónica de potência usados para aplicações como condicionadores ativos série.

Em seguida são abordados os algoritmos de controlo essenciais para este projeto. São analisados os principais algoritmos de MPPT que, associados ao conversor CC-CC, são responsáveis pela extração da máxima potência dos módulos solares fotovoltaicos. Após esta análise, são descritas as técnicas de modulação mais convencionais em conversores de eletrónica de potência do tipo VSI, sendo este um aspeto crucial uma vez que ambos os grupos de conversores de eletrónica de potência são controlados recorrendo a *Pulse Width Modulation* - PWM.

Após a explicação dos algoritmos associados aos sistemas solares fotovoltaicos, são analisadas as técnicas de controlo, essenciais para o condicionador série. Estas técnicas de controlo de corrente (uma vez que, como visto anteriormente, num iUPQC o condicionador ativo série é responsável pelo controlo de corrente) e os algoritmos de sincronização que desempenham um papel crucial em equipamentos ligados à rede elétrica. Por fim são analisadas as teorias de controlo para condicionadores ativos de potência, completando assim este capítulo.

É de salientar que, para a realização deste capítulo, foi escolhido o *Insulated Gate Bipolar Transistor* - IGBT como semicondutor totalmente controlado a utilizar, apesar de ser possível optar por outras opções (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* - MOSFET por exemplo). Foi utilizado o IGBT dados

os níveis de tensão do sistema. Assim, todas as terminologias e esquemas elétricos estarão relacionados com o IGBT.

3.2 Conversores de Eletrônica de Potência CC-CC Unidirecionais

Os módulos solares fotovoltaicos convertem a energia solar em energia elétrica em corrente contínua. Na grande maioria dos casos, os conversores utilizados para a extração de energia neste tipo de instalações são do tipo CC-CC. Neste subcapítulo são abordados algumas das principais topologias de conversores CC-CC utilizados nas instalações solares fotovoltaicas, sendo estes divididos em conversores não isolados e conversores isolados dependendo da utilização (ou não) de um transformador de alta frequência que, além de várias outras vantagens, isola a entrada da saída do conversor.

3.2.1 Conversor de Eletrônica de Potência CC-CC do tipo *Buck*

O esquema da Figura 3.1 representa o conversor de eletrônica de potência CC-CC do tipo *buck* (ou *Step Down*). Este é um conversor CC-CC do tipo não isolado que é capaz de baixar a tensão da entrada, V_{IN} , para a sua saída, V_{OUT} . Este possui um IGBT S , uma bobina, L , um diodo, D , e o condensador de saída C [68].

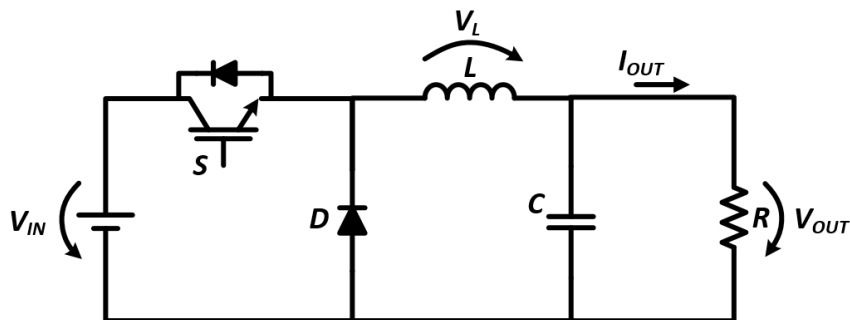


Figura 3.1 - Esquema elétrico do conversor CC-CC *buck*.

A relação entre a tensão de entrada (V_{IN}) e a tensão de saída (V_{OUT}) deste conversor é dada pela equação (3.1), sendo que o *duty-cycle* pode tomar valores entre 0 e 1.

$$V_{OUT} = d * V_{IN} \quad (3.1)$$

3.2.2 Conversor de Eletrônica de Potência CC-CC do tipo *Boost*

O conversor de eletrônica de potência CC-CC do tipo *boost* (ou *Step Up*) está representado no esquema da Figura 3.2. Este é um conversor CC-CC do tipo não isolado que é capaz de aumentar a tensão da entrada, V_{in} , para a sua saída, V_{out} . Este conversor possui os mesmos componentes que um conversor *boost*, mas com uma disposição diferente [68].

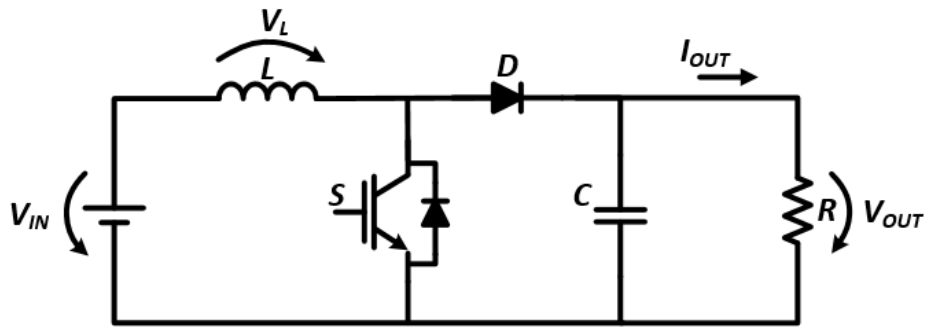


Figura 3.2 - Esquema elétrico do conversor CC-CC *boost*.

A relação entre a tensão de entrada e da tensão de saída é dada pela equação (3.2), resultando no *duty-cycle*, d , da onda de PWM aplicada ao semicondutor.

$$d = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}} \quad (3.2)$$

Na Figura 3.3 estão representados os dois estados de operação deste conversor. Quando S está em condução, a corrente na bobina aumenta. Neste instante, o condensador C liberta a sua energia, mantendo-se assim um fluxo de energia na saída. Quando S está ao corte, a energia da entrada flui para a saída e recarrega o condensador C .

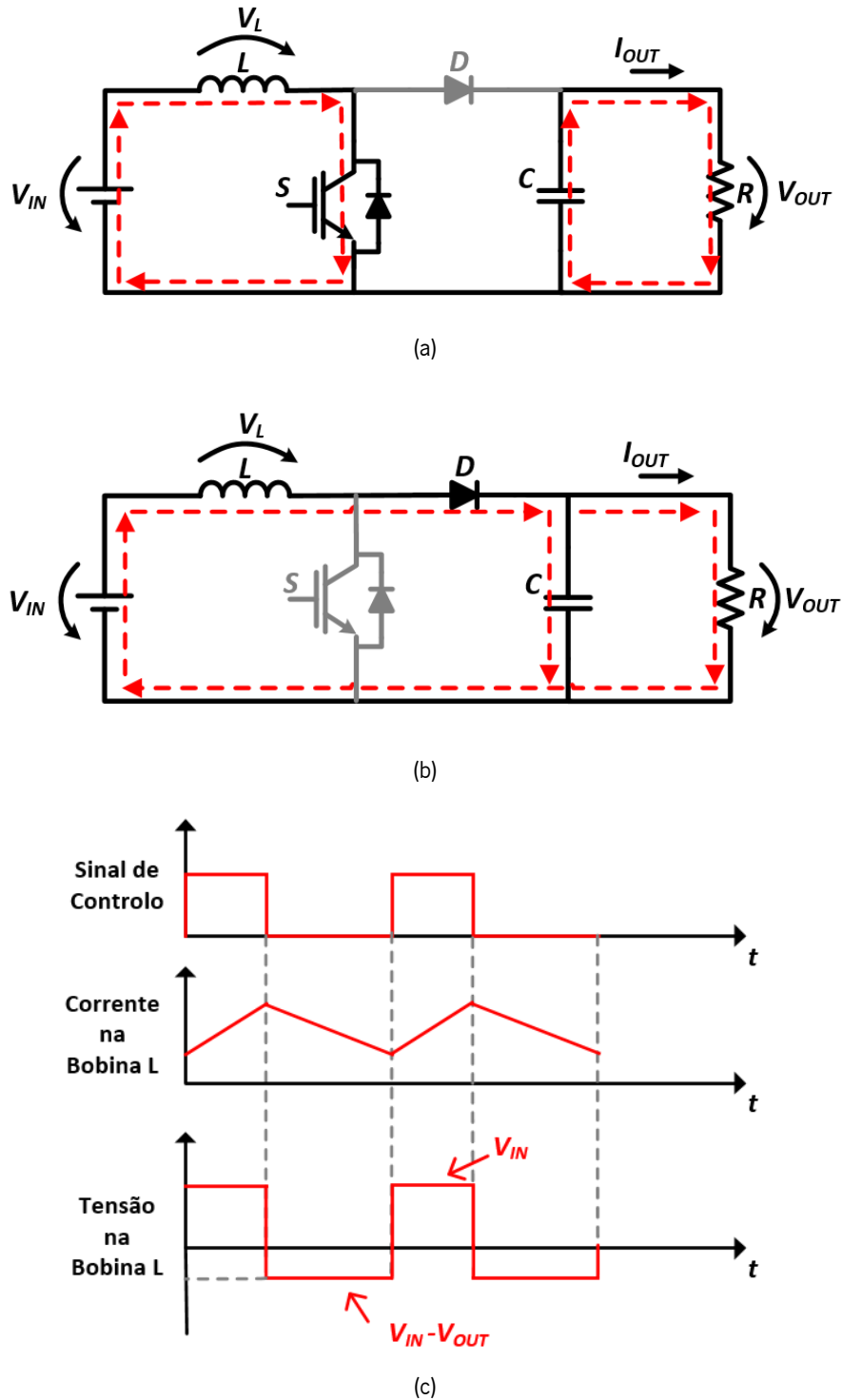


Figura 3.3 - Funcionamento do conversor CC-CC do tipo *Boost*: (a) Fluxo de corrente quando o semicondutor S está em condução; (b) Fluxo de energia quando o semicondutor S está ao corte; (c) Principais formas de onda do sistema.

3.2.3 Conversor de Eletrônica de Potência CC-CC do tipo *Interleaved Boost*

O conversor de eletrônica de potência CC-CC baseados em topologias *interleaved* surgiram de forma a melhorar o desempenho do conversor simples. Estes evidenciam algumas vantagens como menor *ripple*

das correntes de entrada e de saída, menores perdas de comutação, resposta transitória mais rápida, aumento da eficiência e menores filtros passivos associados. Teoricamente, o desempenho do sistema aumenta com o aumento do número de braços [69].

Ao serem formados vários caminhos paralelos entre os circuitos de entrada e saída, o fluxo de energia divide-se pelos vários braços sendo que os componentes a utilizar só necessitam de suportar uma parcela da energia total [70]. Na Figura 3.4 está representado o esquema de um conversor de eletrônica de potência CC-CC do tipo *interleaved boost* com dois braços, sendo que os dois interruptores recebem os seus pulsos de *gate* desfasados de 180° [71]. O desfasamento dos pulsos de controlo deve ser ajustado em função do número de braços que constituem o conversor de eletrônica de potência.

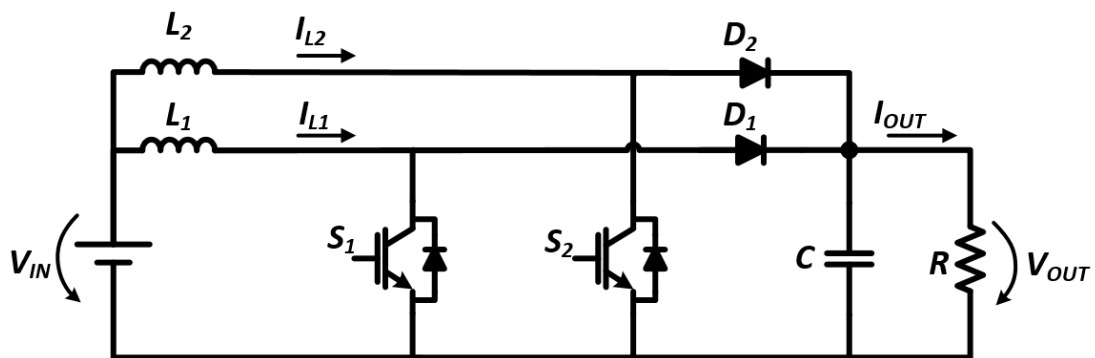


Figura 3.4 - Esquema elétrico do conversor *Interleaved Boost*.

Na Figura 3.5 estão apresentadas as correntes em cada bobina do conversor em função dos sinais de controlo (S_1 e S_2). A corrente total é a soma das duas correntes de cada braço, resultando numa redução do *ripple* da corrente.

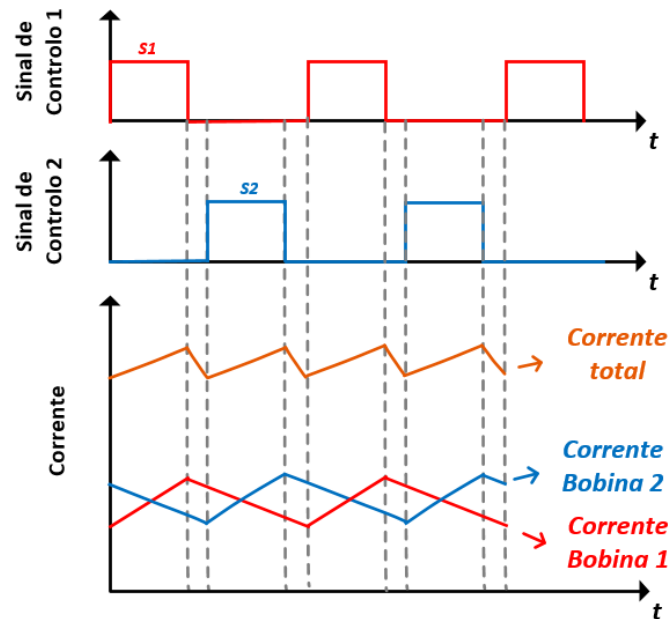


Figura 3.5 - Análise das correntes do conversor *Interleaved Boost* em função dos sinais de controle dos semicondutores (baseado em [72]).

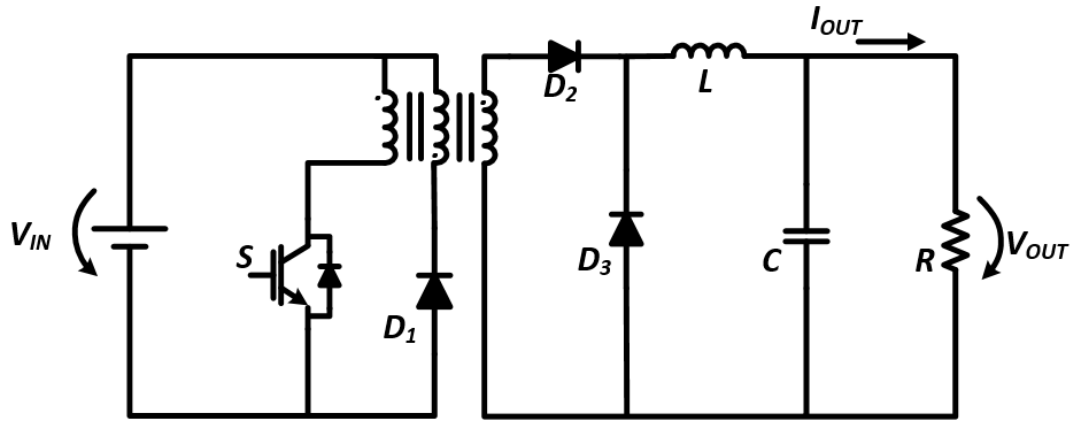
Quando um dos IGBTs se encontra em condução, a corrente na bobina correspondente sobe, resultando na subida da corrente total, sendo que quando se encontra ao corte a energia armazenada na bobina é transferida para a carga.

Em [73] foi desenvolvido um conversor CC-CC do tipo *interleaved boost* com três braços. Este circuito permitiu obter maior ganho de tensão, melhor resposta transitória e possibilitou o uso de bobinas menores.

3.2.4 Conversor de Eletrônica de Potência CC-CC do tipo *Forward*

O conversor CC-CC do tipo *Forward* possui um transformador de alta frequência com três enrolamentos, sendo assim considerado um conversor isolado. Além disso, este conversor possui um IGBT S e um diodo do lado da entrada D_1 e dois diodos (D_2 e D_3) mais um filtro LC no lado da saída [74]. Neste conversor, não é armazenada energia durante o tempo de condução do elemento de comutação uma vez que os transformadores não podem armazenar uma quantidade significativa de energia, ao contrário das bobinas. Em vez disso, a energia é passada diretamente para a saída do conversor pela ação do transformador [75].

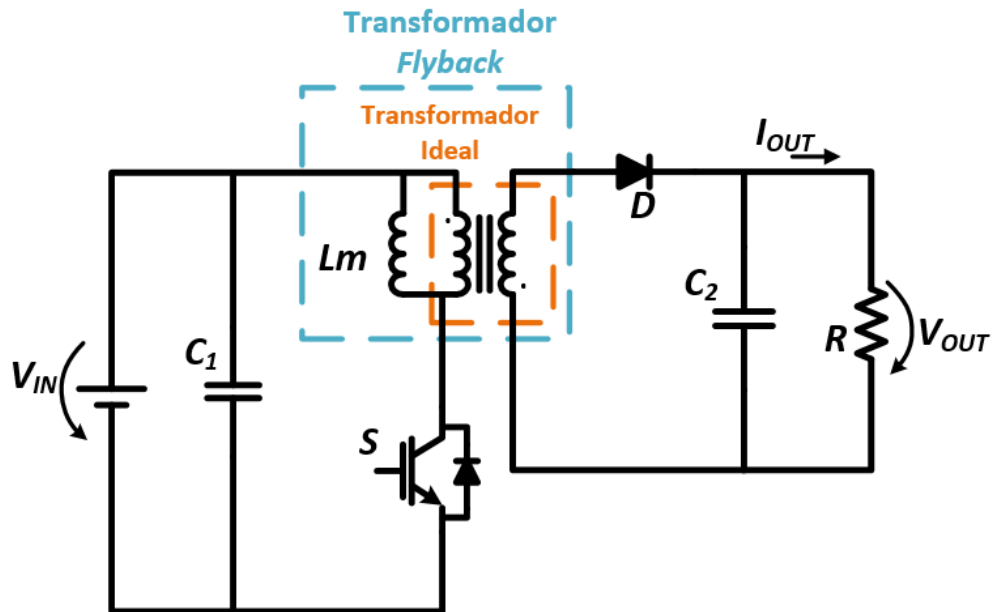
Na Figura 3.6 está representado o esquema elétrico do conversor de eletrônica de potência CC-CC do tipo *Forward*. Este conversor utiliza um enrolamento adicional para permitir a desmagnetização do núcleo, evitando problemas de saturação.


 Figura 3.6 – Esquema elétrico do conversor *Forward*.

Em [74] o autor propõe a utilização do conversor de eletrônica de potência CC-CC do tipo *Forward* como interface de fontes de energia renovável com o barramento CC de uma microrrede. Este utiliza uma topologia em cascata de forma a aumentar a eficiência do sistema.

3.2.5 Conversor de Eletrônica de Potência CC-CC do tipo *Flyback*

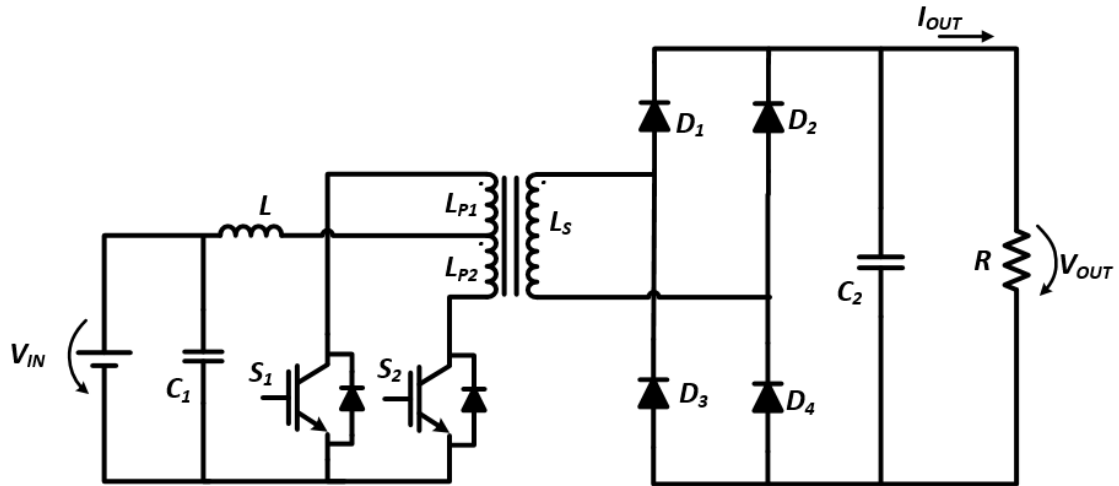
O conversor *Flyback* é um conversor CC-CC isolado simples de construir e de controlar. Este tem como componentes principais um IGBT S , um diodo, D , e um transformador de alta frequência (para além dos condensadores de entrada e de saída C_1 e C_2 respetivamente). O transformador de alta frequência utilizado neste conversor, possui uma construção particular para permitir armazenar energia no núcleo, apresentado um comportamento mais semelhante a duas bobinas com acoplamento comum. No esquema do conversor da Figura 3.7 o semicondutor S é colocado em série com o enrolamento do primário do transformador de forma a que o seu emissor esteja ligado ao potencial mais baixo do circuito, simplificando o circuito de acionamento de *gate* do IGBT [76].


 Figura 3.7 – Esquema elétrico do conversor *Flyback*.

Em [77] o autor estudou e testou o funcionamento do conversor *Flyback* no modo descontínuo. Neste modo, toda a energia armazenada pela bobina enquanto o IGBT está em condução é transferida para o secundário do transformador quando o IGBT está ao corte.

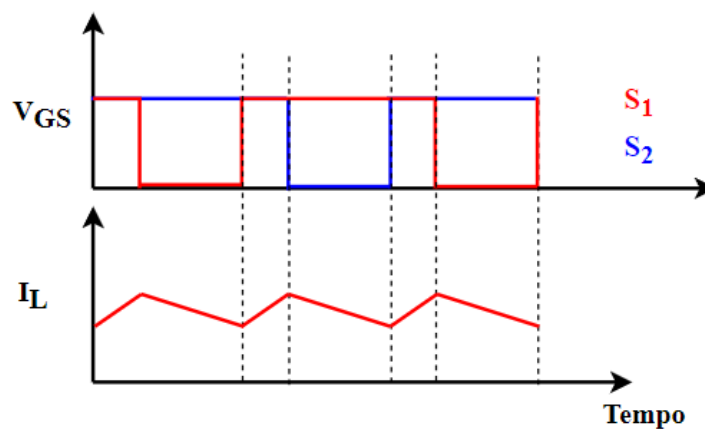
3.2.6 Conversor de Eletrônica de Potência CC-CC do tipo *Push Pull* como Fonte de Corrente

O conversor de eletrônica de potência CC-CC do tipo *push-pull* como fonte de corrente é incluído na categoria de conversor CC-CC isolado. Na Figura 3.8 está representado o esquema elétrico do conversor de eletrônica de potência. Do lado do primário do transformador existe um condensador C_i , uma bobina L e dois IGBT, cada um ligado a um enrolamento diferente do primário do transformador de alta frequência. A bobina L funciona como uma fonte de corrente, o que permite reduzir a razão de transformação do transformador, diminuindo as perdas do circuito [78]. No lado do secundário do transformador encontra-se representada uma ponte retificadora a diodos (diodos *Schottky* ou rápidos devido às frequências de comutação elevadas), um condensador de saída, C_2 e a carga, R .


 Figura 3.8 - Conversor *Push-Pull* como fonte de corrente.

Esta topologia funciona geralmente como elevadora de tensão e, de modo a funcionar como uma fonte de corrente, tem de garantir que pelo menos um dos semicondutores está a conduzir. Deste modo, garante-se sempre um caminho para a corrente de entrada evitando que a corrente se anule. Ao garantir um modo contínuo de operação é possível garantir uma extração contínua de energia, proveniente do módulo solar fotovoltaico por exemplo. Os sinais de PWM aplicados aos semicondutores são desfasados de 180° com um *duty-cycle* entre 50 % e 100 % [45]. Tal como nas topologias de conversores CC-CC isolados apresentadas anteriormente, este conversor tem os seus IGBTs com o emissor ligado ao potencial mais baixo do circuito, o que simplifica os circuitos de atuação da *gate* dos semicondutores.

Na Figura 3.9 está representada a forma de onda da corrente na bobina de entrada associada à comutação dos semicondutores S_1 e S_2 .


 Figura 3.9 - Análise da corrente na bobina comparativamente com a comutação dos semicondutores no conversor *push pull*.

Em [79] o autor utiliza um conversor *push-pull* como fonte de corrente e um inversor de forma a fazer interface entre um sistema solar fotovoltaico e a rede elétrica. O conversor CC-CC é responsável por extrair a máxima potência dos módulos solares fotovoltaicos. Uma vez que as células solares fotovoltaicas são uma fonte de corrente, o conversor *push-pull* como fonte de corrente é um dos conversores recomendados para este tipo de aplicações.

3.3 Conversores de Eletrônica de Potência CC-CA

Os conversores CC-CA (também designados por inversores) são dispositivos capazes de converter energia de corrente contínua para corrente alternada. Os conversores CA-CC (também designados por retificadores) possuem uma constituição similar e são capazes fazer a transformação contrária.

Estes conversores são usados em diversas aplicações como por exemplo em variadores de velocidade de motores CA ou interface de sistemas de produção de energia a partir de fonte renovável com a rede elétrica. Estes conversores podem ser classificados quando à sua alimentação, sendo divididos em dois grandes grupos: inversor fonte de tensão (*voltage source inverters* - VSI) e inversor fonte de corrente (*current source inverters* - CSI).

Através do algoritmo de controlo é possível ajustar a amplitude e frequência de saída tornando estes conversores amplamente usados nas mais diversas aplicações [80]. Em seguida serão abordados os dois tipos de conversores acima referidos.

3.3.1 Inversor Fonte de Corrente (CSI)

Os inversores fonte de corrente tem a particularidade de possuir um armazenador de energia do tipo indutivo no lado de CC [81]. Este é consideravelmente menos usados que os inversores fonte de tensão. Apesar disso, estes possuem algumas vantagens como um controlo de corrente simples, proteção contra sobrecorrentes e grande confiabilidade. Contudo desvantagens como a falta de dispositivos de comutação adequados e o grande volume da bobina do barramento CC revelam-se grandes entraves à sua utilização em aplicações de eletrônica de potência [82]. Como tal, surge como uma topologia menos usada que os inversores fonte de tensão. Na Figura 3.10 está representado o esquema de um inversor trifásico fonte de corrente. Os díodos que se encontram em série com os IGBTs são utilizados para suportar tensões reversas.

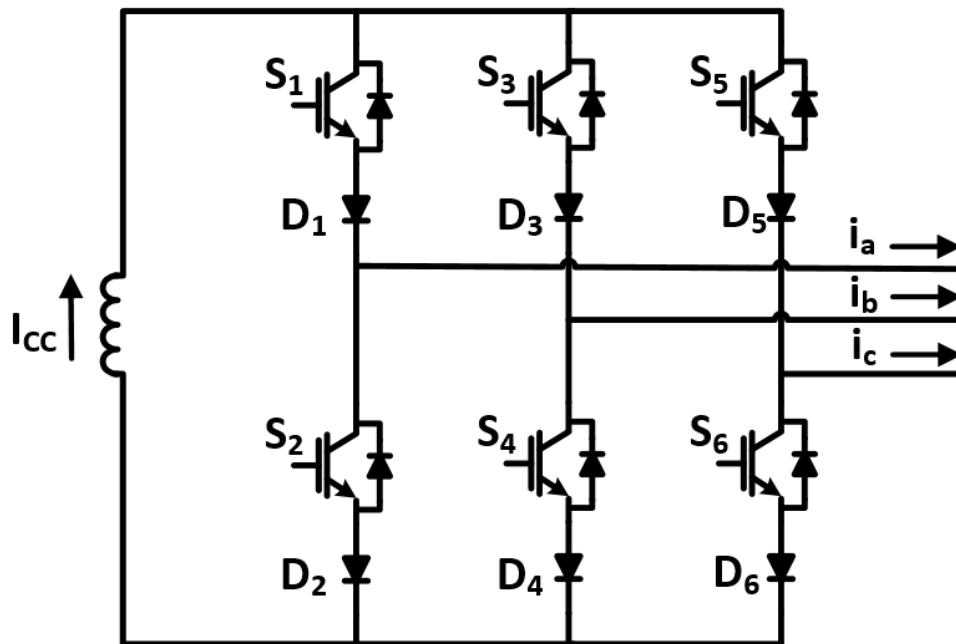


Figura 3.10 – Esquema de um conversor trifásico do tipo CSI.

Este inversor é utilizado em várias aplicações como, por exemplo, em sistemas solares fotovoltaicos, uma vez que estes sistemas também se comportam como fontes de corrente. Em [83] o autor propôs uma topologia de conversor CSI para aplicações em instalações solares fotovoltaicas. A bobina do barramento CC foi ligada diretamente ao módulo solar fotovoltaico. A utilização do algoritmo MPPT permitiu extrair a máxima potência dos módulos solares fotovoltaicos sendo que o algoritmo de controle preditivo permitiu controlar a corrente de saída do CSI.

Os CSI possuem diversas topologias. Em [84] foi feita a comparação entre um CSI convencional de 3 braços e um CSI com 4 braços com dois condensadores e duas bobinas do lado CC em aplicações fotovoltaicas. Concluiu-se que a topologia com 3 braços produz mais corrente de fuga para a terra sendo que a topologia de 4 braços a reduz, utilizando os algoritmos de controle apropriados.

3.3.2 Inversor Fonte de Tensão (VSI)

O inversor fonte de tensão é a topologia de conversor CC-CA mais utilizada. Esta topologia possui um elemento capacitivo no lado CC e, tal como o nome indica, funciona como uma fonte de tensão. Nos subtópicos seguintes são apresentadas abordagens diferentes para o VSI, sendo constituído por: 3 braços e 3 fios; 3 braços e 4 fios; e 4 braços e 4 fios.

3.3.2.1 Inversor Fonte de Tensão com 3 Braços e 3 Fios

Na Figura 3.11 está representado o esquema de um VSI com 3 braços e 3 fios. Este conversor não possui ligação ao neutro do sistema trifásico, sendo apenas aplicável a sistemas equilibrados. Esta característica pode ser um entrave para as soluções de compensação de problemas de QEE.

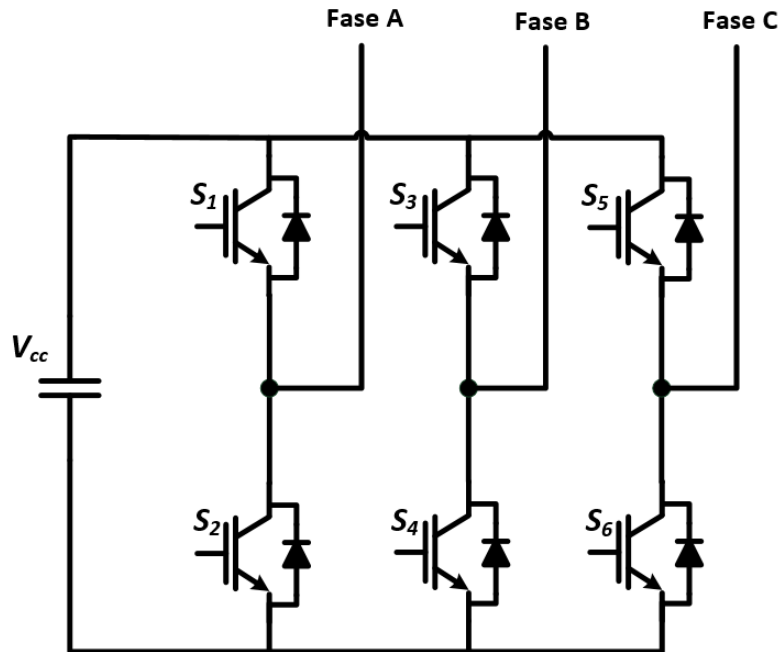


Figura 3.11 - Esquema de um conversor de eletrônica de potência trifásico do tipo VSI com 3 braços e 3 fios.

Através do acionamento dos diferentes semicondutores é possível obter à saída do conversor V_{cc} , $-V_{cc}$ ou 0. Uma vez que o conversor representado é trifásico, estes estados poderão ser obtidos nas três tensões compostas. Em [85] o autor usou um VSI de 3 braços e 3 fios como condicionador ativo paralelo para fazer interface entre um sistema fotovoltaico e a rede elétrica. Além disso, dada a topologia do conversor, foi possível compensar os harmônicos de corrente num sistema elétrico trifásico reduzindo significativamente a THD% das correntes do lado da rede elétrica.

Em [86] esta topologia foi usada para controlar um motor de indução em gaiola de esquilo. O inversor usado pelo autor é baseado em SiC MOSFETs e o método de controle usado foi o V/F (neste método de controle é garantido que a tensão é sempre proporcional à frequência), obtendo bons resultados em diferentes condições de operação do motor.

3.3.2.2 Inversor Fonte de Tensão com 3 Braços e 4 Fios

Na Figura 3.12 está representado o esquema de um VSI com 3 braços e 4 fios [87]. Este inversor necessita que o seu barramento CC seja dividido em duas partes de forma a gerar um ponto médio. A principal vantagem desta topologia em relação à anterior é o facto de este conversor conseguir controlar

a tensão de cada fase em relação ao neutro. Com a sua ligação ao neutro do sistema é criado um caminho de retorno para a corrente de neutro, sendo esta uma mais valia em sistemas de compensação de problemas de QEE.

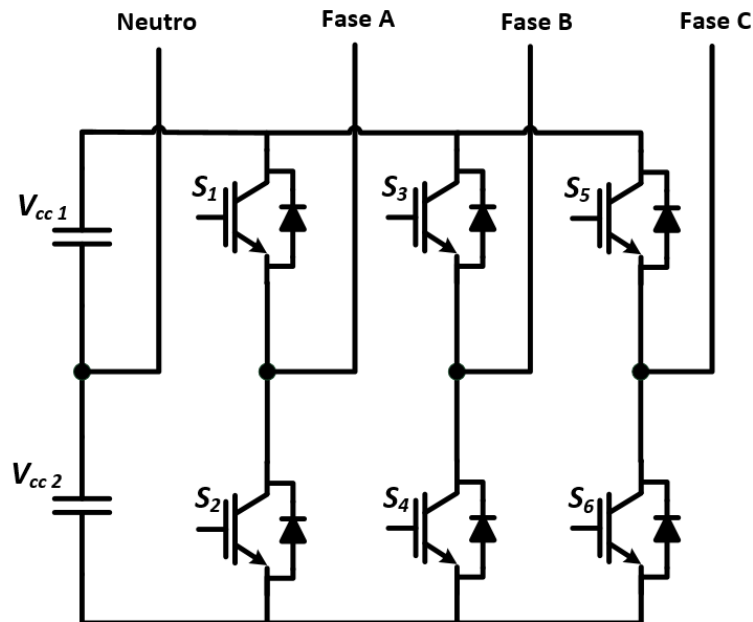


Figura 3.12 - Esquema de um conversor de eletrônica de potência trifásico do tipo VSI com 3 braços e 4 fios.

Em [88] foi feito um estudo da aplicação de um VSI de 3 braços e 4 fios aplicado ao carregamento de um veículo elétrico. Neste é feita uma análise do *ripple* da corrente das fases e neutro do sistema.

3.3.2.3 Inversor Fonte de Tensão com 4 Braços e 4 Fios

Esta topologia de conversor é direcionada para a compensação da corrente de neutro. Com o acréscimo de outro braço, é possível fazer uma compensação do neutro mais eficaz. Contudo, a adição de mais dois semicondutores aumenta o preço e a complexidade do sistema. Na Figura 3.13 está representado o esquema da topologia [87].

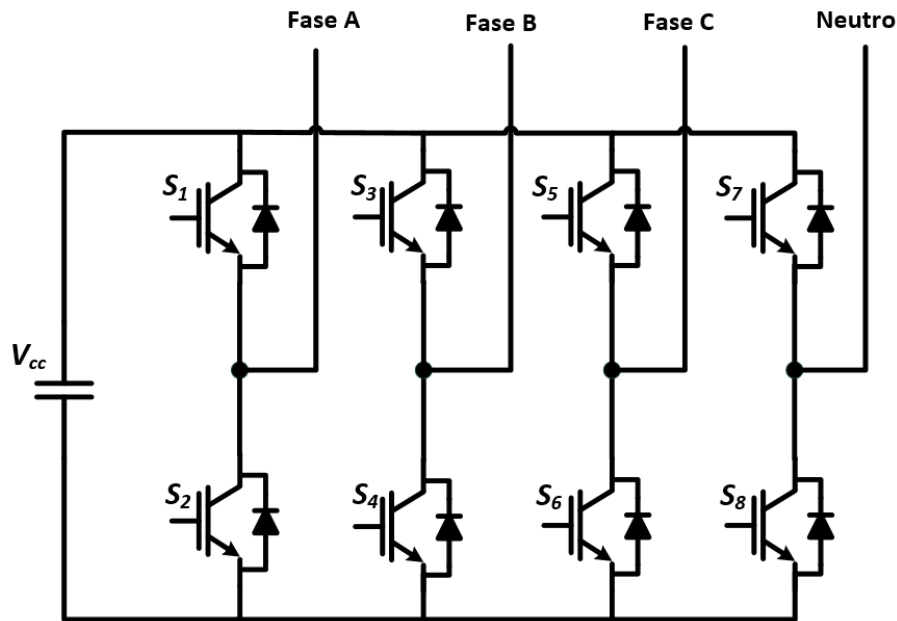


Figura 3.13 - Esquema de um conversor de eletrônica de potência trifásico do tipo VSI com 4 braços 4 fios.

3.4 Algoritmos de MPPT

A produção de energia através da utilização de painéis solares fotovoltaicos depende das condições externas em cada instante de tempo. A aquisição e instalação destes sistemas não é propriamente barata e o seu rendimento ainda é relativamente baixo comparado a outras tecnologias de produção de energia. Assim, é essencial otimizar o sistema de forma a rentabilizar o investimento inicial na aquisição e instalação do sistema solar fotovoltaico.

Para a otimização do sistema é necessário implementar um algoritmo de *Maximum Power Point Tracking* - MPPT com o objetivo de procurar o ponto de máxima potência (*Maximum Power Point* - MPP) em cada instante de tempo e fazer com que o ponto de operação do sistema convirja para esse MPP. Os sistemas solares fotovoltaicos produzem diferentes níveis de potência ao longo do dia/ano. Assim, com a aplicação de um algoritmo de MPPT associado ao conversor de interface com o módulo solar fotovoltaico é possível aproveitar o máximo de energia deste sistema, uma vez que o algoritmo adapta o funcionamento do conversor às condições a cada instante de tempo.

Neste subcapítulo serão abordados alguns algoritmos de MPPT entre os quais corrente constante, condutância incremental e perturbação e observação.

3.4.1 Corrente Constante

Para a aplicação desta técnica é necessário medir a corrente que o módulo solar fotovoltaico produz quando a tensão de saída é zero, ou seja, medir a corrente de curto circuito. Uma vez que a corrente de curto circuito do módulo solar fotovoltaico e a corrente no ponto de máxima potência têm uma relação linear, é possível calcular a corrente que é necessária extrair para que o sistema opere no MPP. A relação entre as duas correntes é demonstrada na equação (3.3).

$$I_{MPP} \approx K * I_{CC} \quad (3.3)$$

Através da equação é possível determinar a corrente no ponto de máxima potência a partir da medida da corrente de curto circuito [89]. Na Figura 3.14 está representado o fluxograma do algoritmo de MPPT de corrente de curto circuito.

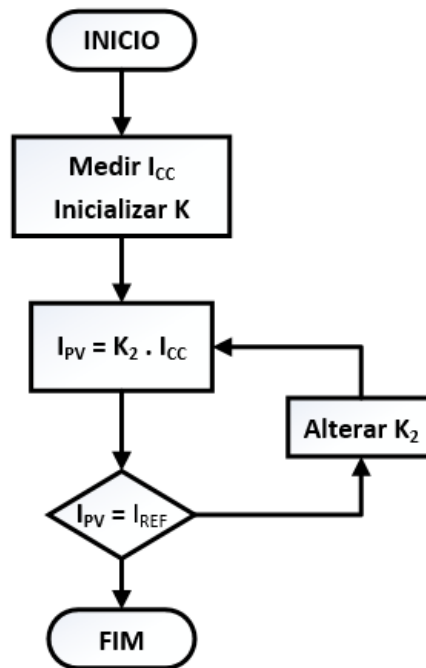


Figura 3.14 - Algoritmo MPPT corrente de curto circuito (baseado em [89]).

Outra variação deste método é o algoritmo de tensão constante. Este é similar ao de corrente constante com a variante de medir a tensão de circuito aberto em vez da corrente de curto circuito. Da mesma forma que o algoritmo atual, é estabelecida a relação dessa tensão medida com a tensão no ponto de máxima potência.

3.4.2 Condutância Incremental

A curva P-V associada aos módulos solares fotovoltaicos tem uma forma muito característica. Assim, o algoritmo de condutância incremental baseia-se na forma dessa curva de modo a calcular o MPP calculando o sinal da derivada da potência da saída do módulo em relação à tensão. Sabendo que, idealmente, quando o sistema está a operar no ponto de máxima potência a derivada resultante é zero, é possível determinar em que zona da curva o sistema está a operar, sabendo o sinal da derivada. Assim, a derivada da potência em relação à tensão é obtida a equação (3.4).

$$\frac{dP}{dV} = V \frac{dI}{dV} + I = I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (3.4)$$

Igualando a derivada da potência em relação à tensão a zero, através da comparação da condutância instantânea com a condutância incremental, é possível calcular o ponto de máxima potência, como está demonstrado na equação (3.5).

$$\frac{dP}{dV} = 0 \Leftrightarrow I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} = 0 \Leftrightarrow \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} \quad (3.5)$$

Se o sistema não estiver a operar no ponto de máxima potência, tem de se ajustar o *duty-cycle* de forma a que o sistema convirja para esse ponto. Na Figura 3.15 está representado o fluxograma do algoritmo de condutância incremental, sendo este um dos algoritmos de MPPT mais conhecidos.

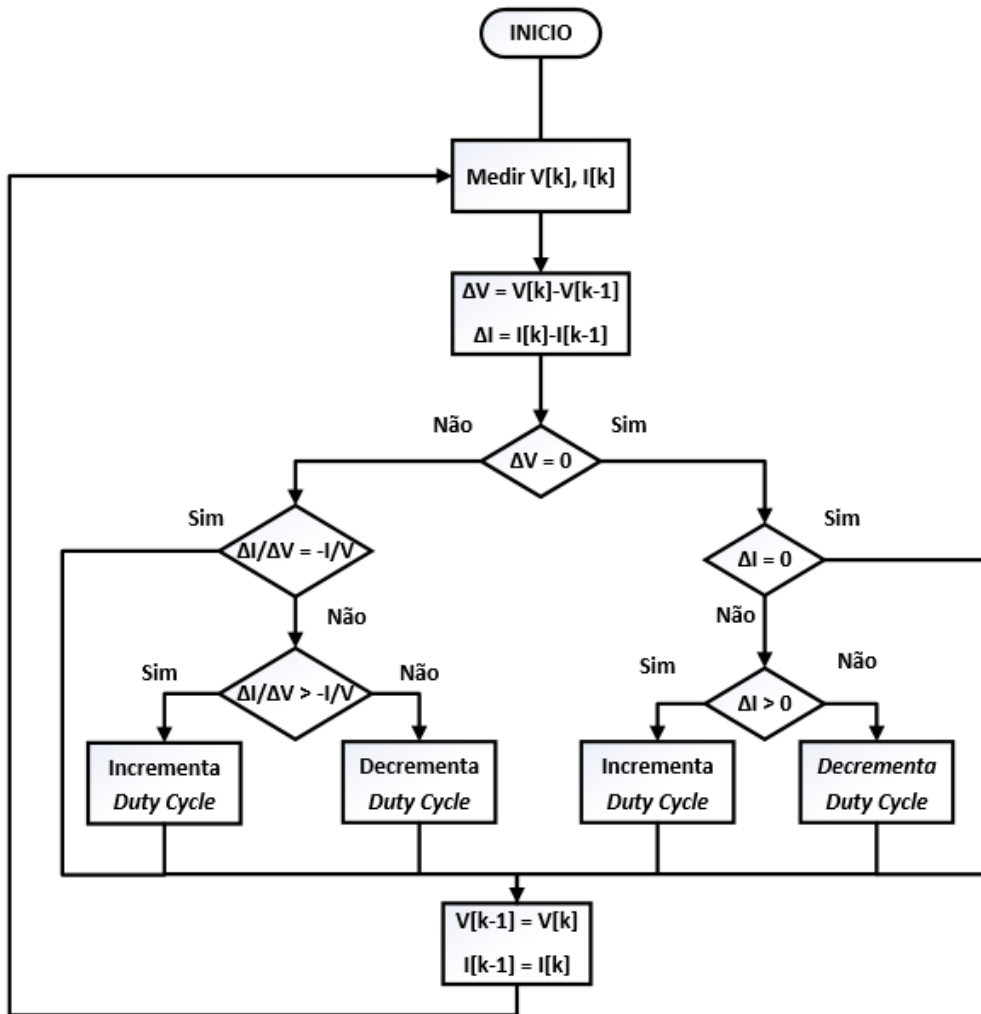


Figura 3.15 - Algoritmo MPPT condutância incremental (baseado em [90]).

3.4.3 Perturbação e Observação

O algoritmo de perturbação e observação é um dos algoritmos de controlo de MPPT mais utilizados (a par do algoritmo de condutância incremental), devido à sua simples implementação e bons resultados práticos. Este método baseia-se na perturbação periódica da variável de referência e na comparação da potência de saída do módulo solar fotovoltaico antes e depois desta perturbação. Na Figura 3.16 está representado o seu fluxograma sendo que inicialmente é medida a tensão e corrente aos terminais do painel de modo a ser possível calcular a potência nesse instante de tempo. Assim, recorrendo ao valor de potência da iteração anterior, é definida a próxima perturbação de forma que o sistema convirja para o ponto de máxima potência. No final, os valores da tensão, corrente e potência são guardados para se fazer uma comparação na iteração seguinte [89],[91],[92].

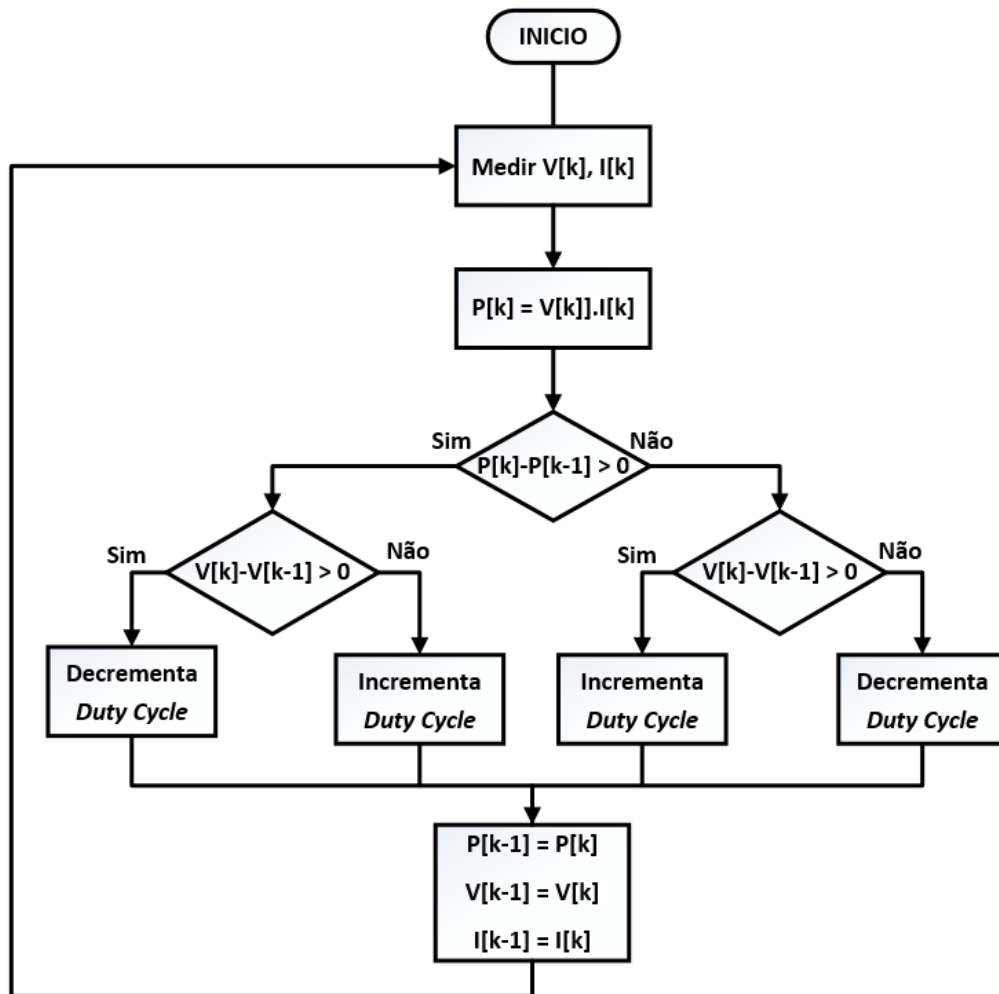


Figura 3.16 - Algoritmo MPPT perturbação e observação (baseado em [90]).

3.5 Técnicas de Modulação para Conversores Fonte de Tensão

Um inversor tem como objetivo converter tensão em CC da sua entrada para tensão em AC na sua saída. A técnica de modulação SPWM é realizada comparando uma onda de referência sinusoidal (em que a sua frequência é igual à frequência da fundamental do sinal de saída do inversor) e uma onda portadora triangular (com uma frequência consideravelmente superior à frequência do sinal de referência). O resultado dessa comparação resulta num sinal com *duty-cycle* variável que será enviado para a gate dos semicondutores [93], [94].

Neste subcapítulo é abordada a forma como os semicondutores de um VSI em ponte completa podem ser controlados de forma a produzir a tensão de saída desejada. Inicialmente é apresentada a técnica de modulação SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) bipolar e em seguida SPWM unipolar, sendo que o conversor, filtro passivo LC e carga são iguais em ambas as seguintes simulações exemplo. É de

salientar que, por questões de visibilidade, a portadora utilizada possui uma frequência de 1 kHz sendo que na prática as frequências utilizadas estão compreendidas entre alguns kHz e algumas dezenas de kHz.

3.5.1 Modulação SPWM Bipolar

A modulação SPWM bipolar faz uso de um sinal de referência sinusoidal e uma portadora (triangular ou dente de serra). Na Figura 3.17 está representado o circuito lógico da modulação SPWM bipolar aplicada a um VSI monofásico em ponte completa.

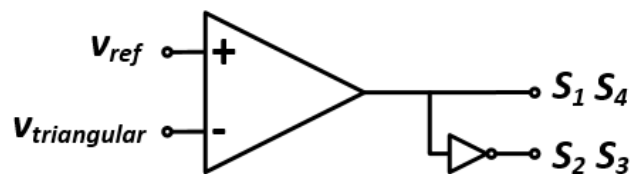


Figura 3.17 - Circuito lógico da modulação SPWM bipolar.

Na Figura 3.18 está representada a comparação feita entre as duas ondas previamente descritas e (V_{ref} e $V_{triangular}$). A tensão de saída do VSI ($V_{comparação}$) resulta da comparação destes dois sinais.

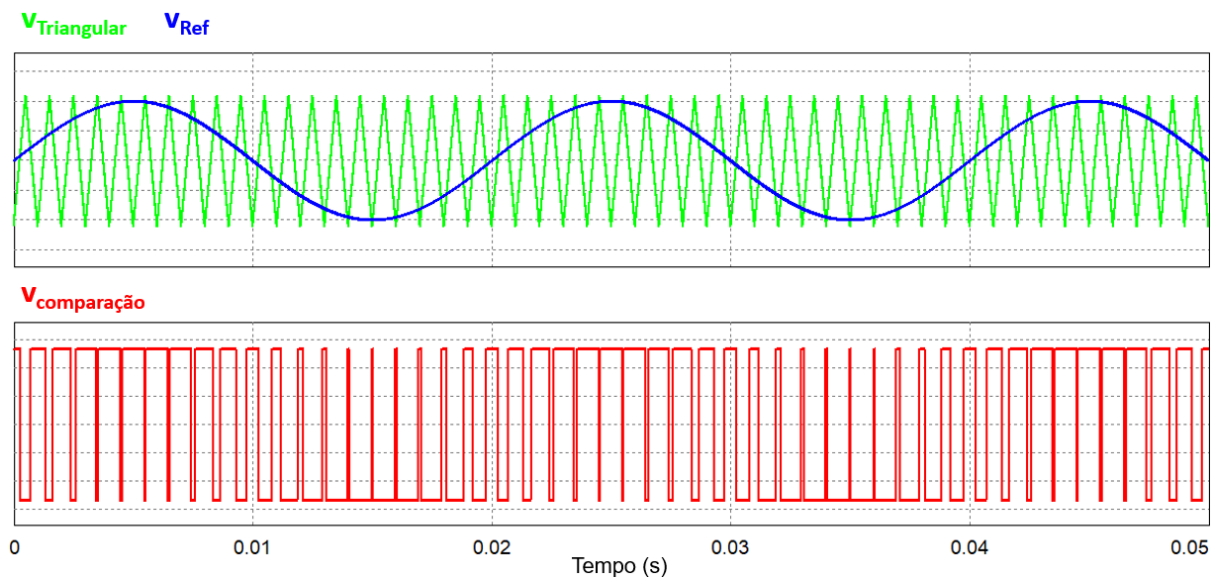


Figura 3.18 - Formas de onda do sinal de referência (V_{ref}), portadora ($V_{triangular}$) e tensão de saída ($V_{comparação}$) resultante de um VSI com modulação SPWM bipolar.

Com esta técnica de modulação é possível obter 2 níveis de tensão na saída ($-V_{cc}$ e $+V_{cc}$). Na Figura 3.19 está representado o espectro harmónico da tensão de saída do conversor VSI com modulação bipolar

até aos 5 kHz. Este espectro apresenta componentes harmónicas em torno da frequência de comutação, 1 kHz, e múltiplos da frequência de comutação (2 kHz, 3 kHz, ...).

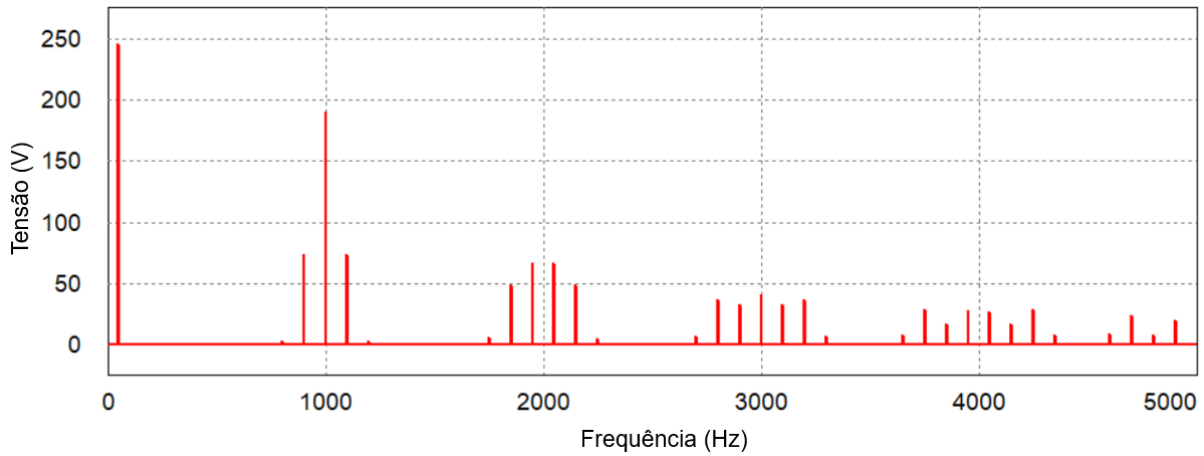


Figura 3.19 - Espectro harmónico da tensão de saída de um conversor VSI com modulação bipolar.

3.5.2 Modulação SPWM Unipolar

A modulação SPWM unipolar é similar à técnica de modulação anteriormente descrita, mas, ao invés de se utilizar apenas um sinal de referência, são utilizados dois, sendo que o segundo resulta de um deslocamento de 180° do sinal original. Assim, são realizadas duas comparações que resultam em dois sinais modulados sendo que cada um destes sinais irá controlar um dos braços do VSI. Na Figura 3.20 está representado o esquema lógico da modulação SPWM bipolar aplicada a um VSI monofásico em ponte completa.

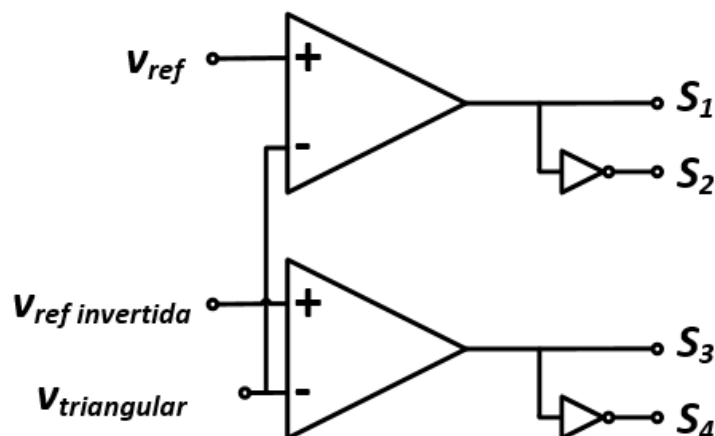


Figura 3.20 - Circuito lógico da modulação SPWM unipolar.

Na Figura 3.21 está representada a comparação entre os sinais de referência (V_{ref} e $V_{ref\ invertida}$) e a portadora ($V_{triangular}$) bem como a forma de onda da tensão de saída do VSI ($V_{comparação}$) utilizando uma modulação SPWM unipolar.

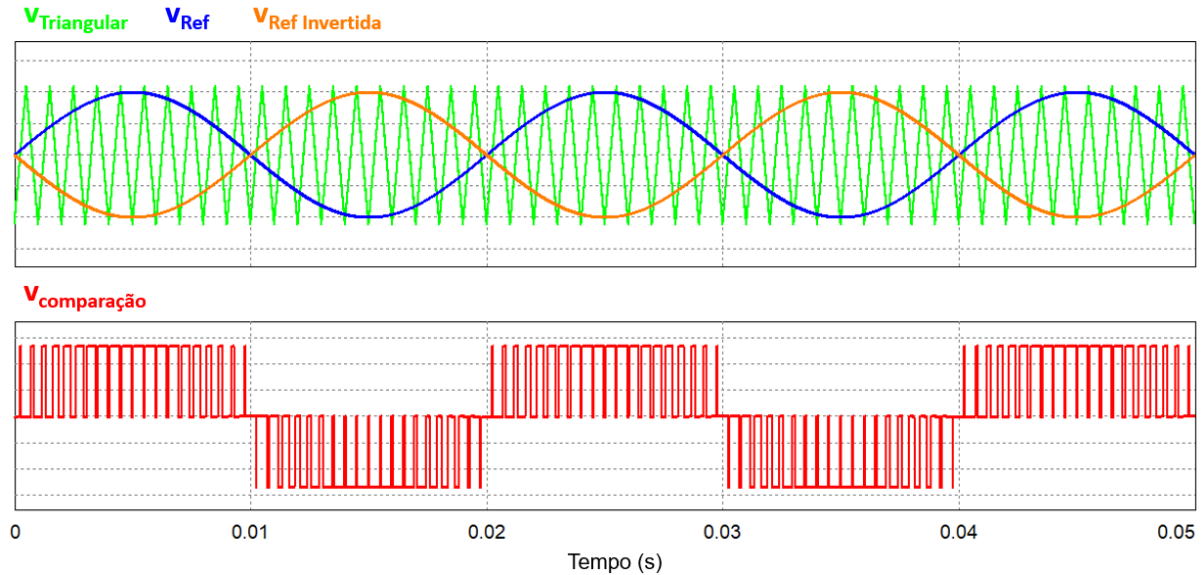


Figura 3.21 - Formas de onda do sinal de referência (V_{ref}), sinal de referência invertido ($V_{ref\ invertida}$), portadora ($V_{triangular}$) e tensão de saída resultante ($V_{comparação}$) de um VSI com modulação SPWM unipolar.

Com esta técnica de modulação é possível obter 3 níveis de tensão na tensão de saída do VSI ($-V_{cc}$, $+V_{cc}$ e 0). Na Figura 3.22 está representado o espectro harmónico da tensão de saída do conversor VSI com modulação unipolar. Neste caso as componentes harmónicas concentram-se no dobro da frequência de comutação, e múltiplos desta frequência de comutação (4 kHz, 6 kHz, ...).

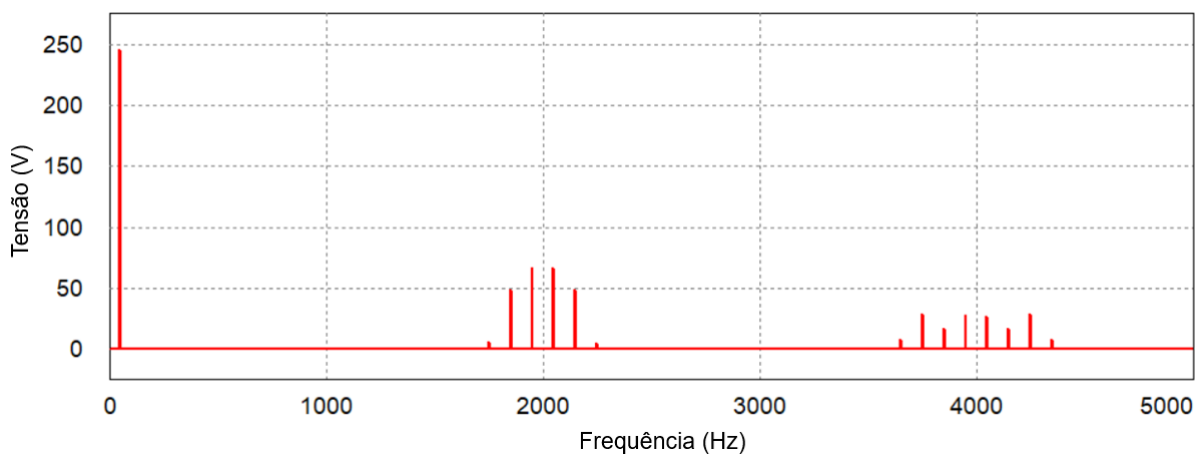


Figura 3.22 - Espectro harmónico da tensão de saída de um conversor VSI com modulação unipolar.

Em [94] o autor estudou as duas técnicas aqui descritas. Com este trabalho concluiu que o esquema unipolar é mais adequado para frequências mais baixas do que o esquema bipolar. A técnica de modulação SPWM unipolar é mais vantajosa uma vez que, como possui mais um nível que a técnica de modulação SPWM bipolar, simplifica a implementação do filtro passivo. Assim, a onda sinusoidal de saída fica mais próxima do pretendido [94].

3.6 Técnicas de Controle de Corrente para Conversores Fonte de Tensão

As técnicas de controle de corrente em inversores fonte de tensão têm vindo a ganhar cada vez mais importância devido ao aumento da utilização VSI nomeadamente em fontes de alimentação CA e em filtros ativos [95]. Em seguida serão abordadas algumas das principais técnicas de controle de corrente. Os diagramas apresentados estão associados apenas a um dos braços dos VSI.

3.6.1 Controle de Corrente por Histerese

A técnica de controle de corrente por histerese é um método simples que resulta de um sistema de controle realimentado que calcula o erro entre a corrente de saída do VSI, $i_{saída}$, e a corrente de referência, i_{ref} . Assim, a corrente de saída do VSI irá variar em torno da corrente de referência, sendo que estas variações se encontram limitadas pela margem de histerese. Contudo este método possui algumas desvantagens como a frequência de comutação variável o que em certos casos poderá ser um entrave na sua escolha [95], [96]. Na Figura 3.23 está representado o diagrama e blocos do algoritmo de controle de corrente por histerese, sendo este composto por um comparador com uma margem de histerese (de forma a calcular o erro entre a corrente de referência e a corrente sintetizada).

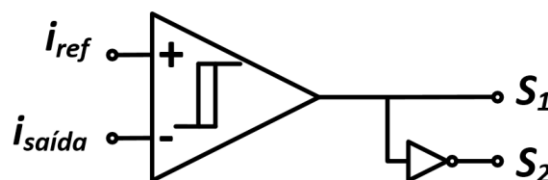


Figura 3.23 - Diagrama de blocos do algoritmo de controle de corrente por histerese.

3.6.2 Controlo de Corrente por *Periodic Sampling*

A técnica de controlo de corrente por *periodic sampling* é muito similar à técnica de controlo por histerese, sendo que neste caso a margem de histerese é zero. De forma a representar esta técnica de controlo basta adicionar um flip-flop do tipo D à saída do comparador associado a uma frequência de relógio fixa. A grande vantagem desta técnica relativamente ao controlo de corrente por histerese tem a ver com o facto de ser adicionada uma frequência de comutação máxima, prevenindo que os semicondutores de eletrónica de potência do inversor funcionem em condições que os possam danificar [97]. Contudo, esta técnica de controlo não apresenta uma frequência de comutação fixa, o que se pode tornar num problema, dependendo da aplicação. Na Figura 3.24 está representado o diagrama de blocos do algoritmo, sendo este composto por um comparador e um *flip-flop* do tipo D.

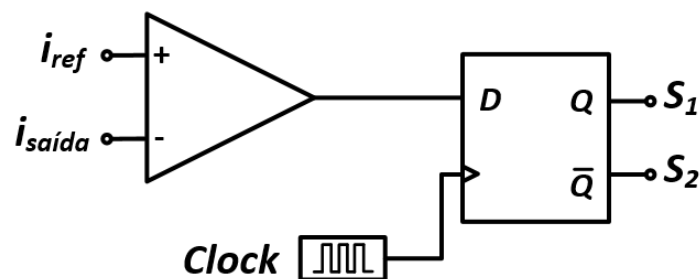


Figura 3.24 - Diagrama de blocos do algoritmo de controlo de corrente por *periodic sampling*.

O facto de a frequência de comutação dos IGBTs não ser fixa dificulta o dimensionamento dos filtros passivos.

3.6.3 Controlo de Corrente Proporcional Integral com Modulação SPWM

Esta técnica de controlo de corrente baseia-se no cálculo do erro entre a corrente de saída do conversor e a corrente de referência previamente definida. O erro resultante dessa operação é usado como entrada de um controlador PI sendo que a variável resultante é utilizada para sintetizar os sinais de comando dos semicondutores a controlar. Na Figura 3.25 está representado o esquema do algoritmo de controlo de corrente PI.

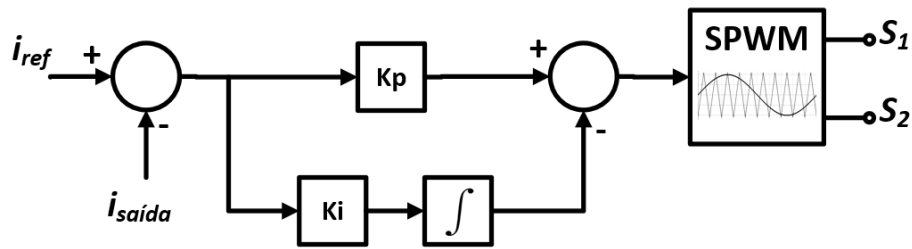


Figura 3.25 - Esquema do algoritmo de controle proporcional integral com modulação SPWM.

Este algoritmo apresenta algumas vantagens em relação aos algoritmos previamente abordados de onde se destaca a frequência de comutação fixa proveniente da técnica de modulação SPWM. Contudo a sua implementação é mais complexa sendo que é necessário ajustar o ganho integral e proporcional de forma a calibrar o algoritmo.

Em [98] um controlador PI modificado foi aplicado a um motor CC sem escovas (*Brushless DC Geared Motor* - BLDC) com o objetivo de contribuir para a aplicação deste tipo de motor em veículos elétricos.

Em [99] o autor aplicou o controle PI num UPQC em ambiente de simulação. A técnica de controle foi aplicada para tensão e corrente com o intuito de melhorar a QEE do sistema.

3.6.4 Controle de Corrente Proporcional Ressonante com Modulação SPWM

O controle proporcional ressonante pode ser visto como dois controladores PI [100]. A principal função do controlador PR é oferecer um ganho infinito na frequência ressonante selecionada de forma a reduzir o erro em regime permanente [101].

Na Figura 3.26 está representado o diagrama do controlador proporcional-ressonante. Este usa, tal como o controle PI, o erro entre o sinal de referência e o sinal sintetizado como entrada. O valor resultante é multiplicado por um ganho ressonante K_r , que é utilizado como sinal de entrada de um integrador generalizado de segunda ordem (*Second Order Generalized Integrator* – SOGI) [101]. A saída do integrador é somada ao erro multiplicado por um ganho proporcional K_p .

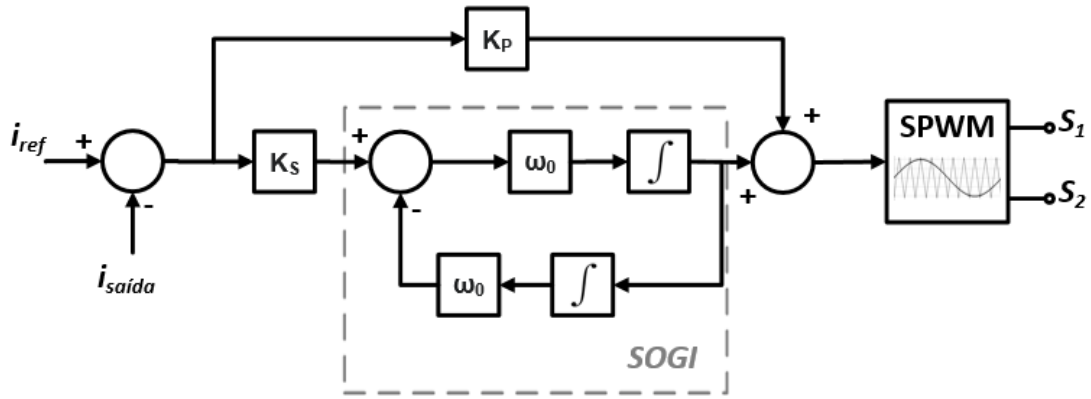


Figura 3.26 - Diagrama de blocos do controle de corrente proporcional ressonante com modulação SPWM.

Na literatura existem algumas aplicações deste algoritmo. Por exemplo, em [102] este algoritmo foi aplicado a um condicionador ativo paralelo usado em sistemas não equilibrados. Os resultados comprovam a sua eficácia na compensação de harmônicos e correntes de neutro. Em [103] o algoritmo de controle PR foi aplicado a um inversor para injetar a energia produzida por um sistema solar fotovoltaico na rede elétrica.

3.6.5 Controle de Corrente Preditivo com Modulação SPWM

Esta técnica de controle baseia-se no modelo elétrico do sistema de forma a prever o comportamento futuro das variáveis a controlar, tirando partido do número finito de estados de comutação possíveis para um conversor. Assim, o sistema é capaz de prever os próximos valores, resultando num controle de corrente eficaz e com bons resultados [104]. Na Figura 3.27 está representado o esquema elétrico de um VSI monofásico em meia ponte.

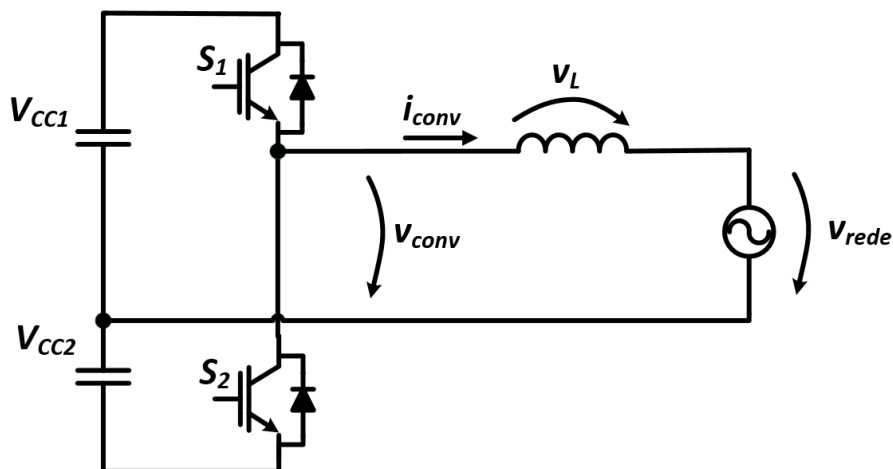


Figura 3.27 - Esquema elétrico de um inversor monofásico em meia ponte ligado à rede elétrica a partir de uma bobina de acoplamento.

Tendo em conta o modelo apresentado na Figura 3.27 e aplicando as leis de Kirchhoff é possível deduzir a equação (3.6). A tensão de saída do conversor (v_{conv}) é a tensão gerada pelo conversor. Esta pode ser vista como a soma da tensão aos terminais da bobina (v_L) com a tensão da rede elétrica (v_{rede}).

$$v_{conv} = v_{rede} + v_L \quad (3.6)$$

Utilizando a equação característica da tensão numa bobina e substituindo na equação (3.6) é possível obter a equação (3.7).

$$v_{conv} = v_{rede} + L \frac{di_{conv}(t)}{dt} \quad (3.7)$$

Este controlo é aplicado em malha fechada. Assim, a corrente de erro (i_{erro}) é calculada a partir da subtração da corrente de saída do conversor (i_{conv}) à corrente de referência (i_{ref}), tal como representado em (3.8).

$$i_{erro} = i_{ref} - i_{conv} \quad (3.8)$$

Atualizando a equação do modelo elétrico do sistema com a equação da corrente de referência, é possível obter a equação (3.9).

$$v_{conv} = v_{rede} - L \frac{di_{erro}(t)}{dt} + L \frac{di_{ref}(t)}{dt} \quad (3.9)$$

De forma a que seja possível cancelar o erro da corrente (i_{erro}), o controlador tem de permitir que o conversor gere uma tensão que, ao ser aplicada à bobina, provoque uma corrente com amplitude igual, mas em oposição de fase à calculada na equação (3.8). Assim é possível obter a equação (3.10).

$$v_{conv} = v_{rede} + L \frac{di_{erro}(t)}{dt} + L \frac{di_{ref}(t)}{dt} \quad (3.10)$$

Os microcontroladores processam os algoritmos no domínio discreto. Utilizando o método de Euler com uma frequência de amostragem $f_a = \frac{1}{T_a}$ é possível converter a equação (3.10) para o domínio discreto, obtendo-se a equação (3.11).

$$v_{conv}[k] = v_{rede}[k] + \frac{L}{T_a} (2 i_{ref}[k] - i_{ref}[k-1] - i_{conv}[k]) \quad (3.11)$$

Na literatura é possível identificar diversas aplicações de técnicas de controlo preditivo, podendo ter variantes diferentes da apresentada anteriormente [105]–[107]. Em [108] os autores utilizaram um controlo preditivo para o controlo da corrente do lado CA de um carregador de veículos elétricos. Este foi o controlo escolhido uma vez que este sistema requer uma corrente do lado CA pouco distorcida e com pouco *ripple*.

3.7 Técnicas de Controlo para Condicionadores Ativos de Potência

De forma a mitigar os problemas de QEE, os condicionadores ativos de potência calculam uma referência de tensão e/ou corrente. Partindo deste cálculo, é possível gerar as formas de onda ideais de forma a mitigar os problemas de QEE, utilizando os métodos descritos no subcapítulo 3.6.

Para cálculo das referências de tensão e/ou corrente são utilizadas teorias de controlo. Nos sistemas monofásicos a mais comum é a Teoria FBD (abreviação de *Fryze-Buchholz-Depenbrock*) sendo que para sistemas trifásicos a mais utilizada é a Teoria p-q. Em seguida serão abordadas ambas as teorias.

3.7.1 Teoria FBD

A teoria FBD baseia-se na representação de qualquer carga monofásica por uma condutância ativa equivalente adequadamente calculada (G) alimentada pela mesma tensão que a carga, ou seja, em paralelo com a carga [109], [110]. Na Figura 3.28 está representado o modelo elétrico de um sistema monofásico com base na teoria FBD.

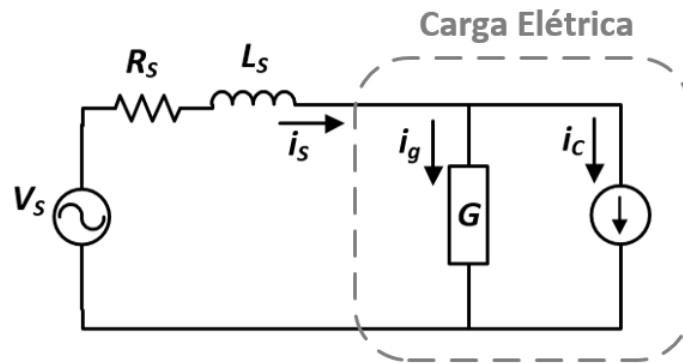


Figura 3.28 - Modelo equivalente de um sistema elétrico baseado na teoria FBD (baseado em [110]).

Esta teoria é amplamente usada no controlo de condicionadores ativos paralelos monofásicos e assenta no princípio de que a rede elétrica só deve fornecer a energia consumida pela condutância sendo que as restantes parcelas serão fornecidas pelo condicionador ativo paralelo.

De modo a implementar o algoritmo de controlo associado à teoria FBD é necessário calcular a potência ativa consumida pela carga, \bar{p} , usando a equação (3.12).

$$\bar{p} = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) i(t) dt \quad (3.12)$$

Em seguida, é necessário calcular o valor médio quadrático da tensão da carga, \bar{v}^2 , sendo este cálculo dado pela equação (3.13).

$$\bar{v}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt \quad (3.13)$$

Usando os valores resultantes das equações (3.12) e (3.13) é possível calcular a condutância utilizando a equação (3.14).

$$G = \frac{\bar{p}}{\bar{V}^2} \quad (3.14)$$

Nesta fase é possível calcular a corrente consumida pela condutância, i_g , utilizando a equação (3.15). A parcela da corrente consumida pela carga está em fase com a tensão de alimentação, ou seja, contribui para a potência ativa consumida.

$$i_g = v * G \quad (3.15)$$

No caso da aplicação desta teoria no cálculo da corrente de compensação de um condicionador ativo paralelo (i_c) para compensação de correntes harmônicas e fator de potência, este cálculo é dado pela equação (3.16).

$$i_c = i_s - i_g \quad (3.16)$$

Apesar de esta teoria ser mais recorrente em sistemas monofásicos, esta também pode ser aplicada em sistemas trifásicos como se pode ver em [111] apesar de haver outras teorias de controle mais adequadas para este tipo de sistemas.

3.7.2 Teoria $p-q$

A teoria $p-q$, também conhecida como Teoria da Potência Instantânea (na literatura inglesa descrita como *Instantaneous Power Theory*), foi inicialmente proposta por Akagi em 1983 [112].

Esta teoria é baseada no domínio do tempo o que permite a sua utilização tanto em regime transitório como em regime permanente. Com a sua utilização é possível calcular formas de onda de tensão e corrente, tornando-a numa das teorias mais utilizadas em aplicações de condicionadores ativos de potência [113].

Esta teoria começa por aplicar as transformadas de Clarke de forma a converter as variáveis $a-b-c$ em $\alpha-\beta-0$. Na equação (3.17) está representada a transformação para as tensões e na equação (3.18) está representada a transformação para as correntes do sistema a converter [114].

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

O passo seguinte é o cálculo das potências associadas ao sistema. Na equação (3.19) estão representados os cálculos da potência instantânea de sequência zero (p_0), a potência real instantânea (p) e a potência imaginária instantânea (q).

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_0 & 0 & 0 \\ 0 & V_\alpha & V_\beta \\ 0 & V_\beta & -V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

As potências calculadas podem ser decompostas no seu valor médio e no seu valor alternado tal como descrito nas equações (3.20), (3.21), (3.22).

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (3.20)$$

$$p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \quad (3.21)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (3.22)$$

Cada componente associada à teoria pq tem o seguinte significado:

- \bar{p} → Valor médio da potência real instantânea que corresponde à energia por unidade de tempo transferida da fonte para a carga através das 3 fases do sistema elétrico;
- \tilde{p} → Valor alternado da potência real instantânea que corresponde à energia por unidade de tempo trocada entre a fonte e a carga através das 3 fases do sistema elétrico;
- \bar{p}_0 → Valor médio da potência instantânea de sequência zero que corresponde à energia por unidade de tempo transferida da fonte para a carga com a ajuda do neutro;
- \tilde{p}_0 → Valor alternado da potência instantânea de sequência zero que corresponde à energia por unidade de tempo transferida entre a fonte e a carga com a ajuda do neutro;

- $q \rightarrow$ Energia por unidade de tempo trocada entre as 3 fases do sistema elétrico sem que com isso haja qualquer transferência de energia entre a fonte e a carga.

Na Figura 3.29 está representado o fluxo de potência associado a cada uma das componentes da teoria p-q de um sistema trifásico a 4 fios.

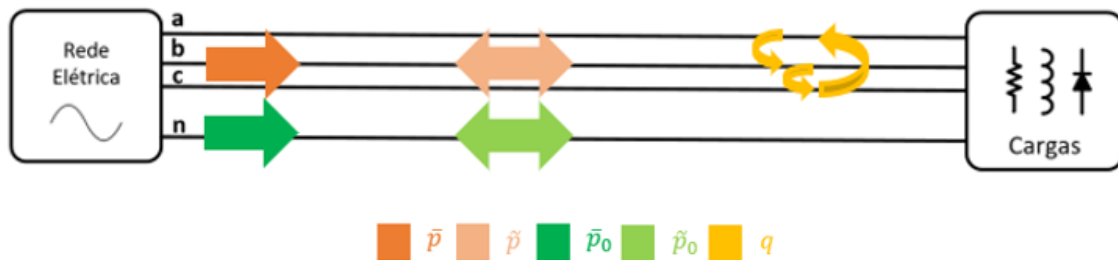


Figura 3.29 - Potências associadas à Teoria p-q num sistema elétrico trifásico a 4 fios (baseado em [113]).

Esta teoria de controlo pode ser aplicada em diversos conversores de forma a mitigar certos problemas de QEE.

Em [85], a teoria p-q foi aplicada à simulação de um condicionador ativo paralelo de uma instalação fotovoltaica. Este, além de injetar a energia produzida pelo módulo solar fotovoltaico na rede elétrica, compensa harmónicos de corrente e desequilíbrios entre as fases com base nos cálculos da teoria.

Em [115] os autores aplicam a teoria p-q num sistema com um condicionador ativo paralelo. Este foi capaz de compensar correntes harmónicas, desequilíbrio de corrente, fator de potência e até mesmo distorção de tensão, regulação de tensão e regulação de frequência. Neste artigo concluiu-se que num sistema com pouca inércia, a teoria p-q permite o cálculo preciso da potência a compensar sem provocar oscilações de frequência.

3.8 Algoritmos de Sincronização com a Rede Elétrica

Algoritmos de sincronização são de grande importância no controlo de conversores de eletrônica de potência conectados à rede elétrica. Sob condições ideais, a forma de onda da tensão da rede elétrica é sinusoidal com amplitude e frequência constantes e, no caso de sistemas trifásicos, com três sinusóides equilibradas. Atualmente é cada vez mais raro que isso aconteça uma vez os problemas de QEE (abordados no capítulo 1) tornam o sistema de alimentação cada vez mais imprevisível sendo que um dos principais fatores é a produção de distorções harmónicas resultantes da utilização de cargas não-lineares [116].

Atualmente existe uma enorme variedade de algoritmos de sincronização sendo que a necessidade de que estes possuam uma resposta rápida e que sejam precisos. O aumento da capacidade de processamento dos microcontroladores usados em projetos de eletrônica de potência levou ao surgimento de algoritmos capazes de detetar a fase e a amplitude da componente fundamental do sinal de entrada, denominados de PLL (*Phase-Locked Loop*). Estes métodos permitem gerar um sinal em fase com a componente fundamental do sinal de entrada [117].

Na literatura existem diversos algoritmos de sincronismo, desde os mais simples aos mais complexos. Em [118] é demonstrado um dos mais simples algoritmos de sincronismo baseado na detecção da passagem por zero. Este algoritmo é pouco robusto uma vez que só é atualizado a cada meio ciclo da onda (quando passa por zero). Em [119] e [120] estão representados algoritmos mais complexos, baseados em transformações de *Clarke* (também conhecida como transformação alfa-beta).

Estes algoritmos de sincronismo mais complexos podem ser decompostos em três elementos: um detetor de fase, um filtro e um oscilador controlado por tensão. O desfasamento entre o sinal de entrada e o sinal de saída é medido através do detetor de fase, sendo que o resultado passa por um filtro passa baixo. O erro é usado para gerar o sinal de saída.

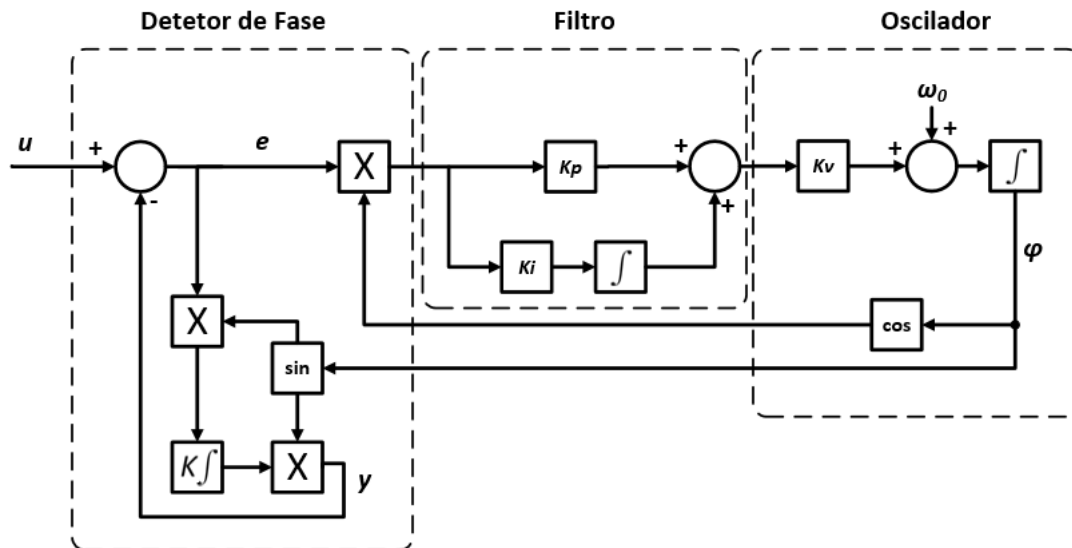


Figura 3.30 - Esquema de um algoritmo de sincronismo do tipo E-PLL digital (adaptado de [120]).

No que diz respeito aos algoritmos de sincronização trifásicos, grande parte deles recorrem à transformação de *Clarke* que tem como entradas as três tensões do sistema de alimentação elétrica e como saída dois sinais transformados (V_α e V_β) [121]. Na Figura 3.31 está representado o esquema de um algoritmo de sincronismo trifásico, sendo que o sinal de saída ωt é o sinal resultante de fase usado

de forma a sintetizar os três sinais correspondentes às componentes fundamentais de cada tensão do sistema trifásico.

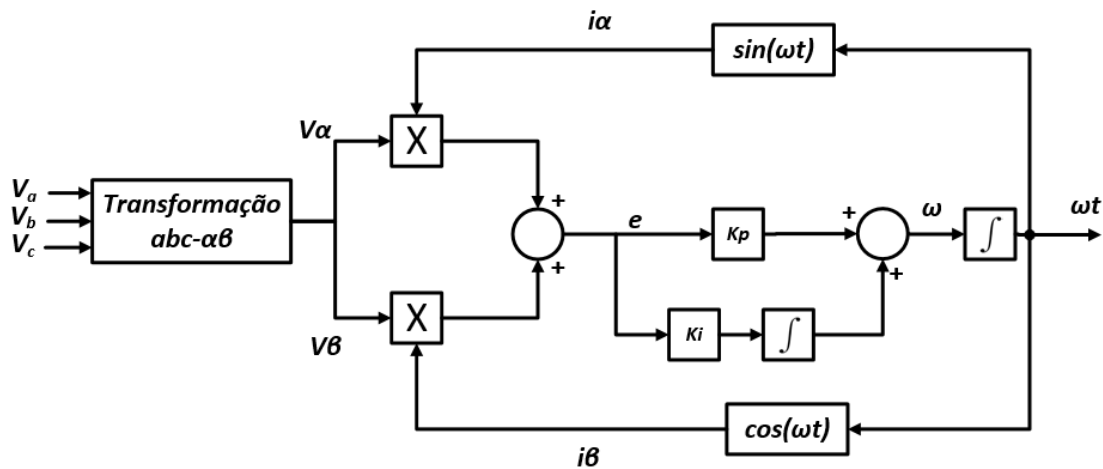


Figura 3.31 - Diagrama de blocos de um algoritmo de sincronismo trifásico usando a transformação de $a-b-c$ para $\alpha-\beta$ (baseado em [121]).

3.9 Conclusões

Neste capítulo foram referidos e descritos alguns dos conversores de eletrônica de potência que podem ser usados na implementação do sistema deste projeto de dissertação, bem como algumas das principais técnicas de controle associadas aos condicionadores ativos de potência e aos sistemas solares fotovoltaicos.

Inicialmente foram analisadas cinco topologias de conversores CC-CC que poderiam ser aplicados em sistemas solares fotovoltaicos. Os conversores CC-CC isolados apresentam a vantagem de pode elevar os níveis de tensão de forma relativamente fácil, alterando a razão de transformação dos transformadores de alta frequência. Para este trabalho de dissertação foi utilizado o conversor de eletrônica de potência CC-CC do tipo *interleaved* uma vez que este permite reduzir o *ripple* da corrente de entrada, além de permitir utilizar componentes mais pequenos uma vez que a energia se divide pelos dois braços.

Em seguida, foram descritas as principais topologias de conversores CC-CA. Em aplicações de condicionadores ativos de potência o inversor fonte de tensão (*Voltage Source Inverter* - VSI) é largamente mais utilizado, possuindo diversas topologias. Neste trabalho foi utilizado o VSI com 3 braços e 4 fios. Para este conversor compensar correntes de neutro, é necessário possuir um barramento CC dividido, com o ponto médio ligado ao neutro do sistema. Apesar de não ser necessário o quarto braço para o conversor funcionar, é necessário controlar a tensão de ambas as metades do barramento CC, sendo

que esta tensão em cada uma das metades do barramento necessita de ser superior ao pico da tensão da rede.

Em seguida, o capítulo prossegue com a análise dos algoritmos de controle associados às duas categorias de conversores presentes neste projeto. Os algoritmos de MPPT apresentados são comuns, apresentando resultados bons sem necessidade de complicar o sistema de controle. Dada a sua fácil implementação e bons resultados práticos, decidiu optar-se pelo algoritmo de Perturbação e Observação.

As técnicas de modulação SPWM apresentadas baseiam-se na comparação de uma ou mais moduladoras com um sinal triangular de forma a sintetizar os sinais de *gate* dos semicondutores. Neste projeto foi aplicada a modulação SPWM bipolar.

As técnicas de controle de corrente para VSI apresentadas são largamente citadas na literatura. O controle por histerese e *periodic sampling* são relativamente mais simples de implementar. O facto de a frequência de comutação dos IGBTs não ser fixa dificulta o dimensionamento do filtro passivo para ambos os algoritmos. Apesar disso, estes algoritmos não apresentam resultados práticos bons, sendo que neste trabalho apenas foram utilizados para comprovar o correto funcionamento dos conversores em malha fechada. O controle PI e PR apresentam esquemas similares baseando-se num sistema de ganhos, sendo necessário ajustar de forma a obter um correto controle. O controle preditivo baseia-se no modelo do sistema a controlar podendo ser difícil de ajustar dada a complexidade de um determinado sistema. Os controles PI, PR e Preditivo apresentam bons resultados na literatura, daí ter-se optado por estudar o seu desempenho nesta dissertação.

As técnicas de controle para condicionadores ativos de potência apresentadas são a teoria $p-q$ e a teoria FBD. Uma vez que o trabalho descrito neste documento é baseado num equipamento trifásico, a teoria $p-q$ será a que melhor se adequa.

O capítulo termina com os mecanismos de sincronismo com a rede elétrica, com ênfase nos algoritmos de sincronização trifásicos que utilizam as transformações de *Clarke*. Estes algoritmos apresentam bons sinais de sincronismo qualquer que seja a distorção do sinal de entrada.

Capítulo 4

Simulações Computacionais

4.1 Introdução

Para o desenvolvimento de sistemas de eletrônica de potência é necessário escolher os componentes e testar os algoritmos de controlo em simulação de modo a ficar com uma melhor perceção do comportamento do equipamento nas mais variadas condições de operação possíveis. As ferramentas de simulação são uma mais valia no dimensionamento de sistemas de eletrônica de potência. Estas permitem validar o funcionamento dos sistemas antes de avançar para a sua implementação prática. Assim, é possível prever e testar os vários cenários, podendo validar algoritmos, circuitos e detetar possíveis erros que possam surgir.

Depois de apresentado todo o estudo teórico nos capítulos anteriores, neste capítulo são descritas e analisadas as simulações computacionais realizadas. Inicialmente, foi simulado o condicionador ativo série, cujo funcionamento está diretamente ligado ao algoritmo de sincronismo. Em seguida, são apresentadas as simulações do conversor de eletrônica de potência do tipo CC-CC associado ao sistema solar fotovoltaico. Por fim, ambos os conversores são integrados no iUPQC trifásico, sendo simulado o modo isolado e o modo normal do mesmo. A ferramenta de simulação utilizada é o PSIM [122].

4.2 Condicionador Ativo Série

O condicionador ativo série é responsável por fazer a interface com a rede elétrica, funcionando como uma fonte de corrente com elevados padrões de QEE. Foram desenvolvidas simulações computacionais de forma a aproximar o comportamento expectável de um equipamento real aplicado a uma microrrede ligada ao sistema de baixa tensão trifásico 400 V/50 Hz. Nestas simulações foram aplicados os algoritmos de controlo de corrente PI, PR e Preditivo de forma a ser possível efetuar uma comparação do desempenho de cada um.

4.2.1 Simulação do Algoritmo de Sincronismo com a Rede Elétrica

O sincronismo do sistema com a rede elétrica é crucial para obter bons resultados do condicionador ativo série. De forma a estabelecer padrões de qualidade de energia elevados, a corrente gerada pelo condicionador ativo série deve, além de ser o mais sinusoidal possível, estar em fase com a tensão da rede de alimentação, tornando o fator de potência do sistema praticamente unitário.

De forma a simular o algoritmo de sincronismo, foi realizado um modelo de simulação baseado no esquema elétrico apresentado na Figura 4.1. Este é composto por um sistema de alimentação trifásico 400 V / 50 Hz, uma impedância de linha e um conjunto de cargas não-lineares.

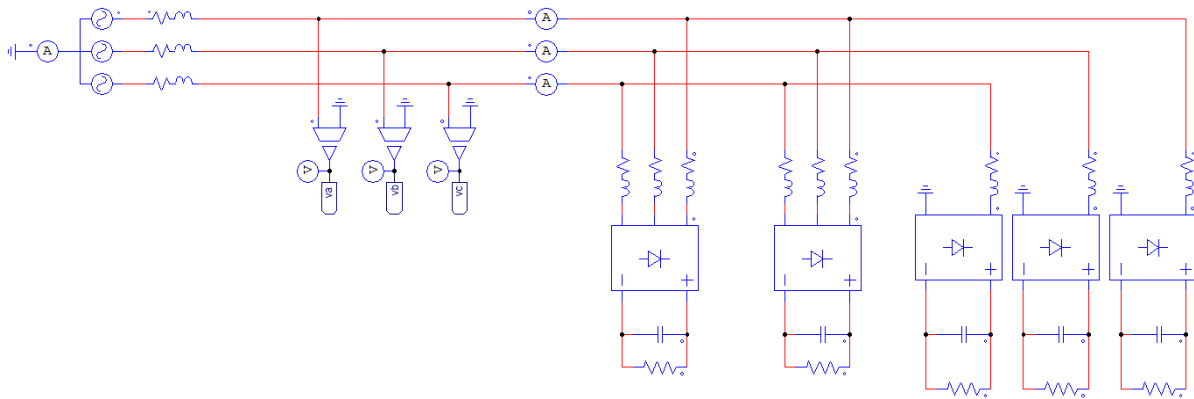


Figura 4.1 - Modelo de simulação do algoritmo de sincronismo.

Para o teste deste algoritmo foi adicionado um conjunto de cargas não-lineares: dois retificadores trifásicos a diodos e três retificadores monofásicos a diodos, um em cada fase. Estas, sendo cargas não-lineares, consomem correntes harmônicas que, ao atravessarem as impedâncias de linhas, geram tensões harmônicas que distorcem as tensões da rede elétrica. Na Figura 4.2 estão representadas as tensões do sistema de alimentação, com um THD% de 3,6 %.

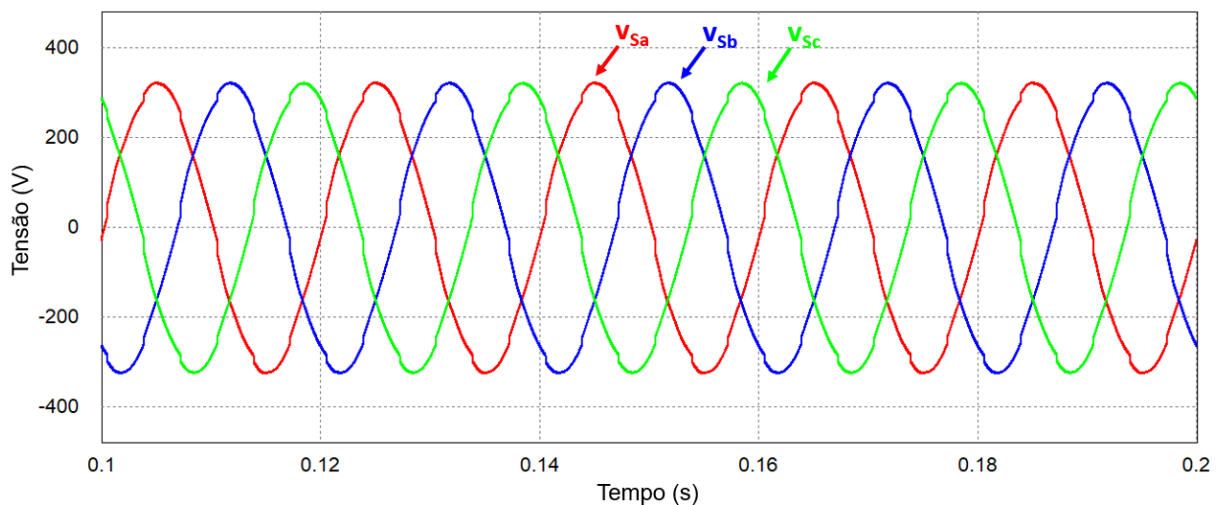


Figura 4.2 – Formas de onda das tensões de alimentação do sistema de teste do algoritmo de sincronismo (V_{Sa} , V_{Sb} , V_{Sc}).

Na Figura 4.3 está representado o sinal resultante da aplicação do algoritmo de sincronismo da fase A e o sinal de tensão correspondente. Assim, pode verificar-se que o sinal gerado pelo algoritmo de sincronismo (pll_a) e a tensão da rede (v_{sa}) estão em fase. O sinal pll_a possui uma THD% de 0,6 %. Os ganhos K_p e K_i usados nesta implementação foram de 0,5 e 0,01, respetivamente, com um T_s de 20 μ s.

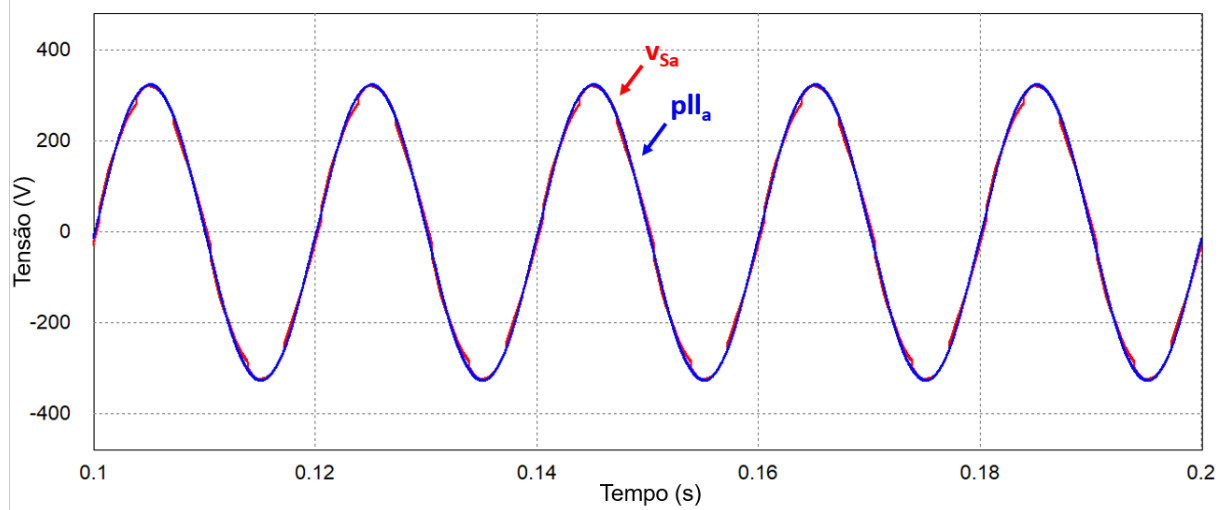


Figura 4.3 – Formas de onda da tensão de alimentação (v_{sa}) e do algoritmo de sincronismo da fase A (pll_a).

Na Figura 4.4 estão representadas as formas de onda resultantes da aplicação do algoritmo de sincronismo, já multiplicadas pelo valor de pico da tensão do sistema de alimentação elétrica de baixa tensão. As três ondas são equilibradas e sinusoidais com 230 V / 50 Hz, verificando-se assim o correto funcionamento do algoritmo.

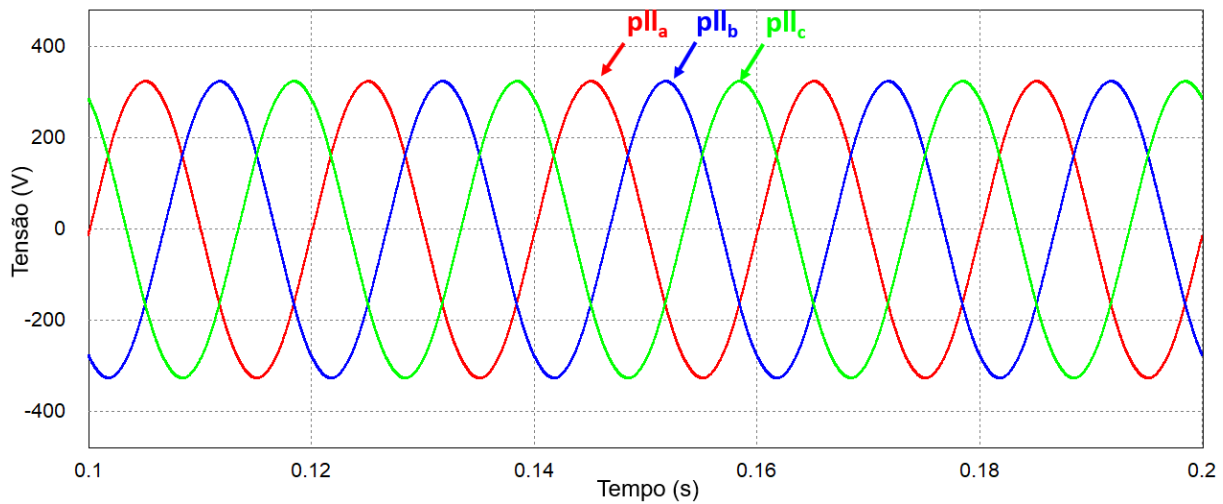


Figura 4.4 - Formas de onda geradas pelo algoritmo de sincronismo (pll_a , pll_b e pll_c).

4.2.2 Modelo de Simulação e Algoritmos de Controlo do Condicionador Ativo Série

Na Figura 4.5 está representado o modelo de simulação em PSIM utilizado para a realização das simulações computacionais relacionadas com o condicionador ativo série. Do lado esquerdo encontra-se o sistema de alimentação trifásico da rede elétrica, representado como “Rede Elétrica 1”, com a adição de harmónicos. Do lado direito foi colocada uma fonte trifásica ideal, representada como “Rede Elétrica 2”, com o intuito de emular o sistema de alimentação gerado pelo condicionador ativo paralelo do iUPQC. A este foi adicionado um sinal triangular de alta frequência, com 2 V de amplitude, de forma a simular o efeito do ruído resultante da comutação dos semicondutores do conversor.

O condicionador ativo série é constituído por três braços de IGBTs conectados a três bobinas e três filtros RC. Estas estão conectadas a três transformadores de baixa frequência que fazem a interface com a rede elétrica. Uma vez que este condicionador ativo série só possui três braços, o barramento CC é dividido em dois de forma a originar um ponto médio de ligação ao neutro. De forma a otimizar a sua performance, foi adicionado um filtro passivo composto por uma resistência e um condensador em cada fase.

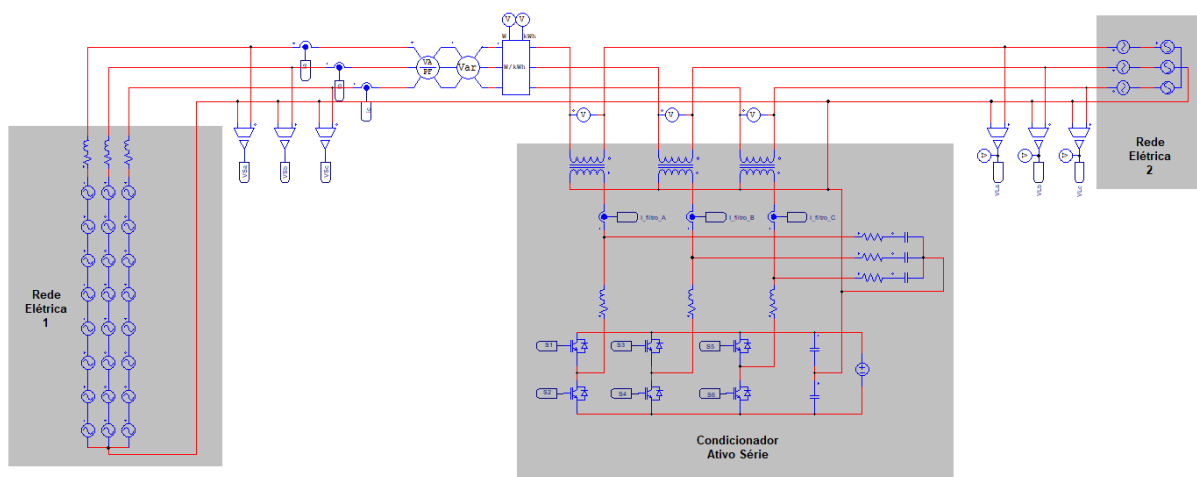


Figura 4.5 - Esquema em simulação do condicionador ativo série.

Para além de todos os componentes acima descritos, é possível observar a posição e polaridade dos sensores de tensão e corrente responsáveis por adquirir os sinais que são entradas do sistema de controlo.

O controlo do condicionador ativo série é efetuado segundo o esquema da Figura 4.6. Inicialmente é aplicada a transformação $abc-\alpha\beta$ necessária para que o algoritmo de sincronismo descrito no subcapítulo 3.8 e simulado na secção anterior funcione. Com a aplicação do algoritmo de sincronismo é

possível obter três sinais (p_{ll_a} , p_{ll_b} , p_{ll_c}) em fase com as três tensões simples do sistema de alimentação trifásico. Estes sinais são usados para o cálculo da corrente de referência que, tendo em conta a potência necessária (P_{ref}), gera três correntes de referência sinusoidais (i_{refa} , i_{refb} , i_{refc}), tais que o fator de potência do sistema seja próximo à unidade. Por fim, é aplicado o algoritmo de controlo de corrente de forma a gerar os sinais (PWM_a , PWM_b , PWM_c) que são utilizadas como entradas da técnica de modulação associada aos IGBTs.

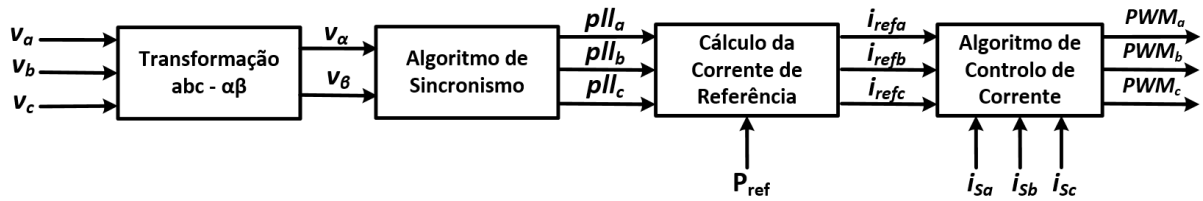


Figura 4.6 - Diagrama de blocos do algoritmo de controlo usado no condicionador ativo série.

4.2.3 Simulação do Condicionador Ativo Série

O condicionador ativo série foi desenvolvido de forma a ser integrado num iUPQC capaz de ser ligado a uma rede de baixa tensão trifásica (400 V / 50 Hz). Assim, é necessário simular o condicionador para estas condições de forma a ajustar os algoritmos de controlo e os componentes do equipamento, bem como prever eventuais efeitos indesejáveis do sistema. Na Tabela 4.1 são apresentados os parâmetros de funcionamento do iUPQC nas condições de uma aplicação real utilizados nas simulações efetuadas. Os transformadores do condicionador ativo série apresentam uma razão de transformação de 1:1.

Tabela 4.1 - Condições de funcionamento da simulação do protótipo de testes.

Parâmetro	Variável	Valor	Unidade
Valor eficaz da tensão de alimentação	V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}	$400 \pm 10 \%$	V
Frequência da tensão de alimentação	f	$50 \pm 1 \%$	Hz
Bobinas de acoplamento	L_1, L_2, L_3	5	mH
Tensão do barramento CC	V_{cc}	800	V
Potência máxima transferida	P	20	kW
Frequência de comutação	f_c	20	kHz
Frequência de amostragem	f_s	40	kHz
Pico superior da onda portadora	-	3750	Valor Digital
Pico inferior da onda portadora	-	0	Valor Digital
Resistência do filtro passivo	R_1, R_2, R_3	2,2	Ω
Condensador do filtro passivo	C_1, C_2, C_3	20	μF

Ao nível do controlo, foi utilizada uma modulação SPWM com uma frequência de comutação de 20 kHz. Foi aplicado um *dead time* de 1 μs , sendo que este corresponde a um intervalo de tempo no qual os IGBTs do mesmo braço não conduzem, impedindo que ocorram curto circuitos que poderiam danificar os conversores. Na simulação que utiliza o algoritmo de controlo de corrente *periodic sampling* a frequência máxima de comutação foi definida para 20 kHz.

Em condições reais, as formas de onda das tensões do sistema elétrico não são perfeitamente sinusoidais. Estas podem sofrer diversos problemas previamente abordados no subcapítulo 1.1. Posto isto, foram adicionadas fontes de tensão CA em série com a fonte de tensão trifásica ideal ao modelo de simulação. Estas têm como intuito emular os harmónicos de tensão presentes na prática. Na Figura 4.7 estão representadas as formas de onda das três fases com a adição das tensões harmónicas, resultando numa THD% de 4,1 %.

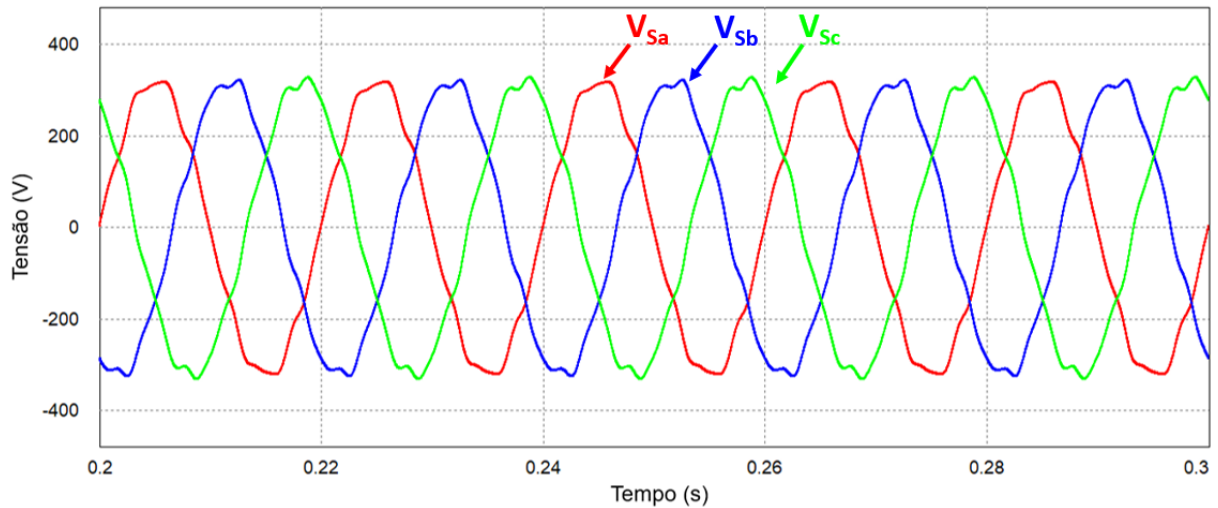


Figura 4.7 - Formas de onda da tensão da rede elétrica.

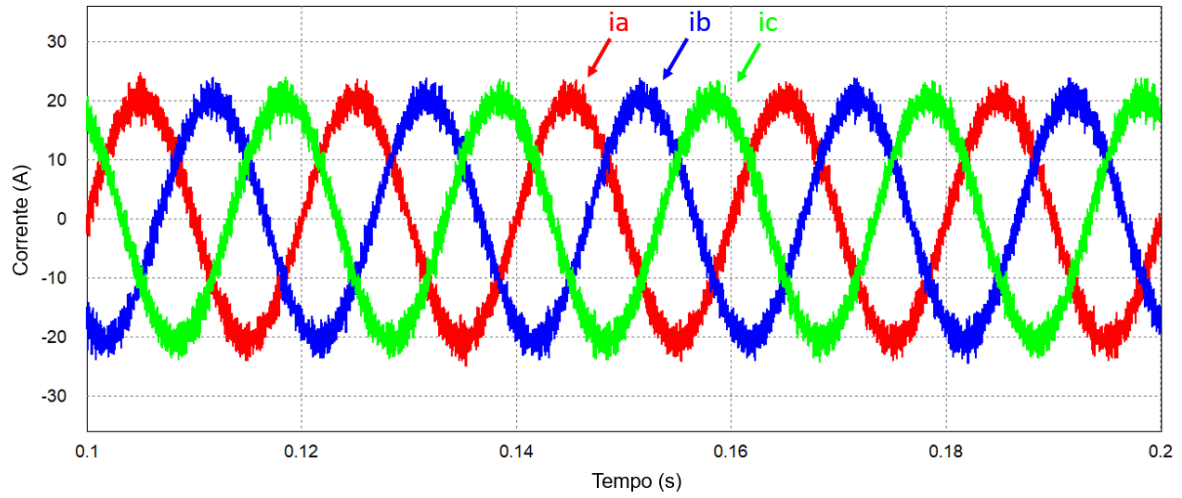
Estes sinais foram obtidos usando uma série de fontes de tensão com os parâmetros apresentados na Tabela 4.2, de forma a aproximar a tensão com um comportamento aproximado à realidade. Estes parâmetros estão associados à fase A do sistema sendo que as restantes são definidas aplicando o devido desfasamento, mantendo-se a mesma amplitude dos harmónicos em todas as fases.

Tabela 4.2 - Componentes harmónicas usadas na simulação do condicionador ativo série, na fase A.

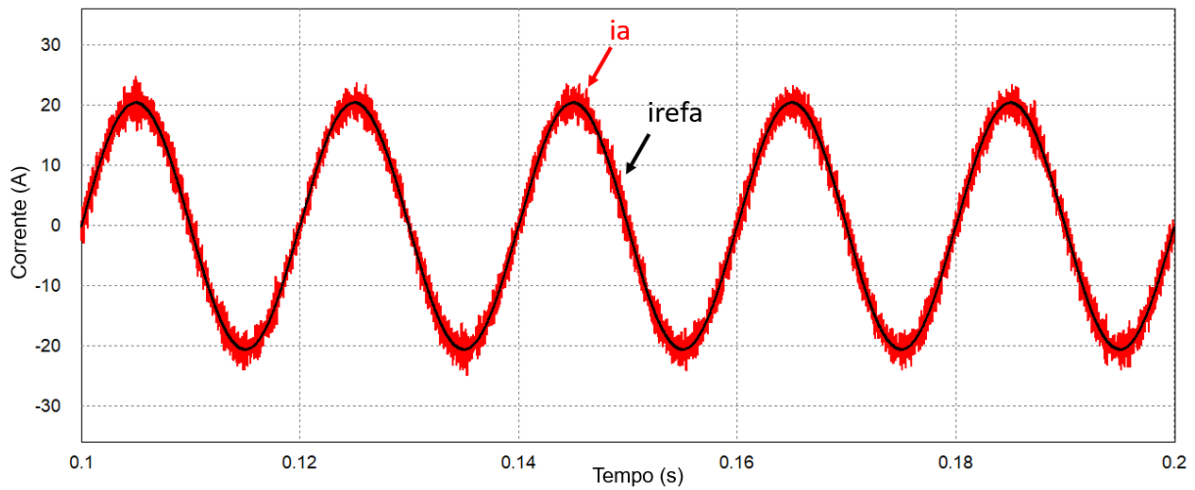
Componente de Tensão	Valor Eficaz (V)	Frequência (Hz)	Fase (°)
V_1	230	50	0
V_3	1	150	95
V_5	0,6	250	135
V_7	8,3	350	44
V_9	1,6	450	-147
V_{11}	3,7	550	-134
V_{13}	0,2	650	29
V_{15}	0,3	750	-20

Na Figura 4.8 são apresentados os resultados obtidos com a técnica de controlo de corrente por *periodic sampling*. Na Figura 4.8 (a) estão representadas as correntes sintetizadas em regime permanente entre o intervalo de tempo de [0,2;0,3] s. Este algoritmo apresenta uma THD% nas correntes de 6,1 %. Na Figura 4.8 (b) está representada a comparação entre a corrente da fase A (i_a) e a corrente de referência da fase A (i_{refa}). Na Figura 4.8 (c) está representado o regime transitório originado por um aumento da

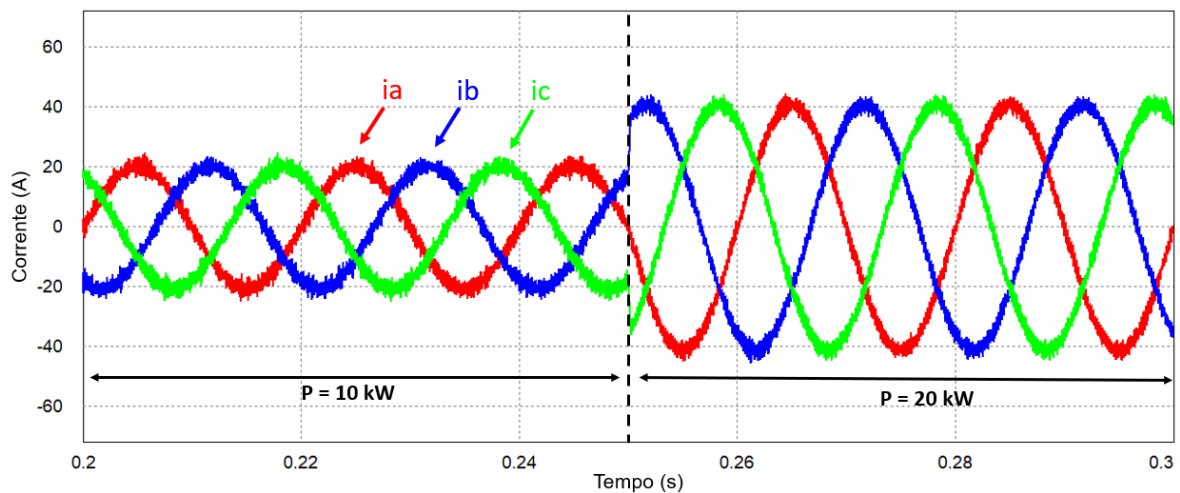
potência de referência, que pode surgir por exemplo de ligar uma carga na microrrede. Este algoritmo transita de estado de forma rápida e sem originar transitórios de corrente indesejáveis.



(a)



(b)

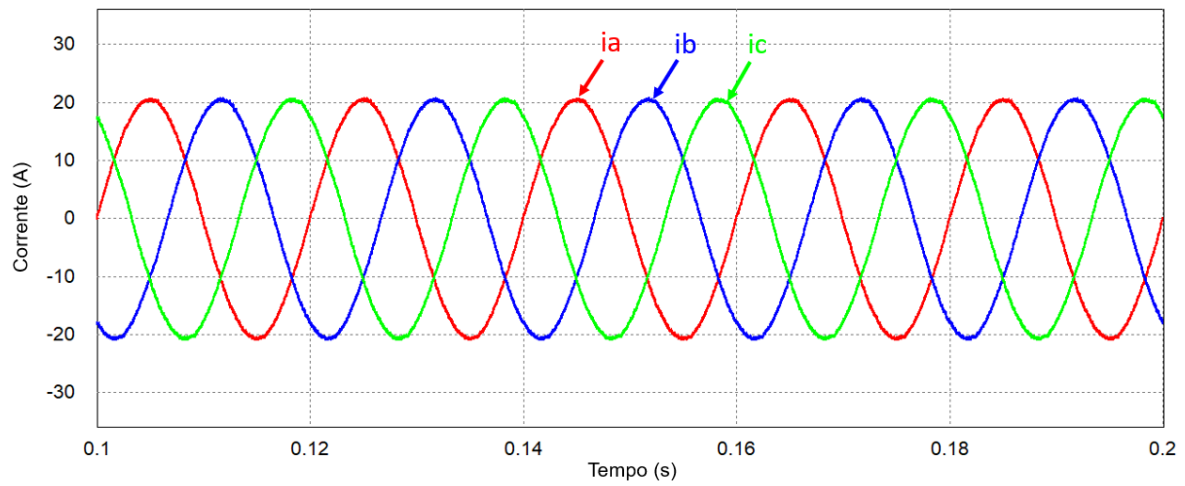


(c)

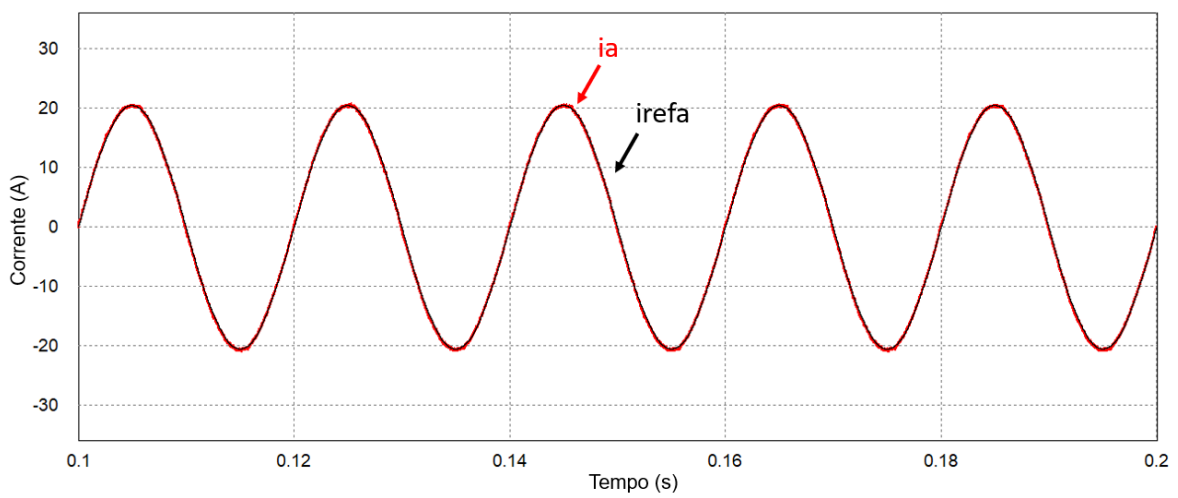
Figura 4.8 – Formas de onda das correntes sintetizadas pelo condicionador ativo série usando controlo de corrente por *periodic sampling*. (a) em regime permanente; (b) comparação entre a corrente da fase A (i_a) e a corrente de referência da fase A ($i_{a,ref}$); (c) em regime transitório.

É de salientar que a frequência máxima de comutação dos semicondutores responsáveis pelo controlo de corrente por *Periodic Sampling* corresponde a metade da frequência de amostragem. Assim, este algoritmo está implementado com uma frequência de comutação máxima de 20 kHz.

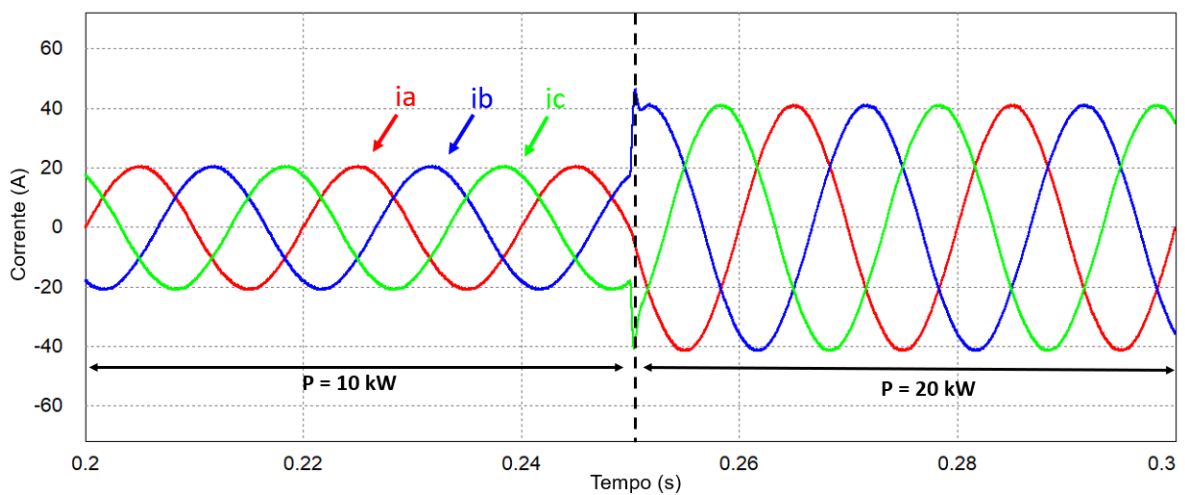
O algoritmo de controlo PI apresenta uma maior complexidade uma vez que, para a sua implementação, é necessário ajustar os ganhos K_p e K_i de forma a que este seja capaz de seguir as referências de corrente, obtendo-se o melhor resultado com os valores de 150 e 20, respetivamente. Na Figura 4.9 (a) estão representadas as correntes sintetizadas, obtendo-se uma THD% de 1,12 %. Na Figura 4.9 (b) está representada a comparação entre a corrente da fase A (i_a) e a corrente de referência da fase A ($i_{a,ref}$). Contudo, este algoritmo apresenta uma desvantagem caracterizada por uma sobrecorrente de 9 A (valor de pico) representado na Figura 4.9 (c). Este fenómeno pode ser agravado para valores de corrente diferentes e depende da zona do ciclo em que se dá a transição na referência de potência. A sua intensidade pode ser reduzida com o ajuste de ganhos. Assim, é essencial encontrar os ganhos que permitam uma boa resposta em regime permanente e que não comprometa o sistema em regime transitório.



(a)



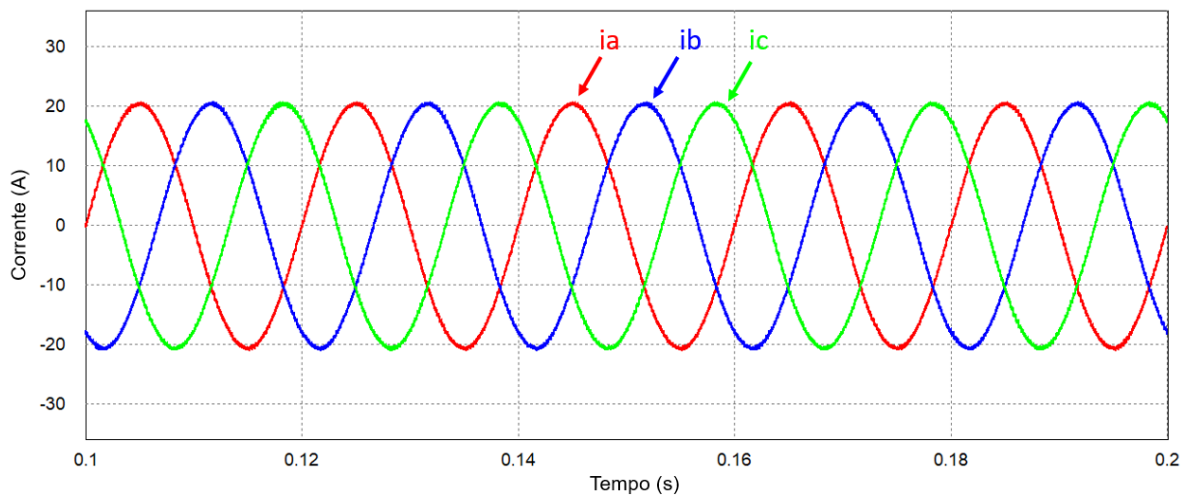
(b)



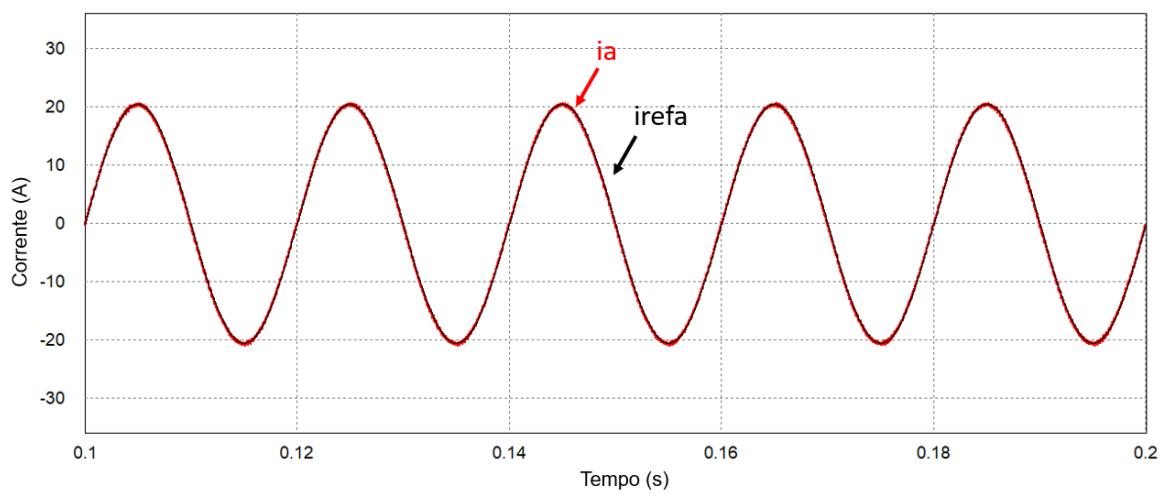
(c)

Figura 4.9 – Formas de onda das correntes sintetizadas pelo condicionador ativo série usando controlo de corrente proporcional integral: (a) em regime permanente; (b) comparação entre a corrente da fase A (i_a) e a corrente de referência da fase A (i_{refa}); (c) em regime transitório.

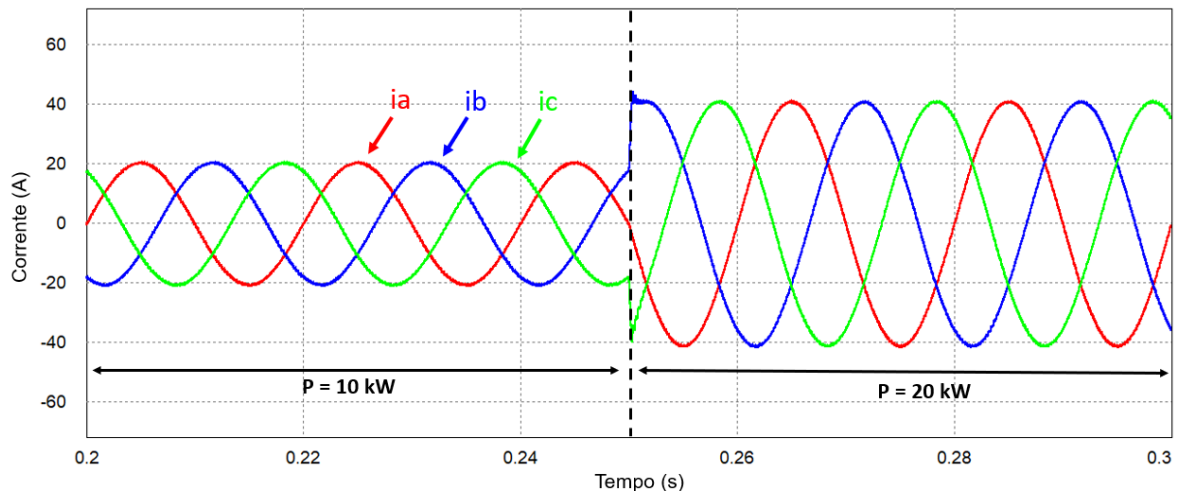
Na Figura 4.10 estão representados os resultados obtidos com a aplicação do algoritmo PR no controlo de corrente, sendo a sua implementação semelhante ao algoritmo anterior. É necessário ajustar o ganho proporcional (K_p) e o ganho ressonante (K_s), obtendo-se os melhores resultados com os valores de 100 e 800, respetivamente. No que diz respeito à THD%, este algoritmo apresenta resultados semelhantes ao anterior, com uma THD% de 1,1 %. Relativamente à resposta ao transitório, o sistema apresentou uma sobrecorrente inferior, com 4 A.



(a)



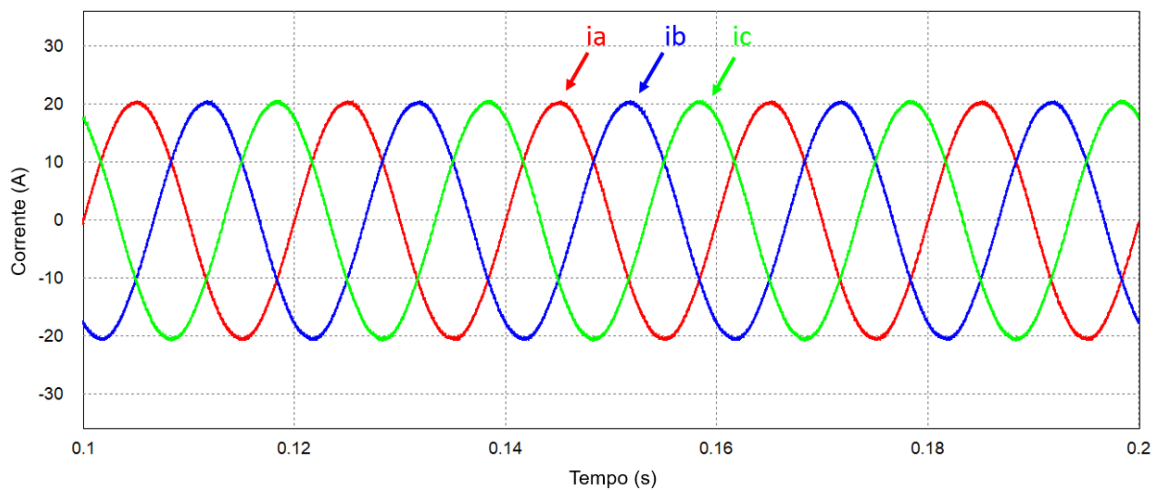
(b)



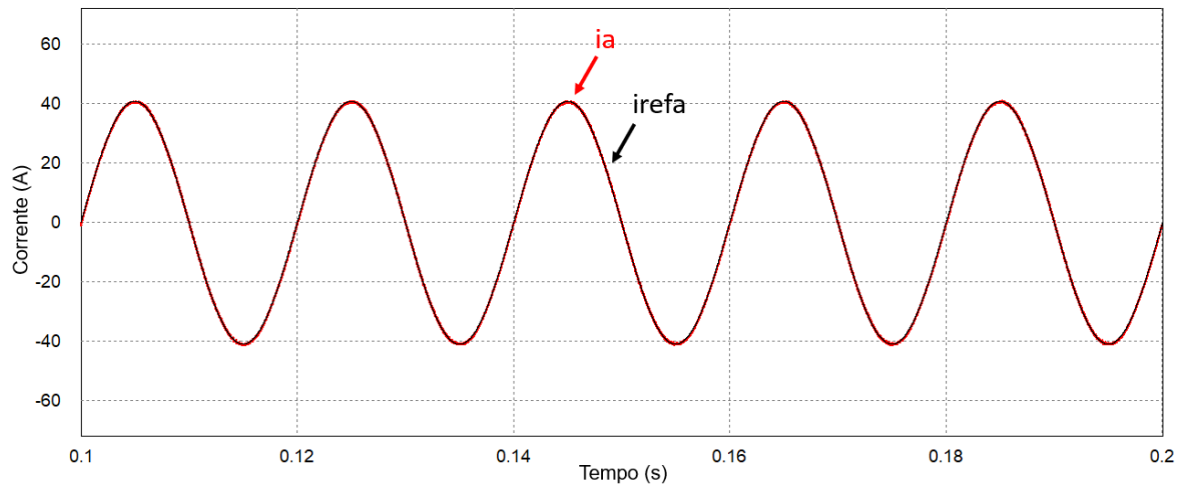
(c)

Figura 4.10 – Formas de onda das correntes sintetizadas pelo condicionador ativo série usando controle de corrente proporcional ressonante: (a) em regime permanente; (b) comparação entre a corrente da fase A (i_a) e a corrente de referência da fase A (i_{a*}); (c) em regime transitório.

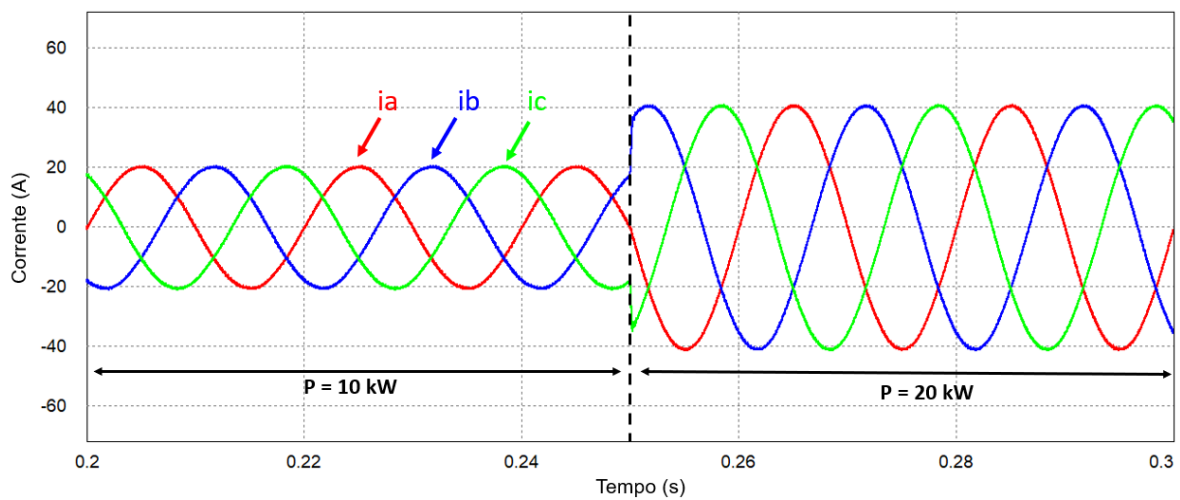
Por fim, foi testado o algoritmo de controlo de corrente preditivo. Este apresenta os melhores resultados no que diz respeito a THD% (1,01 %). Além disso, em regime transitório este algoritmo não gera problemas de sobrecorrentes, obtendo-se uma resposta transitória rápida e suave. Na Figura 4.11 estão representados os resultados de simulação obtidos com a aplicação deste algoritmo.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.11 – Formas de onda das correntes sintetizadas pelo condicionador ativo série usando controle de corrente Preditivo: (a) em regime permanente; (b) comparação entre a corrente da fase A (i_a) e a corrente de referência da fase A (i_{refa}); (c) em regime transitório.

A Tabela 4.3 resume o estudo comparativo dos resultados de simulação dos algoritmos de controle de corrente. O algoritmo de controle de corrente por *Periodic Sampling* apresenta os piores resultados no que diz respeito a THD%, não sendo adequado para aplicações de equipamentos para resolução de problemas de QEE. Contudo, é um algoritmo simples de implementar podendo ser utilizado em fases preliminares de validação do hardware. Os restantes algoritmos apresentam resultados bons no que diz respeito à THD%, sintetizando correntes com THD% na ordem de 1%. Em ambiente de simulação a dificuldade de implementação destes é semelhante sendo possível fazer uma distinção no regime transitório uma vez que os algoritmos PI e PR geram sobrecorrentes indesejáveis enquanto que no preditivo não se verificam esses problemas. Os valores de THD% representados são uma média do valor apresentado em cada fase, uma vez que estes são ligeiramente diferentes de fase para fase.

Tabela 4.3 - Comparação da resposta dos algoritmos de controlo de corrente simulados.

	Periodic Sampling	Proporcional Integral	Proporcional Ressonante	Preditivo
THD%	6,10 %	1,12 %	1,11 %	1,06 %
Sobrecorrente no Regime Transitório	Não Existe	9 A	4 A	Não Existe
Dificuldade de Implementação em Simulação	Baixa	Moderado	Moderado	Moderado

4.3 Conversor de Interface com os Módulos Solares Fotovoltaicos

Para a interface com os módulos solares fotovoltaicos foi escolhido o conversor CC-CC do tipo *Interleaved Boost*. Este é composto por dois braços, duas bobinas de 3 mH, sendo a saída do conversor de eletrónica de potência ligada a uma fonte CC de 800 V de forma a emular o barramento CC. No iUPQC, a regulação do barramento CC será feita por outro conversor sendo que nesta fase é utilizada uma fonte de tensão constante.

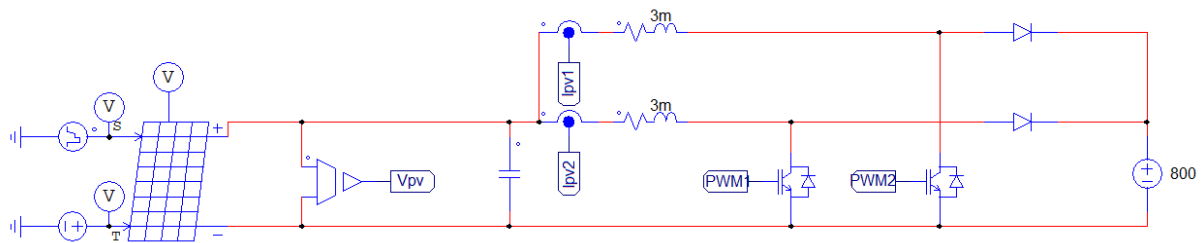


Figura 4.12 - Esquema em simulação do conversor de eletrónica de potência do tipo *Interleaved Boost* de interface com os módulos solares fotovoltaicos.

No ambiente de simulação PSIM foi necessário introduzir os parâmetros associados aos módulos solares fotovoltaicos. Assim foi decidido utilizar os parâmetros associados ao modelo KC200GHT-2 da *Kyocera* uma vez que este é um dos modelos de módulos solares fotovoltaicos disponíveis na Universidade do Minho. Foram conectados dois conjuntos de módulos solares fotovoltaicos em paralelo, sendo que cada conjunto é constituído por 15 módulos solares fotovoltaicos ligados em série, perfazendo um total de 6 kW com uma tensão nominal de 526 V. Na Tabela 4.4 estão representados os parâmetros totais resultantes da associação dos módulos.

Tabela 4.4 - Parâmetros de simulação do sistema solar fotovoltaico.

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência Máxima	6	kW
Tensão Nominal	526	V
Corrente Nominal	15,22	A
Tensão em Circuito Aberto	628	V
Corrente em Curto Circuito	16,2	A

Em termos de algoritmos de MPPT foi simulado o algoritmo de P&O com uma f_s de 40 kHz e uma frequência de atuação de 400 Hz. A variável de incremento do algoritmo de P&O corresponde a 0,1 % da amplitude da onda triangular utilizada. Uma vez que foi utilizado um conversor de eletrônica de potência CC-CC do tipo *interleaved boost*, é necessário aplicar um algoritmo que equilibre as correntes em cada braço do conversor. Na Figura 4.13 está representado o diagrama de blocos do algoritmo aplicado. Este tem como entrada a corrente de referência (I_{REF}) que é resultado da aplicação do algoritmo de MPPT. Esta é dividida por dois e usada como entrada de dois controles PI de corrente (um para cada braço). O algoritmo sintetiza os dois sinais que são comparados com a portadora da PWM (S_1 e S_2).

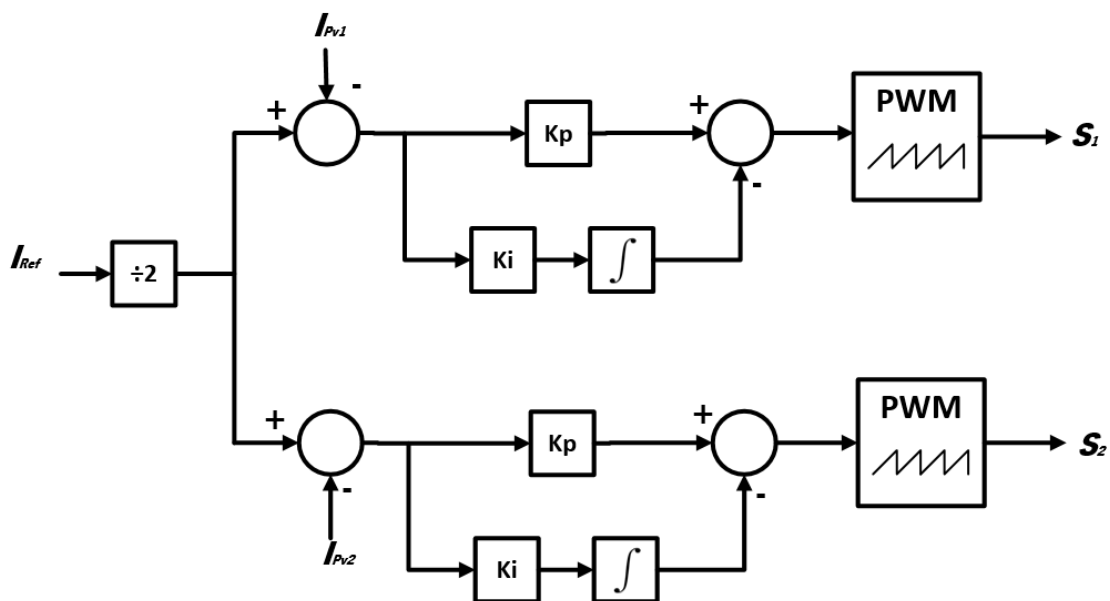


Figura 4.13 - Algoritmo de controle PI responsável pelo equilíbrio das correntes de cada braço do conversor.

O módulo solar fotovoltaico utilizado no modelo de simulação PSIM possui uma saída que representa a potência máxima que este consegue produzir dadas as entradas de radiação e de temperatura nesse instante de tempo. Na Figura 4.14 está representado o resultado obtido para uma temperatura constante e uma radiação variável. Aos 0.5 s a radiação solar é de 1000 W/m². Do instante de 0,75 s a 1 s a radiação baixa para um valor de 500 W/m², mantendo-se nesse valor até ao instante 1,5 s. Depois, a

radiação aumenta durante 0,25 s até aos 750 W/m², mantendo-se nos 750 W/m² até aos 2 s. É de salientar que o algoritmo P&O segue bem a referência de máxima potência do módulo solar fotovoltaico ($P_{referência}$), comprovando-se assim o correto funcionamento do mesmo em ambiente de simulação.

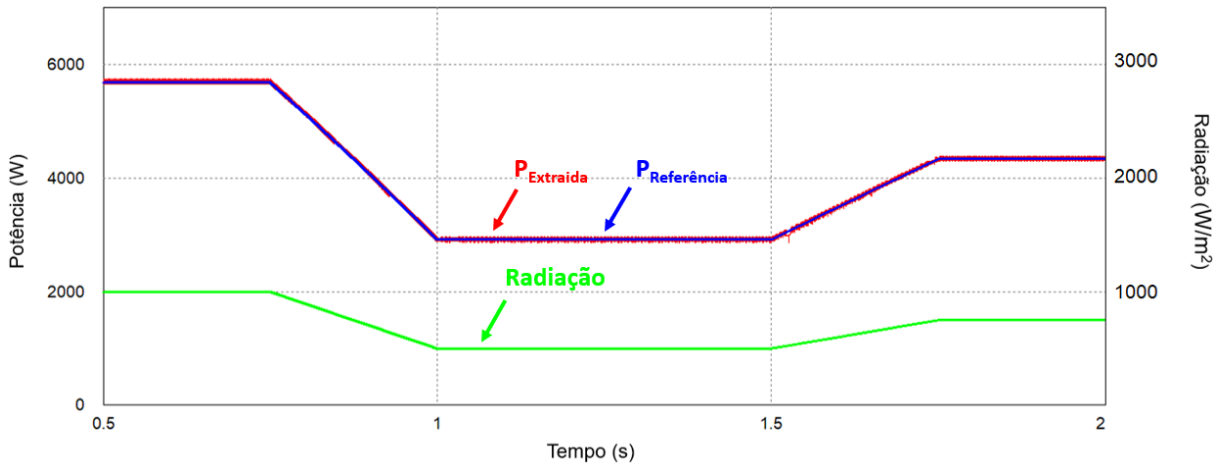
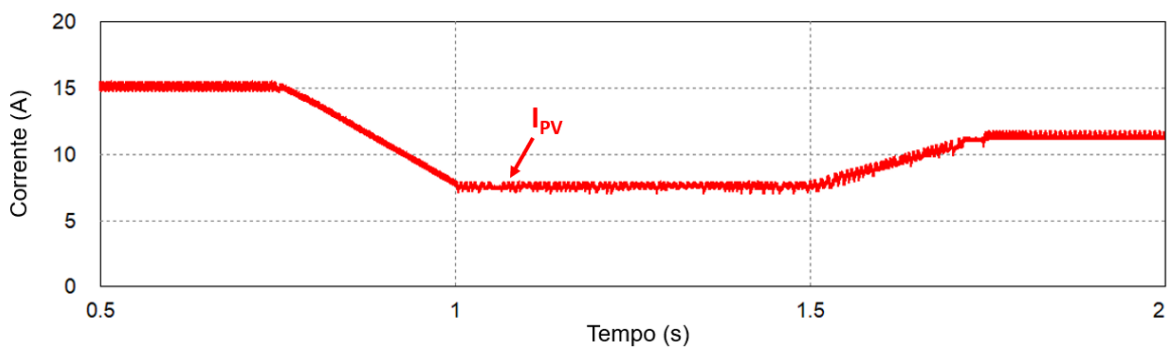


Figura 4.14 – Potência extraída do módulo fotovoltaico, $P_{extraída}$, em função da potência máxima, $P_{referência}$, e da radiação solar aplicada, $Radiação$.

Na Figura 4.15 (a) está representada a corrente produzida pelo módulo fotovoltaico, I_{pv} , quando a radiação solar sofre alterações. A Figura 4.15 (b) demonstra o correto funcionamento do equilíbrio das correntes de cada braço, através do cálculo de referências de corrente iguais e sintetização das mesmas recorrendo ao algoritmo PI. Além disso, o facto de o conversor de eletrónica de potência possuir uma topologia *interleaved*, o *ripple* da corrente de entrada (I_{pv}) é menor do que o *ripple* das correntes de cada braço (I_{pv1} e I_{pv2}). Na Figura 4.15 (c) é possível ver I_{pv1} e I_{pv2} com maior detalhe.



(a)

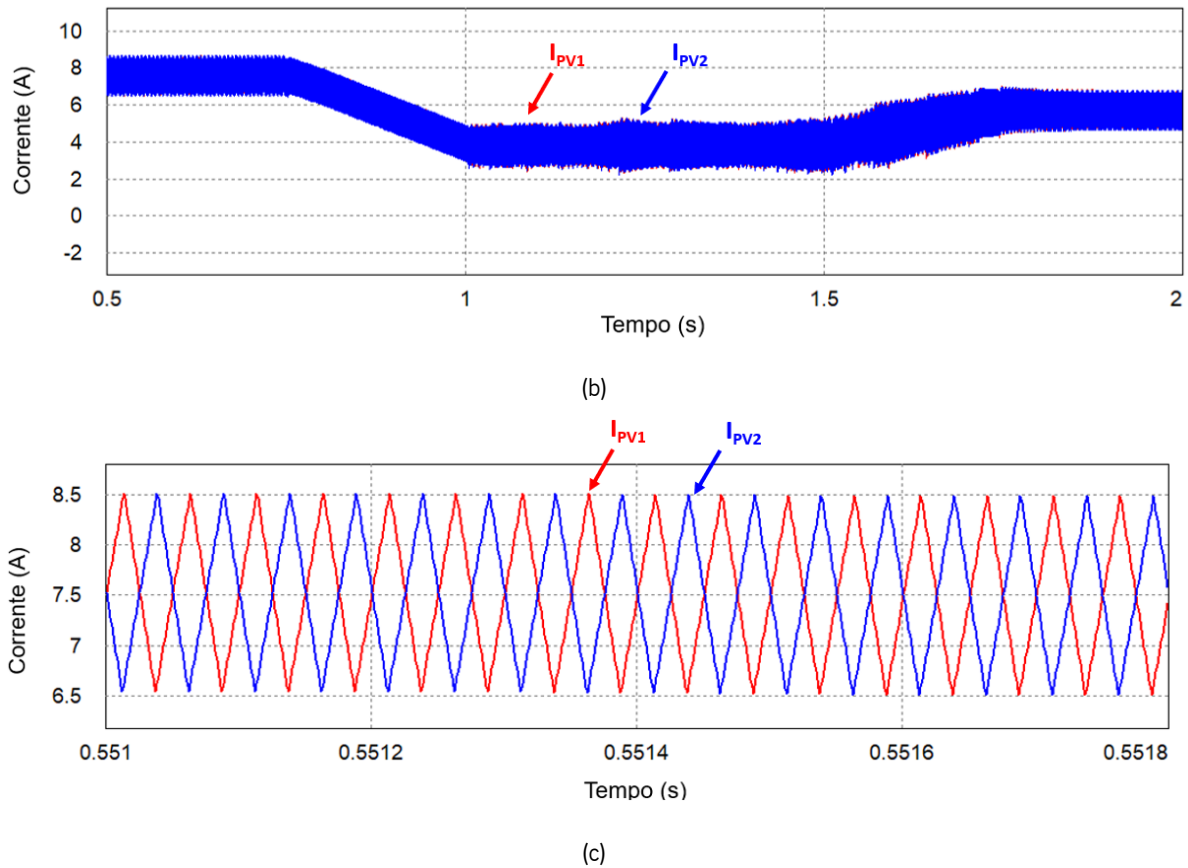


Figura 4.15 – Corrente produzida pelo módulo fotovoltaico: (a) corrente total; (b) correntes em ambos os braços do conversor; (c) pormenor das correntes no intervalo [0,551;0,5518] segundos.

4.4 iUPQC

Os conversores de eletrónica de potência previamente simulados serão integrados num iUPQC trifásico. Na Figura 4.16 está representado o esquema em PSIM do iUPQC. Este equipamento é composto por um condicionador ativo série e um condicionador ativo paralelo, além dos conversores de interface com os módulos solares fotovoltaicos e com o sistema de armazenamento de energia (baterias). Do lado direito da imagem encontram-se as cargas elétricas que têm como objetivo simular a microrrede. O equilíbrio entre os dois conjuntos de condensadores do barramento CC é feito através de um braço composto por 2 IGBTs com uma bobina ligada ao ponto médio. Nesta simulação foram aplicados controlos PR quer para controlo da tensão quer da corrente. Este foi o controlo escolhido por ser dos menos utilizados, apesar dos bons resultados de simulação.

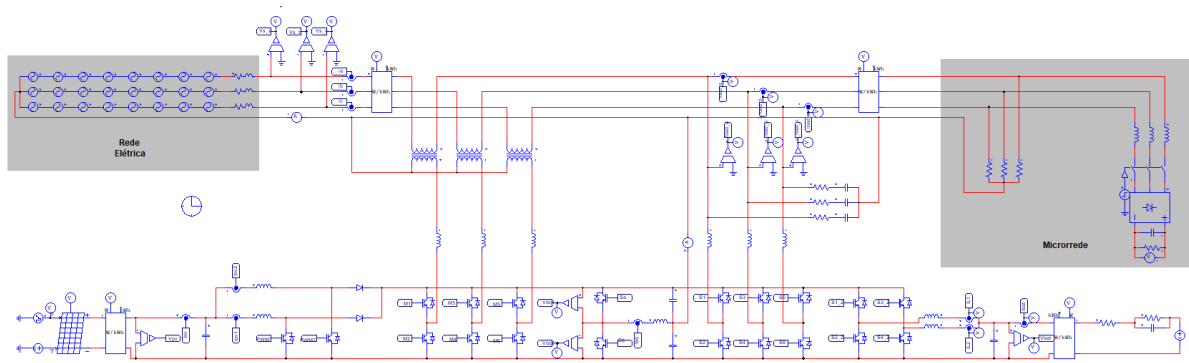


Figura 4.16 – Modelo de simulação do iUPQC trifásico.

O funcionamento do equipamento tem de ser programado de forma a que a microrrede nunca fique sem energia, além de permitir o aproveitamento da maior quantidade de energia produzida pelos módulos solares fotovoltaicos. Assim sendo, são definidos dois modos de funcionamento:

- **Modo Isolado:** Neste modo o condicionador ativo série está desligado, isolando a microrrede da rede elétrica. A energia produzida pelo módulo solar fotovoltaico e a energia armazenada nas baterias alimentam na totalidade a microrrede.
- **Modo Normal:** Neste modo de operação a energia produzida pelo módulo solar fotovoltaico é complementada com energia proveniente da rede elétrica de forma a alimentar as cargas da microrrede. As baterias podem ser carregadas, caso necessário, sendo que o seu papel principal neste modo de operação é a regulação e equilíbrio do barramento CC.

Nestas simulações foram utilizados dois tipos de cargas. Inicialmente apenas uma carga puramente resistiva está ligada à microrrede. Esta é composta por três resistências com valores diferentes ligadas em estrela (8Ω , 9Ω e 10Ω), tornando a carga desequilibrada. Aos 0,5 segundos é adicionada à microrrede uma carga não-linear, sendo esta constituída por um retificador a diodos trifásico com uma carga RC (de valor $5 \mu\text{F}$ e 30Ω) do lado CC. Em ambos os modos de operação, a potência de regulação do barramento CC está associada à potência das baterias (P_{baterias}). A tensão das baterias é de 180 V.

4.4.1 Simulação do Modo Isolado

Neste modo de operação o condicionador ativo série encontra-se desligado, isolando a microrrede da rede elétrica. A energia consumida pelas cargas da microrrede é proveniente dos módulos solares fotovoltaicos e da energia armazenada nas baterias.

Só é possível colocar este modo de operação em funcionamento quando a soma da potência extraída dos módulos solares fotovoltaicos e a potência máxima que as baterias conseguem fornecer é suficiente para alimentar as cargas da microrrede. Caso contrário, o iUPQC necessita de funcionar no modo normal (explicado no tópico seguinte).

No caso de a potência produzida pelos módulos solares fotovoltaicos ser superior à potência consumida pelas cargas da microrrede, a energia em excesso é armazenada nas baterias. Caso estas atinjam a sua carga máxima há duas opções: adaptar a potência produzida pelo sistema solar fotovoltaico às necessidades do sistema ou injetar a energia em excesso na rede elétrica através do condicionador ativo série, sendo necessário alterar o modo de funcionamento do equipamento. Na Figura 4.17 está representado o diagrama de blocos das potências associadas ao modo isolado.

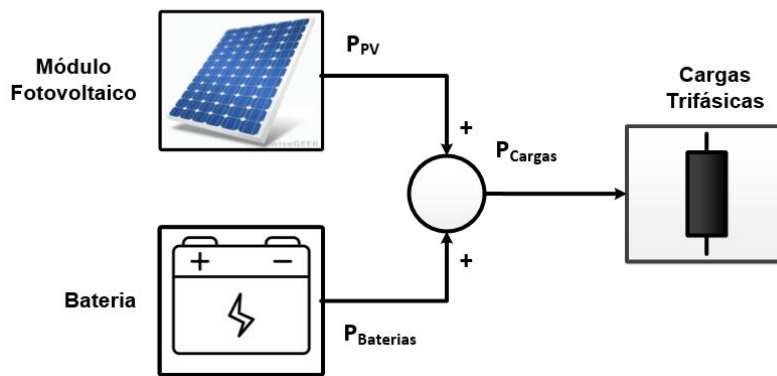
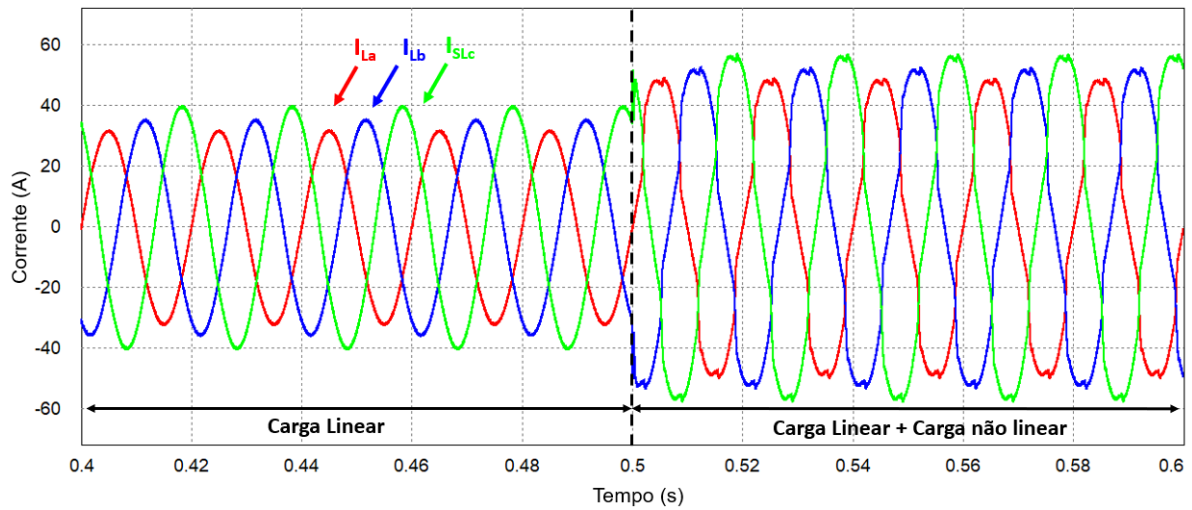
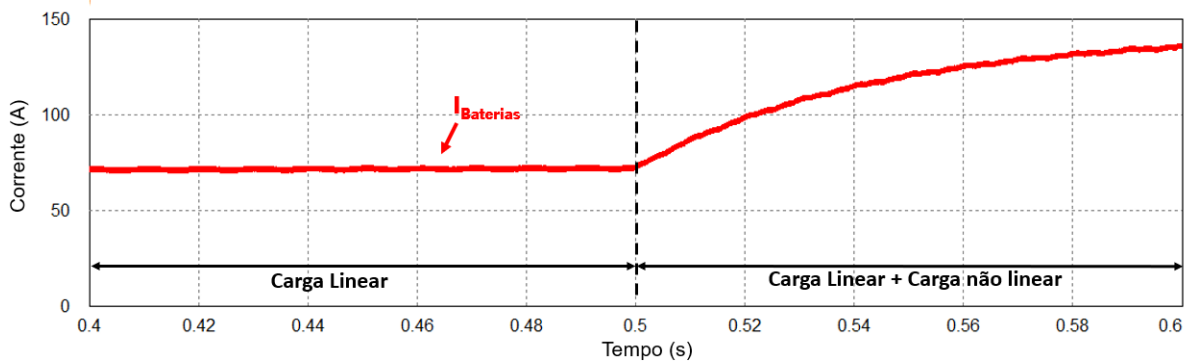


Figura 4.17 - Diagrama de blocos associado ao fluxo de potência do iUPQC no modo de funcionamento isolado.

Na Figura 4.18 estão representadas as formas de onda das correntes relevantes neste modo de operação (correntes nas cargas e nas baterias). Com a adição da carga não linear a partir dos 0,5 s, a potência que a bateria tem de fornecer adapta-se às necessidades do sistema uma vez que nesta simulação, a potência produzida pelo sistema solar fotovoltaico é constante. Assim, a partir desse instante há um aumento de corrente nas baterias.



(a)



(b)

Figura 4.18 - Formas de onda das correntes do sistema: (a) correntes das cargas; (b) correntes das baterias.

Na Figura 4.19 estão representadas as potências associadas ao modo de energia produzida/armazenada. A potência extraída dos módulos solares fotovoltaicos é toda aproveitada. As baterias, além de fornecerem a potência para regulação do barramento CC, são responsáveis por complementar a potência extraída dos módulos solares fotovoltaicos de forma a alimentar as cargas. No intervalo de simulação, o algoritmo de cálculo da potência das baterias e da potência das cargas (estas duas potências somadas resultam na $P_{baterias}$) ainda não estabilizou totalmente. Assim, especialmente no intervalo 0,3 s a 0,5 s, é possível constatar que a $P_{baterias}$ ainda está a convergir para o valor de regime permanente.

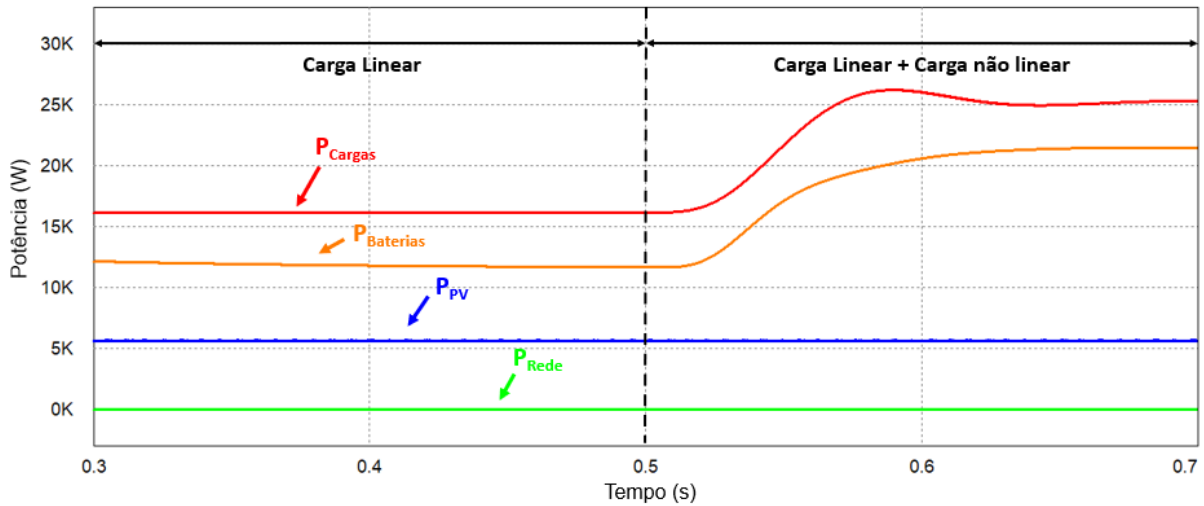


Figura 4.19 - Potências do sistema no modo isolado durante o transitório de ligação de uma carga não linear.

As tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo possuem elevados padrões de QEE. Neste caso, a principal diferença é a origem da energia que alimenta a microrrede, sendo esta proveniente das baterias e dos módulos solares fotovoltaicos.

Apesar da presença de cargas não-lineares na microrrede, o condicionador ativo paralelo é capaz de sintetizar tensões com elevados padrões de QEE. Na Figura 4.20 estão representadas as formas de onda das tensões do lado das cargas. Neste modo o equipamento só controla a tensão da carga, não havendo interface com a rede elétrica. Assim, foi possível sintetizar tensões com 1,4 % de THD%.

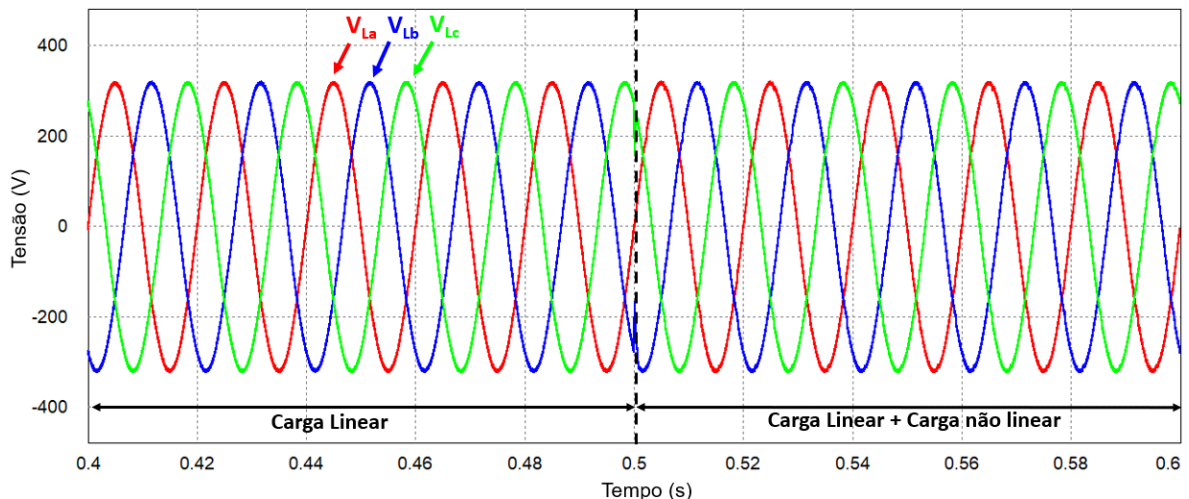


Figura 4.20 – Formas de onda das tensões lado das cargas no modo isolado durante o transitório de ligação de uma carga não linear.

Um dos aspetos cruciais para o correto funcionamento do iUPQC é a regulação do barramento CC e o equilíbrio da tensão nos dos dois conjuntos de condensadores. Na Figura 4.21 estão representadas as tensões de cada conjunto de condensadores do barramento CC. Como é possível observar as suas

formas de onda estão praticamente sobrepostas o que evidencia o correto funcionamento quer do algoritmo de regulação associado ao conversor das baterias quer do algoritmo associado ao conversor que equilibra as tensões do barramento superior e inferior.

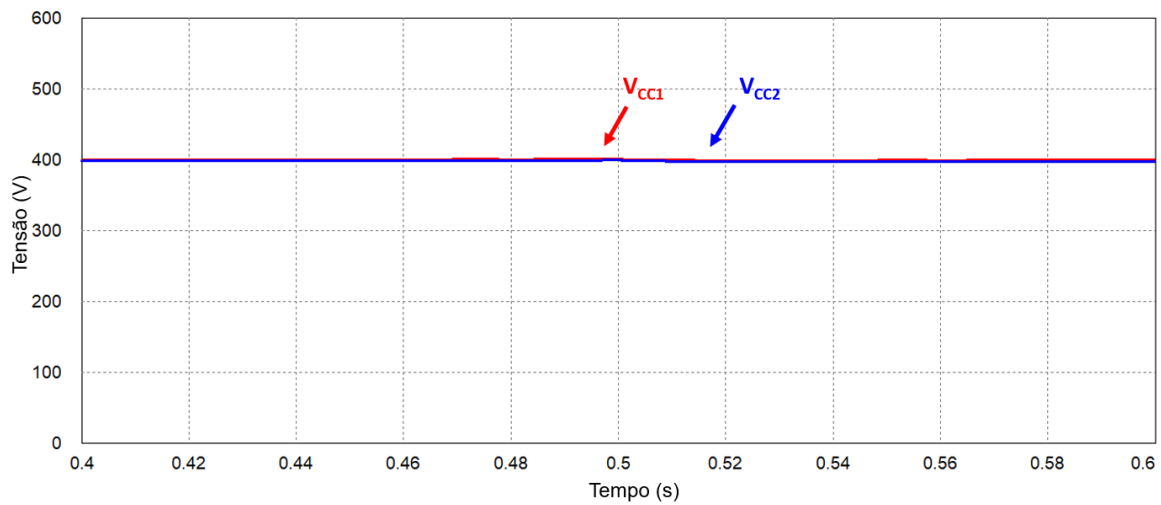


Figura 4.21 - Tensão nos dois conjuntos de condensadores do barramento CC no modo isolado durante o transitório de ligação de uma carga não linear.

4.4.2 Simulação do Modo Normal

No modo de operação normal todos os conversores do iUPQC operam em simultâneo. Este modo de operação é o mais importante uma vez que é o modo em que o equipamento se vai encontrar a operar a maior parte do tempo.

Na Figura 4.22 está representado o diagrama de blocos associado ao cálculo das potências no modo de funcionamento normal. A potência que é necessário extrair da rede elétrica (P_{rede}) é obtida pela subtração da potência das cargas (P_{cargas}) e da potência extraída dos módulos solares fotovoltaicos (P_{PV}). As baterias, e o conversor CC-CC associado, são responsáveis por regular a tensão do barramento CC nos 800 V, sendo que a potência a elas associada ($P_{Baterias}$) pode ser negativa ou positiva dependendo do estado do barramento CC. O condicionador ativo paralelo sintetiza as tensões da microrrede.

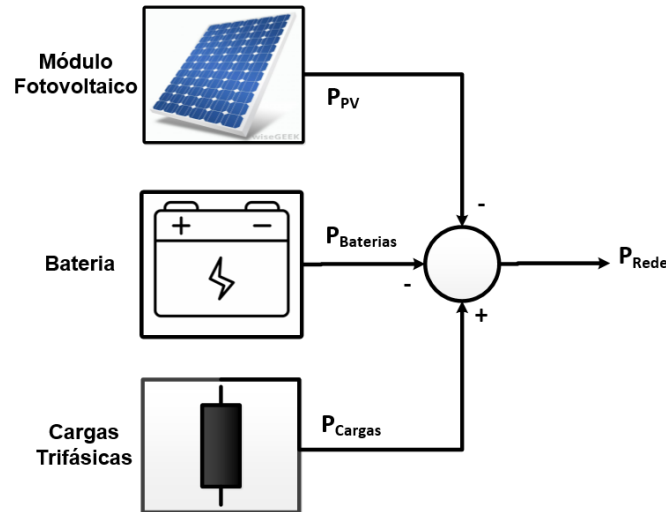


Figura 4.22 - Diagrama de blocos associado ao fluxo de potência do iUPQC no modo de funcionamento normal.

Na Figura 4.23 estão representadas as quatro potências principais do sistema neste modo de operação. O controlador está programado de tal forma que a soma da potência produzida pelo conjunto de módulos solares fotovoltaicos (P_{PV}) e a potência consumida da rede (P_{Reede}) complementa na totalidade a potência das cargas (P_{Cargas}). A potência fornecida pelas baterias ($P_{Baterias}$) neste modo de operação é baixa uma vez que esta só é usada para regulação do barramento CC.

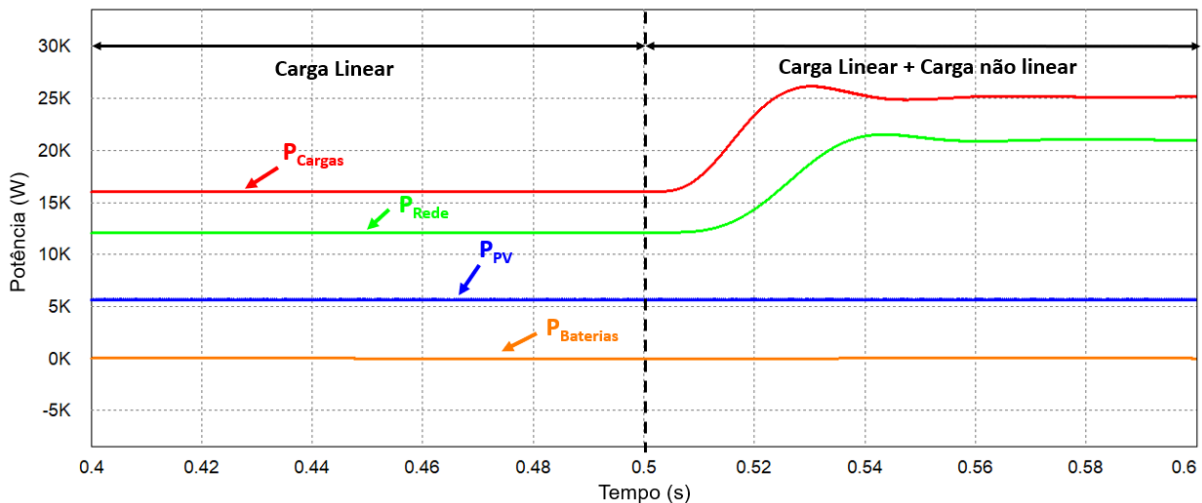


Figura 4.23 – Potências do sistema de simulação utilizado para o modo de funcionamento normal.

Do lado das cargas, tal como no caso anterior (modo isolado), o iUPQC tem controlo sobre as tensões. Neste caso, o condicionador ativo paralelo produz um sistema de tensões com uma THD% de 1,2 %. Na Figura 4.24 estão representadas as formas de onda da tensão e da corrente do lado das cargas no modo de operação normal.

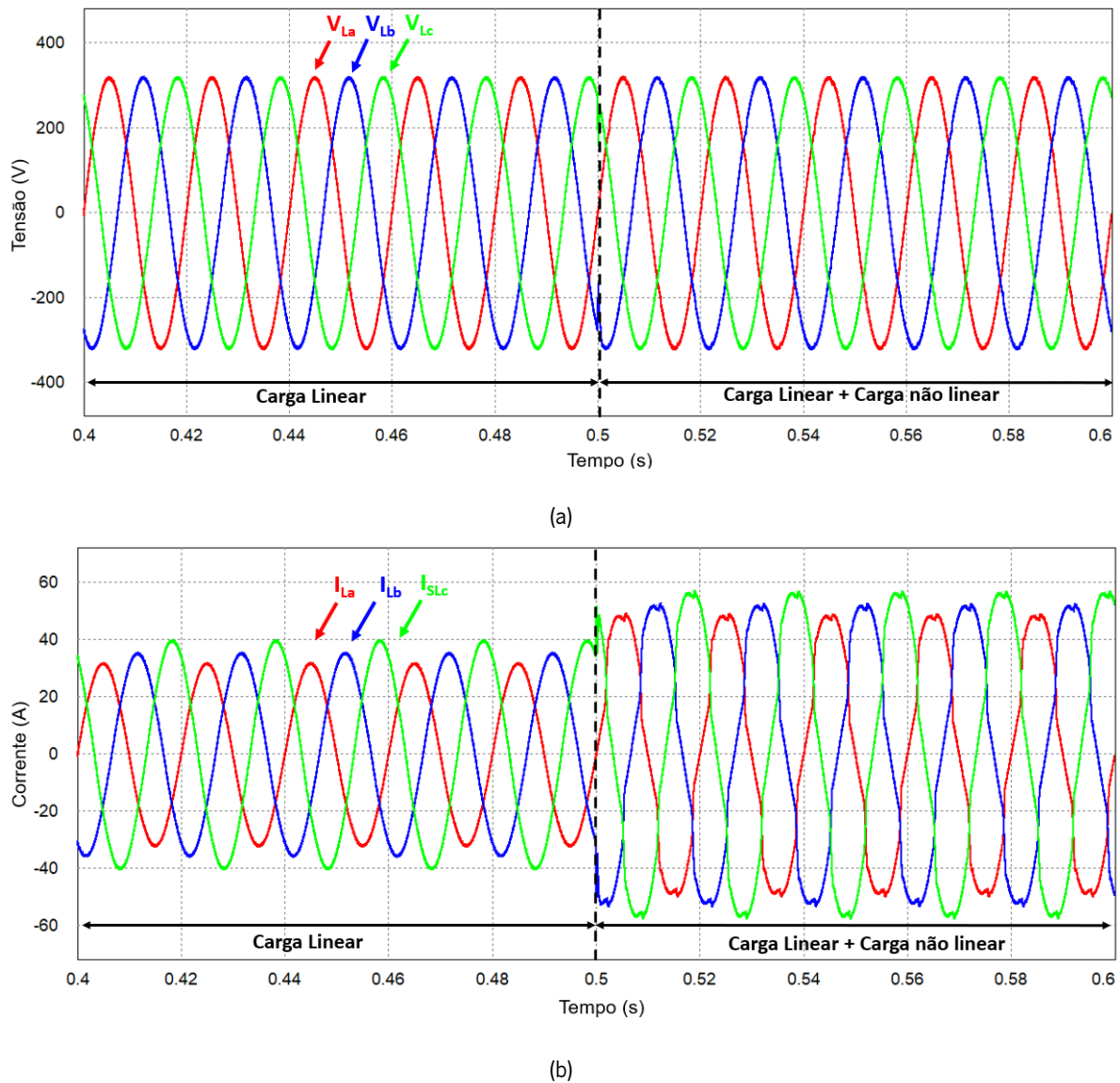
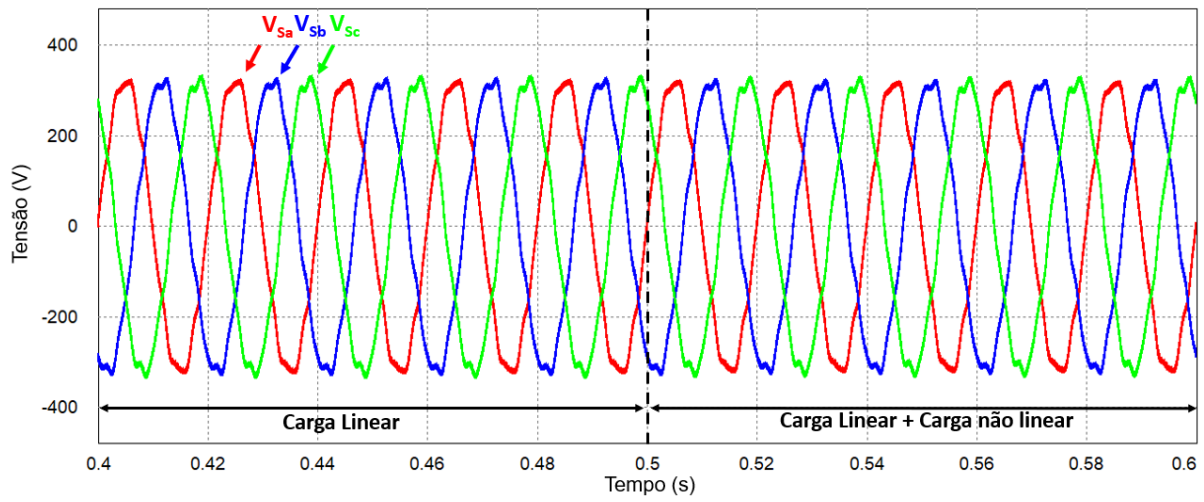
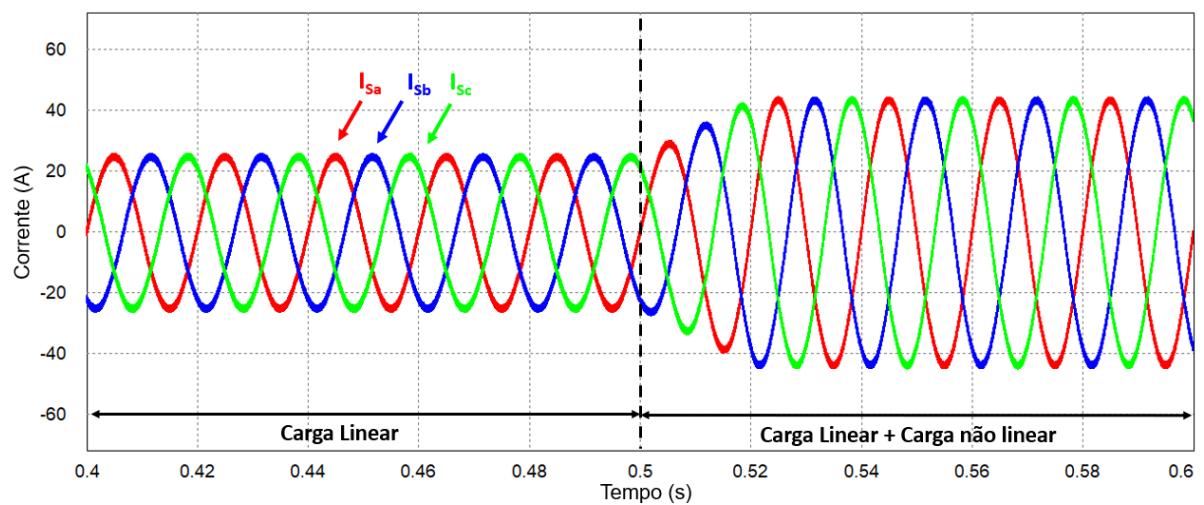


Figura 4.24 - Formas de onda do lado das cargas no modo normal durante o transitório de ligação de uma carga não linear: (a) tensões na carga; (b) correntes na carga.

A tensão da rede elétrica possui harmônicos tornando a sua forma de onda distorcida (THD% de 4,5 %). Apesar disso, o condicionador ativo série é capaz de sintetizar correntes com elevados padrões de QEE (THD% de 1,9 %). Na Figura 4.25 estão representadas as formas de onda da tensão e da corrente do lado da rede elétrica no modo de operação normal.



(a)



(b)

Figura 4.25 - Formas de onda do lado da rede elétrica no modo normal durante o transitório de ligação de uma carga não linear: (a) tensões na rede; (b) correntes na rede.

No que diz respeito ao barramento CC, os resultados são semelhantes ao caso anterior sendo que os conversores responsáveis pela sua regulação e equilíbrio funcionam como esperado. Na Figura 4.26 estão representadas as tensões das duas metades do barramento CC (V_{cc1} e V_{cc2}) durante o transitório de ligação de uma carga não linear.

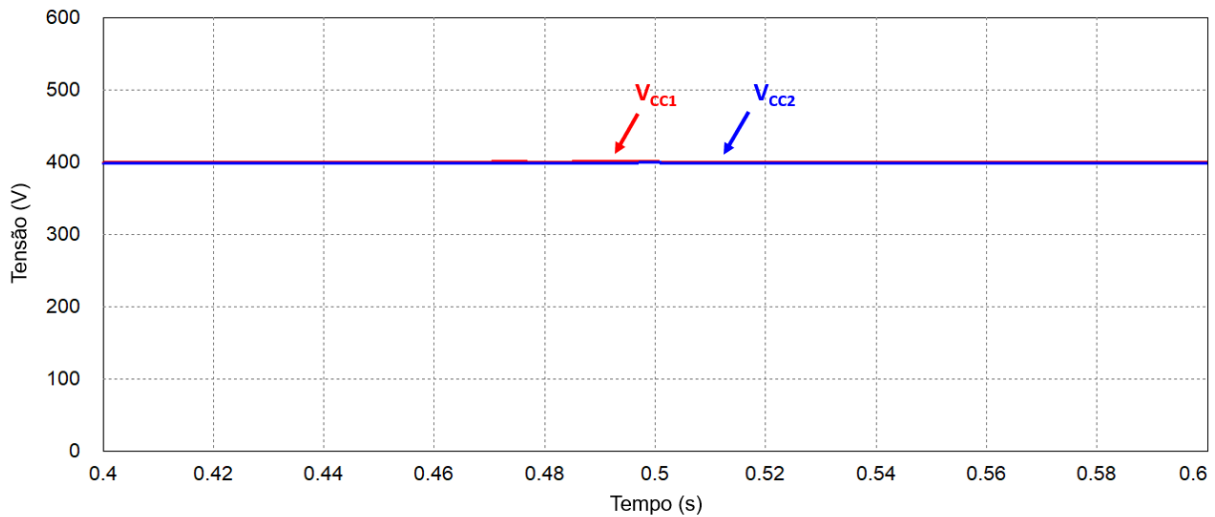


Figura 4.26 - Tensão nos dois conjuntos de condensadores do barramento CC no modo normal durante o transitório de ligação de uma carga não linear.

4.5 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as simulações computacionais desenvolvidas nesta dissertação. Inicialmente, foi comprovado o correto funcionamento do algoritmo de sincronismo com a rede elétrica, sendo este uma parte crucial para o correto funcionamento de outros conversores. Os resultados obtidos demonstram que o algoritmo é capaz de gerar sinais em fase e com uma forma de onda sinusoidal dadas as diversas condições de teste com utilização de cargas lineares e não-lineares ou até mesmo numa falha da rede elétrica.

Em seguida foi simulado o condicionador ativo série aplicando três controlos de corrente distintos: *Periodic Sampling*, Proporcional Integral, Proporcional Ressonante e Preditivo. O algoritmo de *Periodic Sampling* é o mais simples de todos apresentando os resultados menos satisfatórios. Apesar disso, dada a sua simplicidade, é um bom algoritmo para validar o correto funcionamento do conversor. Quanto aos restantes algoritmos foi possível obter bons resultados sintetizando correntes com THD% próxima dos 1%. O algoritmo preditivo apresenta os melhores resultados pois, após a dedução de um bom modelo do sistema, o algoritmo funciona corretamente e não provoca nenhum fenómeno que comprometa o conversor quer em regime permanente quer em regime transitório.

A simulação do conversor de interface com os módulos solares fotovoltaicos gerou bons resultados. Foi aplicado o algoritmo de P&O, tendo sido ajustado de forma a convergir para a potência máxima em regime permanente e oscilar o mínimo possível de forma a evitar perda de energia. A utilização da

topologia *interleaved* apresenta a vantagem relacionada com a redução do *ripple* da corrente de entrada do conversor.

Por último, foi simulado o iUPQC completo no modo normal e no modo isolado. No modo normal todos os conversores do iUPQC funcionam em simultâneo. A energia dos módulos solares fotovoltaicos é sempre aproveitada. O controlador do condicionador ativo série é responsável por gerir o fluxo de energia, calculando a potência das cargas e a potência extraída do sistema fotovoltaico de forma a saber a quantidade de energia que é necessário absorver da rede elétrica. Este conversor foi capaz de reduzir o THD% das correntes do lado da rede elétrica comparativamente com o lado das cargas. A energia presente nas baterias é apenas responsável por regular o barramento CC, não fazendo parte do fluxo de energia principal do sistema. No modo isolado o condicionador ativo série está desligado, sendo que as cargas são alimentadas pelo sistema fotovoltaico e pelas baterias. Em ambos os modos o condicionador ativo paralelo foi capaz de sintetizar tensões com padrões de QEE elevados, reduzindo o THD% comparativamente com a rede elétrica.

Capítulo 5

Descrição do Protótipo Experimental

5.1 Introdução

Na Figura 5.1 está representada a vista frontal do quadro elétrico utilizado para a montagem do protótipo experimental. Analisando a montagem é possível identificar que os transformadores do condicionador ativo série se encontram no fundo do armário. Imediatamente acima encontram-se os contactores, disjuntores, fusíveis, os sensores associados aos conversores CC-CC. No centro encontram-se as placas de controlo e os sensores de tensão dos conversores CC-CA. Na parte superior encontram-se as bobinas, sensores de corrente, módulos de semicondutores e respetivas placas de *driver* e, no topo do armário, o barramento CC. Este hardware encontra-se previamente desenvolvido, sendo este capítulo uma descrição do mesmo. Foi necessário fazer pequenos ajustes ao nível dos contactores, nas proteções elétricas e na aquisição de alguns sinais.

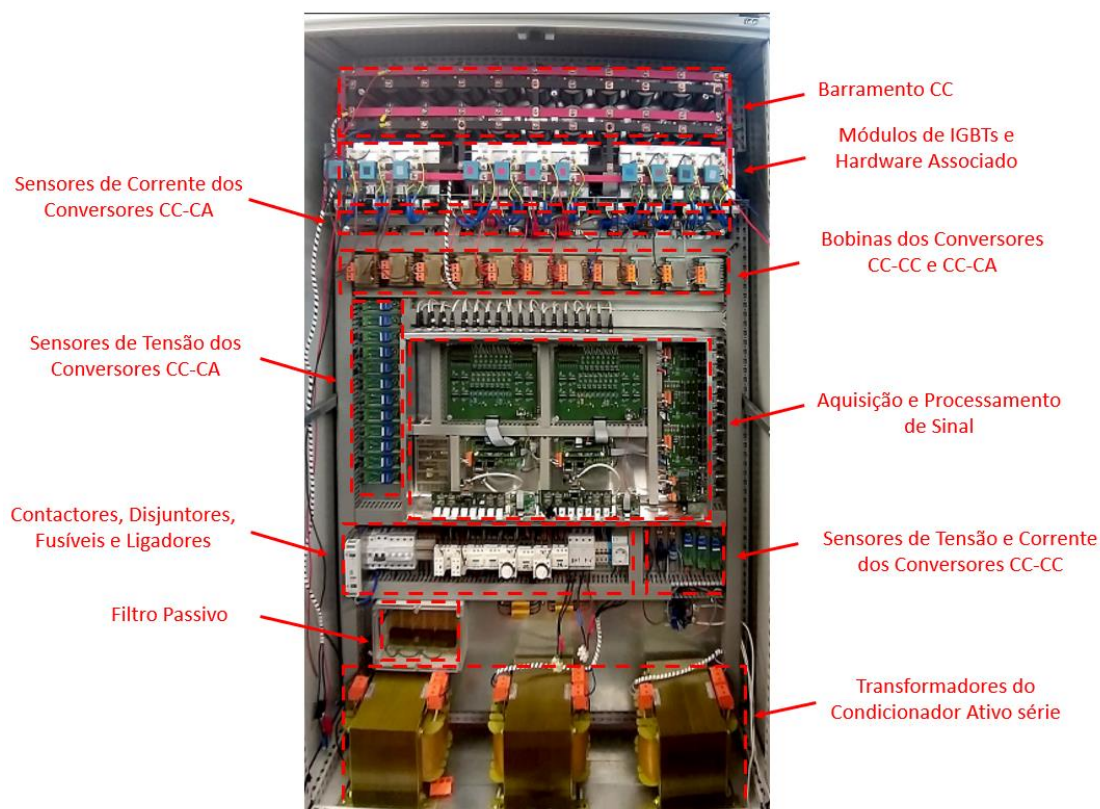


Figura 5.1 - Protótipo laboratorial do iUPQC completo.

Neste capítulo é descrito todo o hardware do protótipo de iUPQC representado na Figura 5.1. Inicialmente é feita a análise do hardware de controlo, desde a placa de processamento digital de sinal, DAC (*Digital to Analog Converter*), condicionamento de sinal, deteção de erros, *driver*, proteção dos IGBTs e os sensores de tensão e corrente utilizados para fazer todas as medições necessárias. Em seguida é apresentado o sistema de proteções elétricas e circuito de comando associado a todos os equipamentos utilizados para ligar ou desligar os conversores através de um conjunto de botões. Por fim são apresentados os principais constituintes do hardware de potência, sendo estes os módulos de IGBT e dissipadores associados, os transformadores do condicionador ativo série, as bobinas e os condensadores do barramento CC.

5.2 Hardware de Controlo

O correto funcionamento dos conversores de eletrónica de potência está diretamente relacionado com o sistema de controlo. Este tem como objetivo adquirir os sinais (de tensão, corrente ou qualquer outro medido por sensores), tratá-los e aplicar os algoritmos de controlo associados, de forma a que seja possível sintetizar os sinais de atuação. Além disso, é responsável por detetar eventuais erros no sistema, desligando as comutações de todos os semicondutores.

5.2.1 DSC e Placa de Suporte

Neste projeto foi utilizada a placa TSM320F28335 da *Texas Instruments* representado na Figura 5.2. Esta possui um CPU (*Central Processing Unit*) de 32 bits com uma frequência máxima de 150 MHz, e 256 *kbytes* de memória na *flash*. Este DSC (*Digital Signal Controller*) possui diversos periféricos, entre os quais:

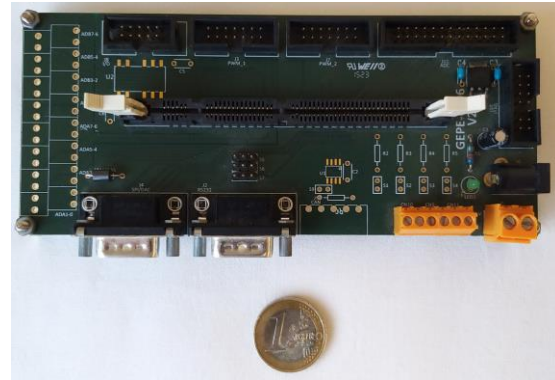
- 16 canais de ADC (*Analog to Digital Converter*) internos com uma resolução de 12 bits;
- 88 pinos de GPIO (*General Purpose Input/Output*) individualmente programáveis;
- 3 *timers* de 32 bits;
- 18 canais de PWM (*Pulse Width Modulation*);
- 1 módulo de comunicação SPI (*Serial Peripheral Interface*);
- 1 módulo de comunicação I2C (*Inter-Integrated Circuit*);

- 3 módulos comunicação SCI (*Serial Communications Interface*).

Este DSC necessita de uma placa de suporte. Esta PCB tem como principal função de organizar os pinos necessários de forma a poderem ser ligados os conectores, tal como representado na Figura 5.2 (b).



(a)



(b)

Figura 5.2 - TSM320F28335: (a) PCB do DSC; (b) PCB de suporte.

De forma a programar a placa foi utilizado o ambiente de desenvolvimento integrado (*Integrated Development Environment - IDE*) *Code Composer Studio* da *Texas Instruments* que permite utilizar as linguagens de programação C/C++. Este possui *debug* em tempo real sendo esta uma funcionalidade útil na fase de testes de protótipos. Na Figura 5.3 está representada a interface gráfica do IDE.

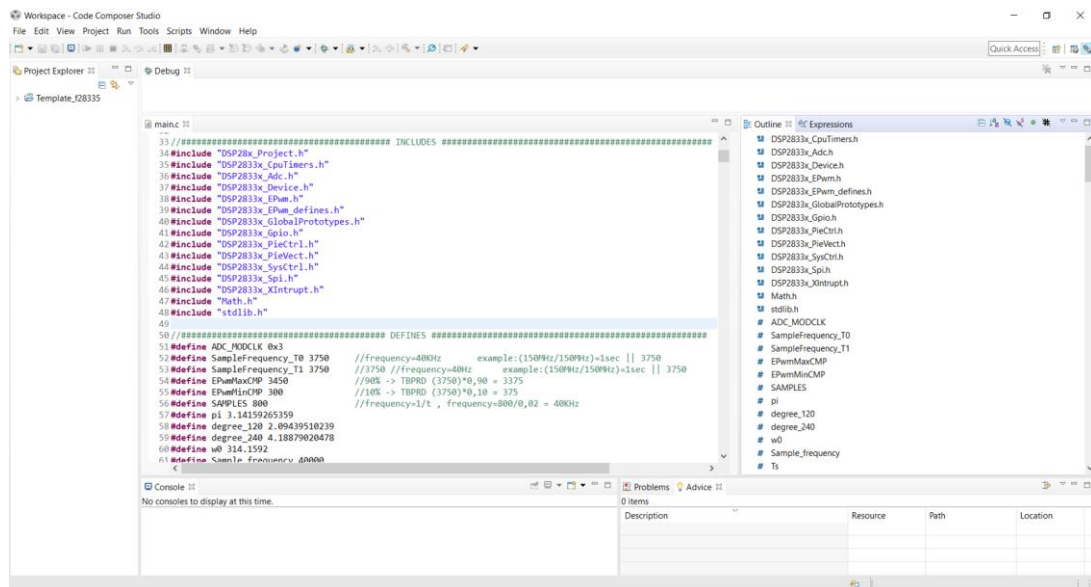


Figura 5.3 – Interface gráfica do IDE *Code Composer Studio* versão 9.1.0.

5.2.2 Placa de DAC

De forma a ser possível visualizar as variáveis calculadas pelo DSC no osciloscópio foi necessário utilizar uma placa de DAC capaz de converter os sinais digitais para analógico. Na Figura 5.4 está representada a placa de DAC usada neste trabalho de dissertação.

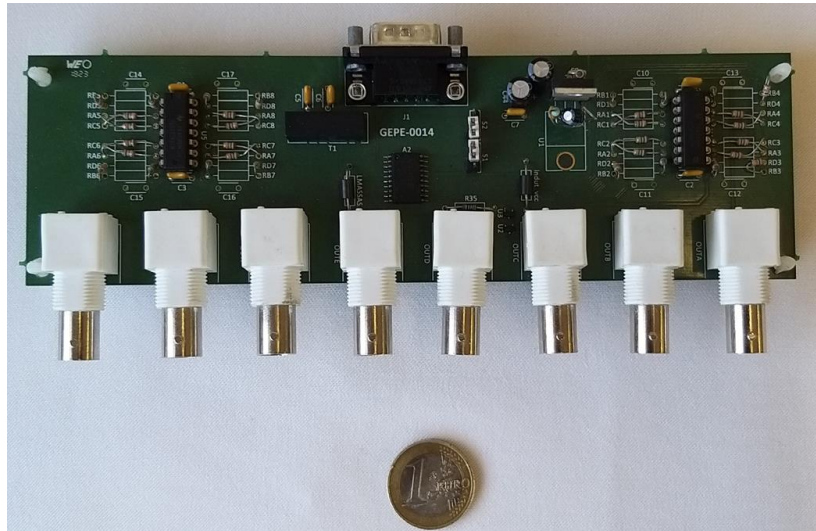


Figura 5.4 - Placa de DAC.

Esta placa utiliza o DAC TLV 5610 da *Texas Instruments* que possui 8 canais de saída e uma resolução de 12 *bits* [123]. Esta placa possui um circuito que recorre a amplificadores operacionais de forma a sintetizar sinais sem *offset*. Os sinais são enviados do DSC para a placa de DAC utilizando uma comunicação SPI, através da ligação de uma ficha DB9.

5.2.3 Sensor de Tensão

As medições das variáveis a controlar são essenciais para o correto funcionamento do equipamento. É necessário medir as tensões de rede elétrica (V_a , V_b , V_c), as tensões da carga (V_{L_a} , V_{L_b} , V_{L_c}) e a tensão aos terminais do módulo solar fotovoltaico (V_{pv}).

Neste projeto foram utilizadas PCBs que integram o sensor *CYHVS5-25A* da *ChengYang Technologies* [124] capaz de medir tensões em CC ou em CA. Estas placas já estavam previamente montadas no laboratório sendo que apenas é necessário ajustar os componentes dada a aplicação.

Este sensor é capaz de medir até 2000 V de pico e, uma vez que é baseado no efeito de Hall, o seu funcionamento assemelha-se a um transformador no sentido em que possui isolamento entre a entrada e a saída com uma razão de 5000:1000. A placa é alimentada com um sinal de +15 V, -15 V e GND.

Na Figura 5.5 está representado o esquema elétrico do sensor do tensão efetuado com base do *datasheet* do equipamento. Este necessita de uma resistência de entrada, R_i , de forma a limitar a corrente de entrada do sensor. É de salientar que a saída do sensor de tensão é em corrente. Assim, este necessita de uma resistência, R_m , de forma a converter este valor em tensão. Neste projeto, esta resistência encontra-se na PCB do ADC.

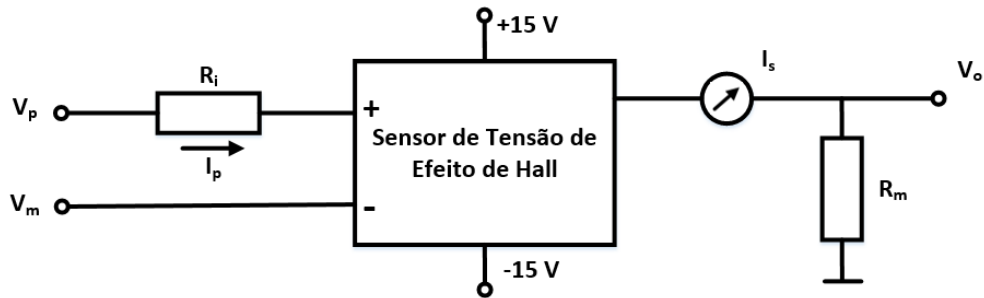


Figura 5.5 - Esquema do sensor de tensão (baseado em [124]).

Na Figura 5.6 está representada a PCB que integra o sensor de tensão. É de notar que esta PCB possui duas resistências em série resultando na resistência R anteriormente apresentada na Figura 5.5. No ligador do lado direito são conectados os condutores das alimentações de energia (+15 V, -15 V e GND) provenientes das placas de condicionamento de sinal. O quarto terminal é a saída do sinal de medida (I_s). O sinal a ser medido é conectado ao ligador do lado direito da placa.

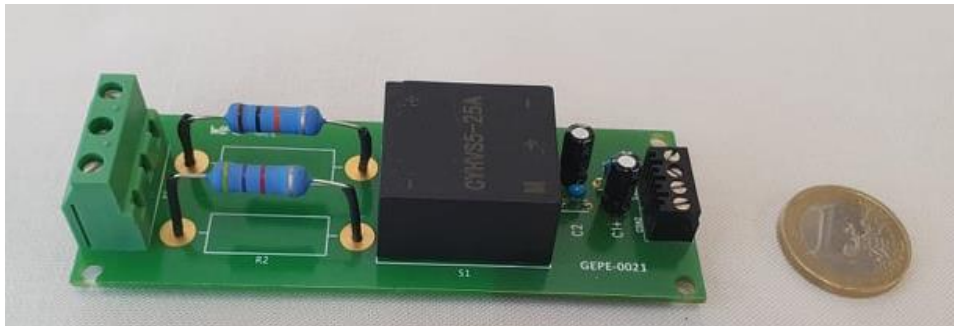


Figura 5.6 – Placa integrada do sensor de tensão CYHVS5-25A.

Segundo o *datasheet* do fabricante, a resistência a ser usada à entrada do sensor deve ter um valor suficiente de forma a que a corrente de entrada nunca ultrapasse os 5 mA.

Na Tabela 5.1 estão apresentados os valores de resistência a usar, dada a tensão de entrada. É de salientar que os valores de resistências apresentados são valores redondos.

Tabela 5.1 - Valor de resistência R a usar em função da tensão de entrada.

Tensão de Entrada (V)	Resistência R (k Ω)
100	20
500	100
1000	200
1500	300

A relação entre a tensão de entrada e a resistência é linear. Dependendo da aplicação, é necessário dimensionar as resistências a usar e calibrar o sensor de forma a obter uma relação entre a tensão medida e a tensão obtida à saída do sensor.

5.2.4 Sensor de Corrente

O sensor de corrente utilizado foi o LA 100-P do fabricante LEM [125] que, da mesma forma que o sensor de tensão, possui isolamento galvânico entre os circuitos de entrada e de saída. Este possui uma razão de $n:2000$, sendo n o número de espiras colocadas na janela do sensor, sendo capaz de medir correntes em CC ou CA de ± 150 A de pico. Na Figura 5.7 está representada a placa associada ao sensor de corrente utilizada neste projeto.



Figura 5.7 - Placa integrada do sensor de corrente LA 100-P.

5.2.5 Placa de Condicionamento de Sinal

O ADC internos da placa TSM320F28335 são, como na maioria dos controladores digitais de sinal, unipolares com uma gama de aquisição dos 0 V aos 3 V. Assim, de forma a aumentar a gama e, consequentemente, a precisão na aquisição dos sinais, foi utilizada uma placa de processamento de sinal. Esta placa utiliza o ADC externo MAX1314 da *Maxim* [126] que possui uma resolução de 14 bits capaz de converter sinais de -10 V a 10 V. Cada placa possui dois integrados de ADC, permitindo converter 16 sinais de entrada diferentes.

Os sinais gerados pelos sensores após a leitura são apresentados sob a forma de corrente. Assim, estes sinais são amplificados utilizando uma montagem inversora recorrendo ao amplificador operacional LM358. Este sinal é filtrado por um filtro passa baixo de forma a eliminar possíveis ruídos existentes na leitura sendo posteriormente enviado para o ADC. Na Figura 5.8 está representada a montagem amplificadora da placa de aquisição de sinal.

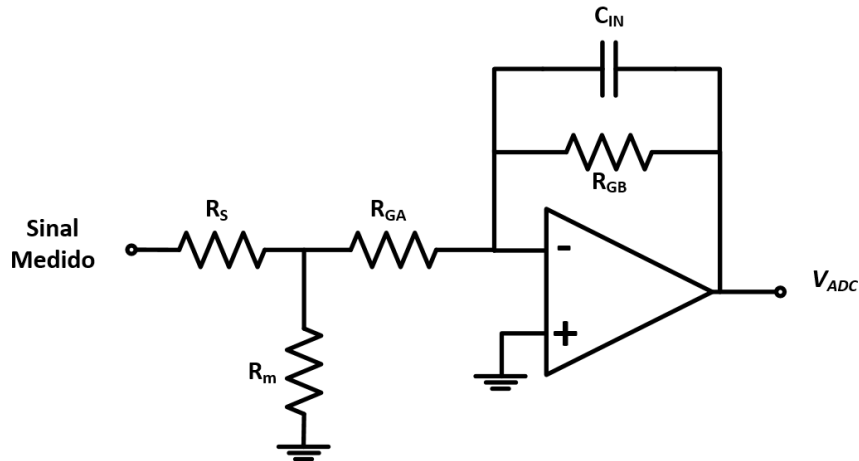


Figura 5.8 - Montagem amplificadora da placa de aquisição de sinal.

De forma a detetar possíveis erros, são aplicadas duas montagens com comparadores LM339 que detetam se o sinal de saída passou de certos limites positivos ou negativos definidos. Caso seja detetado qualquer erro, é enviado um sinal à placa de comando, desabilitando as comutações. Na Figura 5.9 está representado o esquema do circuito de deteção de erros na aquisição de sinais.

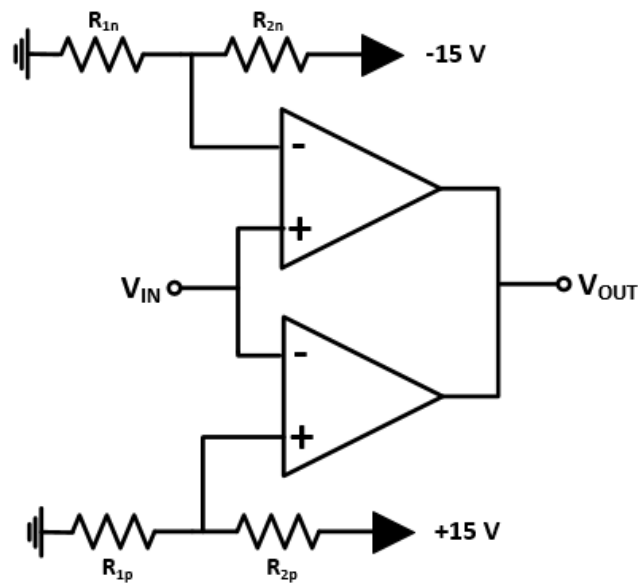


Figura 5.9 - Circuito de deteção de erros na aquisição de sinais.

Na Figura 5.10 está representada a placa de condicionamento de sinal utilizada neste projeto. Como são usadas duas placas de DSC, o sistema é duplicado. São necessárias duas placas de condicionamento

de sinal de forma a adaptar os sinais medidos de maneira a que sejam ligados aos ADCs externos das mesmas.

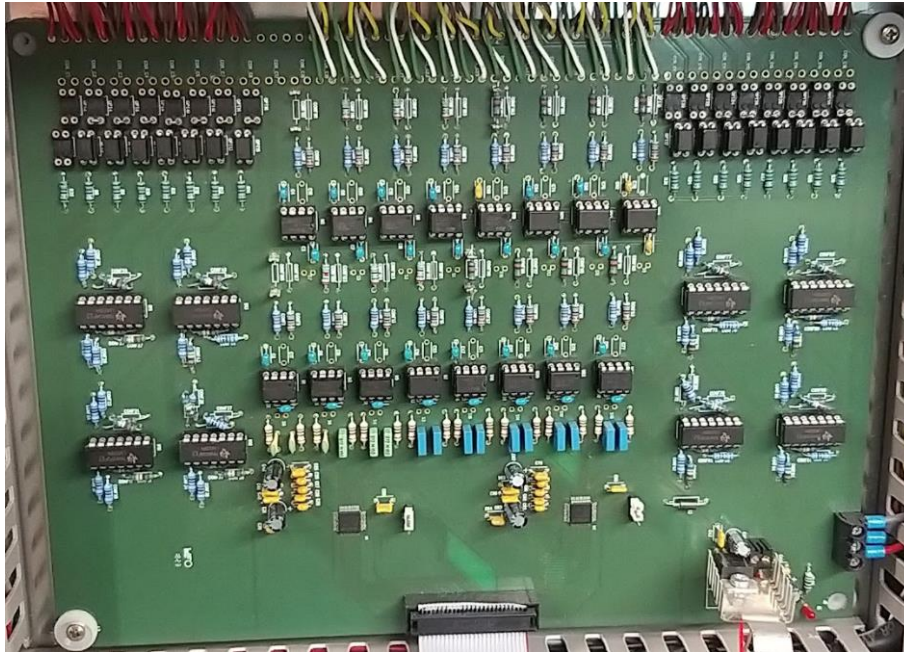


Figura 5.10 - PCB de condicionamento sinal.

Uma vez que os sinais associados ao sistema solar fotovoltaico são unidirecionais, optou-se por utilizar o ADC interno da TSM320F28335. Apesar disso, é necessário implementar um circuito que adeque os sinais gerados pelos sensores à entrada do ADC interno, representado na Figura 5.11. Foi utilizado um divisor resistivo que, uma vez que os sinais gerados pelos sensores têm um valor máximo de 50 mA, permite limitar a tensão do pino de entrada do ADC a 3 V. Ainda assim é colocado um diodo de *zener* de 3,3 V em paralelo permitindo a proteção contra tensões elevadas.

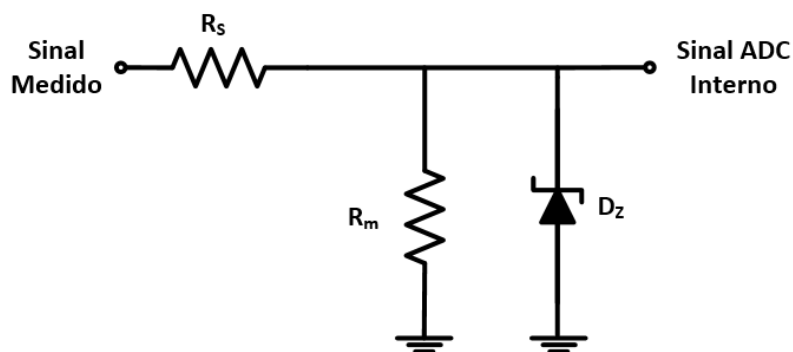


Figura 5.11 - Circuito de condicionamento de sinal do ADC interno.

5.2.6 Placa de Comando

A placa de comando é essencial para o correto funcionamento do protótipo. Esta é responsável pelo ajuste do nível de tensão dos sinais de PWM de 3,3 V para 15 V e pela deteção de erros. O ajuste dos níveis de tensão está relacionado com o facto de os drivers de IGBTs utilizarem sinais de 0 a 15 V.

Nesta placa é implementado um circuito lógico que permite desligar as comutações caso seja detetado qualquer erro, mantendo as comutações desligadas após um erro até que o utilizador efetue a *reset* dos erros. Isto evita que, caso o erro deixasse de existir, o equipamento voltasse a ser ligado sem a correção do mesmo, podendo-o danificar.

Na Figura 5.12 encontra-se uma imagem da placa de comando integrada neste projeto. O iUPQC utiliza 3 placas semelhantes estando estas associadas ao condicionador ativo paralelo, condicionador ativo série, baterias, módulos solares fotovoltaicos e barramento CC.

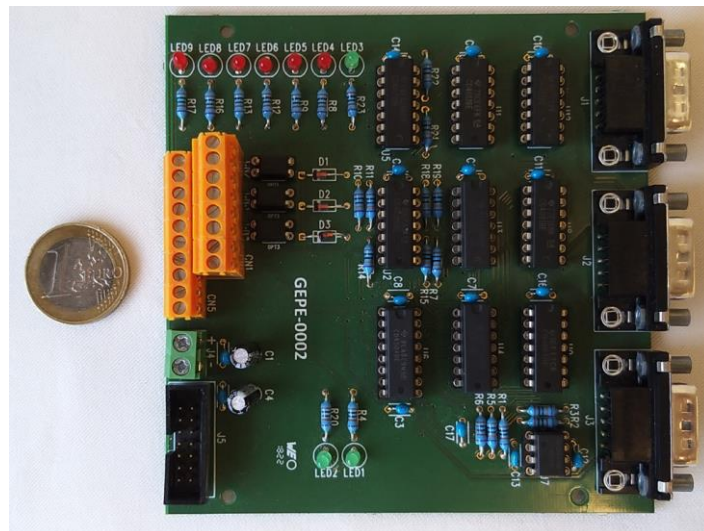


Figura 5.12 - Placa de comando.

5.2.7 Placa de Driver

A placa de *driver* é responsável por fazer a interface entre a placa de comando e os módulos de IGBT, garantindo isolamento galvânico entre o circuito de entrada e de saída. A placa de *driver* utilizada neste projeto foi a SKHI 23/12 da *Semikron* [127].

A placa de *driver* possui dois circuitos de acionamento, sendo geralmente utilizada em IGBTs com tensões V_{CE} até 1200 V e frequências de comutação de 20 kHz do mesmo fabricante. Esta placa é capaz de implementar o *deadtime* por hardware entre os 0,9 μ s e os 10 μ s através da configuração de um

conjunto de resistências. Além destas características, a placa de *driver* apresenta um circuito capaz de detetar curto circuitos através da monitorização da tensão V_{ce} . Na Figura 5.13 está representada a placa de *driver* utilizada.

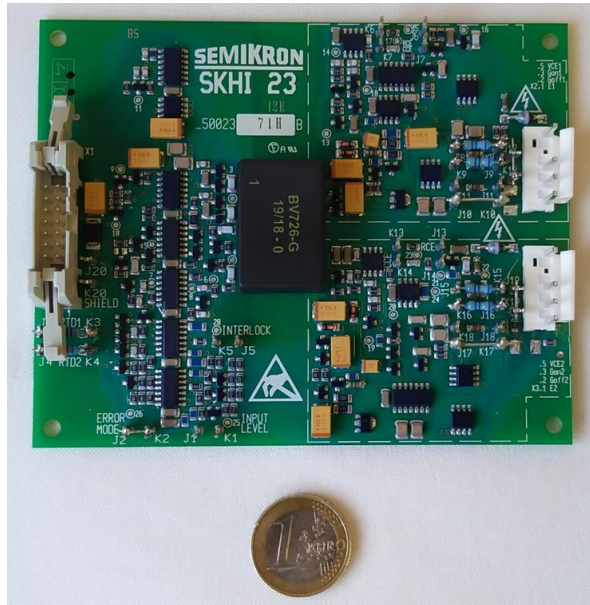


Figura 5.13 - Placa de *driver* dos IGBTs.

5.2.8 Placa de Proteção dos IGBTs

Os módulos de IGBT são protegidos por uma placa de proteção, cujo esquema elétrico está representado na Figura 5.14. Este circuito possui uma resistência responsável por descarregar a *gate* do IGBT quando este não recebe o sinal de acionamento e dois díodos de *zener* 16 V numa montagem de ânodo comum em anti série, garantindo que a tensão na *gate* do IGBT não ultrapassa esse valor.

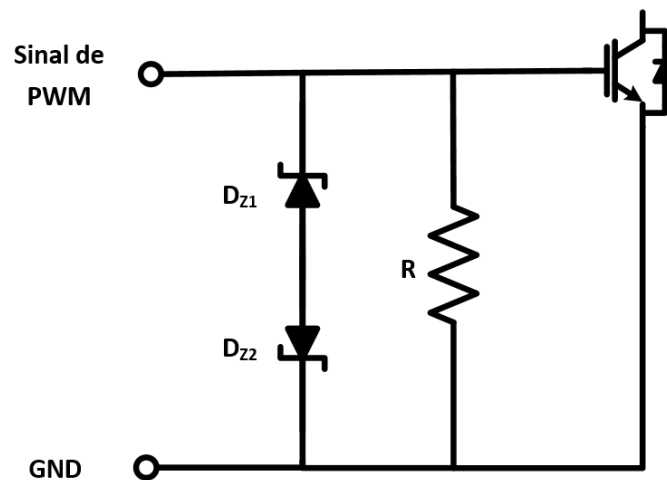


Figura 5.14 – Esquema elétrico do circuito de proteção dos IGBTs.

Esta placa permite proteger os semicondutores contra sobretensões ou possíveis comutações indesejadas provocadas, por exemplo, por ruído. Na Figura 5.15 está representada a placa utilizada. Uma vez que os módulos de IGBT utilizados possuem um braço completo, estas placas de proteção possuem dois circuitos cada, protegendo assim os 2 IGBTs.

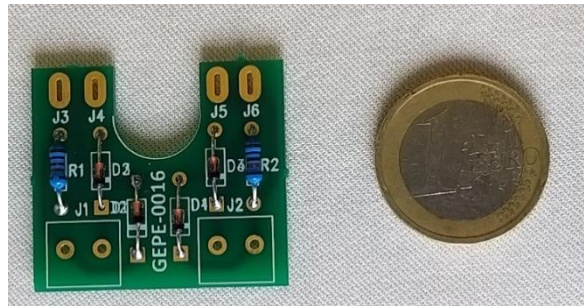


Figura 5.15 – Placa de proteção da *gate* dos IGBTs.

5.3 Sistema de Proteções Elétricas e Circuito de Comando

Um sistema de eletrónica de potência deve ser desenvolvido de forma a que o utilizador e o equipamento estejam protegidos caso ocorra qualquer tipo de anomalia. Assim este projeto possui um conjunto de proteções elétricas ligadas à entrada de cada conversor que previnem qualquer desses acontecimentos.

Na Figura 5.16 está representado o esquema de comando dos conversores do iUPQC. Existem 8 contactores ativados por botoneiras que permitem ligar ou desligar parte do protótipo, dependendo do teste que está a ser realizado. Além disso existem dois fusíveis de 32 A à entrada do conversor de interface com as baterias (uma vez que o fluxo de energia é bidirecional) e um fusível de 10 A à entrada do sistema de interface com o módulo solar fotovoltaico. A ligação à rede elétrica é feita por um conjunto de dois contactores externos ao quadro elétrico. Estes contactores têm função de ativar uma pré-carga temporizada de forma a limitar o fluxo de energia durante a inicialização do iUPQC, uma vez que esta energia pode ser enviada diretamente para o barramento CC.

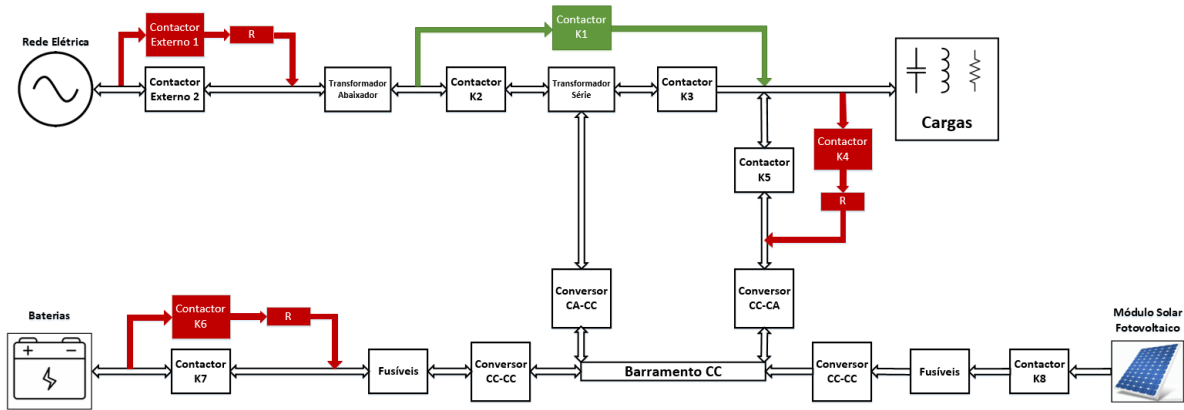


Figura 5.16 - Esquema de comando dos conversores do iUPQC.

No esquema da Figura 5.17 encontra-se uma representação mais detalhada do circuito de comando do protótipo. Existe um botão de emergência S_1 que desliga todo o equipamento caso seja pressionado. O botão S_2 permite ativar o condicionador ativo série ligando a rede à carga sendo que inicialmente é ativado o circuito de *bypass* através do contador $K1$ para evitar correntes de *inrush*. O botão S_3 é utilizado para fazer a pré-carga do barramento CC através da rede elétrica utilizando um *bypass* com resistências que limitam a corrente e um temporizador que tem de ser ajustado consoante o nível de tensão que se pretende. O botão S_4 está associado à pré-carga do barramento CC através das baterias e funciona da mesma forma que o anterior. Por fim, o botão S_5 é utilizado para ligar o módulo solar fotovoltaico.

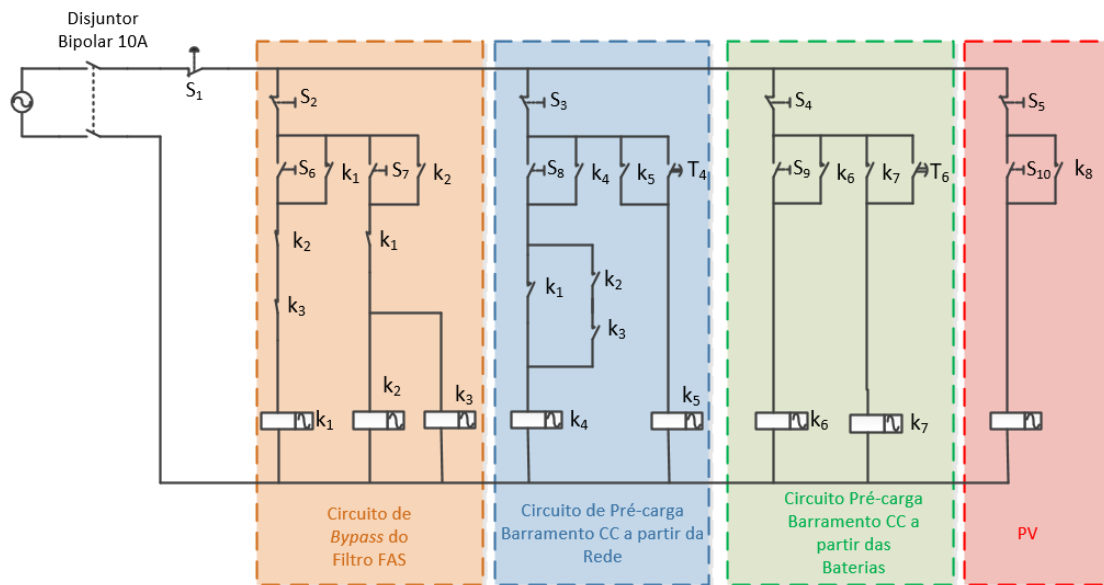


Figura 5.17 – Circuito de comando do iUPQC trifásico: (a) Diagrama de contactores; (b) Esquema demonstrativo do posicionamento dos contactores no circuito.

5.4 Hardware de Potência

Neste subcapítulo são analisados os principais elementos que constituem o circuito de potência. São descritos os semicondutores utilizados e dissipadores associados, transformadores de acoplamento do condicionador ativo série e os condensadores do barramento CC.

5.4.1 Módulos de IGBTs

Os semicondutores de potência utilizados na construção do protótipo foram os módulos de IGBTs SMK100GB12T4 da *Semikron* [128]. Estes módulos são compostos por dois IGBTs capazes de suportar tensões até 1200 V, correntes de coletor de 160 A e comutados a uma frequência máxima de 20 kHz. Na Figura 5.18 (a) está representada uma imagem de um módulo de IGBTs SMK100GB12T4 e na Figura 5.18 (b) está representado o esquema do componente.

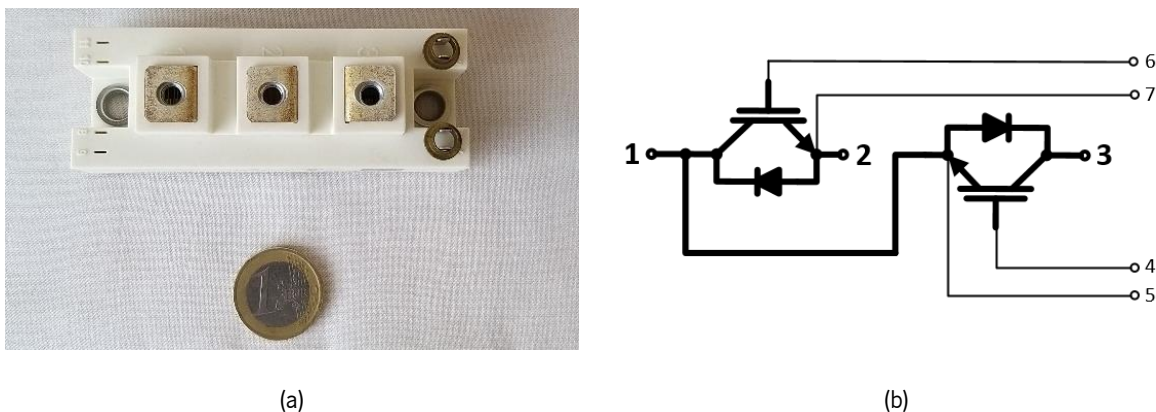


Figura 5.18 - Módulo de IGBT SKM100GB12T4 da Semikron: (a) modelo físico; (b) esquema elétrico.

O funcionamento dos semicondutores provoca perdas energéticas sob a forma de calor. Esta energia sobreaquece o equipamento podendo danificar os semicondutores caso atinja temperaturas excessivas. Para manter a temperatura dos semicondutores de potência dentro dos valores recomendados pelo fabricante é necessário recorrer à utilização de dissipadores para libertar o calor produzido durante a operação dos conversores. No armário do iUPQC foram utilizados 3 dissipadores *KL-285 (P3/300)* da *Semikron* de forma a haver superfície suficiente para colocar os 11 braços de IGBT necessários para todo o protótipo.

5.4.2 Transformadores do Condicionador Ativo Série

O acoplamento do condicionador ativo do iUPQC com a rede elétrica é feito utilizando três transformadores de baixa frequência. No protótipo foram utilizados transformadores capazes de suportar uma potência de 11,5 kVA com uma razão de transformação de 1:1. Estes transformadores respeitam a norma EN 61558-2 [129]. Na Figura 5.19 está representado um dos transformadores de acoplamento do condicionador ativo série, já integrado no quadro elétrico do iUPQC trifásico.

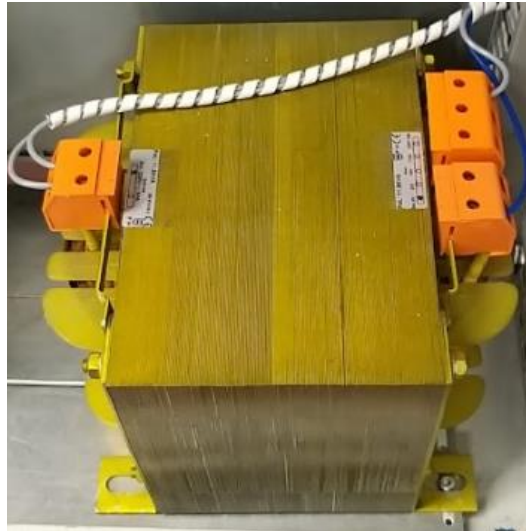


Figura 5.19 - Transformadores de acoplamento do condicionador ativo série.

5.4.3 Bobinas dos Conversores CC-CC e CC-CA

No protótipo final foram utilizadas 11 bobinas, todas elas de núcleo de ferro. Estas possuem dois enrolamentos, sendo feita uma ligação série tal como apresentada na Figura 5.20.

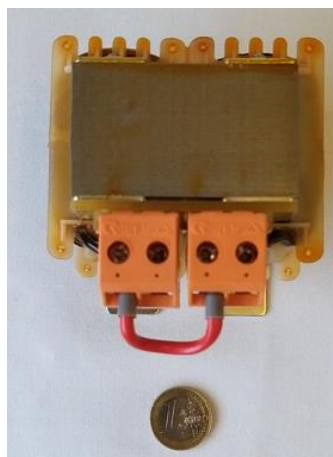


Figura 5.20 - Bobina de núcleo de ferro com os enrolamentos em série.

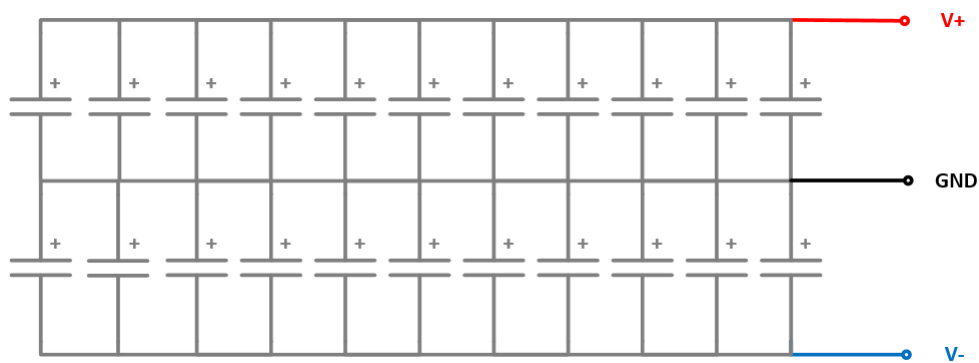
Na Tabela 5.2 está representado o valor da indutância das bobinas quando operam a diferentes frequências. Este valor foi obtido utilizando uma ponte RLC *Hioki 3532-50LCR HiTester* da fabricante Hioki [130].

Tabela 5.2 – Valor da indutância das bobinas utilizadas a diferentes frequências.

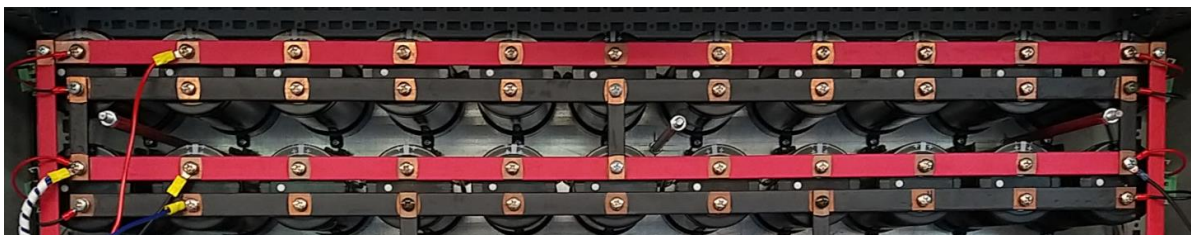
Frequência	Indutância das Bobinas
10 kHz	2,87 mH
20 kHz	2,28 mH
40 kHz	1,70 mH

5.4.4 Barramento CC

Para o barramento CC foram utilizados os condensadores eletrolíticos de alumínio B43703-A5828-M do fabricante EPCOS [127]. Estes apresentam uma capacidade de 8,2 mF com uma tolerância de 20 %, suportando uma tensão até 450 V. Este barramento CC possui ponto médio de ligação ao neutro e uma capacidade suficiente de forma a que a sua regulação seja possível. Estes foram montados segundo o esquema da Figura 5.21 (a). O barramento total possui uma capacidade de 45,1 mF e a sua montagem no armário do iUPQC pode ser vista na Figura 5.21 (b).



(a)



(b)

Figura 5.21 - Barramento CC: (a) esquema da montagem; (b) imagem da sua integração no quadro elétrico do iUPQC.

5.4.5 Baterias de LiFePO₄

No protótipo final foram usadas baterias de íões de lítio. O modelo escolhido foi o IFP36230218 da WINA [131]. Estas possuem uma capacidade de 100 Ah com uma tensão nominal de 3,2 V. O fabricante sugere a utilização de uma corrente de carga/descarga de 1/3 C, ou seja, 33,3 A de forma a garantir a durabilidade das baterias. Na Figura 5.22 está representada uma bateria de LiFePO₄.



Figura 5.22 - Bateria de LiFePO₄.

De forma a cumprir os requisitos do protótipo experimental foram utilizadas 32 baterias em série, perfazendo um total de 102,4 V de tensão nominal.

5.5 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado todo o hardware do andar de potência e de controlo, bem como os sistemas de proteção e atuação do iUPQC. Foi feita uma descrição de cada componente explicando o seu funcionamento e condições de operação de forma a justificar a sua escolha para este projeto.

Inicialmente foi descrito o hardware necessário para adquirir e processar a informação obtida pelos sensores bem como o hardware associado à atuação dos semicondutores.

Em seguida foi descrito o sistema de proteções elétricas do quadro elétrico utilizado, contendo todos os dispositivos de proteção necessários para manter a segurança do equipamento. O hardware encontra-se protegido contra sobrecorrentes e curto-circuitos. Além disso, a montagem dos contactores foi pensada de forma a evitar erros por parte do utilizador. Procedimentos como a pré-carga dos condensadores do barramento são obrigatórios, evitando um pico de corrente caso seja ligada uma tensão elevada diretamente aos condensadores descarregados.

Por fim é feita uma referência ao hardware de potência. Todo o hardware está preparado para alimentar uma microrrede trifásica de 400 V/ 50 Hz.

Capítulo 6

Resultados Experimentais

6.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados experimentais obtidos. Foram realizados ensaios laboratoriais individuais a cada conversor de eletrónica de potência de forma a validar o correto funcionamento da topologia adotada. Estes resultados estão divididos em três subcapítulos, sendo relacionados com: o condicionador ativo série que realiza interface com a rede elétrica onde foram aplicados os algoritmos para sintetizar as correntes necessárias; o conversor CC-CC de interface com os módulos solares fotovoltaicos onde foi aplicado o algoritmo de MPPT; e, por último, o iUPQC completo.

Inicialmente são apresentados os resultados experimentais associados ao condicionador ativo série trifásico. Nesta fase são descritos os resultados associados ao algoritmo de sincronismo bem como à montagem do condicionador ativo série de forma isolada.

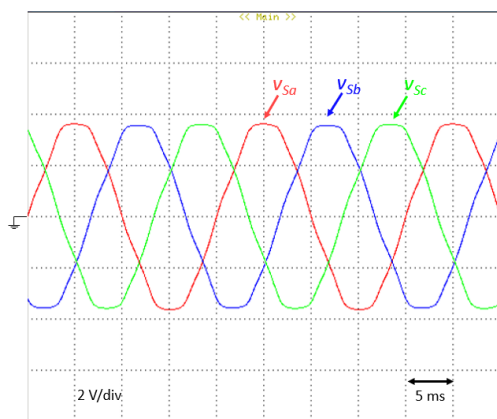
Em seguida são abordados os resultados experimentais do conversor CC-CC de interface com os módulos solares fotovoltaicos. De forma a emular o comportamento de um módulo solar fotovoltaico, foi utilizado uma montagem alternativa de forma a validar em ambiente laboratorial e de forma segura o algoritmo de MPPT. Esta montagem é descrita com maior detalhe no tópico respetivo.

Por fim, estão descritos os resultados associados ao funcionamento do iUPQC completo. Este foi colocado em funcionamento em conjunto com o trabalho desenvolvido por um colega de mestrado, responsável pelo desenvolvimento do condicionador ativo paralelo e pela interface com o sistema de armazenamento de energia.

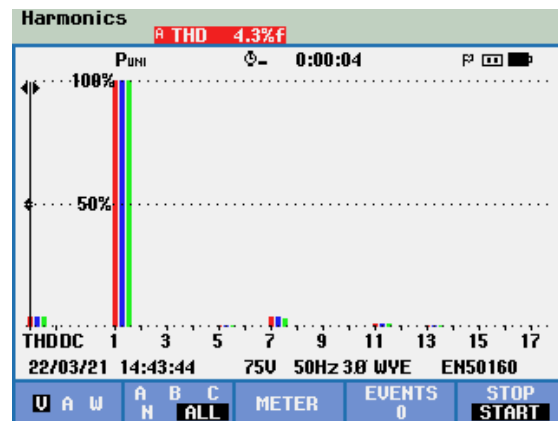
Para obtenção dos resultados foi usado um analisador de qualidade de energia elétrica com a referência FLUKE 435 [132] e um osciloscópio Yokogawa DL708E [133]. As formas de onda foram adquiridas com o osciloscópio por ter uma taxa de amostragem superior sendo que o analisador da FLUKE foi usado para obtenção de cálculos como THD% ou potências do sistema.

6.2 Resultados Experimentais do Algoritmo de Sincronismo

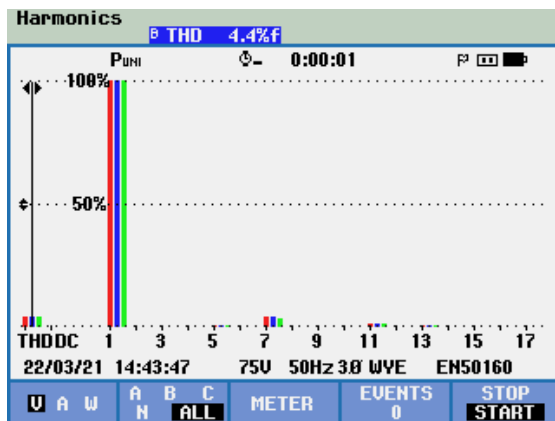
O correto funcionamento do iUPQC depende diretamente da qualidade das ondas produzidas pelo algoritmo de sincronismo. A forma de onda das correntes produzidas será semelhante à forma de onda dos sinais gerados por este algoritmo. Assim, foram medidas as tensões do sistema trifásico no laboratório e verificou-se que as tensões possuem uma THD% de 4,3 %. Na Figura 6.1 encontram-se representadas as tensões da rede elétrica, medidas e enviadas para o DAC, e os respetivos espectros harmónicos de cada forma de onda.



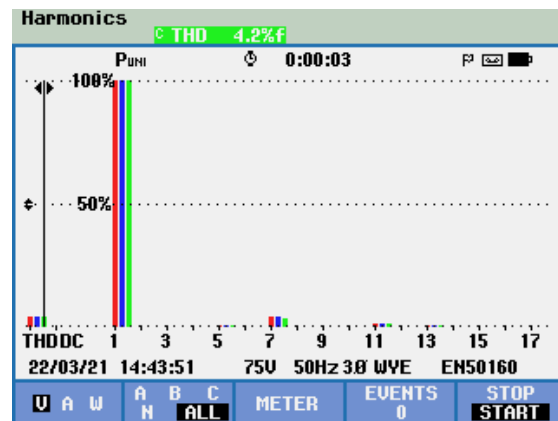
(a)



(b)



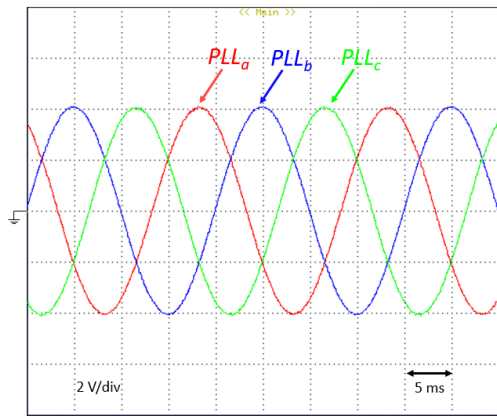
(c)



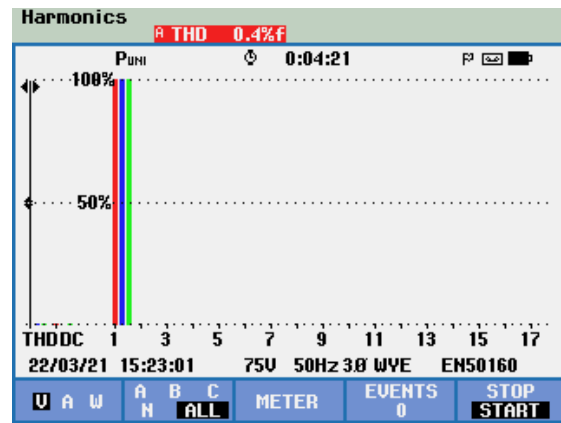
(d)

Figura 6.1 - Sistema de alimentação elétrica do laboratório do GEPE, Universidade do Minho: (a) formas de onda das tensões; (b) espectro harmónico da tensão da fase A; (c) espectro harmónico da tensão da fase B; (d) espectro harmónico da tensão da fase C.

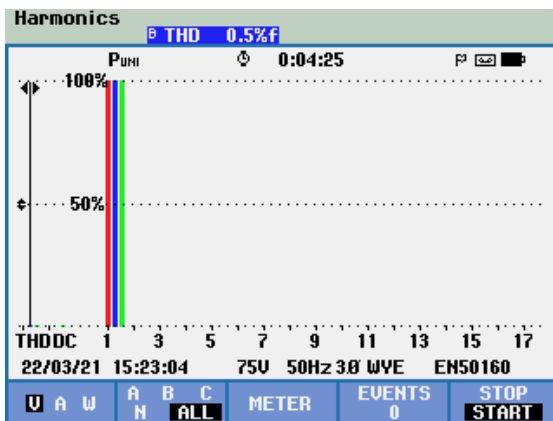
Aplicando o algoritmo de sincronismo tendo como entrada as três tensões da rede elétrica representadas na Figura 6.1, foi possível obter resultados da Figura 6.2. O algoritmo foi executado utilizando uma frequência de amostragem de 40 kHz produzindo sinais sinusoidais com uma THD% de 0,4 %. É de salientar que as amplitudes dos sinais representados estão em conformidade com a escala do DAC uma vez que este só consegue representar sinais entre os -5 V e os 5 V.



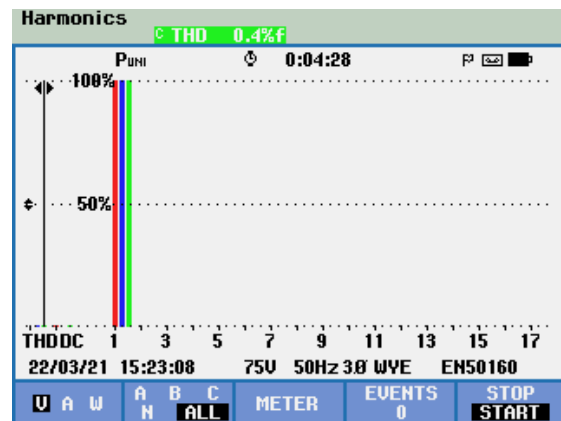
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 6.2 – Sinais gerados pelo algoritmo de sincronismo trifásico em regime permanente: (a) formas de onda dos sinais (PLL_a , PLL_b , PLL_c); (b) espectro harmónico do sinal PLL_a ; (c) espectro harmónico do sinal PLL_b ; (d) espectro harmónico do sinal PLL_c .

De forma a validar por completo o algoritmo de sincronismo foi realizado o ensaio em regime transitório, estando o seu resultado representado na Figura 6.3. Foi colocado o *trigger* do osciloscópio aos 50 ms. Pode verificar-se que o algoritmo necessita de aproximadamente 5 ciclos de rede (100 ms) para sincronizar completamente com a componente fundamental da tensão da rede elétrica. Até esse instante, a onda gerada pelo algoritmo é distorcida. É de salientar que as amplitudes dos sinais foram manipuladas de forma a poder observar-se com mais clareza a resposta em regime transitório.

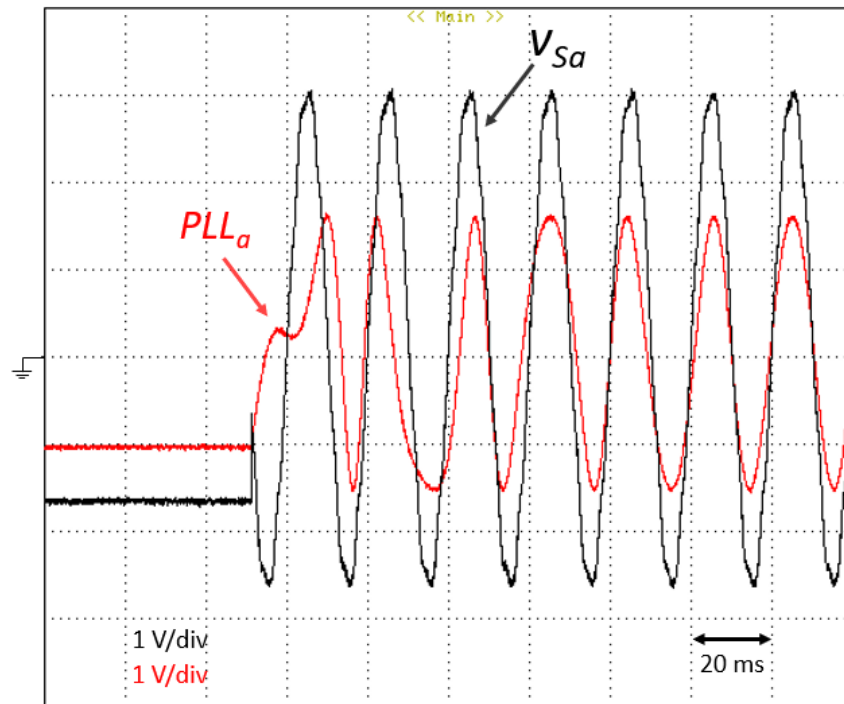


Figura 6.3 - Resultado experimental do regime transitório do algoritmo de sincronismo da fase A (PLL_a) em relação à tensão da rede elétrica da fase A (V_{Sa}).

6.3 Resultados Experimentais do Condicionador Ativo Série

Para os ensaios experimentais do condicionador ativo série foi realizada a montagem da Figura 6.4. Este conversor não é responsável por estabilizar o barramento CC no iUPQC. Assim foram utilizadas duas fontes CC de forma a garantir o equilíbrio da tensão em ambos os conjuntos de condensadores do barramento. Além disso, foram utilizadas pontes retificadoras monofásicas a diodos de forma a garantir que a fonte CC apenas fornece energia, não havendo trocas de energia no sentido do conversor para a fonte. Para isso, foi ligado o lado CA das pontes retificadoras à fonte e o lado CC ao barramento CC.

O objetivo da montagem realizada para o condicionador ativo série é transferir energia entre dois sistemas trifásicos. Com a manipulação das correntes sintetizadas pelo condicionador ativo série, é possível ajustar a potência transferida bem como o sentido da mesma.

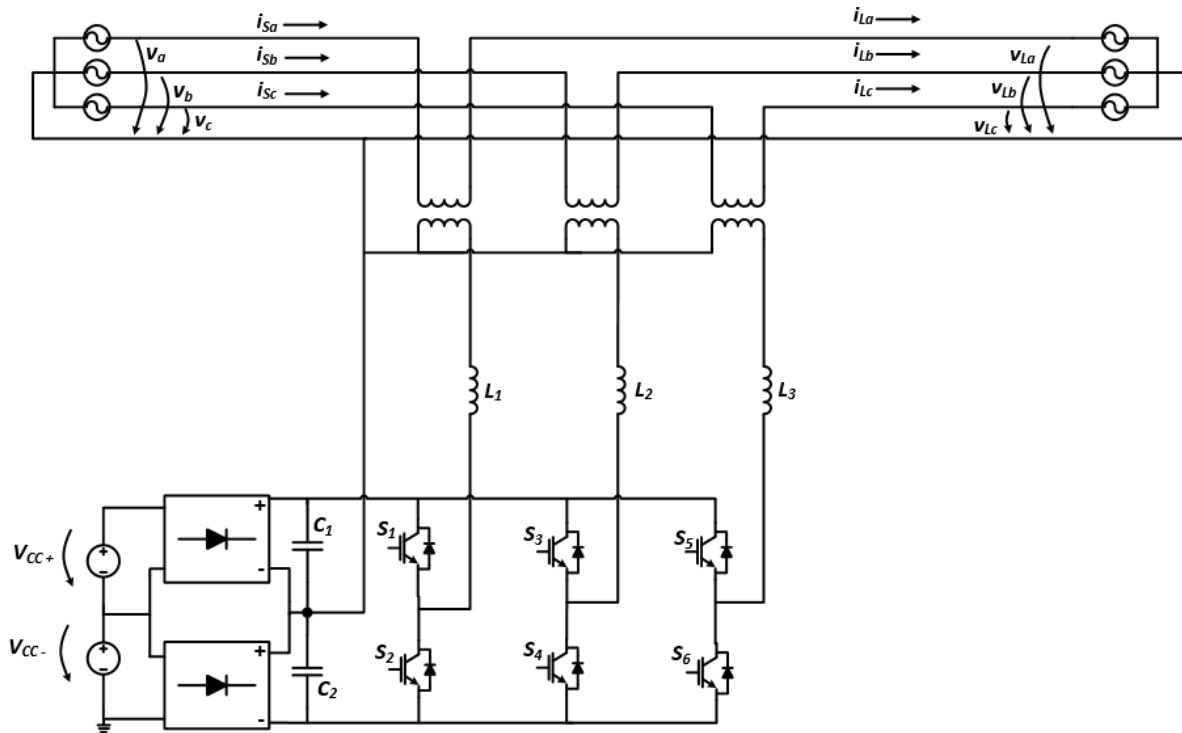


Figura 6.4 - Montagem de ensaio experimental do condicionador ativo série.

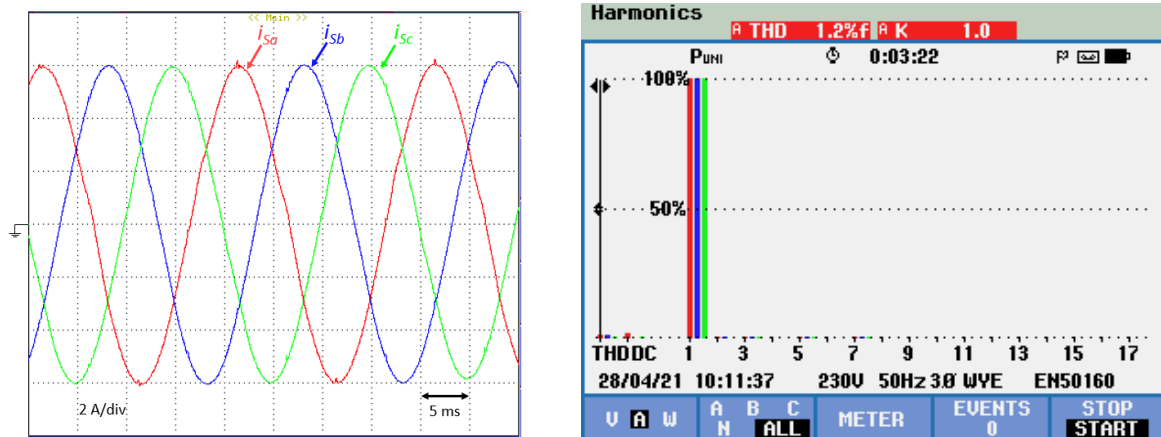
Os testes descritos nesta secção foram efetuados com os mesmos parâmetros gerais de forma a poder ser feita uma comparação justa entre os algoritmos de controlo de corrente aplicados. Na Tabela 6.1 estão representados os parâmetros utilizados na montagem prática do condicionador ativo série.

Tabela 6.1 - Condições de funcionamento da montagem prática do condicionador ativo série.

Descrição	Valor	Unidade
Potência	1	kW
Tensão Simples	75	V
Tensão do Barramento CC	120	V
Bobinas de Acoplamento	5	mH
Frequência de Comutação	20	kHz
Frequência de Amostragem	40	kHz
Razão de Transformação dos Transformadores do Condicionador Ativo Série	1:1	—

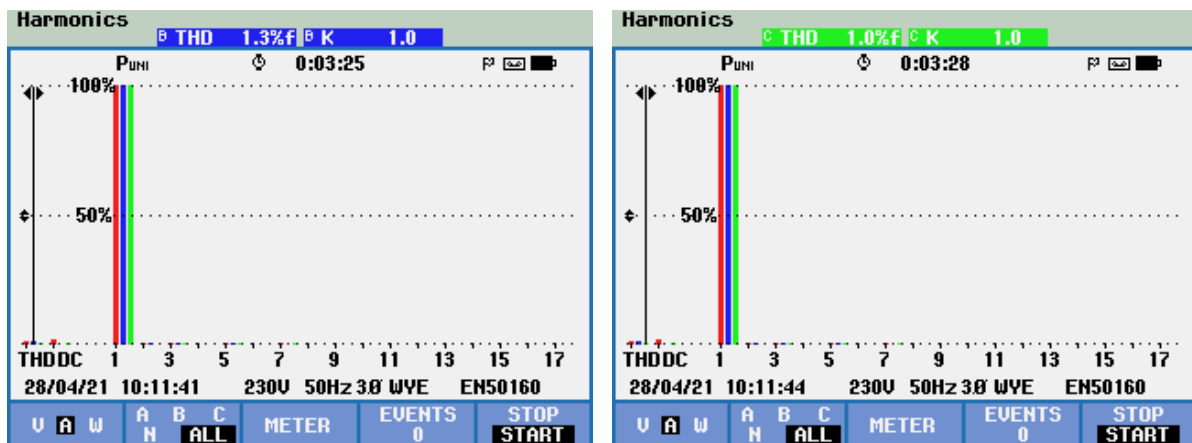
Todos os ganhos dos algoritmos apresentados neste capítulo estão associados aos valores reais das variáveis. Após ser efetuada a leitura das variáveis pelos sensores, o valor digital é convertido em valor real, sendo ajustado o algoritmo em conformidade.

Na Figura 6.5 estão representados os resultados do controlo de corrente associados ao algoritmo PI com ganhos K_p e K_i de 2000 e 15, respetivamente. As correntes sintetizadas apresentam uma THD% de 1,2 % e encontram-se equilibradas.



(a)

(b)

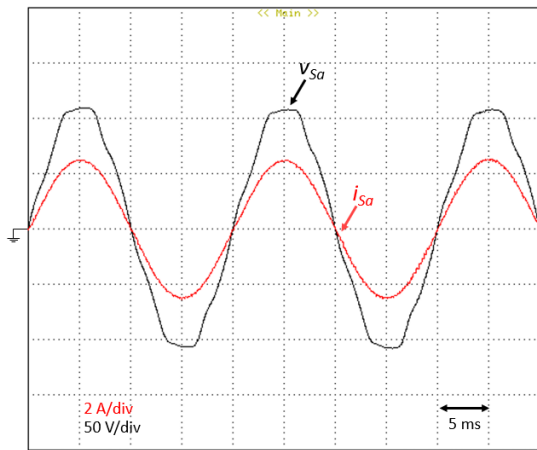


(c)

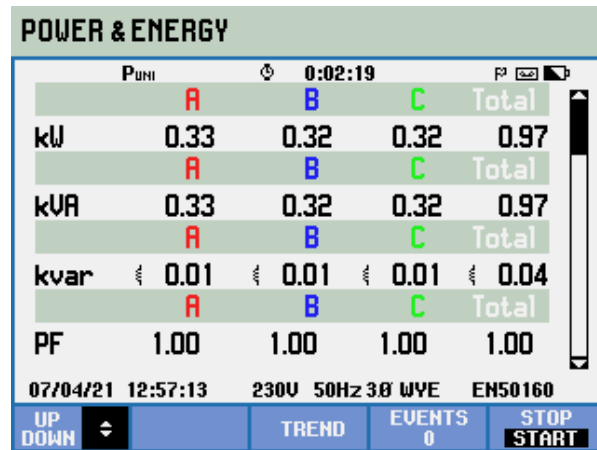
(d)

Figura 6.5 - Resultados experimentais do controlo de corrente Proporcional Integral: (a) formas de onda das correntes; (b) espectro harmónico da corrente da fase A (i_{sa}); (c) espectro harmónico da corrente da fase B (i_{sb}); (d) espectro harmónico da corrente da fase C (i_{sc}).

Na Figura 6.6 estão representados os resultados associados às potências do sistema. Utilizando outra das funcionalidades do analisador de QEE foi possível calcular as potências transferidas entre as duas redes elétricas. O fator de potência deste sistema é unitário, comprovando que o conversor não está a transferir energia reativa, sendo esse um dos objetivos.



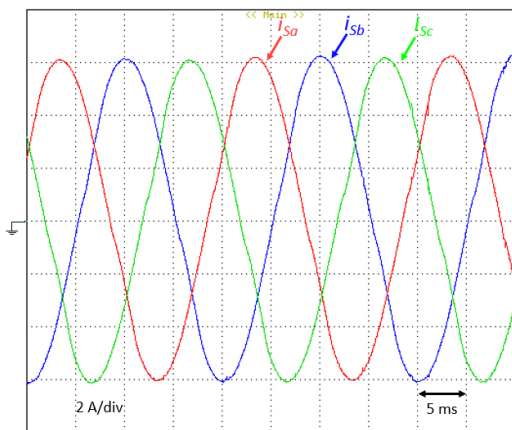
(a)



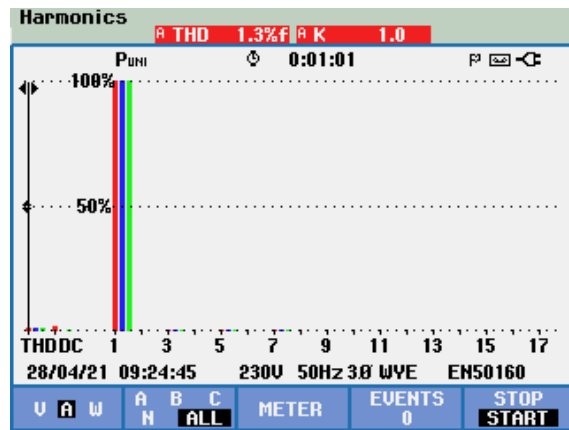
(b)

Figura 6.6 – Resultados experimentais do controlo de corrente Proporcional Integral: (a) forma de onda da tensão da fase A (v_{Sa}) e da corrente da fase A (i_{Sa}); (b) potência ativa, aparente, reativa e fator de potência do sistema.

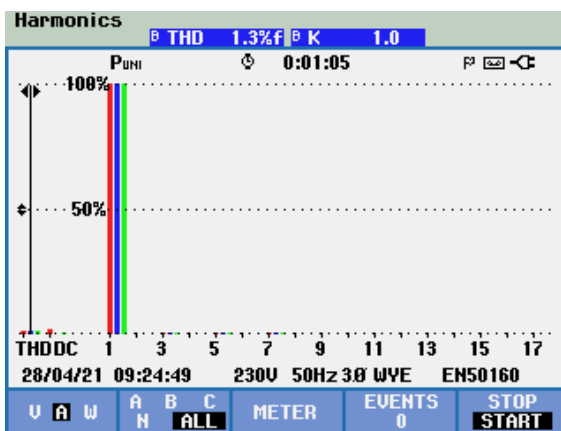
Na Figura 6.7 estão representadas as formas de onda das correntes sintetizadas pelo condicionador ativo série usando o controlo proporcional ressonante com modulação SPWM. Foram utilizados ganhos K_p de 2000 e K_s de 1500, resultando em correntes com 1,3 % de THD%.



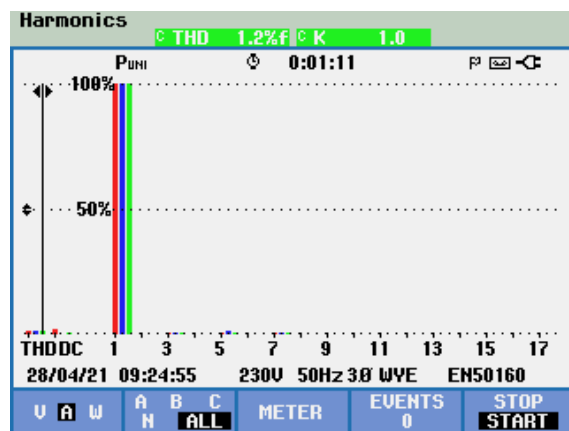
(a)



(b)



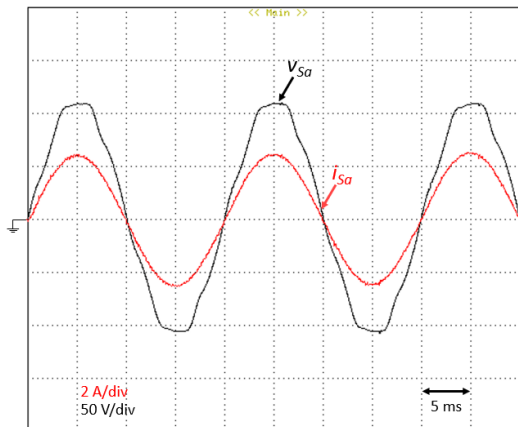
(c)



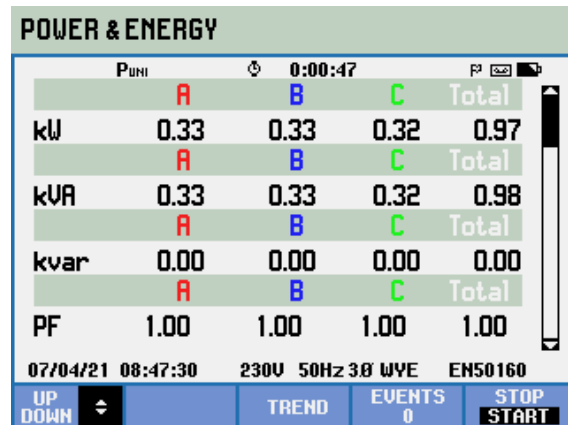
(d)

Figura 6.7 - Resultados experimentais do controlo de corrente Proporcional Ressonante: (a) formas de onda das correntes; (b) espectro harmónico da corrente da fase A (i_{Sa}); (c) espectro harmónico da corrente da fase B (i_{Sb}); (d) espectro harmónico da corrente da fase C (i_{Sc}).

De igual forma ao teste anterior foram calculadas as potências em questão neste sistema, representadas na Figura 6.8, comprovando-se que o fator de potência neste teste é unitário.



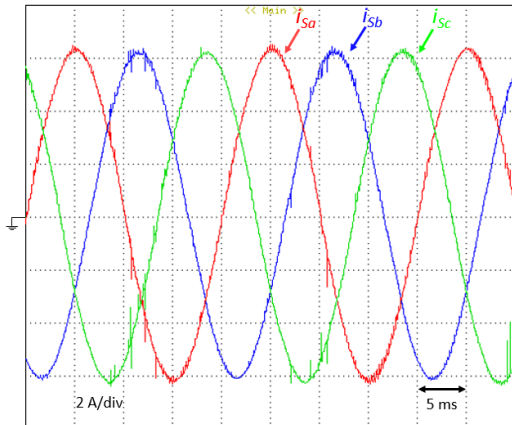
(a)



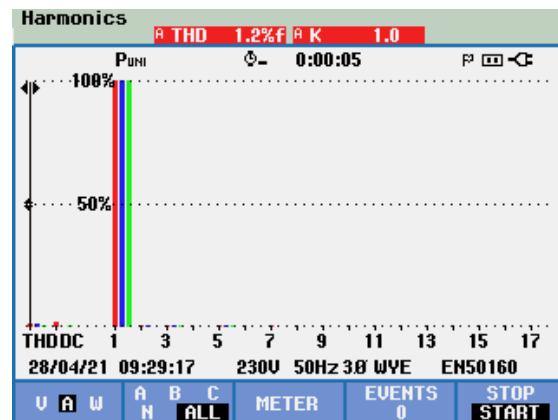
(b)

Figura 6.8 - Resultados experimentais do controlo de corrente Proporcional Ressonante: (a) forma de onda da tensão da fase A (v_{sa}) e da corrente da fase A (i_{sa}); (b) potência ativa, aparente, reativa e fator de potência do sistema.

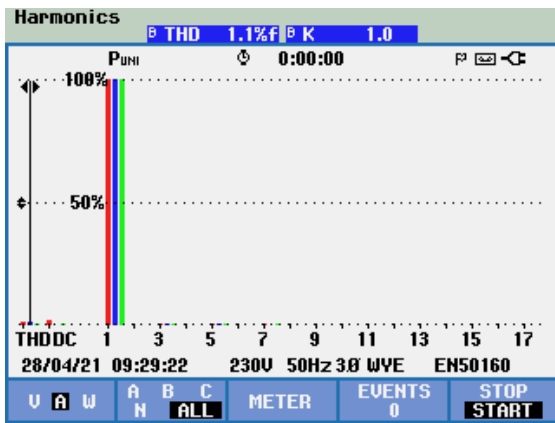
Por último, foi utilizado o algoritmo de controlo de corrente preditivo. Na Figura 6.9 estão representadas as formas de onda das três correntes sintetizadas e os respetivos espectros harmónicos. As correntes geradas apresentam uma THD% de 1,1 %.



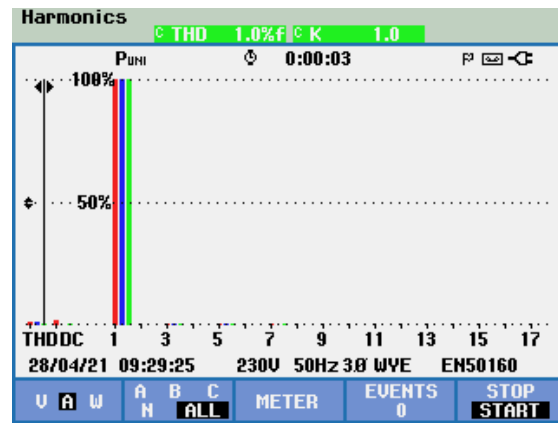
(a)



(b)



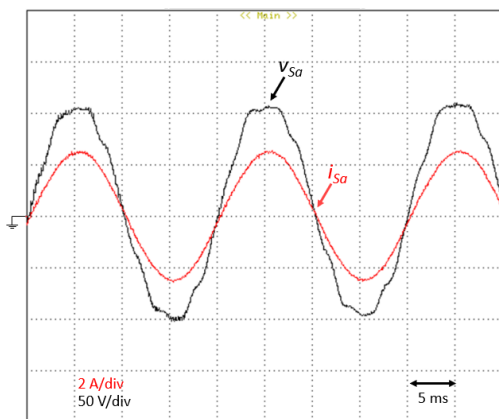
(c)



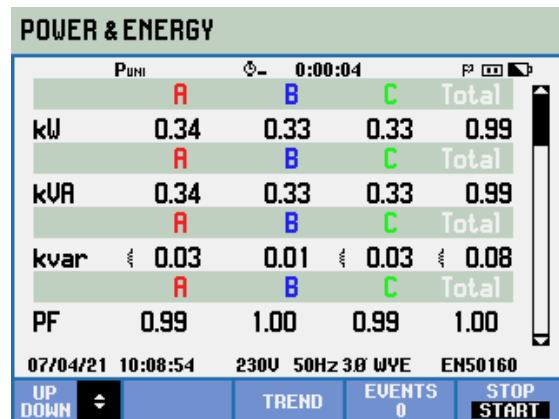
(d)

Figura 6.9 - Resultados experimentais do controlo de corrente Preditivo: (a) formas de onda das correntes; (b) espectro harmónico da corrente da fase A (i_{sa}); (c) espectro harmónico da corrente da fase B (i_{sb}); (d) espectro harmónico da corrente da fase C (i_{sc}).

Na Figura 6.10 é possível observar que, tal como nos casos anteriores, a corrente sintetizada para cada fase do sistema eléctrico se encontra em fase com a respetiva tensão, resultando num fator de potência unitário da instalação.



(a)



(b)

Figura 6.10 – Resultados experimentais do controlo de corrente Preditivo: (a) forma de onda da tensão da fase A (v_{sa}) e da corrente da fase A (i_{sa}); (b) potência ativa, aparente, reativa e fator de potência do sistema.

O condicionador ativo série foi integrado num iUPQC associado a sistemas de produção de energia. Assim, caso a produção de energia seja superior ao consumo da microrrede e o sistema de armazenamento de energia esteja perto de atingir a capacidade máxima, é necessário injetar o excedente de energia na rede eléctrica.

Na Figura 6.11 (a) estão representadas as formas de onda da tensão e corrente da fase A da rede elétrica. Estas encontram-se em oposição de fase sendo que o conversor está a transferir energia para a rede elétrica, dada a posição do sensor de corrente. Na Figura 6.11 (b) pode observar-se as potências em causa. Está a ser transferida uma potência de 1 kW para a rede elétrica sendo que o sistema possui um fator de potência unitário, tal como era esperado num conversor responsável por mitigar problemas de QEE. Estes resultados foram obtidos com o controlo de corrente PR e usando os ganhos anteriormente apresentados.

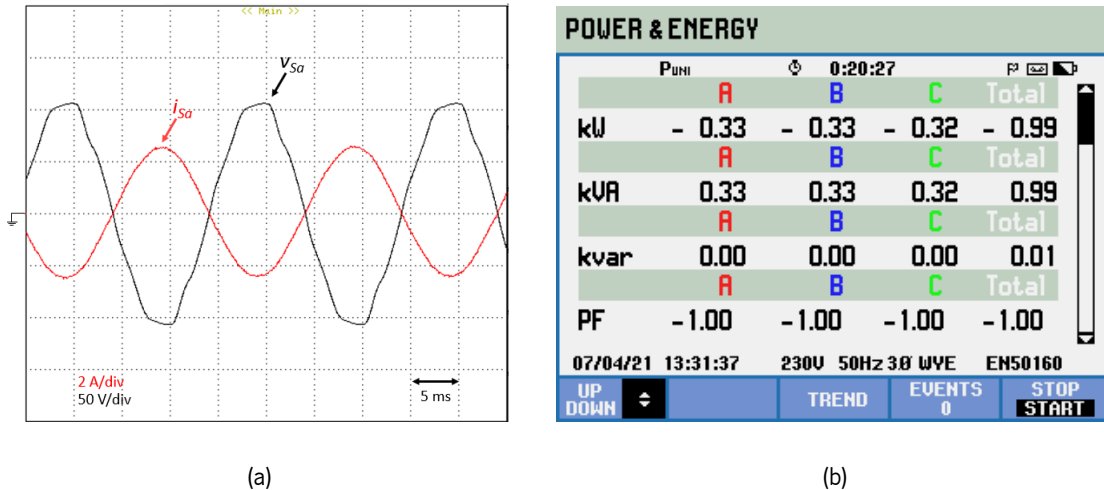


Figura 6.11 – Injeção de energia na rede elétrica com controlo de corrente PR: (a) forma de onda da tensão da fase A (v_{sa}) e da corrente da fase A (i_{sa}); (b) potência ativa, aparente, reativa e fator de potência da instalação.

De forma a facilitar a compreensão dos resultados anteriormente expostos e ser possível tirar conclusões acerca dos mesmos, foi elaborada a Tabela 6.2. Nesta é possível observar que, no que diz respeito a THD%, os três algoritmos apresentam distorções harmónicas baixas, dada a distorção harmónica da tensão da rede. No que diz respeito à dificuldade de implementação prática, o algoritmo preditivo é o que requer mais esforço tendo em conta o ajuste do modelo do sistema. Quanto aos restantes algoritmos, o seu ajuste na prática depende diretamente dos dois ganhos associados a cada um deles. Com a ajuda de simulações e da visualização de certas variáveis resultantes dos cálculos dos algoritmos enviadas para DAC e visualizadas no osciloscópio, foi possível ajustar esses valores de forma a obter os resultados acima apresentados.

Tabela 6.2 - Comparação dos resultados obtidos com a utilização de algoritmos de controlo de corrente com base na sua implementação prática.

Resultado	Proporcional Integral	Proporcional Ressonante	Preditivo
THD%	1,2 %	1,3 %	1,1 %
Dificuldade de Implementação Prática	Moderada	Moderada	Elevada

6.4 Resultados Experimentais do Conversor de Interface com Módulos Solares Fotovoltaicos

Na Figura 6.12 está representado o esquema elétrico da montagem efetuada. Os IGBTs S_1 e S_2 encontram-se sempre desligados sendo apenas utilizados os díodos em antiparalelo. Estes apenas foram aplicados pois assim todo o iUPQC usa os mesmos módulos de IGBTs (SKM100GB12T4) descritos no subcapítulo 5.4.1. Adicionalmente, facilita a montagem dos restantes componentes, o que não aconteceria se os módulos associados a este conversor fossem diferentes.

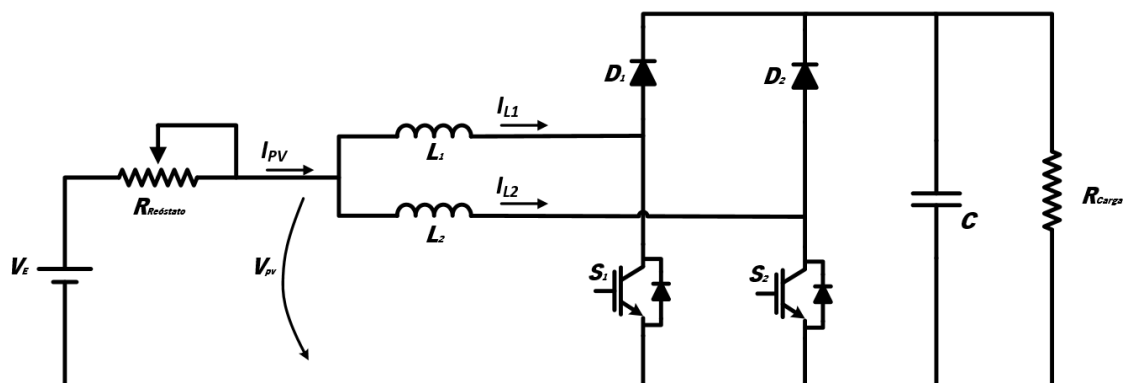


Figura 6.12 - Esquema elétrico da montagem para ensaio do conversor de interface com os módulos solares fotovoltaicos.

Durante os ensaios laboratoriais foi utilizado um reóstato ($R_{reostato}$) de 100Ω , duas bobinas com núcleo de ferro laminado (L_1 e L_2) com um valor indutância de $2,23 \text{ mH}$ e uma resistência de carga (R_{carga}) de $26,6 \Omega$.

Segundo o princípio da máxima transferência de potência, o sistema está no ponto de máxima potência quando a tensão do reóstato ($V_{reostato}$) é igual à tensão de entrada do conversor (V_{pv}) [45]. Com a variação a resistência do reóstato, a corrente de entrada do circuito varia. Assim, o algoritmo de MPPT tem de ser capaz de convergir as duas tensões com a variação do *duty-cycle* do sinal aplicado às *gates* dos IGBTs.

Inicialmente foi testada a montagem em malha aberta. Foi aplicado um *duty-cycle* fixo de 50 %. Ao analisar as variáveis medidas (V_{pv} , I_{L1} , I_{L2}) constatou-se que os sinais medidos apresentavam uma quantidade de ruído eletromagnético elevada. Para minimizar o impacto desse ruído nos algoritmos de controlo, foram aplicadas médias deslizantes a cada um dos três sinais medidos. Na Figura 6.13 (a) estão representadas as correntes de cada braço do conversor CC-CC *boost* em topologia *interleaved* em função do sinal de PWM do IGBT S_1 . Estas foram medidas utilizando uma pinça de corrente CC com uma escala de 100 mV/A. Na Figura 6.13 (b) está representada a tensão de entrada ($V_{entrada}$) e a tensão de saída ($V_{saída}$) do conversor, verificando-se assim o correto funcionamento do conversor.

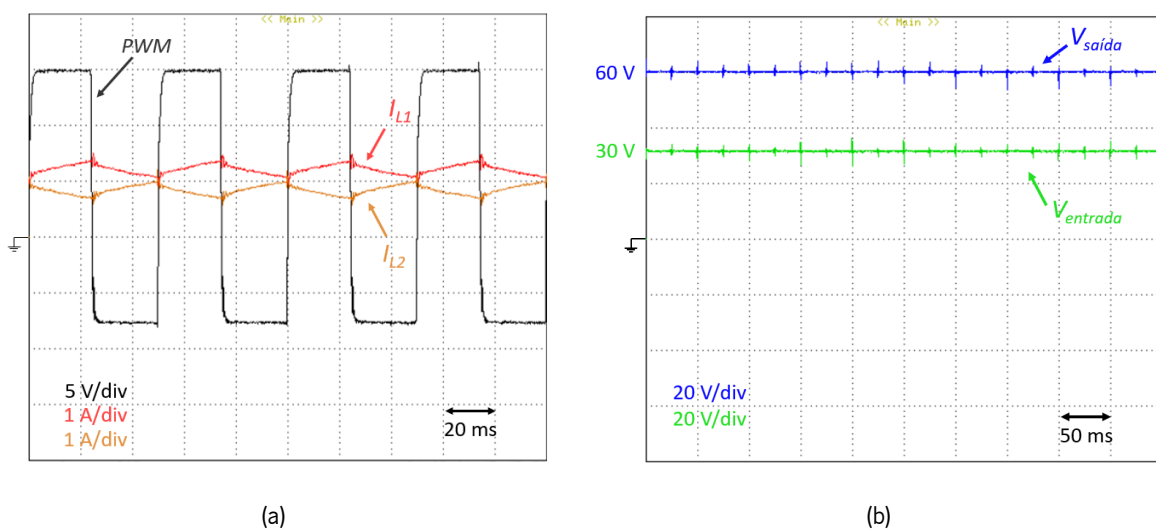


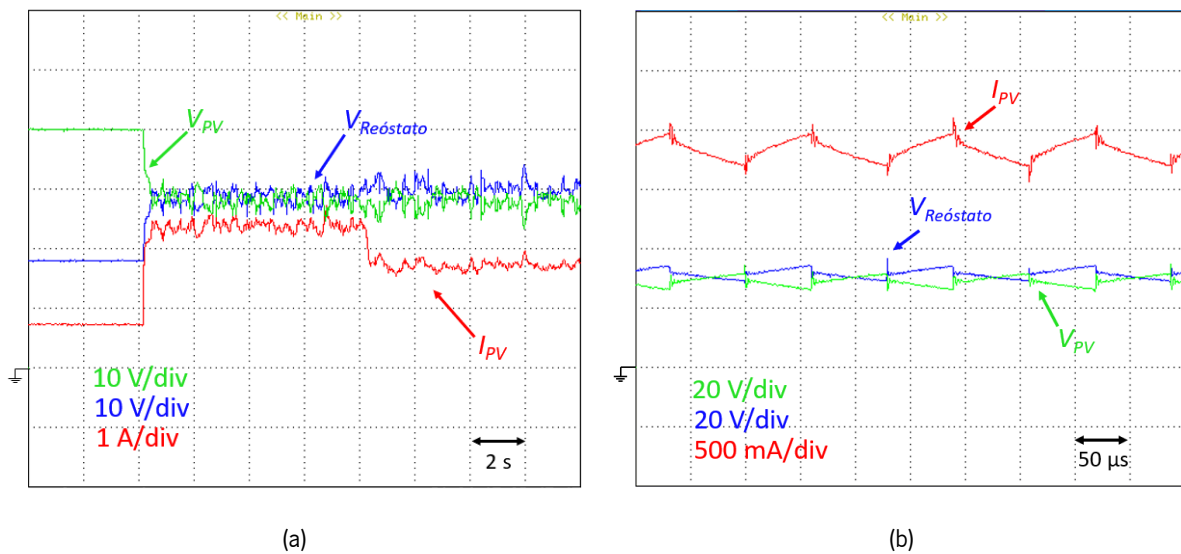
Figura 6.13 – Resultados experimentais do conversor de interface com os módulos solares fotovoltaicos em malha aberta: (a) corrente em cada braço do conversor (I_{L1} e I_{L2} 1 A/divisão) em função do sinal de PWM do IGBT S_1 ; (b) tensão de entrada e tensão de saída do conversor (20 V/divisão).

Na Figura 6.13 (a) é possível observar que as correntes não estão equilibradas. Isso deve-se ao facto de os componentes utilizados possuírem parâmetros ligeiramente diferentes. Assim foi necessário implementar um algoritmo de controlo que permita equilibrar a corrente de cada braço do conversor.

Na Figura 6.14 estão representados os resultados experimentais em malha fechada com a aplicação do algoritmo de MPPT de P&O utilizando a topologia convencional (um braço) e a topologia *interleaved* (dois braços). Em ambos os casos, a frequência de amostragem é de 40 kHz e a frequência de atualização do algoritmo de MPPT de 400 Hz. Foi utilizada uma frequência de atualização do algoritmo de MPPT devido ao facto da variação da radiação e temperatura dos módulos solares fotovoltaicos serem fenómenos relativamente lentos.

Na Figura 6.14 (a) está representado o regime transitório associado à topologia convencional. Foi utilizado um incremento de 40 unidades uma vez que a portadora utilizada no DSC possui uma amplitude de 3750 unidades. Aos 4 segundos o algoritmo de controlo foi iniciado, colocando-se $10\ \Omega$ no reóstato. Aos 12 segundos a resistência do reóstato foi alterada para $15\ \Omega$, verificando-se o ajuste do *duty-cycle* de forma a que as tensões se mantenham próximas, comprovando o correto funcionamento do sistema. Na Figura 6.14 (b) está representada a tensão do reóstato ($V_{reóstato}$) e a tensão à entrada do conversor ($V_{entrada}$), além da corrente de entrada do conversor (I_{PV}), em regime permanente.

Na Figura 6.14 (c) estão representados os resultados experimentais em regime transitório da *topologia interleaved*. A aplicação do algoritmo PI acima descrito permite equilibrar as correntes em cada braço do conversor CC-CC. Além disso, esta topologia permite que a corrente de entrada total possua *ripple* consideravelmente menor comparativamente com a topologia *boost* convencional, uma vez que a corrente total será a soma da corrente I_{L1} e I_{L2} . Na Figura 6.14 (d) é mais perceptível o facto de a frequência de comutação do conversor com dois braços passar para o dobro, uma vez que os braços comutam de forma alternada. Assim, a corrente de entrada do conversor possui menos *ripple*.



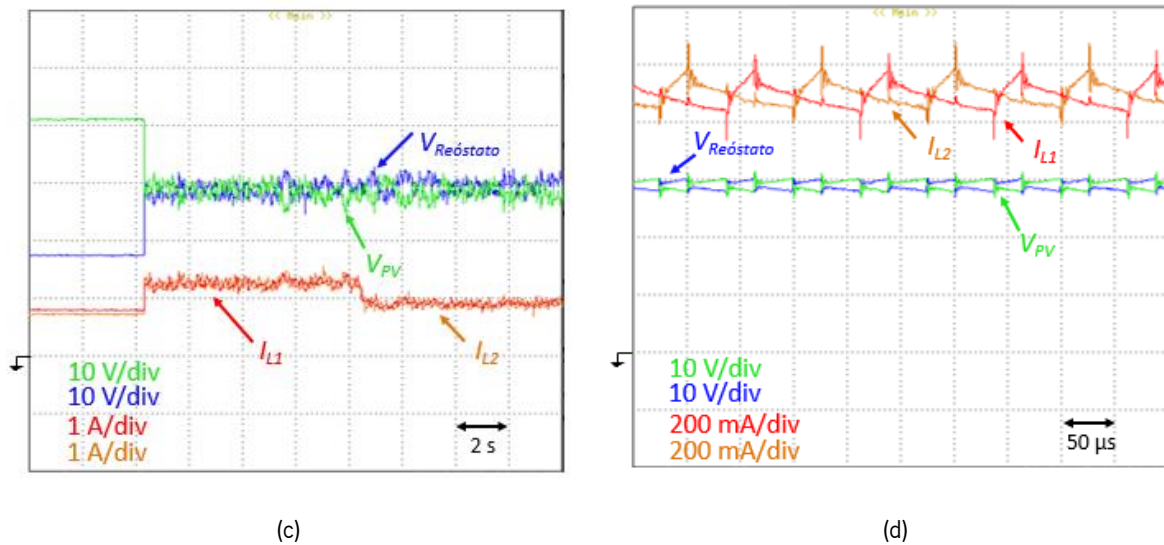


Figura 6.14 - Resultados experimentais do conversor de interface com os módulos solares fotovoltaicos utilizando em malha fechada: (a) topologia convencional regime transitório; (b) a topologia convencional regime permanente; (c) a topologia *interleaved* em regime transitório; (d) a topologia *interleaved* em regime permanente.

6.5 Resultados Experimentais do iUPQC

Após validar cada um dos conversores e algoritmos de controlo individualmente, procedeu-se à integração de todos eles no iUPQC completo. Neste subcapítulo estão apresentados e descritos os resultados experimentais como iUPQC. Na Figura 6.15 está representado o esquema elétrico do iUPQC. Este equipamento é constituído pelos seguintes conversores:

- **Condicionador ativo série:** controlo de corrente;
- **Condicionador ativo paralelo:** controlo de tensão;
- **Conversor CC-CC unidirecional:** interface com o sistema fotovoltaico;
- **Conversor CC-CC bidirecional:** interface com o sistema de armazenamento de energia;
- **Braço de IGBTs auxiliar:** equilíbrio das tensões nas duas metades do barramento CC.

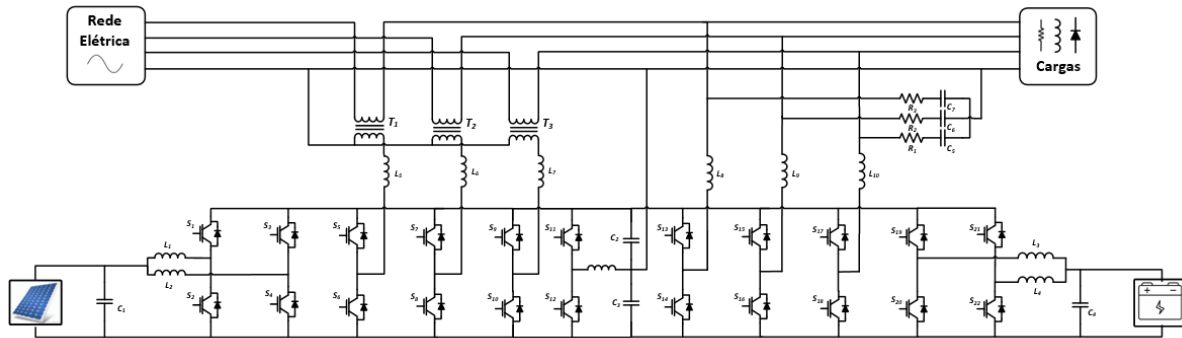
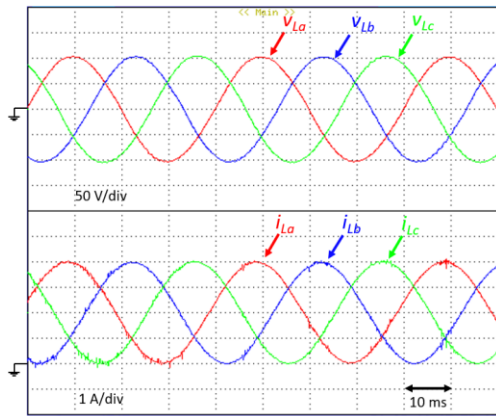


Figura 6.15 - Esquema elétrico do iUPQC.

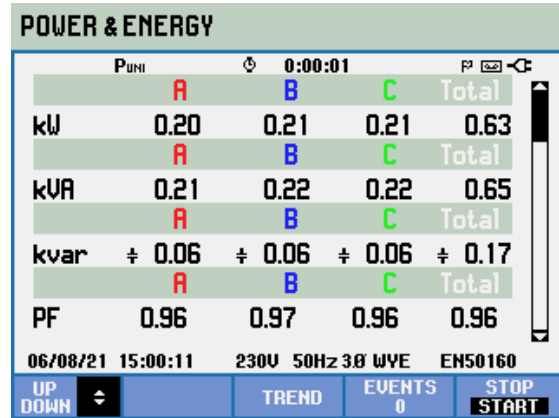
Foram utilizados algoritmos de controlo PR quer para o controlo de tensão, quer para o controlo de corrente do iUPQC.

6.5.1 Modo Isolado

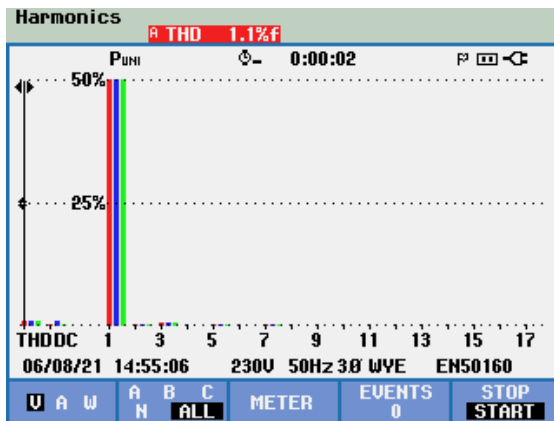
Na Figura 6.16 estão representadas as formas de onda da tensão e da corrente das cargas da microrrede bem como as THD% correspondentes e as potências consumidas pela microrrede. As cargas apresentam uma potência aparente de 650 VA, sendo esta potência praticamente toda potência ativa uma vez que as cargas são predominantemente resistivas. Apesar disso, as cargas utilizadas têm uma parte capacitiva, consumindo cerca de 170 VAR, tornando o fator de potência do sistema 0,96. No que diz respeito à distorção harmónica, o condicionador ativo paralelo consegue sintetizar tensões com 1,1 % de THD%. Como a carga é linear, a forma de onda da corrente é semelhante à forma de onda da tensão. Consequentemente, as THD% da tensão e da corrente são semelhantes (a rondar os 1 %). que diz respeito ao sistema solar fotovoltaico, foi utilizado o algoritmo P&O previamente testado individualmente.



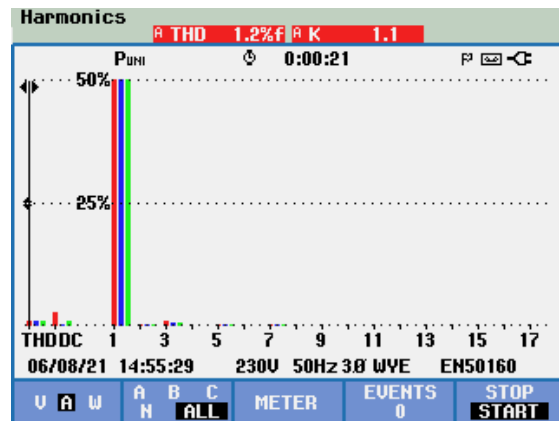
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 6.16 – Microrrede com cargas lineares no modo isolado: (a) tensões e corrente das cargas; (b) potências e fator de potência; (c) THD% das tensões; (d) THD% das correntes.

Tal como visto anteriormente, no modo de operação isolado, a energia dos módulos solares fotovoltaicos e das baterias alimentam na totalidade a microrrede. Na Figura 6.17 estão representadas as tensões e correntes associadas ao sistema solar fotovoltaico e a corrente associada ao sistema de armazenamento de energia. O sistema solar fotovoltaico está a produzir aproximadamente 60 W. Como é possível observar, o conversor associado às baterias atualiza a corrente de referência assim que o sistema solar fotovoltaico é ativado.

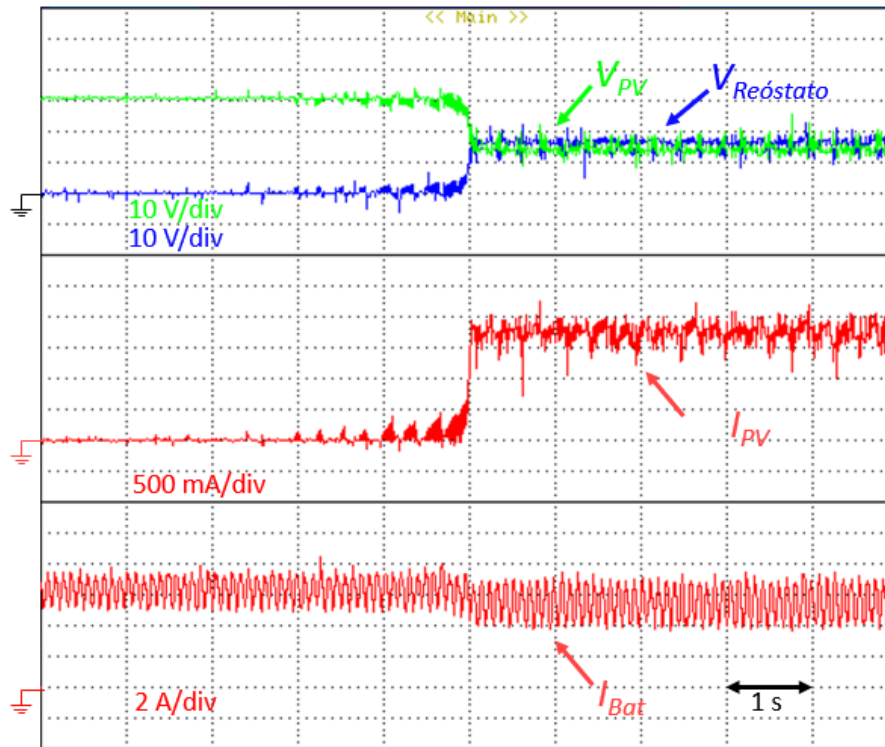


Figura 6.17 – Relação entre a energia produzida pelo sistema solar fotovoltaico e a energia fornecida pelas baterias.

Uma vez que o iUPQC é um equipamento que deve funcionar bem independentemente do tipo de cargas a utilizar, foi realizado um ensaio com uma carga não-linear. Assim foi utilizado um retificador a diodos trifásico com filtro C e carga R, cujo esquema elétrico está representado na Figura 6.18. Este é composto por um conjunto de condensadores que perfazem um total de $705 \mu\text{F}$ e uma resistência de 53Ω do lado CC, com três bobinas de acoplamento de $2,28 \text{ mH}$.

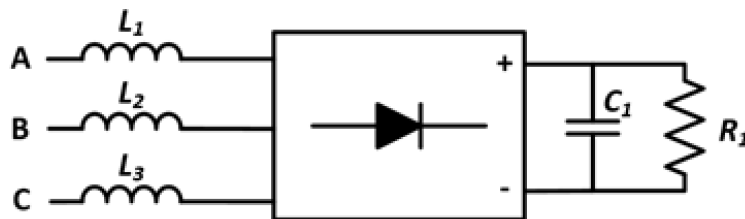
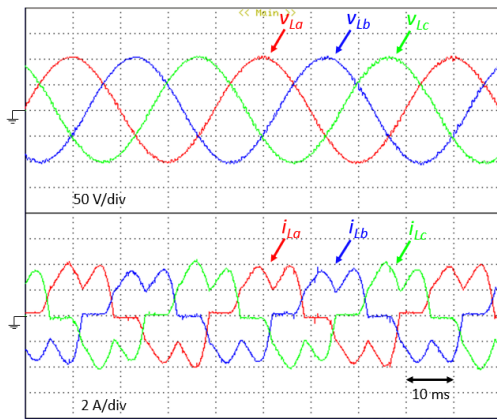
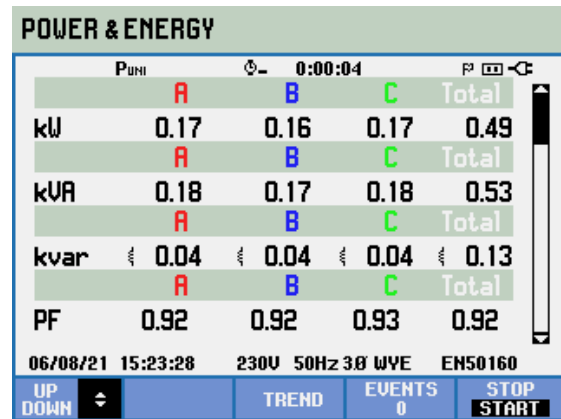


Figura 6.18 - Carga não-linear usada nos ensaios do iUPQC.

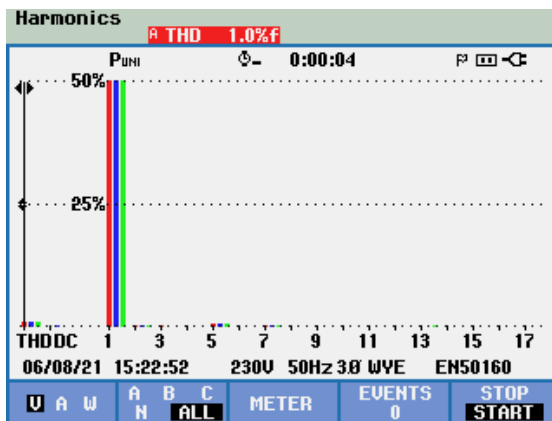
Esta carga consome correntes distorcidas, com uma THD% de 32 %, como se pode observar na Figura 6.19. A carga consome cerca de 530 VA com um fator de potência de 0,92. No que diz respeito às tensões, o condicionador ativo paralelo continua a sintetizar tensões com elevados padrões de QEE. Isto comprova que, apesar de a carga ser não-linear, o seu bom desempenho mantém-se.



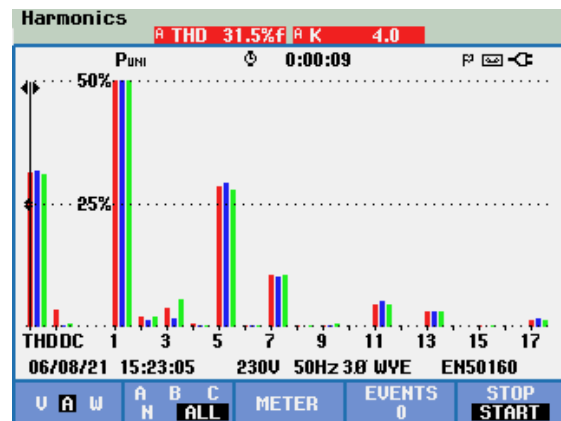
(a)



(b)



(c)



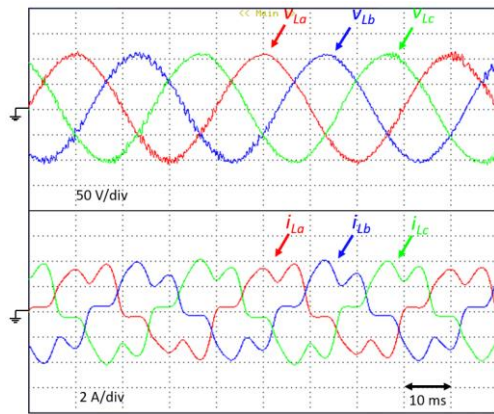
(d)

Figura 6.19 – Microrrede com cargas não-lineares: (a) tensões e corrente das cargas; (b) potências e fator de potência; (c) THD% das tensões; (d) THD% das correntes.

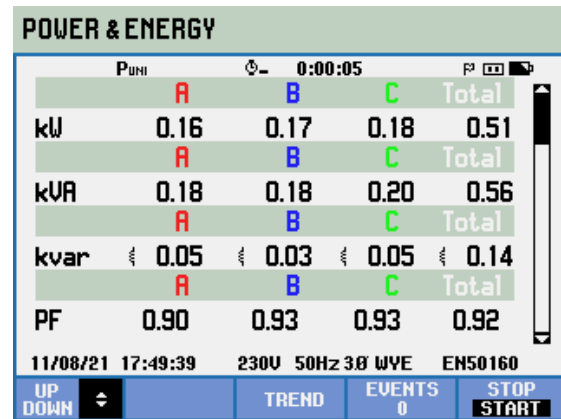
6.5.2 Modo Normal

Neste modo de operação, todos os conversores iUPQC operam simultaneamente. Tal como referido anteriormente, a potência que é necessário extrair da rede elétrica é obtida através da subtração da potência extraída dos módulos solares fotovoltaicos à potência das cargas. As baterias, juntamente com seu conversor CC-CC, são responsáveis por regular a tensão do barramento CC em 800 V à tensão nominal, 400 V durante os ensaios realizados com uma tensão de 75 V. Além disso, um braço IGBT auxiliar é usado para equilibrar a tensão entre os dois estágios do barramento CC (cada um com 400 V na tensão nominal, 200 V nos ensaios realizados).

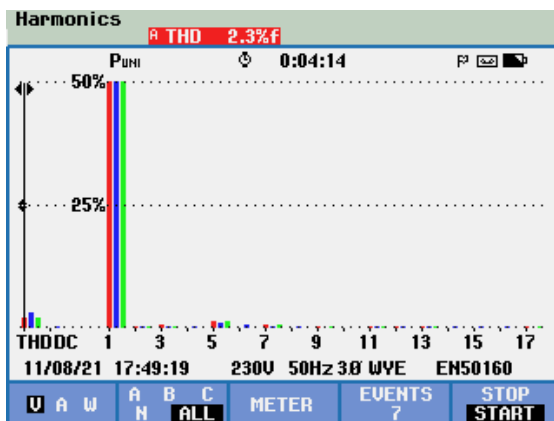
Na Figura 6.20 estão apresentadas as formas de onda do lado da carga, ou seja, na microrrede, do modo normal utilizando cargas não-lineares. O condicionador ativo paralelo produz tensões com uma THD% de 2,3 %.



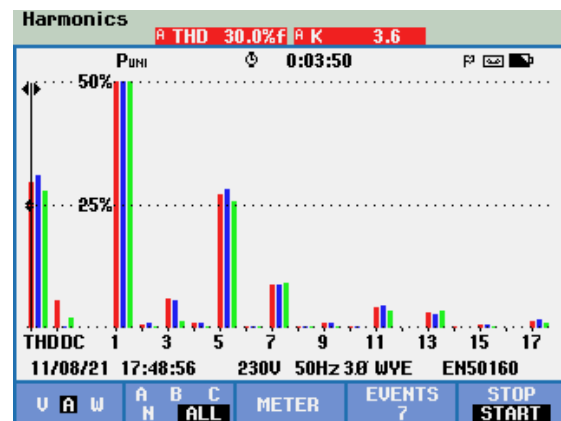
(a)



(b)



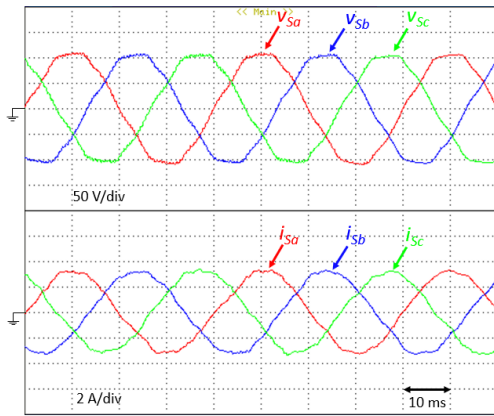
(c)



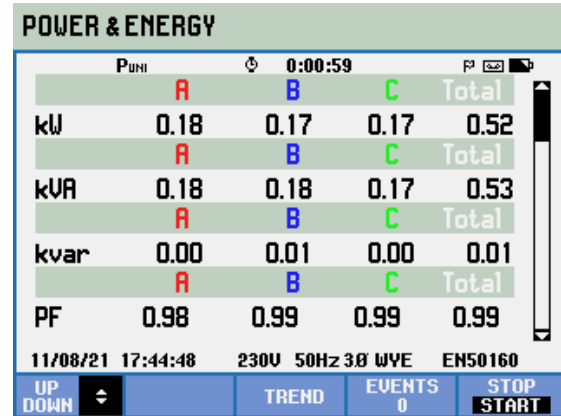
(d)

Figura 6.20 – Formas de onda do lado das cargas com cargas não-lineares no modo normal: (a) tensão e corrente; (b) potências e fator de potência; (c) THD% das tensões; (d) THD% das correntes.

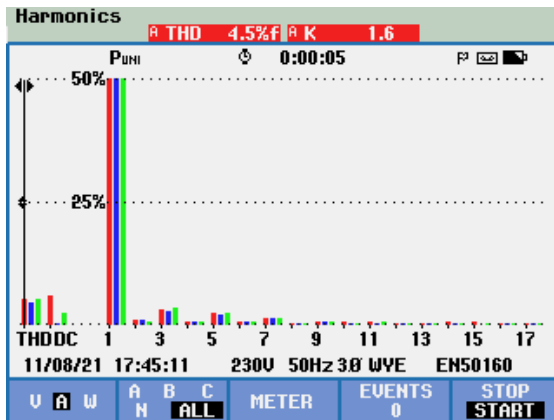
Na Figura 6.21 estão representadas as formas de onda do lado da rede elétrica. As correntes sintetizadas pelo condicionador ativo série possuem uma THD% de 3,3 %. O funcionamento dos conversores todos do iUPQC produzem ruído eletromagnético que se reflete no funcionamento do condicionador ativo série. De forma a minimiza-las, foram ajustados ganhos do algoritmo de controlo de corrente PR com modulação SPWM. Esse ajuste prejudicou a forma de onda das correntes. Apesar disso, o fator de potência da instalação é praticamente unitário e o THD% da corrente da rede em relação ao THD% da corrente do lado da carga é diminuído.



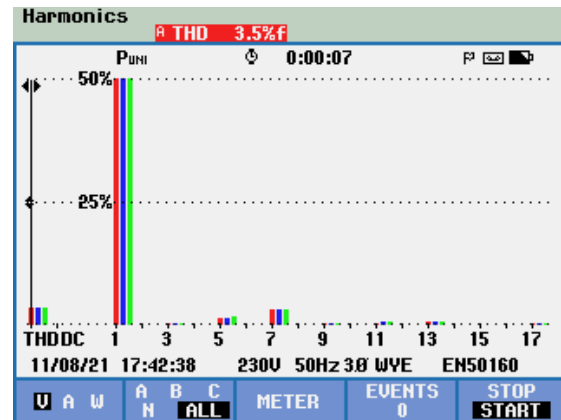
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 6.21 – Formas de onda do lado da rede elétrica com cargas não-lineares no modo normal: (a) tensão e corrente; (b) potências e fator de potência; (c) THD% das tensões; (d) THD% das correntes.

No caso de as baterias estarem perto de ficarem descarregadas, o condicionador ativo série tem de extrair mais energia da rede elétrica de forma a poder carrega-las. Na Figura 6.22 está representado um resultado prático do carregamento das baterias. Quando é dada a ordem de carregar as baterias, o condicionador ativo série aumenta a amplitude de referência das correntes da rede elétrica. Nesse instante, a corrente das baterias começa a decrescer. O algoritmo de controlo associado às baterias, e que regula o barramento CC, demora cerca de 2 ciclos da rede a inverter a polaridade da corrente das baterias. Uma vez que a capacidade do barramento CC é elevada, a sua tensão não sobe demasiado, sendo estabilizada assim que a corrente das baterias estabiliza. A corrente das baterias possui uma ondulação elevada na parte inicial do carregamento, enquanto os algoritmos não estabilizam. Apesar disso, é possível validar que o iUPQC consegue carregar as baterias enquanto funciona no modo de operação normal.

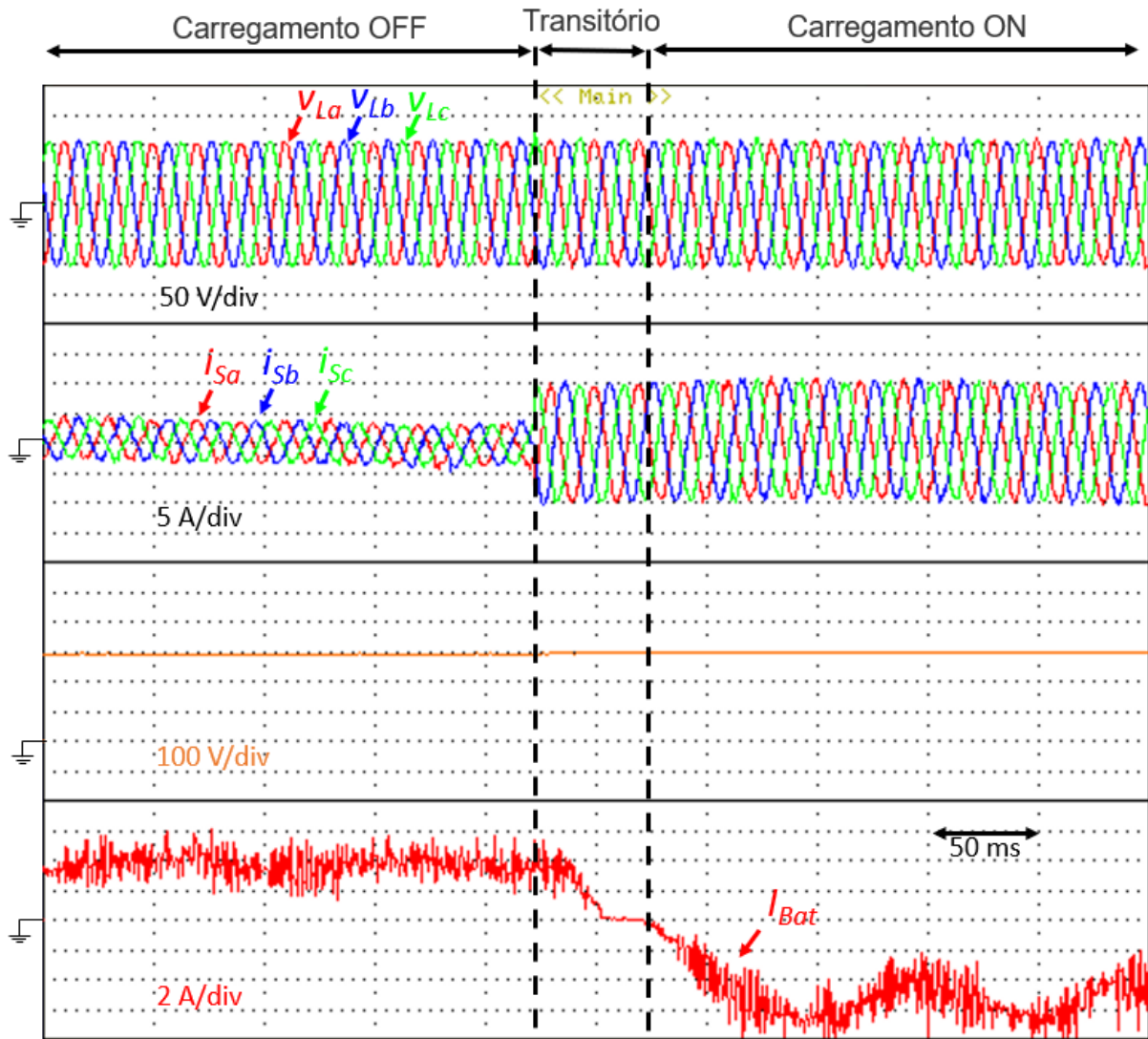


Figura 6.22 - Carregamento das baterias no modo normal de energia.

6.6 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais deste trabalho de dissertação de mestrado. Começou-se por apresentar os resultados associados ao algoritmo de sincronismo. Foram obtidos bons resultados uma vez que o algoritmo sintetiza sinais com uma distorção baixa. Além disso, a resposta em regime transitório é rápida, tendo-se conseguido um bom balanço entre regime transitório e regime permanente com os ganhos escolhidos.

Em seguida foram apresentados os resultados associados à montagem condicionador ativo série de forma isolada. A transferência de energia de uma rede trifásica para outra permitiu obter bons resultados, sendo que o conversor sintetizou correntes com THD% de 1 %. Os algoritmos PI e PR produziram resultados semelhantes, tal como era de esperar após as simulações computacionais. Na componente prática, o algoritmo de controlo Preditivo foi mais difícil de ajustar comparativamente com a simulação uma vez que os componentes práticos nunca são ideais, sendo difícil obter um bom modelo do sistema em questão.

Para o ensaio experimental do conversor associado ao sistema fotovoltaico foi utilizada uma montagem que emula o funcionamento de um módulo solar fotovoltaico. Com a aplicação do algoritmo P&O foi possível fazer o sistema convergir para o ponto de máxima potência. O equilíbrio das correntes nos dois braços do conversor *interleaved* foi feita através de um algoritmo PI.

Por fim, todos os conversores foram integrados no iUPQC trifásico. Inicialmente foi efetuada a montagem em modo isolado. O condicionador ativo paralelo sintetizou tensões com elevados padrões de QEE, com THD% de 1 %. Neste modo a gestão de energia do sistema é feita pelo conversor associado às baterias sendo que o conversor associado aos módulos solares fotovoltaicos extrai sempre a máxima potência. No modo normal surgiram alguns problemas que influenciaram a qualidade das ondas sintetizadas pelos condicionadores. Nas tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo é possível observar uma ressonância, o que aumentou o seu THD% para 2,3 %. O condicionador ativo série foi o mais prejudicado, tendo-se observado uma interferência eletromagnética elevada numa fase inicial. O problema foi minimizado com o ajuste dos parâmetros do sistema, refletindo-se na forma de onda das correntes. Também foi testado o funcionamento do carregamento das baterias quando o equipamento se encontra no modo normal, apresentando problemas de ondulação da corrente das baterias após a transição de estado.

Capítulo 7

Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro

7.1 Conclusões

Neste documento de dissertação de mestrado é descrito e explicado o desenvolvimento e integração de um condicionador ativo série num iUPQC trifásico com interface otimizada com energias renováveis aplicado a uma microrrede.

No Capítulo 1 são abordadas as temáticas em estudo neste trabalho de dissertação de mestrado. São apresentados os principais problemas de QEE e é discutido o panorama energético atual, orientado para a energia solar fotovoltaica. Desta análise foi possível concluir que os problemas de QEE podem causar prejuízos económicos avultados, o que faz com que o estudo de soluções que mitiguem estes problemas muito relevante. No que diz respeito às fontes de energia renováveis, com especial ênfase nos sistemas solares fotovoltaicos, ficou clara a tendência de aumento da aposta nestas fontes de energia. O aumento do consumo de energia e ao aumento da preocupação com as alterações climáticas realçam a importância destes sistemas de produção de energia. Por fim, neste capítulo são descritas as microrredes. Estas podem ser usadas como uma ferramenta de integração destes sistemas de produção de energia alternativos no sistema elétrico. Com este capítulo podemos concluir que, atualmente, a QEE é um dos fatores mais importantes nos sistemas elétricos e que o panorama energético tem vindo a mudar nos últimos anos, notando-se um claro aumento da aposta nas fontes de energia renováveis.

Em seguida são abordados os sistemas de produção e regulação de energia elétrica no Capítulo 2. Esta análise é focada nos sistemas solares fotovoltaicos e nos condicionadores ativos de potência, sendo estes os objetos de estudo deste trabalho. As energias renováveis têm sido foco nas últimas décadas dada a grande procura de fontes de energia alternativas à queima de combustíveis fósseis. A energia solar fotovoltaica tem sido uma grande aposta nos últimos anos dada a sua simples e prática implementação. As células solares fotovoltaicas monocristalinas dominam o mercado atual dada a sua relação custo/benefício, possuindo rendimento na ordem dos 20 %. Contudo, existem cada vez mais topologias de células solares fotovoltaicas tornando o mercado cada vez mais competitivo.

Os condicionadores ativos de potência são dispositivos capazes de mitigar problemas de QEE. Inicialmente são apresentados o condicionador ativo série e condicionador ativo paralelo que, usualmente, mitigam problemas de tensão e corrente, respetivamente. Para resolução de problemas relacionados com a falta de energia, as soluções mais utilizadas são as UPS. Estes equipamentos são amplamente usados nas alimentações de equipamentos sensíveis (como computadores sem baterias incorporadas) de forma a prevenir falhas de energia. Por fim, neste capítulo é descrito o UPQC, um conversor de eletrónica de potência que tira proveito das capacidades do condicionador ativo série e do condicionador ativo paralelo, integrando ambos os condicionadores num só, com a partilha do mesmo barramento CC.

O Capítulo 3 foca-se na análise dos conversores de eletrónica de potência que poderiam ser aplicados em trabalhos com o mesmo intuito do presente. Os conversores de eletrónica de potência CC-CC unidireccionais são apresentados neste documento dada a necessidade da sua utilização para a interface com os sistemas solares fotovoltaicos. Existem diversas topologias com diferentes características e diferentes graus de complexidade. Também são descritas as topologias de conversores CC-CA mais comuns como o condicionador ativo paralelo, geralmente utilizado para controlar tensão, e o condicionador ativo paralelo, geralmente utilizado para controlar corrente. Por fim, são descritos e analisados os algoritmos de controlo mais relevantes para este trabalho.

De forma a que um sistema solar fotovoltaico funcione bem, é necessário aplicar um algoritmo de MPPT. O algoritmo de Condutância Incremental e de Perturbação e Observação são os mais utilizados. Estes algoritmos são de fácil implementação e apresentam resultados práticos muito bons. Assim, a busca da máxima potência destes sistemas é feita através do ajuste do *duty-cycle* dos semicondutores do conversor CC-CC, através da utilização de um algoritmo de MPPT, cuja função é guiar o sistema para a operação no ponto de máxima potência.

No que diz respeito a técnicas de controlo de corrente para VSI são descritos cinco algoritmos: Histerese, *Periodic Sampling*, Proporcional Integral com Modulação SPWM, Proporcional Ressonante com Modulação SPWM e Preditivo com Modulação SPWM. Segundo a literatura, os últimos três algoritmos apresentam resultados interessantes do ponto de vista de THD%. A gestão do fluxo de energia em sistemas de com o intuito de mitigar problemas de QEE é feita recorrendo a técnicas de controlo como a Teoria FBD ou a Teoria p-q. Por fim, são descritos os algoritmos de sincronização com a rede eléctrica, essenciais para o correto funcionamento de equipamentos com este objetivo.

No Capítulo 4 são apresentados os resultados de simulação obtidos, sendo descritas as topologias utilizadas. Inicialmente foram simulados os conversores individualmente, de forma a facilitar o ajuste dos algoritmos de controlo. Nesta fase foi testado o algoritmo de sincronização recorrendo a uma montagem com um conjunto de cargas não-lineares. Estas cargas, ao consumirem correntes distorcidas, afetam a forma de onda da tensão da rede elétrica uma vez que estas correntes provocam uma queda de tensão na impedância de linha. Com este algoritmo validado, prosseguiu-se para a montagem do condicionador ativo série. Este, através da sintetização de correntes, é capaz de transferir energia de um sistema trifásico para outro, com elevados padrões de QEE. Nesta fase foi dada prioridade ao ajuste dos algoritmos de controlo de corrente de forma a obter níveis de THD% mais baixos, não comprometendo a resposta do conversor em regime transitório. O ajuste dos algoritmos de controlo de corrente PI e PR é bastante similar, ajustando os ganhos de forma a obter o melhor comportamento possível. O algoritmo de controlo de corrente preditivo é mais difícil de ajustar uma vez que é necessário aproximar o modelo do sistema aplicado à realidade. Apesar disto, este produziu resultados ligeiramente melhores que os dois controlos anteriores no que diz respeito a THD% (correntes com um THD% de 1,1 %).

O conversor de interface com os módulos solares fotovoltaicos foi, de igual forma, testado de forma individual. A energia foi extraída para um barramento CC perfeitamente regulado, uma vez que este conversor não será responsável pelo equilíbrio do mesmo. Nesta fase comprovou-se a correta extração da máxima potência em regime permanente, sem comprometer o tempo de resposta em regime transitório. O algoritmo de MPPT segue a referência de máxima potência apesar da variação de radiação imposta aos módulos solares fotovoltaicos. Além disso, foi ajustado o algoritmo de equilíbrio das correntes de cada braço do conversor de eletrónica de potência do tipo CC-CC *interleaved boost*.

Por fim, o condicionador ativo série e o conversor de interface com o sistema solar fotovoltaico foram integrados no iUPQC trifásico. O equipamento efetua a gestão de energia de forma eficiente, aproveitando sempre a energia extraída do sistema fotovoltaico. Além disso, este gera tensões e correntes com elevados padrões de QEE. Nesta simulação foram aplicados algoritmos PR quer para controlo de corrente quer para controlo de tensão. O controlo da tensão do barramento CC foi feito com a utilização do conversor de interface com as baterias associado a um algoritmo PI cuja entrada é a tensão total do barramento CC.

Foram simulados os dois modos de funcionamento principais do iUPQC: modo normal e modo isolado. No modo isolado, o condicionador ativo série está desligado, colocando o equipamento isolado da rede elétrica. O sistema conseguiu sintetizar tensões para a microrrede com uma THD% de 1,4 % apesar de o sistema ser desequilibrado e ter sido induzida uma variação brusca na potência consumida na

microrrede. Neste modo as baterias fornecem a potência de regulação do barramento CC e a potência necessária para alimentar as cargas, observando-se o ajuste da corrente das baterias quando é adicionada a carga não linear ao sistema. No modo normal, todos os conversores encontram-se em funcionamento. Foi possível concluir que o sistema se adapta bem às variações de potências consumidas pela microrrede, sendo que neste modo essa variação é compensada pelo condicionador ativo série e não pelas baterias. As correntes do lado da rede elétrica possuem um THD% de 1,9 %, o que implica uma melhoria relativamente às correntes consumidas pelas cargas.

No Capítulo 5 é descrito todo hardware associado ao protótipo experimental. Foram descritas todas as PCBs de controlo necessárias para a realização deste trabalho: ADC, DAC; placa de comando, sensores de tensão e corrente, placa de *driver* e placa de proteção dos IGBTs e o controlador utilizado. Durante a realização dos ensaios, foram feitas algumas alterações/ajustes no hardware de forma a facilitar a realização dos mesmos.

Por fim, o Capítulo 6 foram apresentados os resultados experimentais obtidos. Inicialmente foi testado o algoritmo de sincronismo. Todos os testes foram realizados com uma rede elétrica 75 V/50 Hz, sendo esta a entrada do algoritmo. A tensão da rede elétrica possui uma THD% de 4,3 % enquanto que os sinais sintetizados pelo algoritmo de sincronismo possuem uma THD% de 0,4 %. Assim, foi possível observar uma melhoria considerável no que diz respeito à distorção harmónica. Nesta fase concluiu-se que o algoritmo permite a sintetização de sinais perfeitamente sinusoidais apesar de os sinais de entrada estarem afetados por harmónicos, com um tempo de sincronização de cerca de 5 ciclos da rede elétrica (0,1 segundos).

Validado o algoritmo de sincronismo, procedeu-se à montagem individual de cada conversor. Os resultados obtidos para o funcionamento individual dos conversores comprovam o correto funcionamento dos algoritmos de controlo uma vez que se aproximam dos resultados obtidos com as simulações computacionais. Os três algoritmos de controlo de corrente aplicados (PI, PR e Preditivo) foram capazes de sintetizar correntes com uma THD% a rondar os 1 %. O ruído de comutação tem algum impacto nestes resultados. Esta fase foi possível transferir uma potência de 1 kW entre duas redes trifásicas, em qualquer sentido.

Para o teste do sistema solar fotovoltaico foi realizada uma montagem com um reóstato e uma fonte de CC. Assim, foi possível comprovar que o algoritmo de MPPT P&O associado ao conversor CC-CC funciona corretamente, fazendo convergir o sistema para o MPP em poucos segundos. A tensão aos terminais do reóstato e a tensão de entrada do conversor convergem com a aplicação do algoritmo de MPPT o que,

segundo o princípio da máxima transferência de potência, evidencia que o sistema se encontra a operar no ponto de máxima potência.

Na integração de todos os conversores no iUPQC completo foram aplicados algoritmos PR com modulação SPWM para controlo de corrente e de tensão. Nesta fase surgiram alguns problemas uma vez que o sistema estava a ser afetado por ressonâncias e problemas transitórios. No final foi possível colocar o iUPQC a funcionar corretamente no modo isolado e no modo normal. No modo isolado o equipamento é responsável por gerar as tensões de um sistema trifásico responsável por alimentar a microrrede, sendo que a energia consumida pela microrrede é proveniente do sistema solar fotovoltaico e das baterias. Foram usados dois tipos de cargas: lineares e não-lineares. Em ambos os casos o condicionador ativo paralelo foi capaz de produzir tensões com THD% a rondar os 1 %, comprovando-se que a corrente consumida pelas cargas não tem influência visível no desempenho deste conversor.

No modo normal os algoritmos associados aos condicionadores ativos série e paralelo necessitaram de um ajuste de ganhos relativamente à montagem individual uma vez que surgiram ressonâncias no sistema e o iUPQC não funcionava corretamente. O ajuste feito minimizou o problema da ressonância apesar de piorar os resultados em termos de QEE, especialmente os que estão associados ao condicionador ativo série (correntes do lado da rede elétrica). Na montagem feita com cargas não-lineares, o condicionador ativo paralelo produziu tensões com 2,3 % de THD% o que, comparativamente com os resultados obtidos no modo isolado, é um resultado pior. Apesar disso, estes resultados representam uma melhoria em relação às formas de onda das tensões da rede elétrica (3,5 %). No que diz respeito ao condicionador ativo série, as correntes produzidas possuem um THD% de 4,5 %, resultado inferior ao THD% das correntes consumidas pela carga não-linear usada (30 %).

Por fim, foi efetuado um teste do carregamento das baterias. Para este teste, o iUPQC opera no modo normal de forma a poder extrair energia suficiente da rede elétrica para carregar as baterias. Comprovou-se que é possível carregar as baterias com este equipamento, apesar de o método usado não ser o indicado uma vez que foi atribuída, diretamente, uma referência de potência de carregamento. Neste caso, a potência de carregamento das baterias deve ser incrementada de forma gradual, de forma a não criar transitórios indesejáveis. Os resultados obtidos nestes testes não foram os desejados uma vez que surgiram ondulações na corrente das baterias quando estas se encontravam a carregar. Apesar disso, a tensão da microrrede foi mantida com elevados padrões de QEE, tal como nos testes realizados previamente. A corrente do lado da rede elétrica ajustou o seu valor de forma a compensar a energia utilizada no carregamento das baterias.

7.2 Sugestões para Trabalho Futuro

O equipamento utilizado para o desenvolvimento desta dissertação de mestrado é complexo uma vez que, no modo de operação normal, possui cinco conversores a funcionar em simultâneo. Tendo em conta os resultados apresentados e as conclusões tiradas, é possível destacar as seguintes tarefas como trabalho futuro:

- Aumento das tensões de operação para as condições nominais da rede elétrica de baixa tensão (400 V / 50 Hz);
- Utilização de um conjunto de módulos solares fotovoltaicos, fazendo variar as condições externas aplicadas aos mesmos (sombra parcial ou total);
- Implementação de algoritmos de MPPT mais complexos de forma a melhorar os resultados em regime transitório (algoritmos mais rápidos) e em regime permanente (algoritmos que apresentem menor variação em torno do MPP);
- Melhorar resultados transitórios e ruídos que surgiram no desenvolvimento deste projeto, especialmente no modo de operação normal do iUPQC;
- Estudo das possíveis causas das ressonâncias que surgiram na integração de todos os conversores no iUPQC. Estas levaram a um ajuste dos ganhos do controlador de forma a minimizar o seu efeito, prejudicando os resultados dos conversores no que diz respeito a QEE;
- Ensaio do equipamento sob problemas de QEE comuns em equipamentos ligados à rede elétrica, como sobretensões e subtensões;
- Implementação de uma interface gráfica que facilite a utilização do equipamento por parte do utilizador.

Referências

- [1] S. Jolhe, M. Karalkar, and G. Dhokane, "Smart Grid and Power Quality (PQ) Issues," *2016 Online International Conference on Green Engineering and Technologies (IC-GET)*, 2016, doi: 10.1109/GET.2016.7916614.
- [2] J. S. Martins, C. Couto, and J. L. Afonso, "Qualidade de Energia Eléctrica," *Revista O Electricista*, 2003.
- [3] C. Patrão, J. Delgado, A. T. de Almeida, and P. Fonseca, "Power Quality Costs Estimation in Portuguese Industry," *11th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, pp. 1–6, 2011, doi: 10.1109/EPQU.2011.6128961.
- [4] Cenelec, "EN 50160 - Voltage Characteristics of Electricity Supplied by Public Distribution Networks," 2010.
- [5] R. Bayindir, M. Yesilbudak, and S. Ermis, "Standards-Based Investigation of Voltage Dips and Voltage Imbalances in an Organized Industrial Zone," *2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, pp. 476–481, 2016, doi: 10.1109/EPEPMC.2016.7752043.
- [6] S. Vlahinic, D. Brnobic, and N. Stojkovic, "Indices for Harmonic Distortion Monitoring of Power Distribution Systems," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, no. 5, pp. 1771–1777, 2009, doi: 10.1109/IMTC.2008.4547072.
- [7] L. Cividino, "Power Factor, Harmonic Distortion; Causes, Effects and Considerations," in *[Proceedings] Fourteenth International Telecommunications Energy Conference-INTELEC'92*, 1992, pp. 506–513, doi: 10.1109/INTLEC.1992.268395.
- [8] L. Lin, J. Wang, and W. Gao, "Effect of Load Power Factor on Voltage Stability of Distribution Substation," in *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2012, pp. 1–4, doi: 10.1109/PESGM.2012.6345690.
- [9] F. M. Guangul and G. T. Chala, "Solar Energy as Renewable Energy Source: SWOT Analysis," *2019 4th MEC International Conference on Big Data and Smart City (ICBDSC)*, 2019, doi: 10.1109/ICBDSC.2019.8645580.
- [10] U. Muntwyler, "Towards 100% Renewable Energy Supplies," *2015 Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2015, doi: 10.1109/EVER.2015.7113000.
- [11] A. Jäger-Waldau, T. Huld, K. Bódis, and S. Szabo, "Photovoltaics in Europe after the Paris Agreement," *2018 IEEE 7th World Conference on Photovoltaic Energy Conversion (WCPEC)(A Joint Conference of 45th IEEE PVSC, 28th PVSEC & 34th EU PVSEC)*, pp. 3835–3837, 2018, doi: 10.1109/PVSC.2018.8547634.

-
- [12] U. N. Foundation, "2021 Climate Change Conference." [Online]. Available: https://unfoundation.org/blog/post/cop-26-explained-what-to-know-about-the-un-climate-change-conference/?gclid=Cj0KCQiAy4eNBhCaARIsAFDvtl1mqHblqJ3TUcjg-uuYleKa2CBSGVAjks-TWBaUBR9OYerlaYU7IPcaAm0nEALw_wcB
- [13] H. E. Murdock, D. Gibb, T. André, F. Appavou, A. Brown, B. Epp, B. Kondev, A. McCrone, E. Musolino, L. Ranalder, and others, "Renewables 2020 Global Status Report," *REN21 Secretariat*, 2020, ISBN: 978-3-948393-00-7.
- [14] R. P.-A. e T. Energética, *Roteiro para a Neutralidade Carbónica 2050 (RNC2050)*. 2019.
- [15] M. Ito and T. Doi, "PV Module Recycling Solution and Module Defects in the Field," in *2018 IEEE 7th World Conference on Photovoltaic Energy Conversion (WCPEC)(A Joint Conference of 45th IEEE PVSC, 28th PVSEC & 34th EU PVSEC)*, 2018, pp. 709–711, doi: 10.1109/PVSC.2018.8547313.
- [16] I. EnergyAgency, "PVPS: Annual Report 2019," *Technology Collaboration Programme*, ISBN: 978-3-906042-95-4.
- [17] G. M. Karagiannis, S. Chondrogiannis, E. Krausmann, and Z. I. Turksezer, "Power Grid Recovery after Natural Hazard Impact," *Joint Research Center: European Union*, 2017.
- [18] A. Hirsch, Y. Parag, and J. Guerrero, "Microgrids: A Review of Technologies, Key Drivers, and Outstanding Issues," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 90, pp. 402–411, 2018, doi: 10.1016/j.rser.2018.03.040.
- [19] D. T. Ton and M. A. Smith, "The US Department of Energy's Microgrid Initiative," *The Electricity Journal*, vol. 25, no. 8, pp. 84–94, 2012, doi: 10.1016/j.tej.2012.09.013.
- [20] P. Ray and M. Biswal, *Microgrid: Operation, Control, Monitoring and Protection*. Springer, 2020, ISBN: 978-981-15-1780-8.
- [21] A. D. Rathnayaka, V. M. Potdar, T. S. Dillon, O. K. Hussain, and E. Chang, "A Methodology to Find Influential Prosumers in Prosumer Community Groups," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 1, pp. 706–713, 2013.
- [22] R. E. G. Duarte, L. Moreira, L. A. M. Barros, V. D. F. Monteiro, J. L. Afonso, and J. Pinto, *Power Converters for a Small Islanded Microgrid based on a Micro Wind Turbine and an Battery Energy Storage System*. ECOS International Conference on Efficiency, Cost, Optimization, Simulation and Environmental Impact of Energy Systems, 2018, ISBN: 978-972-99596-4-6.
- [23] F. Zhang, C. Meng, Y. Yang, C. Sun, C. Ji, Y. Chen, W. Wei, H. Qiu, and G. Yang, "Advantages and Challenges of DC Microgrid for Commercial Building a Case Study from Xiamen University DC Microgrid," in *2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, 2015, pp. 355–358, doi: 10.1109/ICDCM.2015.7152068.
- [24] B. W. França and M. Aredes, "Comparisons Between the UPQC and its Dual Topology (iUPQC) in Dynamic Response and Steady-State," *IECON 2011-37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1232–1237, 2011.

- [25] L. Energy, "Poor Power Quality Costs European Business more than €150 billion a year," *European Power Quality Survey*, 2008.
- [26] P.R.Wolfe, *The Solar Generation: Childhood and Adolescence of Terrestrial Photovoltaics*. John Wiley & Sons, 2018, ISBN: 978-1-119-42558-8.
- [27] A. Luque and S. Hegedus, *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*. John Wiley & Sons, 2011, ISBN: 0-471-49196-9.
- [28] N. Geographic, "The Evolution of Solar Technology" [Online]. Available: https://blog.nationalgeographic.org/2012/05/30/the-evolution-of-solar-technology/?fbclid=IwAR2leZJ6XxX1e-adDrFkdGwwX6BEW9eLR3_EjpAXIVjBrOyaZL7b4sPkHfs. [Accessed: 17-Dec-2020]
- [29] F. Alharbi and D. Csala, "GCC Countries' Renewable Energy Penetration and the Progress of Their Energy Sector Projects," *IEEE Access*, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3039936.
- [30] F. Calaia, "Estudo Comparativo de Três Tecnologias Fotovoltaicas," *Dissertação de Mestrado, Universidade Técnica de Lisboa*, 2011.
- [31] H. Maurus, M. Schmid, B. Blerch, P. Lechner, and H. Schade, "PV for Buildings: Benefits and Experiences with Amorphous Silicon in BIPV applications," *Refocus*, vol. 5, no. 6, pp. 22–27, 2004.
- [32] B. Galiana, I. Garcia, J. Gonzalez, M. Baudrit, I. Rey-Stolle, and C. Algora, "III-V Multijunction Solar Cells for Concentrations around 1000X: the IES-UPM Strategy," *2007 Spanish Conference on Electron Devices*, pp. 242–245.
- [33] J. M. T. de Sousa, "Funcionamento e Aplicação de Células Fotovoltaicas de Terceira Geração," *Dissertação de Mestrado, Instituto Superior de Engenharia de Coimbra*, 2011.
- [34] R. Tai, B. Chen, and F. Chen, "Parameter Extraction for Single-Diode Model of Solar Cell," *2016 International Conference on Industrial Informatics-Computing Technology, Intelligent Technology, Industrial Information Integration (ICIICII)*, pp. 319–322, 2016, doi: 10.1109/ICIICII.2016.0083.
- [35] R. F. Q. Magossi, "Algoritmo MPPT de um Painel Fotovoltaico baseado no Equivalente de Thévenin Obtido por Medições," *Dissertação de Mestrado, Universidade de São Paulo*, 2016.
- [36] J.-W. Baek, J.-S. Ko, J.-S. Choi, S.-J. Kang, and D.-H. Chung, "Development of Novel MPPT Algorithm of PV System Considering Radiation Variation," in *ICCAS 2010*, 2010, pp. 1235–1241, doi: 10.1109/ICCAS.2010.5669725.
- [37] H. Mokhliss and K. Rais, "New Use of the Photovoltaic Cells and Modules Current-Voltage Characteristic to Extract the Simple Diode Model Parameters," *2018 Renewable Energies, Power Systems & Green Inclusive Economy (REPS-GIE)*, pp. 1–5, 2018.
- [38] F. M. C. Pereira and others, "Conversor CC/CC Elevador para Painéis Fotovoltaicos," *Dissertação de Mestrado - FEUP*, 2012.

- [39] S. Kobayashi, Y. Aoyama, M. Kano, and T. Yachi, "Simulation Method for PV Module Power Generation with Dirt Spots and Reduction of Output Degradation," in *INTELEC 07-29th International Telecommunications Energy Conference, 2007*, pp. 429–433, doi: 10.1109/INTLEC.2007.4448812.
- [40] B. Aldwane, "Modeling, Simulation and Parameters Estimation for Photovoltaic Module," *2014 First International Conference on Green Energy ICGE 2014*, pp. 101–106, 2014, doi: 10.1109/ICGE.2014.6835405.
- [41] M. A. Ionescu, S. S. Iliescu, N. Arghira, and I. Fagarasan, "PV Module Behavior Model for Different External Factors Conditions," *2016 IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics (AQTR)*, pp. 1–6, 2016, doi: 10.1109/AQTR.2016.7501328.
- [42] S. Veerapen and H. Wen, "Shadowing Effect on the Power Output of a Photovoltaic Panel," *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, pp. 3508–3513, 2016, doi: 10.1109/IPEMC.2016.7512858.
- [43] E. Diaz-Dorado, A. Suárez-García, C. Carrillo, and J. Cidras, "Influence of the Shadows in Photovoltaic Systems with Different Configurations of Bypass Diodes," *SPEEDAM 2010*, pp. 134–139, 2010.
- [44] A. Djalab, N. Bessous, M. M. Rezaoui, and I. Merzouk, "Study of the Effects of Partial Shading on PV Array," *2018 International Conference on Communications and Electrical Engineering (ICCEE)*, pp. 1–5, 2018, doi: 10.1109/CCEE.2018.8634512.
- [45] L. A. M. de Barros, "Desenvolvimento de um Microinversor com Armazenamento Local de Energia para Aplicações Solares Fotovoltaicas," *Dissertação de Mestrado, Universidade do Minho*, 2016.
- [46] M. Z. Jacobson and V. Jadhav, "World Estimates of PV Optimal Tilt Angles and Ratios of Sunlight Incident upon Tilted and Tracked PV Panels relative to Horizontal Panels," *Solar Energy*, vol. 169, pp. 55–66, 2018.
- [47] "Vantagens e Desvantagens do Sistema Seguidor Solar Fotovoltaico." [Online]. Available: <https://www.portal-energia.com/vantagens-desvantagens-do-sistema-seguidor-solar-fotovoltaico/>. [Accessed: 17-Dec-2020]
- [48] A. R. Gothane, B. B. Baliwant, and V. Waghmare, "Simulation and Analysis of Series Active Filter Using AC-AC Converter for Mitigation of Sag," *2019 3rd International Conference on Computing Methodologies and Communication (ICCMC)*, pp. 886–889, 2019, doi: 10.1109/ICCMC.2019.8819629.
- [49] H. Akagi, "Trends in Active Power Line Conditioners," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 3, pp. 263–268, 1994, doi: 10.1109/63.311258.
- [50] J. Pinto, H. Gonçalves, and J. L. Afonso, "Condicionadores Ativos de Potência para Mitigação de Problemas de Qualidade de Energia Elétrica em Instalações Industriais," *Revista Robótica*, 2013.

-
- [51] J. L. Torre, L. A. Barros, J. L. Afonso, and J. Pinto, "Development of a Proposed Single-Phase Series Active Power Filter without External Power Sources," *2019 International Conference on Smart Energy Systems and Technologies (SEST)*, pp. 1–6, 2019, doi: 10.1109/SEST.2019.8849010.
- [52] F. B. Libano, S. L. Muller, R. A. M. Braga, J. V. R. Nunes, O. S. Mano, and I. A. Paranhos, "Simplified Control of the Series Active Power Filter for Voltage Conditioning," *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 3, pp. 1706–1711, 2006.
- [53] H. Carneiro, J. Pinto, and J. L. Afonso, "Single-Phase Series Active Conditioner for the Compensation of Voltage Harmonics, Sags, Swell and Flicker," in *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2011, pp. 384–389, doi: 10.1109/ISIE.2011.5984189.
- [54] M. M. Chaudhari and others, "Three-Phase Series Active Power Filter as Power Quality Conditioner," *2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pp. 1–6, 2012.
- [55] S. Hou and J. Fei, "Adaptive Fuzzy Backstepping Control of Three-Phase Active Power Filter," *Control Engineering Practice*, vol. 45, pp. 12–21, 2015, doi: 10.1109/ICCA.2014.6871057.
- [56] M. J. Rasul, H. Khang, and M. Kolhe, "Harmonic Mitigation of a Grid-Connected Photovoltaic System Using Shunt Active Filter," *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1–5, 2017.
- [57] S. Parmar, N. Prajapati, and A. Panchbhai, "Optimum Solution for Power Conditioning in DC Motor Drives Using Shunt Active Power Filter," in *2018 4th International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*, 2018, pp. 203–207, doi: 10.1109/ICEES.2018.8442376.
- [58] J. Beaudet, J. Fiorina, and O. Pinon, "UPS Topologies and Standards," *MGE-UPS Systems*, 1999.
- [59] N. Rasmussen, "Diferentes Tipos de Sistemas UPS," *Aplicação Técnica N.º 1 Revisão 6*, no. 1, 2003.
- [60] V. de Souza, S. A. da Silva, and L. B. Campanhol, "A Line-Interactive UPS System Operating with Optimized Power Processing in Backup Mode," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'19 ECCE Europe)*, 2019, p. P–1, doi: 10.23919/EPE.2019.8914813.
- [61] L. Giuntini, E. Blondel, and G. Mellini, "Surge Protection for Double-Conversion UPS," *IET*, 2012, doi: 10.1049/cp.2012.0347.
- [62] L. F. Monteiro, R. G. Pregitzer, J. Pinto, J. L. Afonso, and M. Aredes, "Condicionador Unificado para a Compensação Simultânea de Problemas de Tensão e Corrente," *Portuguese-Spanish Conference in Electrical Engineering*, 2007, ISBN: 978-972-8822-09-5.

-
- [63] K. Palanisamy, J. S. Mishra, I. J. Raglend, and D. Kothari, "Instantaneous Power Theory Based Unified Power Quality Conditioner (UPQC)," *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India*, pp. 1–5, 2010, doi: 10.1109/PEDES.2010.5712453.
- [64] M. T. Hagh and M. Sabahi, "A Single Phase Unified Power Quality Conditioner (UPQC)," *2016 IEEE International Conference on Power System Technology (POWERCON)*, 2016.
- [65] S. B. Karanki, M. K. Mishra, and B. K. Kumar, "Comparison of Various Voltage Source Inverter based UPQC Topologies," *2011 International Conference on Power and Energy Systems*, doi: 10.1109/ICPES.2011.6156683.
- [66] J. Pinto, "Nova Topologia de UPQC sem Transformador para Compensação de Problemas de Qualidade de Energia Elétrica," *Tese de Doutorado, Universidade do Minho*, 2012.
- [67] L. Lorenz, "Power Semiconductor Devices-Development Trends and System Interactions," *2007 Power Conversion Conference-Nagoya*, pp. 348–354, 2007, doi: 10.1109/PCCON.2007.372991.
- [68] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*. Butterworth-Heinemann, 2017.
- [69] S. Nahar and M. B. Uddin, "Analysis the Performance of Interleaved Boost Converter," in *2018 4th International Conference on Electrical Engineering and Information & Communication Technology (iCEEICT)*, 2018, pp. 547–551.
- [70] D. J. Perreault and J. G. Kassakian, "Distributed Interleaving of Paralleled Power Converters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 44, no. 8, pp. 728–734, 1997, doi: 10.1109/81.611269.
- [71] K. L. Shenoy, C. G. Nayak, and R. P. Mandi, "Design and Implementation of Interleaved Boost Converter," *International Journal of Engineering and Technology (IJET)*, vol. 9, no. 3S, 2017.
- [72] H. Wang, S. Dusmez, and A. Khaligh, "Design Considerations for a Level-2 on-Board PEV Charger based on Interleaved Boost PFC and LLC Resonant Converters," in *2013 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2013, pp. 1–8.
- [73] N. Shanthi, P. Nivethitha, S. Sindhuja, M. Hilarini, and K. Divyabharathi, "High Efficient Interleaved Boost Converter for Photovoltaic Applications," *2018 International Conference on Computation of Power, Energy, Information and Communication (ICCPEIC)*, pp. 305–309, 2018.
- [74] D. Habumugisha, S. Chowdhury, and S. Chowdhury, "A DC-DC Interleaved Forward Converter to Step-Up DC Voltage for DC Microgrid Applications," *2013 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, pp. 1–5, 2013.
- [75] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. Springer Science & Business Media, 2007, ISBN: 0-7923-7270-0.

- [76] A. Boyar and E. Kabalci, "Comparison of a Two-Phase Interleaved Boost Converter and Flyback Converter," *2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, pp. 352–356, 2018, doi: 10.1109/EPEPMC.2018.8521891.
- [77] A. A. Mohammed and S. M. Nafie, "Flyback Converter Design for Low Power Application," *2015 International Conference on Computing, Control, Networking, Electronics and Embedded Systems Engineering (ICCNEEE)*, 2015, doi: 10.1109/ICCNEEE.2015.7381410.
- [78] S. D. Nugraha, O. A. Qudsi, D. S. Yanaratri, E. Sunarno, and I. Sudiharto, "MPPT-Current Fed Push Pull Converter for DC Bus Source on Solar Home Application," *2017 2nd International conferences on Information Technology, Information Systems and Electrical Engineering (ICITISEE)*, pp. 378–383, 2017.
- [79] L. A. Barros, M. Tanta, T. J. Sousa, J. L. Afonso, and J. Pinto, "New Multifunctional Isolated Microinverter with Integrated Energy Storage System for PV Applications," *Energies*, vol. 13, no. 15, p. 4016, 2020, doi: 10.3390/en13154016.
- [80] A. Sarkar, "Modeling and Control of a Three Phase Voltage Source Inverter with an LCL Filter," *Dissertação de Mestrado - Universidade do Estado de Arizona*, 2015.
- [81] B. Exposto, J. Pinto, D. Pedrosa, V. Monteiro, H. Gonçalves, and J. L. Afonso, "Current-Source Shunt Active Power Filter with Periodic-Sampling Modulation Technique," in *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 1274–1279, doi: 10.1109/IECON.2012.6388555.
- [82] S. Pettersson, M. Salo, and H. Tuusa, "Optimal DC Current Control for Four-Wire Current Source Active Power Filter," *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1163–1168, 2008, doi: 10.1109/APEC.2008.4522869.
- [83] B. Exposto, R. Rodrigues, J. Pinto, V. Monteiro, D. Pedrosa, and J. L. Afonso, "Predictive Control of a Current-Source Inverter for Solar Photovoltaic Grid Interface," in *2015 9th International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE)*, 2015, pp. 113–118.
- [84] K. Jayanth, V. Boddapati, and R. Geetha, "Comparative Study Between Three-Leg and Four-Leg Current-Source Inverter for Solar PV Application," *2018 International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing (PICC)*, pp. 1–6, 2018, doi: 10.1109/PICC.2018.8384793.
- [85] T. D. Castillo and J. R. Castro, "Renewable Energy Source PV connected to the grid through Shunt Active Power Filter based in PQ Theory," *2018 IEEE Third Ecuador Technical Chapters Meeting (ETCM)*, pp. 1–5, 2018, doi: 10.1109/ETCM.2018.8580274.
- [86] P. Mishra, S. Munk-Neilsen, and R. Maheshwari, "Testing of SiC Voltage Source Inverter Fed Induction Motor Drive and its Control with Output Sinusoidal LC Filter," in *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2020, pp. 1–5, doi: 10.1109/PEDES49360.2020.9379605.

- [87] C. A. Quinn and N. Mohan, "Active Filtering of Harmonic Currents in Three-Phase, Four-Wire Systems with Three-Phase and Single-Phase Nonlinear Loads," in *APEC'92 Seventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1992, pp. 829–836.
- [88] R. Mandrioli, M. Hammami, A. Viatkin, R. Barbone, D. Pontara, and M. Ricco, "Phase and Neutral Current Ripple Analysis in Three-Phase Four-Wire Split-Capacitor Grid Converter for EV Chargers," *Electronics*, vol. 10, no. 9, p. 1016, 2021, doi: 10.3390/electronics10091016.
- [89] F. L. Tofoli, D. de Castro Pereira, and W. J. de Paula, "Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Systems," *International Journal of Photoenergy*, vol. 2015, 2015.
- [90] F. A. Harrag, S. A. Titraoui, and T. H. Bahri, "P&O or IC for PV Pumping System: What MPPT Algorithm to Improve Performances?," in *2017 6th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, 2017, pp. 220–225, doi: 10.1109/ICoSC.2017.7958724.
- [91] A. Gaga, F. Errahimi, and N. Es-Sbai, "Design and Implementation of MPPT Solar System based on the Enhanced P&O Algorithm using Labview," *2014 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, pp. 203–208, 2014, doi: 10.1109/IRSEC.2014.7059786.
- [92] M. L. Azad, S. Das, P. K. Sadhu, B. Satpati, A. Gupta, and P. Arvind, "P&O Algorithm based MPPT Technique for Solar PV System under Different Weather Conditions," in *2017 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, 2017, pp. 1–5, doi: 10.1109/ICCPCT.2017.8074225.
- [93] V. D. Bacon, L. B. G. Campanhol, and S. A. O. da Silva, "Análise Comparativa das Técnicas SPWM e SVM Aplicadas a um Inversor de Tensão Trifásico," *UNOPAR Científica Ciências Exatas e Tecnológicas*, vol. 10, no. 1, 2011.
- [94] A. Algaddafi, K. Elnaddab, A. Al Ma'mari, and A. N. Esgiar, "Comparing the Performance of Bipolar and Unipolar Switching Frequency to Drive DC-AC Inverter," in *2016 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, 2016, pp. 680–685, doi: 10.1109/IRSEC.2016.7984067.
- [95] L. Malesani and P. Tomasin, "PWM Current Control Techniques of Voltage Source Converters—a Survey," *Proceedings of IECON'93-19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 670–675, 1993.
- [96] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli, "Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 722–729, 1998, doi: 10.1109/41.720328.
- [97] J. W. Dixon, S. Tepper, and L. Moran, "Analysis and Evaluation of Different Modulation Techniques for Active Power Filters," *Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-ASPEC'94*, pp. 894–900, 1994, doi: 10.1109/APEC.1994.316303.
- [98] M. R. Haque and S. Khan, "The Modified Proportional Integral Controller for the BLDC Motor and Electric Vehicle," in *2021 IEEE International IOT, Electronics and Mechatronics Conference (IEMTRONICS)*, 2021, pp. 1–5, doi: 10.1109/IEMTRONICS52119.2021.9422548.

-
- [99] M. V. Karthik, M. K. Chakravarthi, L. M. Yapanto, D. Selvapandian, R. Harish, and K. Subramani, "Optical Analysis of the UPQC using PI Controller in Power flow System," in *2021 7th International Conference on Advanced Computing and Communication Systems (ICACCS)*, 2021, vol. 1, pp. 2006–2010, doi: 10.1109/ICACCS51430.2021.9441901.
- [100] D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. Bode, "Frequency Domain Analysis of Three Phase Linear Current Regulators," *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No. 99CH36370)*, vol. 2, pp. 818–825, 1999, doi: 10.1109/IAS.1999.801601.
- [101] A. Ortiz, M. Aredes, L. G. Rolim, E. Bueno, and P. Rodriguez, "A New Current Control for the STATCOM based on Secondary Order Generalized Integrators," *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1378–1383, 2008.
- [102] P. Santiprapan, K. Areerak, and K. Areerak, "Proportional plus Resonant Control for Active Power Filter in Unbalanced System," in *2017 International Electrical Engineering Congress (IEECON)*, 2017, pp. 1–4, doi: 10.1109/IEECON.2017.8075733.
- [103] O. Abdel-Rahim and H. Furiato, "Switched Inductor Quadratic Boosting Ratio Inverter with Proportional Resonant Controller for Grid-Tie PV Applications," *IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 5606–5611, 2014, doi: 10.1109/IECON.2014.7049358.
- [104] J. Rodriguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortés, and U. Ammann, "Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, 2007.
- [105] B. Boukezata, A. Chaoui, J.-P. Gaubert, and M. Hachemi, "Implementation of Predictive Current Control for Shunt Active Power Filter," *2017 6th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, pp. 133–138, 2017.
- [106] J. L. Afonso, Vitor Monteiro and A. A. N. Meléndez, "Novel Single-Phase Five-Level VIENNA-Type Rectifier with Model Predictive Current Control," *IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 6413–6418, 2017.
- [107] H. Shi, J. Zong, and L. Ren, "Modified Model Predictive Control of Voltage Source Inverter," in *2019 IEEE 4th Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC)*, 2019, vol. 1, pp. 754–759, doi: 10.1109/IAEAC47372.2019.8997737.
- [108] J. Pinto, V. Monteiro, H. Gonçalves, and J. L. Afonso, "Onboard Reconfigurable Battery Charger for Electric Vehicles with Traction-to-Auxiliary Mode," *IEEE Transactions on vehicular technology*, vol. 63, no. 3, pp. 1104–1116, 2013, doi: 10.1109/TVT.2013.2283531.
- [109] M. Depenbrock, "The FBD-Method, a Generally Applicable Tool for Analyzing Power Relations," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 8, no. 2, pp. 381–387, 1993, doi: 10.1109/59.260849.

-
- [110] V. Staudt, "Fryze-Buchholz-Depenbrock: A Time-Domain Power Theory," *2008 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*, pp. 1–12, 2008, doi: 10.1109/ISNCC.2008.4627481.
- [111] S. Dasgupta, S. Mohan, S. Sahoo, and S. Panda, "A FBD Theory Based Grid Frequency Independent Current Reference Generation Method for a Three Phase Inverter Interfacing Renewable Energy Sources to Generalized Micro-Grid," in *IECON 2011-37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2011, pp. 3076–3081, doi: 10.1109/IECON.2011.6119801.
- [112] H. Akagi, Y. Kanazawa, K. Fugita, and A. Nabe, "Generalized Theory of Instantaneous reactive power and its application," 1983.
- [113] J. L. Afonso, M. S. Freitas, and J. S. Martins, "p-q Theory Power Components Calculations," *2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No. 03TH8692)*, vol. 1, pp. 385–390, 2003.
- [114] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. John Wiley & Sons, 2017, doi: 10.1002/0470118938, ISBN: 0470107618.
- [115] E. H. Watanabe, M. Aredes, J. Afonso, J. Pinto, L. Monteiro, and H. Akagi, "Instantaneous p-q Power Theory for Control of Compensators in Micro-Grids," in *2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*, 2010, pp. 17–26, doi: 10.1109/ISNCC.2010.5524475.
- [116] P. Rodriguez, A. Luna, R. S. Munoz-Aguilar, I. Etxeberria-Otadui, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A Stationary Reference Frame Grid Synchronization System for Three-Phase Grid-Connected Power Converters under Adverse Grid Conditions," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 1, no. 27, pp. 99–112, 2012.
- [117] S. Bifaretti, P. Zanchetta, and E. Lavopa, "Comparison of Two Three-Phase PLL Systems for more Electric Aircraft Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6810–6820, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2307003.
- [118] T. Patil and S. Ghorai, "Robust Zero-Crossing Detection of Distorted Line Voltage using Line Fitting," *2016 International Conference on Electrical, Electronics, Communication, Computer and Optimization Techniques (ICEECCOT)*, 2016, doi: 10.1109/ICEECCOT.2016.7955192.
- [119] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems-An Overview and Avaluation," *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2474–2481, 2005.
- [120] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A Method for Synchronization of Power Electronic Converters in Polluted and Variable-Frequency Environments," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, no. 3, pp. 1263–1270, 2004.

-
- [121] L. G. B. Rolim, D. R. da Costa, and M. Aredes, "Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit based on the pq Theory," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 6, pp. 1919–1926, 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.885483.
- [122] Powersim, "PSIM User's Guide ," 2018.
- [123] T. Instruments, "Datasheet DAC TLV5610," 2008.
- [124] C. Sensors, "Datasheet Hall Effect Voltage Sensor (CYHVS5-25A)," 2016.
- [125] LEM, "Datasheet Current Transducer LA 100-P," 2016.
- [126] MAXIM, "Datasheet ADC MAX1314," 2008.
- [127] SEMIKRON, "Datasheet SKHI 23/13," 2006.
- [128] Semikron, "Datasheet SKM100GB12T4," 2009.
- [129] I. P. da Qualidade, "Norma Portuguesa NP EN 61558-2-26: Segurança de Transformadores, Bobinas de Indutância, Blocos de Alimentação e suas Combinações," 2015.
- [130] H. E. E. Corporation, "3531-50 LCR Histester," 2006.
- [131] WINA, "Datasheet Lithium-ion Battery IFP36230218-100Ah," 2015.
- [132] FLUKE, "Datasheet Fluke 430 Series II," 2012.
- [133] S. Kato, S. Ito, Y. Takeshita, T. Mizusawa, and others, "Digital Scope DL708E," *Yokogawa Technical Report - English Edition*, pp. 27–30, 1999.