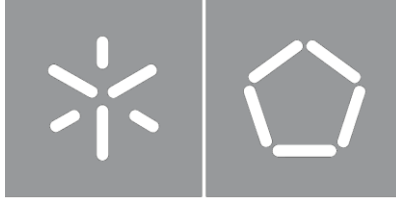




Universidade do Minho
Escola de Engenharia

José Pedro Martins da Silva

**Desenvolvimento de um Condicionador
Unificado de Qualidade de Energia Monofásico
com Controlo Invertido**



Universidade do Minho

Escola de Engenharia

José Pedro Martins da Silva

**Desenvolvimento de um Condicionador Unificado
de Qualidade de Energia Monofásico com Controlo
Invertido**

Dissertação do Mestrado

Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

Trabalho realizado sob orientação do
Doutor José Gabriel Oliveira Pinto

Julho de 2020

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 de uma dissertação requer muito esforço e dedicação. Esta página serve inteiramente para agradecer a todas as pessoas que ajudaram a que este esforço fosse o mínimo possível com o seu apoio social e profissional.

Inicialmente, queria agradecer a todos os investigadores e alunos do GEPE que além de colegas também se tornaram amigos. Inicialmente, agradeço ao meu orientador Doutor Gabriel Pinto por me dar a oportunidade de fazer a dissertação neste tema e pelo apoio nas questões mais complicadas. Um forte agradecimento aos professores e/ou orientadores Vítor Monteiro, Tiago Sousa, Luís Machado, Delfim Pedrosa, Mhouhamed Tantan, Cátia Oliveira, Ana Maria, Luís Barros, Manuel Silva e José Cunha por todo o apoio na realização da dissertação e por partilharem todo o seu conhecimento. Aos parceiros de bancada João Machado, André Lemos, Diogo Vaz, Sérgio Coelho, Bruno Nova, Fred, Aníbal e Daniel Barbosa agradeço por esta jornada não ser tão solitária e por partilharmos ideias entre nós. Por último, queria agradecer aos estudantes do 4º ano Daniel Barbosa e Luís Oliveira por me ajudarem na construção do protótipo em compartilhas para o projeto dos mesmos na UC de Projeto 2.

Em relação ao apoio social, queria começar por agradecer as todas as pessoas da minha família e a todos os meus amigos por fazerem parte da minha vida social. Ao meu agregado familiar, constituído pelo meu pai Fernando, a minha mãe Hermínia e a minha irmã Margarida, agradeço por todo o apoio e sacrifícios que fizeram por mim nos momentos menos bons. Aos meus amigos Daniel Barbosa, Cristiano Rodrigues, Válder Mário, Ivo Marques, José Nuno Silva, Sónia Machado e Ana Antunes agradeço pelos momentos de diversão nesta cidade de Guimarães e não só.

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) é um tema cada vez mais importante no ramo da engenharia, pois os problemas na rede elétrica podem levar a que os equipamentos não funcionem corretamente. Isso, faz com que muitos clientes, no sector industrial serviços tenham prejuízos económicos muito elevados. Porém, muitos desses problemas ocorrem devido às cargas utilizadas pelos clientes que “poluem” a rede elétrica com potência reativa e harmónicas.

Existem equipamentos de eletrónica de potência que mitigam estes problemas de Qualidade de Energia Elétrica, entre eles o Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (*Unified Power Quality Conditioner* - UPQC). Esta dissertação aborda uma nova topologia deste equipamento chamado Condicionador Unificado de Qualidade de Energia com Controlo Invertido (iUPQC) Monofásico com a adição de baterias, para permitir o modo de alimentação ininterrupta da instalação (*Uninterruptible Power Supply* – UPS) denominando-se assim iUPQC-UPS.

Um UPQC é um equipamento constituído por um condicionador ativo série (Conversor CC-CA) e um condicionador ativo paralelo (Conversor CC-CA) que ligam a um barramento CC comum. Este barramento irá ligar às baterias a partir de um conversor CC-CC bidirecional. O objetivo do UPQC com controlo invertido é que o condicionador ativo série absorva da rede a potência ativa necessária impondo uma corrente sinusoidal do lado da rede, enquanto que o condicionador ativo paralelo fornece às cargas uma tensão sinusoidal com frequência e valor eficaz normalizado. Desta forma, todas a potência reativa e harmónicas serão fornecidos pelo condicionador ativo paralelo.

Esta dissertação apresenta um estudo bibliográfico dos condicionadores ativos de potência que mitigam os problemas de QEE, das topologias dos conversores de potência e dos seus algoritmos de controlo. Com base neste estudo, foi usada a ferramenta PSIM para fazer simulações dos modos de funcionamento do iUPQC-UPS. Posteriormente, foi desenvolvido o protótipo do iUPQC-UPS, constituído pelo sistema de controlo, sistema de comando e sistema de potência. Por ultimo, o protótipo foi validado ao retirar os resultados experimentais de todos os modos de funcionamento.

Palavras-chave: Qualidade de Energia Elétrica, Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC), Fonte de alimentação ininterrupta (UPS), Condicionador ativo série (CAS), Condicionador ativo paralelo (CAP), Conversor CC-CC bidirecional

Abstract

Electrical Power Quality is an increasingly important topic in the engineering field, as the problems created in the electrical network lead to the equipment not working properly. This causes many customers in the industrial services sector to have very high economic losses. However, many of these problems occur due to the loads used by customers that “pollute” the Electric Grid with reactive power and harmonics.

There are power electronics equipment that mitigate these Power Quality problems, among them the Unified Power Quality Conditioner (UPQC). This dissertation approaches a new topology of this equipment called Unified Power Quality Conditioner with Inverted Control (iUPQC) with the addition of batteries, to allow the uninterruptible power supply of the installation (Uninterruptible Power Supply - UPS), thus called iUPQC- UPS.

This equipment consists of a series active conditioner (DC-AC converter) and a parallel active conditioner (DC-AC converter) that connect to a common DC bus. This bus will connect to the batteries from a bidirectional DC-DC converter.

The objective is that the series active conditioner absorbs the necessary power from the power grid while imposing a sinusoidal current on the power grid side, while the shunt active conditioner provides the loads with a sinusoidal voltage with normalized frequency and effective value. In this way, all reactive power and harmonics will be provided by the shunt active conditioner

The batteries will charge or discharge as needed by the network. That is, if the power of the network is greater than the power of the loads, the batteries will use power from the network to charge. If the power of the network is less than the power of the loads, the batteries will discharge when supplying power to the loads.

Keywords: Power Quality, Unified Power Quality Conditioner (UPQC), Uninterruptible Power Supply, Series Active Power Conditioner, Shunt Active Power Conditioner, Bidirectional DC-DC Converter.

ÍNDICE

Agradecimentos.....	iv	
Resumo.....	vi	
Abstract.....	vii	
Lista de Figuras.....	xi	
Lista de Tabelas.....	xvi	
Acrónimos e Siglas.....	xvii	
Nomenclatura.....	xx	
Capítulo 1	Introdução.....	1
1.1	Qualidade de Energia Elétrica.....	1
1.2	Problemas de Qualidade de Energia Elétrica.....	1
1.2.1	Tensão da rede Elétrica.....	2
1.2.2	Corrente produzida pelas cargas.....	3
1.3	Enquadramento.....	6
1.4	Motivações.....	7
1.5	Objetivos e Metodologias.....	7
1.6	Organização e Estrutura da Dissertação.....	8
Capítulo 2	Condicionadores Ativos de Potência para compensação de problemas de Qualidade de Energia Elétrica	10
2.1	Introdução.....	10
2.2	Filtro Ativo Paralelo de Potência.....	10
2.3	Filtro Ativo Série de Potência.....	11
2.4	Filtros Híbridos de Potência.....	12
2.5	UPS.....	14
2.5.1	Passive standby.....	15
2.5.2	Line-interactive.....	16
2.5.3	Double conversion.....	17
2.6	Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC).....	18
2.7	Condicionador Unificado de Qualidade de Energia com Controlo Invertido e UPS (iUPQC-UPS).....	18
2.8	Comparação das características de compensação.....	21
2.9	Conclusões.....	22
Capítulo 3	Conversores de Potência e Algoritmos de Controlo para Condicionadores Ativos de Potência.....	23
3.1	Introdução.....	23
3.2	Conversores CC-CA Monofásico Fonte de Corrente.....	23
3.3	Conversores CC-CA Monofásico Fonte de Tensão.....	24
3.3.1	Conversores de meia-ponte.....	25
3.3.2	Conversores de ponte completa.....	25

3.3.3	Conversores multinível	26
3.4	Conversores CC-CC	33
3.4.1	Conversor CC-CC do tipo <i>Buck</i>	34
3.4.2	Conversor CC-CC do tipo <i>Boost</i>	35
3.4.3	Conversor CC-CC do tipo Buck-Boost	36
3.5	Técnicas de modulação para controlo de Tensão	37
3.5.1	SPWM bipolar	37
3.5.2	SPWM unipolar	38
3.6	Técnicas de controlo de Corrente	38
3.6.1	Controlo de corrente por histerese	39
3.6.2	Controlo de corrente por <i>Periodic Sample</i>	40
3.6.3	Controlo Proporcional-Integral com modulação SPWM	40
3.6.4	Controlo Preditivo com modulação SPWM	41
3.7	Teorias de controlo para Condicionadores Ativos de Potência	43
3.7.1	Teoria FBD	43
3.7.2	Sincronismo com a rede elétrica	45
3.8	Conclusão	46
Capítulo 4	Simulações Computacionais do iUPQC-UPS	48
4.1	Introdução	48
4.2	Simulação do iUPQC-UPS no modo de funcionamento normal	49
4.2.1	Sincronismo com a rede elétrica	51
4.2.2	Controlo da tensão de saída do Condicionador Ativo Paralelo	53
4.2.3	Cálculo da corrente de referência para o condicionador ativo série	55
4.2.4	Controlo da corrente de saída do condicionador ativo série	57
4.2.5	Regulação da Tensão no barramento CC	59
4.2.6	Resultados de simulação no modo normal	61
4.3	Simulação do iUPQC-UPS no modo de energia armazenada	67
4.3.1	Modelo das baterias	68
4.3.2	Controlo da corrente do conversor CC-CC e regulação do barramento CC	70
4.3.3	Operação como UPS	74
4.4	Simulação do iUPQC-UPS no modo de carregamento e descarregamento das baterias	77
4.4.1	Arranque do iUPQC-UPS	78
4.4.2	Modo de carregamento da bateria	80
4.4.3	Modo de descarregamento das baterias	82
4.5	Conclusões	84
Capítulo 5	Desenvolvimento do Protótipo do iUPQC-UPS	87
5.1	Introdução	87
5.2	Desenvolvimento do sistema de controlo	88
5.2.1	DSC e sua placa de suporte	89
5.2.2	Sensor de tensão	90
5.2.3	Sensor de corrente	92
5.2.4	Placa de condicionamento de sinal e ADC externo	93
5.2.5	Placa de comando	95
5.2.6	Placa de DAC	98
5.2.7	Rack de controlo completo	98
5.3	Desenvolvimento do circuito de potência	100
5.3.1	Módulo de braço de IGBT	102
5.3.2	Placa de Driver	102
5.3.3	Condensadores do barramento CC	105
5.3.4	Andar de potência completo	105

5.3.5	Componentes passivos à saída dos conversores	108
5.3.6	Circuito de comando	109
5.4	Armário completo do protótipo	111
5.4.1	Medidas de segurança	112
5.5	Conclusões	113
Capítulo 6	Resultados Experimentais do iUPQC-UPS	115
6.1	Introdução	115
6.2	Características para validação dos resultados experimentais	116
6.3	Resultados experimentais no modo de funcionamento normal	119
6.3.1	Sincronismo com a rede elétrica e Teoria FBD	120
6.3.2	Regime transitório do modo de funcionamento normal	122
6.3.3	Regime permanente do modo de funcionamento normal	124
6.3.4	Mitigação dos problemas de QEE	126
6.4	Resultados experimentais do modo de energia armazenada	128
6.4.1	Regime transitório do modo de funcionamento de energia armazenada	129
6.4.2	Regime permanente do modo de funcionamento de energia armazenada	130
6.5	Modo de funcionamento de carregamento e descarregamento das baterias	133
6.5.1	Modo de carregamento das baterias	134
6.5.2	Modo de descarregamento das baterias	135
6.6	Conclusões	137
Capítulo 7	Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro	140
7.1	Conclusões	140
7.2	Sugestões para Trabalho Futuro	148
7.2.1	Trabalhos futuros a curto-prazo	149
7.2.2	Trabalhos futuros a médio-longo-prazo	151
7.2.3	Contexto <i>Smart-Grid</i>	153
Referências	157

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Formas de onda da corrente com distorção harmónica: (a) Correntes com frequências ímpares e múltiplas de 50 Hz; (b) Corrente distorcida e resultante da soma de todas as correntes de (a).	4
Figura 1.2 - Formas de onda da corrente e da tensão num sistema eléctrico com uma carga indutiva.	5
Figura 2.1 - Diagrama de blocos de um Filtro Ativo Paralelo.	11
Figura 2.2 - Diagrama de blocos de um Filtro Ativo Série.	12
Figura 2.3 - Diagrama de blocos de um Filtro Híbrido com filtro passivo e filtro ativo em série.	13
Figura 2.4 - Diagrama de blocos de um Filtro Híbrido com filtro passivo e filtro ativo em paralelo.	13
Figura 2.5 - Diagrama de blocos de uma UPS passive standby.	15
Figura 2.6 - Diagrama de blocos de uma UPS <i>line-interactive</i>	16
Figura 2.7 - Diagrama de blocos de uma UPS <i>double conversion</i>	17
Figura 2.8 - Diagrama de blocos de um Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC).	18
Figura 2.9 - Diagrama de blocos de um Condicionador Unificado de Qualidade de Energia com Controlo Invertido e UPS (iUPQC-UPS).	19
Figura 2.10 - Diagrama de blocos do modo de funcionamento de iUPQC-UPS.	19
Figura 2.11 - Diagrama de blocos do iUPQC-UPS no modo normal.	20
Figura 2.12 - Diagrama de blocos do iUPQC-UPS no modo de energia armazenada.	20
Figura 3.1 - Esquema eléctrico de um conversor CSI em ponte completa.	24
Figura 3.2 - Esquema eléctrico de um conversor VSI de meia ponte.	25
Figura 3.3 - Esquema eléctrico de um conversor VSI de ponte completa.	26
Figura 3.4 - Esquema eléctrico de um conversor DCI a três níveis.	27
Figura 3.5 - Esquema eléctrico de um conversor DCI a cinco níveis.	28
Figura 3.6 - Esquema eléctrico de um conversor CCI de três níveis.	29
Figura 3.7 - Esquema eléctrico de um conversor CCI a cinco níveis.	30
Figura 3.8 - Esquema eléctrico de um conversor CMLI com duas células.	31
Figura 3.9 - Esquema eléctrico de um Conversor CC-CC do tipo Buck.	34
Figura 3.10 - Esquema eléctrico de um Conversor CC-CC do tipo <i>Boost</i>	35
Figura 3.11 - Esquema eléctrico de um Conversor CC-CC do tipo Buck-Boost bidirecional.	36
Figura 3.12 - Formas de onda do sinal de referência, da portadora e do sinal resultante do SPWM bipolar.	37
Figura 3.13 - Formas de onda do sinal de referência, da portadora e do sinal resultante do SPWM unipolar.	38
Figura 3.14 - Forma da corrente saída de um conversor e o seu sinal de referência com controlo por histerese: (a) em regime permanente; (b) ampliação no pico da onda.	39
Figura 3.15 - Forma da corrente saída de um conversor e o seu sinal de referência com controlo por <i>Periodic Sample</i> : (a) frequência de amostragem de 40kHz; (b) frequência de amostragem de 80kHz.	40
Figura 3.16 - Diagrama de blocos do controlo PI com modulação SPWM.	41
Figura 3.17 - Diagrama de blocos de controlo preditivo da corrente.	43
Figura 3.18 - Circuito eléctrico monofásico: (a) com cargas originais; (b) circuito equivalente com base na teoria FBD.	44

Figura 3.19 - Diagrama de blocos da E-PLL.....	45
Figura 4.1-Diagrama de blocos do sistema de controlo usado no modo de funcionamento normal do iUPQC-UPS.....	49
Figura 4.2- Circuito elétrico do andar de potência do iUPQC-UPS no modo de funcionamento normal na ferramenta de simulação PSIM.	50
Figura 4.3 - Circuito elétrico do andar de controlo do iUPQC-UPS no modo de funcionamento normal na ferramenta de simulação PSIM.	51
Figura 4.4- Formas de onda da tensão da rede elétrica e do sinal da E-PLL na simulação em regime transitório.....	52
Figura 4.5- Formas de onda da tensão da rede elétrica e do sinal da E-PLL na simulação em regime permanente.....	53
Figura 4.6-Diagrama de blocos do controlo preditivo da tensão com modulação SPWM.	54
Figura 4.7 - Formas de onda da tensão das cargas e do seu sinal de referência na simulação do controlo preditivo de tensão do CAP: (a) visualização num período de 0,2 s; (b) visualização num período de 2 ms.	55
Figura 4.8 - Simulação de uma carga indutiva: (a) a corrente na carga; (b) a corrente calculada pela teoria FBD.....	56
Figura 4.9 - Simulação de uma carga não linear: (a) a corrente na carga; (b) a corrente calculada pela teoria FBD.....	57
Figura 4.10 - Formas de onda da corrente na rede elétrica e do seu sinal de referência na simulação do controlo preditivo da corrente do CAS sem compensação de <i>dead-time</i> : (a) visualização num período de 0,06 s; (b) visualização num período de 1 ms na passagem por zero com desvio devido ao <i>dead-time</i>	58
Figura 4.11- Formas de onda da corrente na rede elétrica e do seu sinal de referência na simulação do controlo preditivo da corrente do CAS com compensação de <i>dead-time</i> : (a) visualização num período de 0,06 s; (b) visualização num período de 1 ms na passagem por zero sem desvio devido ao <i>dead-time</i>	59
Figura 4.12 - Diagrama de blocos do controlo PI do barramento CC.	59
Figura 4.13 - Forma de onda de V_{cc} na regulação do barramento CC desde o regime transitório até ao regime permanente no modo de funcionamento normal.	60
Figura 4.14- Forma de onda da tensão no barramento CC com <i>ripple</i> em regime permanente no modo de funcionamento normal.	61
Figura 4.15 – Formas de onda da simulação com uma sobretensão e uma subtensão momentânea no modo de funcionamento normal: (a) a tensão na rede elétrica e nas cargas; (b) a tensão do barramento CC; (c) a corrente na fonte e a sua referência.	63
Figura 4.16 – Forma de onda da tensão do barramento CC na simulação com cargas inteligentes no modo de funcionamento normal.	64
Figura 4.17 – Formas de onda da tensão nas cargas e corrente na rede elétrica na simulação com cargas inteligentes no modo de funcionamento normal.	65
Figura 4.18 - Formas de onda das correntes na simulação com cargas inteligentes no modo de funcionamento normal: (a) corrente na rede elétrica, corrente nas cargas e corrente no CAP em regime permanente; (b) corrente na rede elétrica, corrente nas cargas e corrente no CAP com a carga indutiva; (c) corrente na rede elétrica, corrente nas cargas e corrente no CAP com uma carga não-linear.	66
Figura 4.19- Diagrama de blocos do controlo do iUPQC-UPS no modo de funcionamento de energia armazenada.....	68
Figura 4.20 - Modelo das baterias.....	69
Figura 4.21 - Circuito de potência e de controlo do conversor CC-CC na ferramenta de simulação.	71
Figura 4.22 - Formas de onda da Simulação da regulação do barramento CC desde o regime transitório até ao regime permanente no modo de energia armazenada: (a) tensão no barramento CC; (b) tensão do conversor CC-CC e a sua referência; (c) tensão nas baterias; (d) corrente nas baterias;.....	71
Figura 4.23 – Formas de onda no modo de energia armazenada em regime permanente: (a) tensão no barramento CC; (b) corrente no conversor CC-CC e a sua referência.	73
Figura 4.24 - Forma de onda da tensão nas cargas no modo de energia armazenada em regime permanente.	74

Figura 4.25 – Formas de onda na deteção de falha da energia elétrica no modo normal: (a) a tensão no barramento CC, (b) a tensão nas cargas, a tensão na rede elétrica e o seu valor eficaz; (c) a corrente no CAS e o seu valor eficaz.	75
Figura 4.26 – Formas de onda da transição do modo normal para modo de energia armazenada na ocorrência de uma interrupção da rede elétrica: (a) tensão do barramento CC; (b) tensão nas cargas e o valor eficaz da tensão da rede elétrica; (c) corrente no CAS e o seu valor eficaz; (d) corrente nas baterias.	76
Figura 4.27 - Diagrama de blocos do sistema de controlo utilizado no modo de carregamento e descarregamento da bateria do iUPQC-UPS.....	78
Figura 4.28 – Formas de onda do arranque do iUPQC-UPS no modo normal: (a) tensão no barramento CC; (b) corrente na rede elétrica.	79
Figura 4.29 – Formas de onda do arranque do iUPQC-UPS no modo de energia armazenada: (a) tensão no barramento CC; (b) corrente nas baterias.....	79
Figura 4.30 – Formas de onda na transição do modo normal para o modo de carregamento de baterias: (a) tensão no barramento CC; (b) corrente na rede elétrica; (c) tensão nas baterias; (d) corrente nas baterias; (e) potência na rede elétrica, potência nas cargas e potência nas baterias.	81
Figura 4.31- Formas de onda na transição do modo normal para o modo de descarregamento de baterias quando a potência das cargas é maior que a potência das baterias: (a) tensão no barramento CC; (b) corrente na rede elétrica; (c) tensão nas baterias; (d) corrente nas baterias; (e) potência na rede elétrica, potência nas cargas e potência nas baterias.....	83
Figura 4.32- Formas de onda na transição do modo normal para o modo de descarregamento de baterias quando a potência das cargas é menor que a potência das baterias: (a) tensão no barramento CC; (b) corrente na rede elétrica; (c) tensão nas baterias; (d) corrente nas baterias; (e) potência na rede elétrica, potência nas cargas e potência nas baterias.	84
Figura 5.1 - Interface entre o utilizador e o protótipo.....	87
Figura 5.2 - Diagrama de blocos do sistema de controlo.....	88
Figura 5.3 - DSC TMS320F28335.....	89
Figura 5.4 - Placa de suporte para o DSC.....	90
Figura 5.5 - Placa de suporte para sensor de tensão.	91
Figura 5.6 - Esquema de ligação dos sensores de tensão.	91
Figura 5.7 - Placa de suporte para sensor de tensão.	92
Figura 5.8 - Esquema de ligação dos sensores de corrente.....	92
Figura 5.9 - Placa de condicionamento de sinal e ADC externo.	93
Figura 5.10 - Esquema elétrico para um canal da placa de condicionamento de sinal.....	95
Figura 5.11 - Placas de comando: (a) placa de comando trifásica; (b) placa de comando monofásica.	96
Figura 5.12 - Esquema elétrico de placa de comando.	97
Figura 5.13-Caixa de comando.	97
Figura 5.14 - Placa de DAC.....	98
Figura 5.15 – Vista superior do rack de controlo completo.	99
Figura 5.16 - Entradas e saídas do rack com vista frontal e posterior.	100
Figura 5.17 - Esquema elétrico do circuito de potência.....	101
Figura 5.18 - Módulo de IGBT SMK50GB063D: (a) componente físico; (b) esquema elétrico.....	102
Figura 5.19 - Placa de suporte para Driver.	103
Figura 5.20 - Esquema elétrico da ligação do circuito de driver com a placa de comando e o IGBT.	104
Figura 5.21 - Placa de proteção do IGBT.....	104

Figura 5.22 - Condensadores usados no barramento CC: (a) condensador de <i>Snubber</i> ; (b) condensador eletrolítico.....	105
Figura 5.23 - Andar de potência.....	106
Figura 5.24 - Desenho de andar de potência com as suas ligações.....	107
Figura 5.25 – Componentes para os filtros passivos dos conversores: (a) bobine com núcleo de ferro; (b) condensadores to tipo polipropileno.....	108
Figura 5.26 - Esquema elétrico do circuito de comando.....	110
Figura 5.27 – Ligação do circuito de comando: (a) contactores e disjuntores; (b) botões.....	111
Figura 5.28 - Armário completo do protótipo do iUPQC-UPS: (a) vista frontal; (b) vista traseira.....	112
Figura 5.29 - Medidas de segurança: (a) Botão de emergência; (b) lâmpada de sinalização; (c) fio terra da alimentação ligado à carcaça do protótipo.....	113
Figura 6.1 - Ambiente de trabalho do IDE Code Composer Studio v8.1 com código no modo de descarregamento e o seu número de instruções.....	118
Figura 6.2 - Formas de onda da tensão da rede elétrica, do sinal da E-PLL e do sinal de referência da tensão retiradas pelo DAC em regime transitório do sincronismo com a rede elétrica.....	120
Figura 6.3 - Espectro harmónico: (a) Tensão da rede elétrica; (b) Sinal de referência da tensão.....	121
Figura 6.4 - Formas de onda da tensão da rede elétrica, corrente nas cargas e corrente calculada pela teoria FBD retiradas pelo DAC: (a) carga não-linear; (b) carga indutiva.....	122
Figura 6.5 - Tensão do barramento CC no arranque do iUPQC-UPS com carga resistiva no modo de funcionamento normal.....	124
Figura 6.6 - Tensão do barramento CC em regime permanente com carga resistiva no modo de funcionamento normal.....	124
Figura 6.7 - Tensão nas cargas e sinal de referência da tensão em regime permanente com carga resistiva no modo de funcionamento normal.....	125
Figura 6.8 - Tensão e corrente da rede elétrica em regime permanente com carga resistiva no modo de funcionamento normal.....	126
Figura 6.9 - Tensão na rede elétrica e tensão nas cargas em regime permanente com carga resistiva no modo de funcionamento normal.....	127
Figura 6.10 - Formas de onda da corrente na rede elétrica, corrente nas cargas e corrente no CAP em resultados experimentais no modo de funcionamento normal: (a) carga não-linear; (b) carga indutiva.....	128
Figura 6.11 - Tensão do barramento CC no arranque do iUPQC-UPS com carga resistiva no modo de funcionamento de energia armazenada.....	130
Figura 6.12 - Tensão do barramento CC em regime permanente com carga resistiva no modo de energia armazenada.....	131
Figura 6.13 - Corrente no conversor CC-CC em regime permanente com carga resistiva no modo de energia armazenada.....	132
Figura 6.14 - Tensão nas cargas e sinal de referência da tensão em regime permanente com carga resistiva no modo de energia armazenada.....	133
Figura 6.15 - Tensão da rede elétrica, corrente na rede elétrica e corrente no conversor CC-C durante a transição do modo normal para o modo de carregamento de baterias.....	135
Figura 6.16 - Tensão da rede elétrica, corrente da rede elétrica e corrente no conversor CC-CC no modo de descarregamento das baterias para o caso em que a potência das cargas é maior que a potência das baterias: (a) transição entre o modo normal e o modo de descarregamento das baterias; (b) regime permanente do modo de descarregamento das baterias.....	136
Figura 6.17 - Tensão da rede elétrica, corrente da rede elétrica e corrente no conversor CC-CC no modo de descarregamento das baterias para o caso em que a potência das cargas é menor que a potência das baterias: (a) transição entre o modo normal e o modo de descarregamento das baterias; (b) regime permanente do modo de descarregamento das baterias.....	137

Figura 7.1 - Diagrama de blocos da alimentação do circuito de potência, circuito controlo e circuito comando do iUPQC-UPS:
(a) a partir da rede elétrica; (b) circuito de potência a partir da rede elétrica, circuito de comando e de controlo a partir de baterias. 152

Figura 7.2 - Diagrama de blocos uma *Smart-Grid*. 155

Figura 7.3 - Diagrama de blocos do iUPQC-UPS no modo de funcionamento em contexto *Smart-Grid*..... 156

Lista de Tabelas

Tabela 1.1 - Problemas de QEE relacionados com a tensão da rede elétrica.	3
Tabela 2.1 - Filtros passivos passa-alto.....	14
Tabela 2.2 - Características de compensação por condicionador.	21
Tabela 3.1 - Estados de atuação de um CSI em ponte completa.....	24
Tabela 3.2 - Estados de atuação de um VSI em meia ponte.....	25
Tabela 3.3 - Estados de atuação de um VSI em ponte completa.	26
Tabela 3.4 - Estados de atuação de um conversor multinível do tipo DCI a três níveis.	27
Tabela 3.5 - Estados de atuação de um conversor multinível do tipo DCI a cinco níveis.....	28
Tabela 3.6 - Estados de atuação de um conversor multinível do tipo CCI a três níveis.	29
Tabela 3.7 - Estados de atuação de um conversor multinível do tipo CCI a cinco níveis.....	30
Tabela 3.8 - Estados de atuação de um conversor multinível do tipo CMLI com duas células e tensões iguais nos barramentos CCs.....	32
Tabela 3.9 - Estados de atuação de um conversor multinível do tipo CMLI com duas células e tensões diferentes nos barramentos CCs.	33
Tabela 5.1 - Legenda das ligações do andar de potência da figura 5.24.....	107
Tabela 5.2 - Valores dos componentes dos filtros passivos para frequências diferentes.	109
Tabela 6.1 - Características de validação das simulações computacionais.	116
Tabela 6.2 - Características de validação dos resultados experimentais.	119

Acrónimos e Siglas

Acrónimo / Sigla	Significado
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
CA	Corrente Alternada
CAN	<i>Controller Area Network</i>
CAP	Condicionador Ativo Paralelo
CAS	Condicionador Ativo Série
CC	Corrente Contínua
CCI	<i>Capacitor Clamped Inverter</i>
CEN	<i>Comité Européen de Normalisation</i>
CENELEC	Comité Europeu de Normalização Eletrotécnica
CMLI	<i>Cascaded Multilevel Inverter</i>
CMOS	<i>Complementary-Metal-Oxide-Semiconductor</i>
CPD	<i>Custom Power Devices</i>
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DCI	<i>Diode Clamped Inverter</i>
DPF	<i>Displacement Power Factor</i>
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
E-PLL	<i>Enhanced Phase Locked-Loop</i>
EPRI	<i>Electric Power Research Institute</i>
FACTS	<i>Flexible AC Transmission Systems</i>
FAP	Filtro Ativo Paralelo
FAS	Filtro Ativo Série

FBD	Fryze-Bucholz-Depenbrock
GEPE	Grupo de Eletrónica de Potência e Energia
I2C	<i>Inter Integrated Circuit</i>
IDE	<i>Integrated Development Environment</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
iUPQC-UPS	Condicionador Unificado de Qualidade de Energia com Controlo Invertido
LF	<i>Loop Filter</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PD	<i>Phase Detector</i>
PI	Proporcional-Integral
PWM	Pulse Width Modulation
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RG-IGBT	<i>Reverse Blocking Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
SCI	<i>Serial Communication Interface</i>
SG	<i>Smart-Grid</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SoC	<i>State of Charge</i>
TBJ	Transistor Bipolar de Junção
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
TPF	<i>Total Power Factor</i>
TTL	<i>Transistor-Transistor Logic</i>
UPQC	Condicionador Unificado de Qualidade de Energia

UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
VCO	<i>Voltage-Controller Oscillator</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
ZOH	<i>Zero-or-hold</i>

Nomenclatura

Símbolo	Significado	Unidade
C_b	Capacidade do modelo de baterias	F
C_{cap}	Capacidade do filtro passivo do CAP	F
f_a	Frequência de amostragem	Hz
f_c	Frequência de comutação	Hz
f_{co}	Frequência de corte	Hz
G_a	Condutância com potência ativa da teoria FBD	Ω^{-1}
i_{bref}	Corrente de referência das baterias	A
i_{cargas}	Corrente nas cargas	A
i_{conv}	Corrente à saída do conversor	A
i_{ga}	Corrente da potência ativa da teoria FBD e sinal de referência do CAS	A
i_p	Corrente no lado primário do sensor de tensão ou corrente	A
i_s	Corrente no lado secundário do sensor de tensão ou corrente	A
Kp_{fase}	Ganho proporcional do controlo de fase da E-PLL	
Ki_{fase}	Ganho integrativo do controlo de fase da E-PLL	
Kp_{amp}	Ganho proporcional do controlo de amplitude da E-PLL	
Kp_{ib}	Ganho proporcional do controlo PI da corrente das baterias	
Ki_{ib}	Ganho integrativo do controlo PI da corrente das baterias	
Kp_{vcc}	Ganho proporcional do controlo PI do barramento CC	
Ki_{vcc}	Ganho integrativo do controlo PI do barramento CC	
L_{cc-cc}	Indutância do conversor CC-CC	H
L_{cas}	Indutância do filtro passivo do CAS	H
L_{cap}	Indutância do filtro passivo do CAP	H
$P_{baterias}$	Potência das baterias	W
P_{cargas}	Potência ativa das cargas	W
P_{reg}	Potência de regulação do barramento CC	W
R_{cap}	Resistência de <i>bypass</i> do modo normal	Ω

R_{cc-cc}	Resistência de <i>bypass</i> do modo de energia armazenada	Ω
R_b	Resistência do modelo de baterias	Ω
T_a	Período de amostragem	s
T_c	Período de comutação	s
T_d	Período de <i>dead-time</i>	s
T_p	Período de processamento	s
v_{adc}	Tensão no ADC	V
v_b	Tensão das baterias	V
v_{cargas}	Tensão das cargas	V
v_{conv}	Tensão à saída do conversor	V
v_{rede}	Tensão da rede elétrica	V
v_{ref}	Tensão de referência do CAP	V
v_{pll}	Tensão gerada pela E-PLL	V
v_{plluni}	Tensão unitária gerada pela E-PLL	V
ω_0	Frequência da rede elétrica em radianos	rad

Capítulo 1

Introdução

1.1 Qualidade de Energia Elétrica

O termo Qualidade de Energia Elétrica pode ter várias definições, dependendo de um quadro de referências. Por exemplo, um utilizador pode definir a Qualidade de Energia Elétrica como confiável e mostrar números estatísticos que o seu sistema é 99,98 % confiável. Ou um fabricante de equipamentos de carga pode definir Qualidade de Energia como o quão boas as características de uma certa fonte de energia são para que o seu equipamento funcione corretamente, porém essas características podem ser diferentes para outra fonte de alimentação diferente

Devido ao número elevado de definições diferentes de QEE, esta dissertação toma como base o livro “*Electrical Power System Quality*” [1], que afirma que Qualidade de Energia Elétrica é um problema orientado ao consumidor, citando assim a seguinte definição:

“Qualquer problema manifestado em tensão, corrente ou frequência que resulta em alguma falha de operação dos equipamentos do consumidor”.

1.2 Problemas de Qualidade de Energia Elétrica

Pela definição de QEE vista acima, se for garantido que a rede elétrica esteja em bom estado de forma a fornecer energia às cargas do consumidor sem as danificar ou causar mau funcionamento, então a QEE é boa. Por isso, é importante definir quais os problemas que provocam mau funcionamento ou danificam as cargas do consumidor de forma a quantificar a QEE.

Nos dias de hoje, o uso da rede elétrica é muito alto, e devido ao desenvolvimento elevado da tecnologia foram desenvolvidas cargas que afetam a QEE. Por isso, a QEE é afetada tanto pelo produtor como pelo consumidor dependendo do problema em questão. Ou seja, o produtor terá de produzir tensão de forma a fornecer energia de qualidade ao consumidor, e o consumidor terá de usar cargas que não danifiquem a tensão da fornecida pelo produtor.

Para haver um entendimento entre o produtor e o consumidor, foram criadas normas que obrigam estas duas entidades a respeitar limites nas suas obrigações. Estas normas foram elaboradas por

organizações tais como: o IEC (*International Electrotechnical Commission*), o CEN (*Comité Européen de Normalisation*) e o IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) [2].

Em suma, para clarificar especificamente os problemas de QEE existentes serão apresentados os problemas relativos à tensão fornecida pelo produtor e os problemas da corrente produzidos pelas cargas.

1.2.1 Tensão da rede Elétrica

A norma portuguesa e europeia NP EN 50160, publicada pela CÉNÉLEC (Comité Europeu de Normalização Eletrotécnica), estabelece os parâmetros da tensão fornecida pelo produtor da rede elétrica. Entre esses parâmetros, os principais são o valor eficaz e a frequência da tensão. Em relação à frequência, a norma diz que durante 99,5 % do tempo de um ano, o valor médio da frequência terá de ter valores entre 49,5 Hz e 50,5 Hz ($50 \text{ Hz} \pm 1 \%$). Para o valor eficaz, a norma estabelece que para o período de uma semana, 95 % dos valores eficazes médios no intervalo de 10 minutos devem ter valores entre 207 V a 253 V ($230 \text{ V} \pm 10 \%$). Normalmente, estes valores saem fora da norma devido aos problemas já identificados que podem ter inúmeras causas. A tabela 1.1 representa os problemas da tensão da rede elétrica mais conhecidos e as sua causas.

Para determinar os indicadores acima referidos, é necessário ter instrumentos de monitorização que calculem estes valores de forma frequente [3],[4]. Além disso, alguns desses instrumentos também conseguem detetar qual o problema específico que fez com que os parâmetros da tensão da rede elétrica tenham valores diferentes do normal. Por exemplo, o aparecimento de uma subtensão momentânea faz com que o valor eficaz da tensão diminua naquele pequeno período de tempo. No entanto, se forem calculados os valores médios do valor eficaz durante um período de tempo elevado, o valor eficaz baixo devido à cava não influencia o valor médio calculado e a cava não é detetada.

Tabela 1.1 - Problemas de QEE relacionados com a tensão da rede elétrica.

Problema de QEE	Efeito	Causa
Interrupção momentânea	Diminuição momentânea do valor eficaz da tensão para zero	Existência no sistema elétrico de disjuntor com religador
Subtensão momentânea (<i>Sag</i>)	Diminuição momentânea do valor eficaz da tensão	Curto-circuito momentâneo de um outro alimentador do mesmo barramento de alimentação.
Sobretensão momentânea (<i>Swell</i>)	Subida momentânea do valor eficaz da tensão	Defeitos da rede elétrica
Flutuação de tensão (<i>Flicker</i>)	Variação do valor eficaz da tensão	Variações intermitentes de certas cargas.
Micro-cortes (<i>Notches</i>)	Curto-circuitos momentâneos	Comutação dos semicondutores de potência dos retificadores.
Transitórios	Fenómeno transitório	Comutação de bancos de condensadores ou descargas atmosféricas.
Ruído eletromagnético	Ruído de altas frequências.	Comutações rápidas dos conversores de eletrónica de potência.
Distorção harmónica	Ocorrência de harmónicos com frequências ímpares e múltiplos de 50 Hz.	Conteúdo harmónico na corrente produzida pelas cargas que originam tensões com distorção harmónica devido à impedância de linha.
Inter-harmónicos	Ocorrência de harmónicos com frequências não múltiplas de 50 Hz.	Fornos a arco ou por cicloconverters.
Interrupção	Diminuição do valor eficaz da tensão para zero durante um longo período de tempo	Defeitos ou operações de manutenção na rede elétrica

1.2.2 Corrente produzida pelas cargas

Os problemas vistos anteriormente correspondem à tensão da rede elétrica produzida pelo produtor que é obrigado pelas normas a ter os seus parâmetros dentro dos limites. No entanto, o consumidor também tem algumas obrigações no que toca ao uso de certas cargas. Algumas destas cargas são não-lineares e produzem correntes não sinusoidais pois contêm frequências diferentes de 50

Hz. Estas frequências são designadas de harmónicos que frequentemente são os números ímpares, sendo o harmónico 1 de 50 Hz, o harmónico 3 de 150 Hz, o harmónico 5 de 250 Hz e por assim adiante. Para quantificar a distorção harmónica total (*Total Harmonic Distortion* - THD) da corrente produzida por uma carga, é usado um cálculo dado pela equação 1.1 que faz a soma de todos os harmónicos dessa corrente. Para calcular a percentagem em relação ao harmónico fundamental de 50 Hz, é usada a equação 1.2 [5].

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^n i_h^2} \quad (1.1)$$

$$THD\% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n i_h^2}}{i_1} 100 \quad (1.2)$$

Na figura 1.1 (a) estão representadas várias correntes com frequências correspondentes ao primeiro, terceiro, quinto e sétimo harmónico. Enquanto que a figura 1.1 (b) representa a corrente que corresponde à soma das correntes em 1.1 (a), verificando-se que esta apresenta uma percentagem de THD em relação à fundamental de 17,42 %. Este valor está associado com o facto de o sinal não ser sinusoidal, ao contrário do sinal da corrente i_{h1} da figura 1.1 (a) que apresenta uma percentagem de THD aproximadamente zero. As cargas não-lineares produzem correntes com percentagem de THD elevada, apresentando elevada distorção na forma de onda.

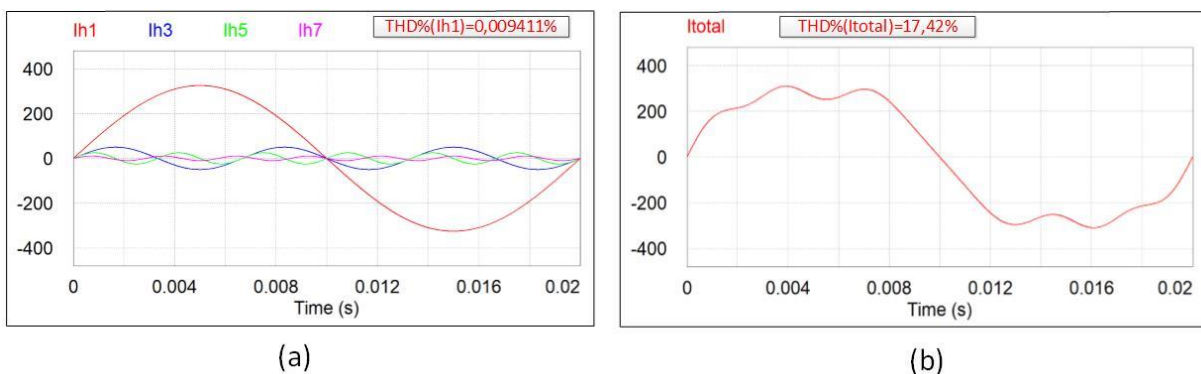


Figura 1.1 - Formas de onda da corrente com distorção harmónica: (a) Correntes com frequências ímpares e múltiplas de 50 Hz; (b) Corrente distorcida e resultante da soma de todas as correntes de (a).

Estas correntes com conteúdo harmónico podem ter efeitos graves na rede eléctrica, tais como: aparecimento na distorção harmónica da tensão devido à impedância de linha da rede eléctrica; aumento

nas perdas e no aquecimento dos condutores, transformadores e motores, operação incorreta dos sistemas de proteção e redução da vida útil dos equipamentos em geral [6].

Além destas cargas, também existem cargas que originam outro problema, o baixo fator de potência. Este parâmetro é dado pelo desfasamento entre a corrente e a tensão da rede elétrica, porém também pode ser calculado pela relação entre a potência ativa e a potência aparente como se pode ver na equação 1.3. Este desfasamento é provocado pelo uso de cargas com reactância indutiva ou capacitiva elevada, provocando perdas no transporte e distribuição da energia elétrica pois desta forma as correntes são mais elevadas. O fator de potência assume valores entre 0 e 1, sendo que para $\cos \varphi = 1$, a tensão e a corrente estão em fase [7].

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} \quad (1.3)$$

Na figura 1.2 estão representadas as formas de onda da tensão e da corrente com um desfasamento de 45° , provocado por uma carga com reactância indutiva, atrasando a corrente relativamente à tensão. Na figura verifica-se que o fator de potência é de 0,707, pois $\cos 45^\circ = 0,707$, o que prova que o fator de potência é dado pelo desfasamento entre a corrente e a tensão.

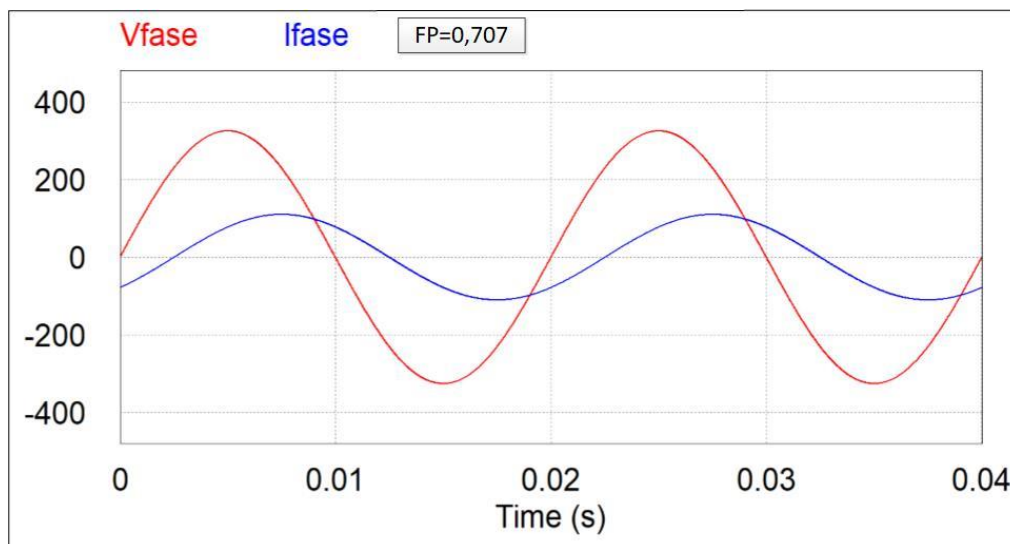


Figura 1.2 - Formas de onda da corrente e da tensão num sistema elétrico com uma carga indutiva.

Num sistema elétrico, podem ser usadas várias cargas em simultâneo. Se estiverem a ser usadas cargas que criam os dois problemas de QEE relacionados com a corrente referidos anteriormente, então estas cargas estão a produzir harmónicas e potência reativa em simultâneo. Com isto, é importante quantificar estas duas potências de forma a perceber a QEE com o uso destas cargas. Para isso, é

utilizado o fator de potência total (*Total Power Factor* - TPF) que contabiliza todos os harmónicos da tensão e da corrente. A equação 1.5 representa o cálculo do TPF, em que P_h é a potência ativa de cada harmónico. Desta forma, para calcular o fator de potência da frequência fundamental é usado o fator de potência de deslocamento (*Displacement Power Factor*-DPF) que está representado na equação 1.4 [8].

$$DPF = \frac{P_1}{S_1} = \frac{U_1 I_1 \cos \varphi}{U_1 I_1} \quad (1.4)$$

$$TPF = \frac{P}{S} = \frac{P_1 + \dots + P_h}{UI} \quad (1.5)$$

1.3 Enquadramento

No sentido de minimizar os efeitos dos problemas de QEE anteriormente referidos, nos últimos anos foram desenvolvidos equipamentos que mitigam estes fenómenos. Com isto, o tema desta dissertação foca-se no desenvolvimento de um Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Elétrica com controlo invertido e UPS (iUPQC-UPS). Este condicionador mitiga os problemas de tensão presentes na rede elétrica e os problemas relacionados com a corrente produzida pelas cargas. O protótipo é constituído por um condicionador ativo ligado em série com a rede elétrica e outro em paralelo com as cargas e com a rede elétrica, partilhando o mesmo barramento CC. Além destes, também é ligado ao mesmo barramento CC um conversor CC-CC bidirecional que permite fornecer energia elétrica às cargas e à rede elétrica a partir de baterias.

O condicionador ativo paralelo (CAP) produz uma tensão sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica, de forma a que os problemas de QEE da tensão da rede elétrica não estejam presentes na tensão das cargas. O condicionador ativo série (CAS) produz uma corrente sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica, fazendo com que a corrente na rede elétrica não forneça potência reativa ou harmónicas de corrente. O conversor CC-CC permite a interface entre o barramento CC e as baterias, para que o protótipo possa mitigar as interrupções da rede elétrica

1.4 Motivações

Segundo um relatório do EPRI (*Electric Power Research Institute*) os problemas que envolvem a qualidade de energia elétrica e a falta de fornecimento de energia custam à economia dos Estados Unidos mais de 119 milhões de dólares por ano [2]. Por isso, desenvolver um equipamento que mitiga muitos destes problemas é um desafio estimulante e muito interessante. Além de que permite adquirir conhecimentos na área da eletrónica de potência, como desenhar circuitos, programar sistemas de controlo e fazer testes experimentais com potências mais elevadas. Competências importantes para no futuro desenvolver projetos dentro desta área.

Além disso, os combustíveis fósseis estão a esgotar-se no planeta Terra, o que leva a que a energia elétrica seja cada vez mais usada como fonte de energia. Assim, com o aumento do uso de energia elétrica, as *Smart-Grid* (SG) serão uma evolução necessária das redes convencionais que não conseguirão aguentar com o aumento do uso de energia elétrica. Logo, como o iUPQC-UPS pode trabalhar no contexto SG, é muito aliciante conhecer este tema que terá muito impacto na tecnologia futura.

1.5 Objetivos e Metodologias

O objetivo principal desta dissertação passou pelo desenvolvimento de um iUPQC-UPS de 3 kVA de potência, para resolver os problemas de QEE anteriormente apresentados. No entanto, ao longo do seu desenvolvimento, os objetivos e problemas principais são divididos em objetivos e problemas de menor dificuldade, porém cruciais para resolver o objetivo principal. Inicialmente, o objetivo passou por perceber os modos de funcionamento do iUPQC-UPS e como este é capaz de mitigar os problemas de QEE. De seguida, foi feito um estudo bibliográfico de forma a escolher as topologias dos conversores, além de compreender os algoritmos de controlo para permitir ao CAP produzir tensão e ao CAS produzir corrente.

Posto isto, foram desenvolvidos modelos para simular no computador o iUPQC-UPS e verificar que os as topologias dos conversores e os algoritmos de controlo escolhidos são os mais apropriados para o protótipo. As simulações foram realizadas na ferramenta PSIM, que tem uma vasta gama de bibliotecas com variados componentes. Por fim, o foco das simulações é averiguar que o iUPQC-UPS consegue mitigar os problemas de QEE.

De seguida, iniciou-se o objetivo principal: desenvolver o protótipo com uma potência de 3 kVA. Na montagem do protótipo foi usado algum hardware já desenvolvido por investigadores do GEPE, o que

assegura que o hardware é fiável. No entanto, foi feito o dimensionamento dos componentes de forma a cumprir com as especificações para este protótipo.

Por fim, foram retirados resultados experimentais que demonstram que o objetivo principal foi cumprido. Dentro destes resultados, é importante especificar os objetivos independentemente dos conversores, tais como:

- Validar o Condicionador Paralelo como fonte de tensão;
- Validar o Condicionador Série como fonte de corrente;
- Validar o conversor CC-CC bidirecional como *buck* e *boost*;
- Depois de validados todos os conversores, foram testados os modos de funcionamento do iUPQC-UPS;

1.6 Organização e Estrutura da Dissertação

Esta dissertação encontra-se dividida em sete capítulos. No presente capítulo é abordado o conceito de QEE e os problemas relativos à tensão da rede elétrica e à corrente produzida pelas cargas. Neste capítulo introduz-se o tema desta dissertação e como este se enquadra na mitigação dos problemas de QEE.

No Capítulo 2 são abordados os condicionadores ativos de potência que mitigam os problemas de QEE, desde o seu funcionamento até aos problemas específicos que certo condicionador consegue mitigar. O objetivo deste capítulo passa por fazer uma revisão bibliográfica acerca destes condicionadores e compará-los com o iUPQC-UPS.

A revisão bibliográfica continua no Capítulo 3, onde são apresentados os conversores usados nos condicionadores ativos de potência e os algoritmos de controlo que permitem a estes condicionadores funcionar da forma pretendida. Neste capítulo são abordados vários conversores e vários algoritmos de controlo, porém, o foco principal é no iUPQC-UPS.

No Capítulo 4 são mostrados os resultados de simulação de todos os modos de funcionamento do iUPQC-UPS. Este capítulo tem como base a informação disposta no Capítulo 3, pois é no Capítulo 4 que são introduzidas as teorias de controlo que cada conversor usa. Por fim, são apresentados os resultados de simulação com o iUPQC-UPS a mitigar os problemas de QEE.

No Capítulo 5 é descrito o desenvolvimento de todo o protótipo do iUPQC-UPS para uma potência de 3 kVA. Inicialmente, é apresentado o circuito de controlo e dimensionamento das placas de circuito impresso anteriormente desenvolvidas por investigadores do GEPE. Depois, são apresentados o circuito de controlo e o circuito de potência, focando nos parâmetros do hardware que são a base de fundamento para os resultados do Capítulo 6.

O Capítulo 6 é o mais importante pois é onde são apresentados os resultados experimentais do protótipo do iUPQC-UPS. Todos os capítulos anteriores serviram como base para este capítulo, pois os resultados do Capítulo 4 serão comparados com os resultados deste capítulo que terão a limitação do hardware apresentado no Capítulo 5.

Por fim, o Capítulo 7 serve para rever se os objetivos desta dissertação foram concluídos com êxito ou não, sendo apresentadas as principais conclusões de trabalho bem como algumas propostas de trabalhos futuros que podem melhorar o iUPQC-UPS.

Capítulo 2

Condicionadores Ativos de Potência para compensação de problemas de Qualidade de Energia Elétrica

2.1 Introdução

Nos últimos anos os componentes eletrónicos têm evoluído de uma forma muito rápida, principalmente no ramo dos semicondutores. Por isso os equipamentos de eletrónica de potência são mais eficientes e trabalham a frequências mais altas, sendo assim possível resolver muitos dos problemas de Qualidade de Energia Elétrica [9].

Esses equipamentos têm sido melhorados ao longo dos anos, pois são criadas sempre novas topologias destes equipamentos e os sistemas de controlo também são melhorados. Assim os problemas de Qualidade de Energia Elétrica têm mais possibilidades de ser mitigados com estes equipamentos, também designados por condicionadores ativos de potência.

Estes condicionadores podem ser divididos em duas categorias, os FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*) que são usados para controlar o fluxo de energia, logo mais aplicáveis nas redes de distribuição de energia elétrica e os CPD (*Custom Power Devices*), usados no ponto de entrega dos distribuidores, ou seja nos consumidores [10].

O Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho foca-se principalmente no estudo e desenvolvimento dos CPD, pois são estes que resolvem os problemas de QEE criados pelas cargas dos consumidores e também trabalham em baixa tensão.

O iUPQC-UPS enquadra-se no grupo dos CPD, por isso este capítulo tem o objetivo de apresentar os condicionadores ativos de potência dentro da categoria dos CPD até chegar ao iUPQC-UPS e mostrar que este tem muitas vantagens para a sua funcionalidade.

2.2 Filtro Ativo Paralelo de Potência

Um Filtro Ativo Paralelo (FAP) permite compensar harmónicos de corrente, desequilíbrios de corrente e o fator de potência. Este condicionador, constituído por um conversor CC-CA e um

condensador no barramento CC, tem como função fornecer uma corrente que permite corrigir os problemas de QEE anteriormente referidos [11],[12]. Assim, o FAP funciona como uma fonte de corrente controlada em paralelo com a rede, fornecendo à rede elétrica a potência reativa e potência harmônica consumidas pelas cargas. Assim a corrente do lado da rede passa a ser sinusoidal e em fase com a tensão.

Várias são as topologias em que um FAP pode ser constituído, como por exemplo a combinação entre filtros passivos e o FAP, de forma a otimizar a corrente distorcida [13] e para sistemas trifásicos, o uso de um FAP a quatro fios de forma a compensar a corrente no neutro originada pelas cargas [14]. Também no barramento CC têm sido implementadas novas topologias com fonte externas, como por exemplo fontes de energias renováveis, nomeadamente com painéis fotovoltaicos, permitindo atribuir ao filtro mais funcionalidades [15]. A figura 2.1 mostra o diagrama de blocos em como um FAP é colocado entre a rede e as cargas.

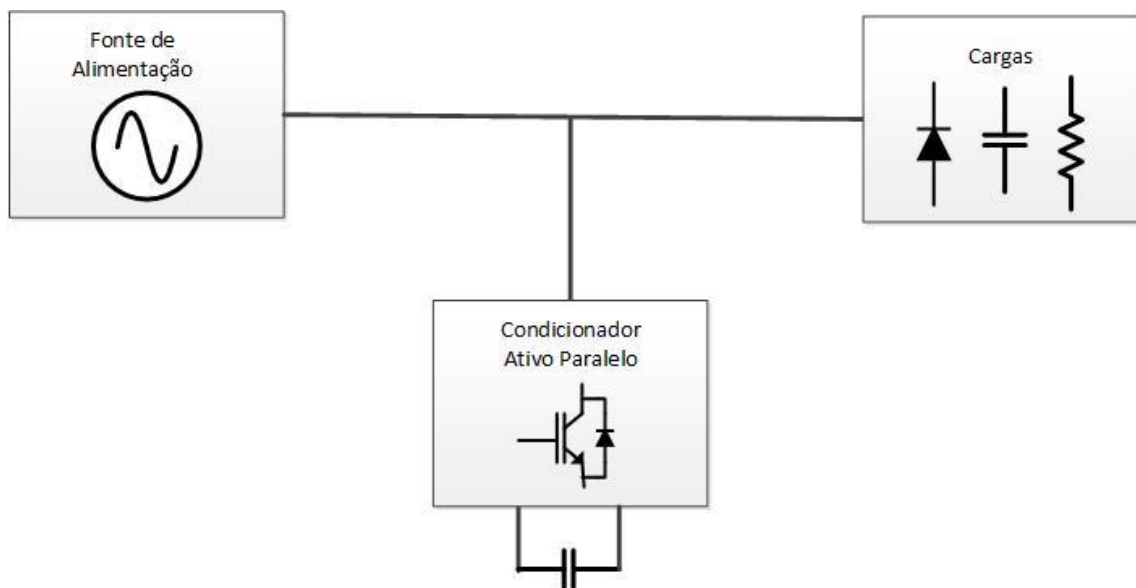


Figura 2.1 - Diagrama de blocos de um Filtro Ativo Paralelo.

2.3 Filtro Ativo Série de Potência

Enquanto que um FAP compensa os problemas relacionados com a corrente, um Filtro Ativo Série (FAS) compensa os problemas relacionados com a tensão, tais como harmônicas de tensão, cavas, sobretensões, transitórios, flutuações de tensão e desequilíbrios de tensão nas fases [12],[16]. Logo, o FAS funciona como uma fonte de tensão controlada em série com a tensão da rede elétrica, permitindo

que as tensões na carga sejam sinusoidais e equilibradas, mesmo que as tensões na rede sejam distorcidas e desequilibradas.

Para que o FAS seja colocado em série entre a rede elétrica e a carga normalmente é usado um transformador de acoplamento entre a rede e o conversor CC-CA, porém uma nova topologia foi implementada sem estes transformadores, sendo substituídos por conversores com semicondutores comutados a alta frequência [17].

Normalmente, um FAS também é combinado com filtros passivos em paralelo com o filtro ativo, melhorando tanto o desempenho do FAS como mitigando certas frequências harmônicas originadas pela carga [18],[19]. A figura 2.2 mostra o diagrama de blocos em como um FAS é colocado entre a rede e as cargas.

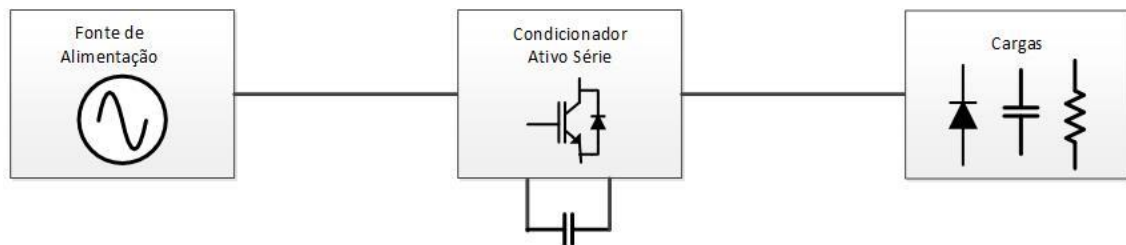


Figura 2.2 - Diagrama de blocos de um Filtro Ativo Série.

2.4 Filtros Híbridos de Potência

Os filtros passivos de potência são simples de implementar e têm um custo de produção baixo, assim como um ciclo de vida longo, porém, não conseguem resolver todos os problemas associados à corrente. Já os filtros ativos de potência têm uma precisão melhor na resolução dos problemas das correntes, tendo no entanto um custo mais elevado [20].

Para resolver as desvantagens destes dois equipamentos, nos últimos anos têm sido implementadas várias topologias que combinam os filtros passivos e os filtros ativos. Esta combinação denomina-se de filtro híbrido que permite mitigar os harmônicos de corrente relativamente bem, enquanto que os seu custo é mais baixo comparado a um filtro ativo [21].

Uma das topologias usadas nos filtros híbridos, é o filtro passivo, constituído por condensadores, bobines e resistências, em série com o filtro ativo, constituído por um inversor a semicondutores e um condensador no barramento CC. A figura 2.3 mostra esta topologia.

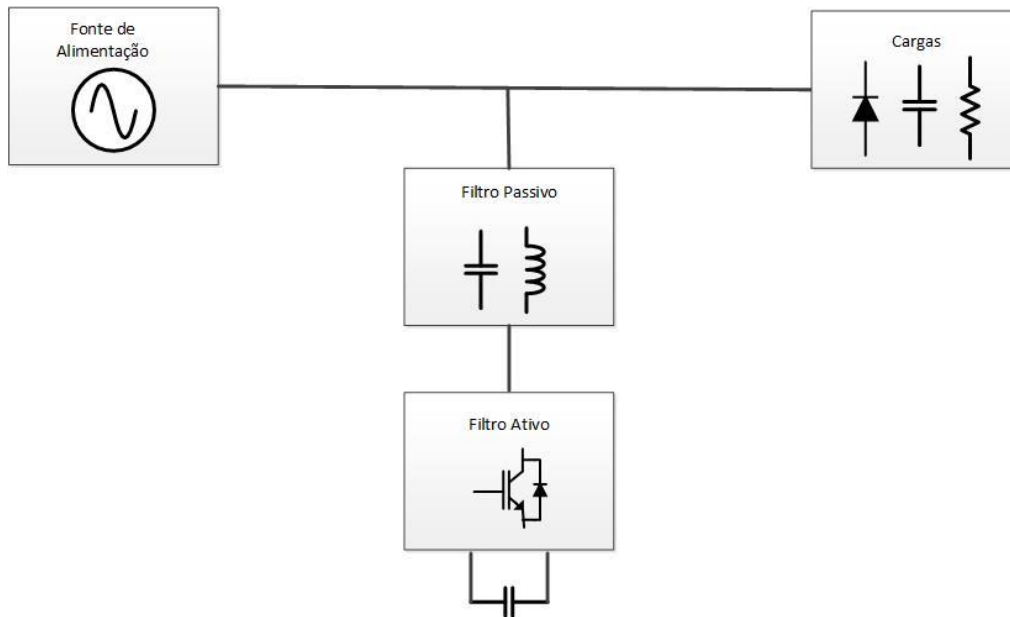


Figura 2.3 - Diagrama de blocos de um Filtro Híbrido com filtro passivo e filtro ativo em série.

A segunda topologia usa o filtro passivo em paralelo com o filtro ativo, obrigando a que a corrente se divida, permitindo que os componentes dos filtros sejam de valores menores que a topologia anterior e assim os custos também sejam menores. A figura 2.4 mostra esta última topologia.

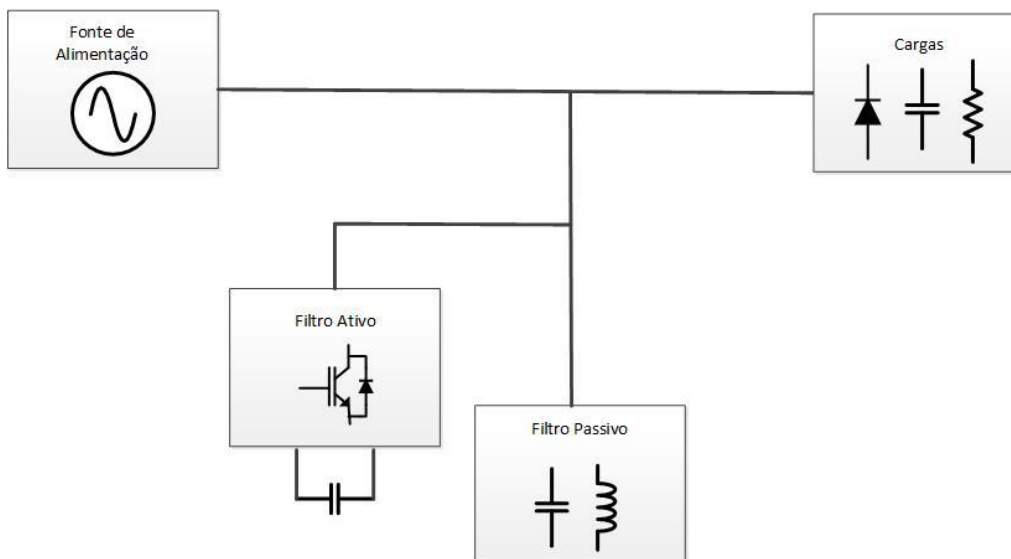



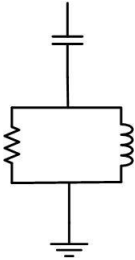
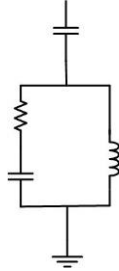
Figura 2.4 - Diagrama de blocos de um Filtro Híbrido com filtro passivo e filtro ativo em paralelo.

O objetivo principal dos filtros passivos passa por absorver frequências específicas da corrente de forma a eliminá-las da rede elétrica. Dimensionando e combinando o valor da reactância do condensador, da bobine e da resistência é possível definir as frequências de corte [22],[23]. Existem vários tipos de filtros passivos:

- Filtro passa-baixo: a atenuação das frequências superiores da frequência de corte.
- Filtro passa-alto: a atenuação das frequências inferiores da frequência de corte.
- Filtro passa-banda: a atenuação das frequências inferiores e superiores ao valor para que o filtro está dimensionado.

A tabela 2.1 apresenta algumas configurações de filtros passa-alto com variadas ordens.

Tabela 2.1 - Filtros passivos passa-alto.

Passa-alto 1º ordem	Passa-alto 2º ordem	Passa-alto 3º ordem
		

2.5 UPS

Um dos maiores problemas de QEE são as interrupções, que dependendo da sua duração, podem causar uma quantidade enorme de prejuízos económicos ao consumidor. Como solução, surgiram equipamentos designados por *Uninterruptible Power Supply* (UPS) que fornecem energia às cargas enquanto que a rede está interrompida.

A IEC estabelece *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* [24].

Entre os três tipos, a *double-conversion* apresenta maior número de vantagens, devido principalmente à conexão em série entre a UPS e a rede elétrica, porém as restantes também apresentam algumas vantagens. Serão apresentadas as três topologias de UPS para o *standard* IEC 62040-3.

Apesar das interrupções longas serem o problema de QEE para a qual as UPS são mais eficazes, estas também mitigam sobretensões, subtensões, transitórios, distorção harmónica na tensão e interrupções momentâneas.

2.5.1 Passive standby

Este tipo de UPS é constituída por um conversor CA-CC que permite o carregamento das baterias, enquanto que estas estão ligadas a um conversor CC-CA de forma a que este alimente as cargas quando necessário. Estes três equipamentos estão ligados em paralelo entre a rede elétrica e as cargas, sendo que a montante das cargas existe um comutador que seleciona se deve ser a rede elétrica ou as baterias a alimentar as cargas. Juntamente com este comutador também podem ser adicionados filtros de forma a eliminar certos distúrbios na alimentação das cargas, porém o *standard* não menciona especificamente estes filtros, referindo-se a este bloco apenas como “UPS *switch*” [24]. Na figura 2.5 está um diagrama de blocos que representa a forma como a UPS *passive standby* é constituída.

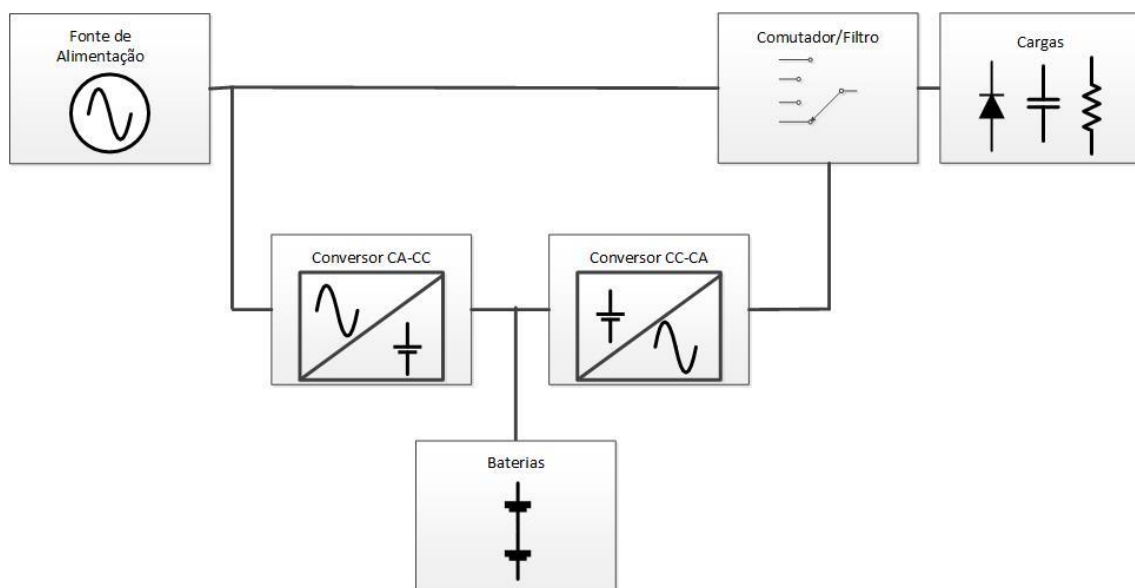


Figura 2.5 - Diagrama de blocos de uma UPS *passive standby*.

Existem dois modos de funcionamento nestas UPS, o modo normal e o modo de energia armazenada. No modo normal, o comutador permite que as cargas sejam alimentadas pela rede elétrica enquanto que o conversor CA-CC carrega as baterias. Quando é detetado algum problema com a tensão da rede, o comutador faz com que seja o conversor CC-CA a alimentar as cargas, usando para esse efeito energia as baterias. Esta situação acontece no modo de energia armazenada. Segundo o *standard*, o tempo de comutação entre os dois modos terá de ser menor que 10 ms.

As vantagens destas UPS são: topologia simples, baixo custo e tamanho pequeno, enquanto que as desvantagens são: não existe isolamento entre a rede elétrica e as cargas, tempo de comutação entre os modos é longo e não é permitida a regulação da tensão e da frequência do sinal de saída.

2.5.2 Line-interactive

As UPS *line-interactive* têm um inversor em paralelo entre as cargas e um comutador estático. Este inversor permite o carregamento e o descarregamento das baterias consoante a performance da rede elétrica e a necessidade das cargas, o que faz com que este seja bidirecional, permitindo assim a entrada ou a saída de energia das baterias, enquanto que o comutador estático permite a regulação da tensão a partir de um auto-transformador. A figura 2.6 mostra a topologia da UPS anteriormente descrita.

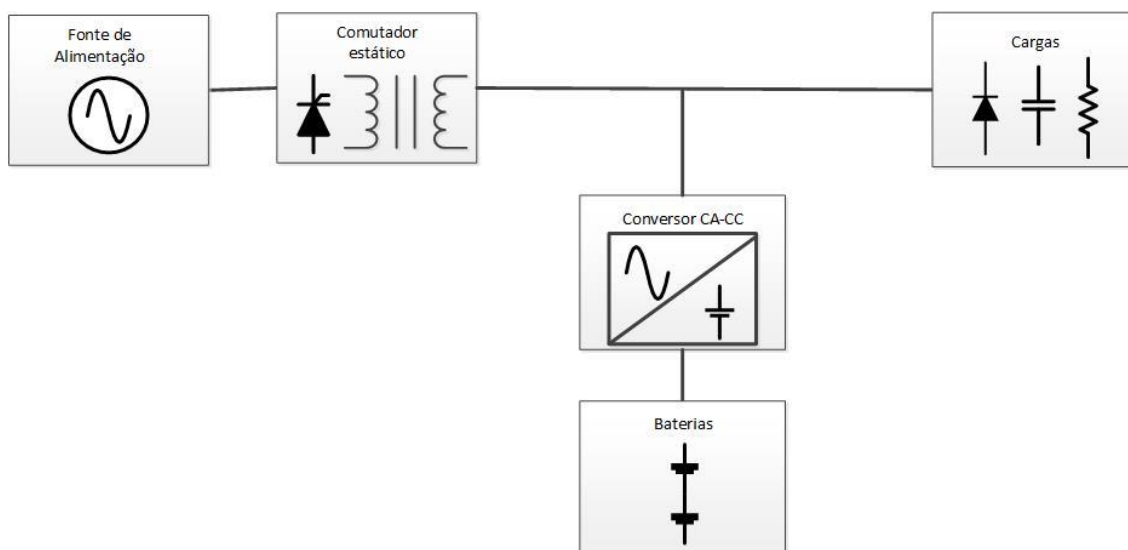


Figura 2.6 - Diagrama de blocos de uma UPS *line-interactive*.

Em semelhança às UPS *passive standby*, o *standard* desta UPS também define dois modos de funcionamento, o modo normal e o modo de energia armazenada. No modo normal, o comutador estático, a partir do auto-transformador, regula a tensão necessária para alimentar as cargas e carregar as baterias, através de um conversor CA-CC. Quando a rede elétrica acusa algum problema, o comutador estático desconecta-se da rede elétrica e o inversor alimenta as cargas a partir das baterias. Este estado denomina-se de modo de energia armazenada e a UPS continua neste modo até a rede elétrica volte à sua normalidade.

Esta UPS apenas tem a vantagem de o custo ser mais baixo que as UPS *double conversion*, o que faz com que o número de desvantagens seja significativo, tais como: o isolamento entre a rede

elétrica e as cargas não é real, não permite regulação da frequência do sinal de saída, fraca proteção contra sobretensões e pouca eficiência a operar com cargas não-lineares.

2.5.3 Double conversion

A última UPS a ser apresentada é a *Double Conversion* e ao contrário das anteriores esta UPS tem o conversor CA-CC, as baterias e o conversor CC-CA em série entre a rede elétrica e as cargas. Desta forma, os dois conversores estão constantemente em funcionamento, fazendo a conversão CA-CC-CA e por isso esta UPS ter o nome de *double conversion*. Em paralelo com estes três equipamentos encontra-se um comutador estático que permite um novo modo de funcionamento descrito de seguida. A figura 2.7 mostra a topologia desta UPS.

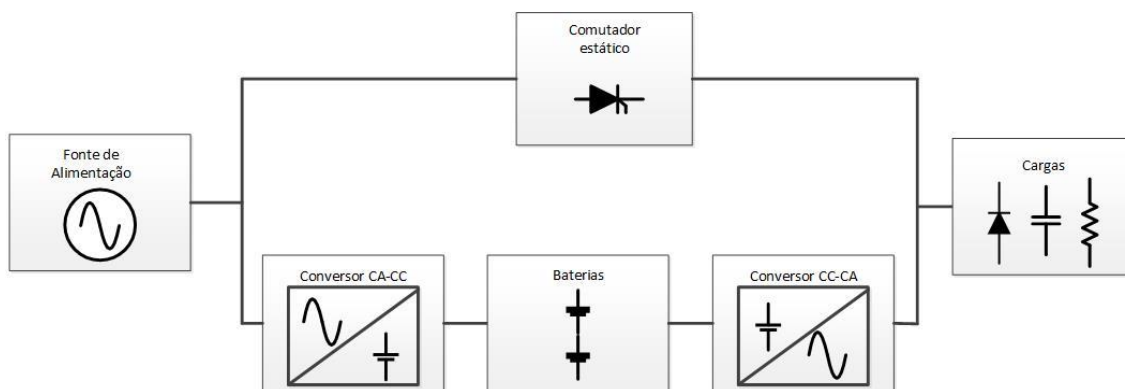


Figura 2.7 - Diagrama de blocos de uma UPS *double conversion*.

Como foi dito anteriormente, esta UPS tem um novo modo de funcionamento, sendo assim três o número de modos: o modo normal, o modo de energia armazenada e modo de passagem secundária.

No modo normal, o conversor CA-CC converte tensão alternada em tensão contínua, que é usada para carregar as baterias e para alimentar as cargas a partir do conversor CC-CA. Quando a rede elétrica acusa algum problema, o conversor CA-CC é desligado e as baterias alimentam as cargas pelo conversor CC-CA, entrando assim no modo de energia armazenada. Por último, o modo de passagem secundária ocorre quando é necessário fazer alguma manutenção à UPS. Nesse caso, o comutador estático faz com que as cargas sejam alimentadas diretamente pela rede elétrica.

Das três UPS apresentadas, a *Double Conversion* é a que detêm maior número de vantagens, sendo elas: bom isolamento entre a rede elétrica e as cargas, tempos rápidos de comutação entre os modos, regulação da frequência e da tensão do sinal de saída e a possibilidade de fazer manutenção à UPS. Enquanto que as suas únicas desvantagens são ter um rendimento baixo e custo elevado.

2.6 Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC)

De forma a resolver problemas de corrente e de tensão em simultâneo, foi criado um equipamento designado por Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC). Este condicionador é uma combinação de um FAS e um FAP, logo consegue mitigar todos os problemas que estes conseguem, ficando apenas a faltar as interrupções de energia [25]–[29]. Como mostra a figura 2.8, o UPQC é constituído por um Condicionador Ativo Série que se comporta como uma fonte de tensão e um Condicionador Ativo Paralelo que se comporta como uma fonte de corrente, estes têm ambos o mesmo condensador no barramento CC.

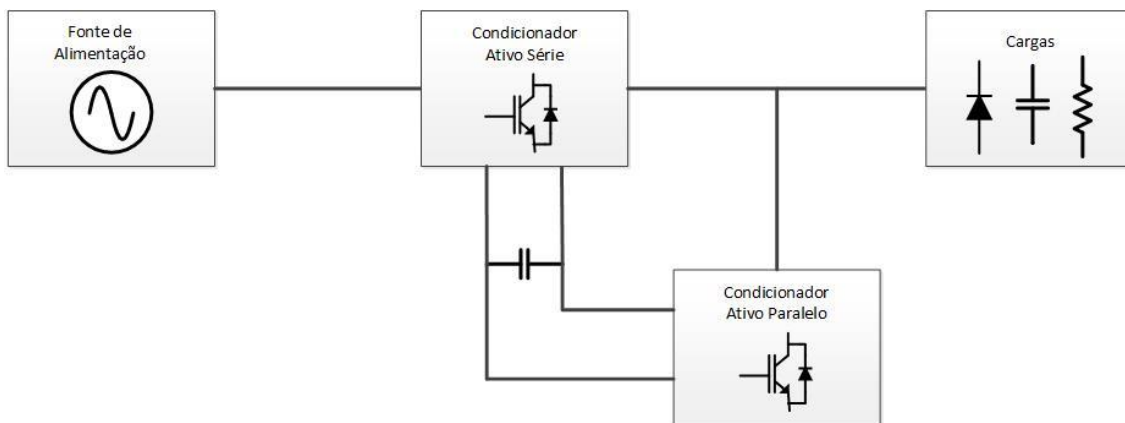


Figura 2.8 - Diagrama de blocos de um Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC).

Da mesma forma que o FAS e o FAP têm várias topologias, o UPQC também pode usufruir dessas vantagens, desde o uso de energias renováveis no barramento CC até à ausência dos transformadores no condicionador Ativo Série. No GEPE foi criada uma topologia em que os transformadores são substituídos por conversores CC-CC permitindo que o custo baixe significativamente [30].

2.7 Condicionador Unificado de Qualidade de Energia com Controlo Invertido e UPS (iUPQC-UPS)

Finalmente, o último condicionador a ser apresentado é a combinação de um UPQC e uma UPS, designando-se por iUPQC-UPS. Este condicionador será o foco desta dissertação e a sua vantagem é conseguir resolver todos os problemas de QEE anteriormente referidos. Da mesma forma que um UPQC, o iUPQC também é constituído por um Condicionador Ativo Série e um Condicionador Ativo Paralelo em que ambos partilham o mesmo barramento CC, a diferença é que este último também é constituído por baterias ligadas ao mesmo barramento CC a partir de um conversor CC-CC bidirecional, sendo por isso possível este condicionador funcionar como UPS. A figura 2.9 mostra a topologia geral do iUPQC-UPS.

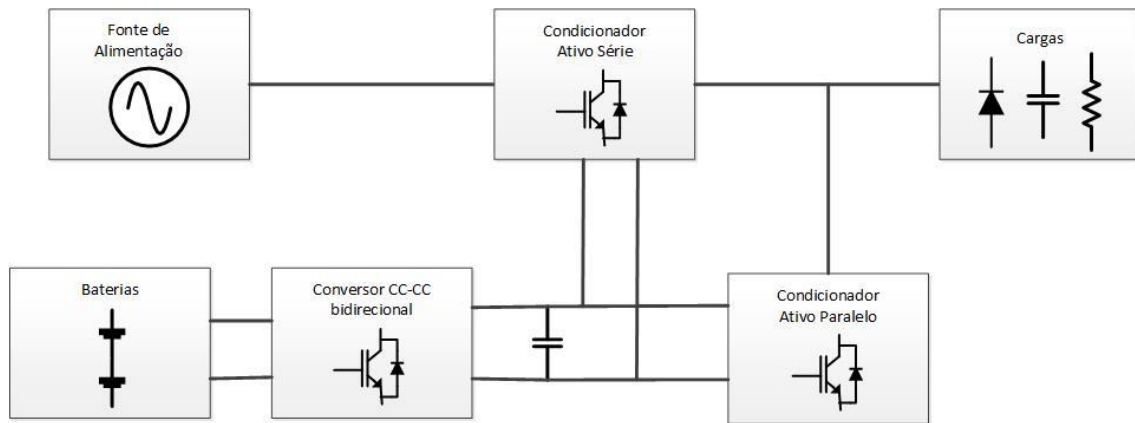


Figura 2.9 - Diagrama de blocos de um Condicionador Unificado de Qualidade de Energia com Controlo Invertido e UPS (iUPQC-UPS).

O iUPQC-UPS tem a topologia muito idêntica à do UPQC, porém os controlos dos dois condicionadores têm uma função invertida [31]–[33], ou seja, o iUPQC-UPS usa o condicionador ativo série como fonte de corrente e o condicionador ativo paralelo como fonte de tensão. Assim, o condicionador ativo paralelo fornece às cargas uma tensão sinusoidal enquanto que o condicionador ativo série trabalha do lado da rede com uma corrente também sinusoidal, permitindo que as potências harmónicas e reativa produzidas pelas cargas sejam consumidas pelo condicionador ativo paralelo. A figura 2.10. representa a forma como o iUPQC-UPS funciona.

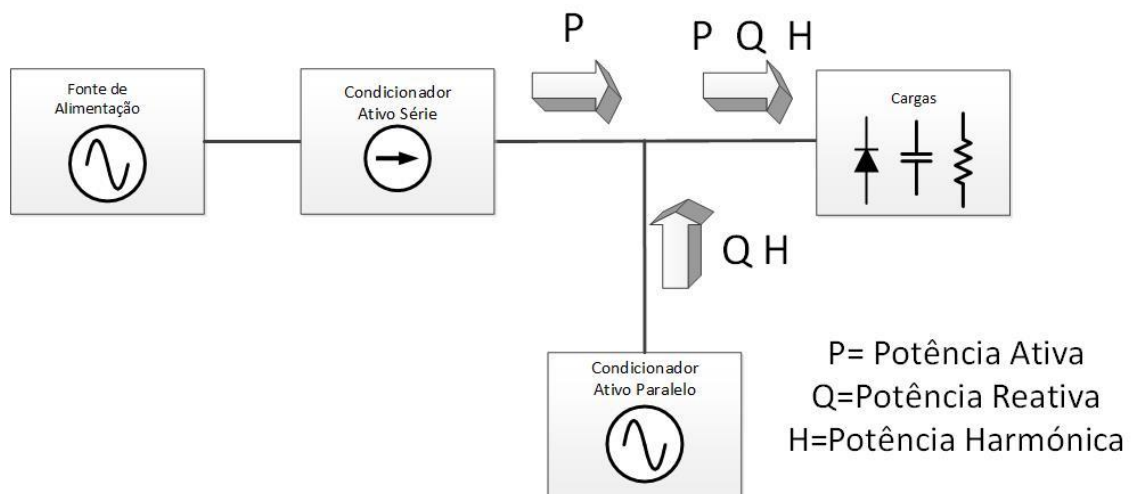


Figura 2.10 - Diagrama de blocos do modo de funcionamento de iUPQC-UPS.

Este condicionador tem quatro modos distintos de funcionamento: o modo normal, o modo de energia armazenada, o modo de carregamento e o modo de descarregamento. O modo normal ocorre quando o conversor CC-CC é desligado e apenas o Condicionador Série e Paralelo estão em

funcionamento, semelhante ao modo de funcionamento do UPQC. Isto ocorre quando é necessário fazer manutenção às baterias ou quando as baterias estão totalmente carregadas.

Tal como acontece nas UPS, o modo de energia armazenada, ocorre quando a rede elétrica não tem capacidade para alimentar as cargas. Neste caso, o condicionador ativo série é desligado e apenas as baterias, pelo conversor CC-CC e pelo condicionador ativo paralelo, alimentam as cargas. A figura 2.11 e a figura 2.12, representam respetivamente o modo normal e o modo de energia armazenada.

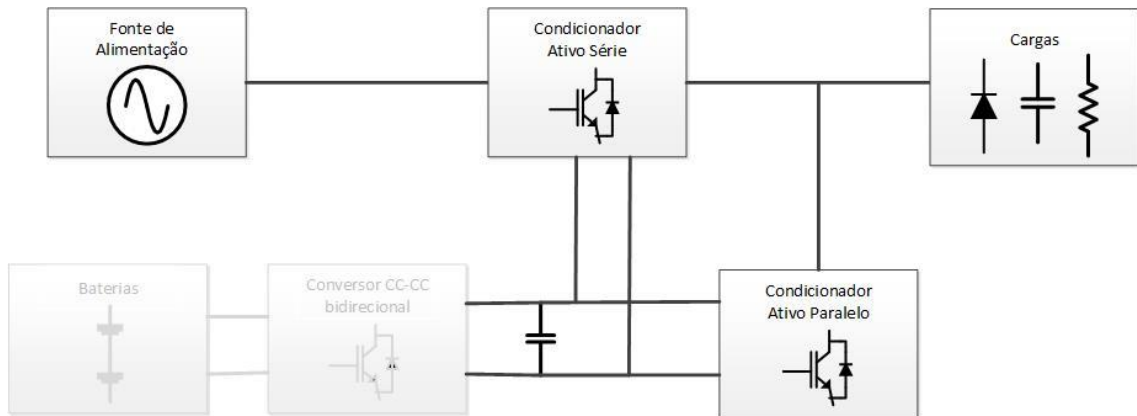


Figura 2.11 - Diagrama de blocos do iUPQC-UPS no modo normal.

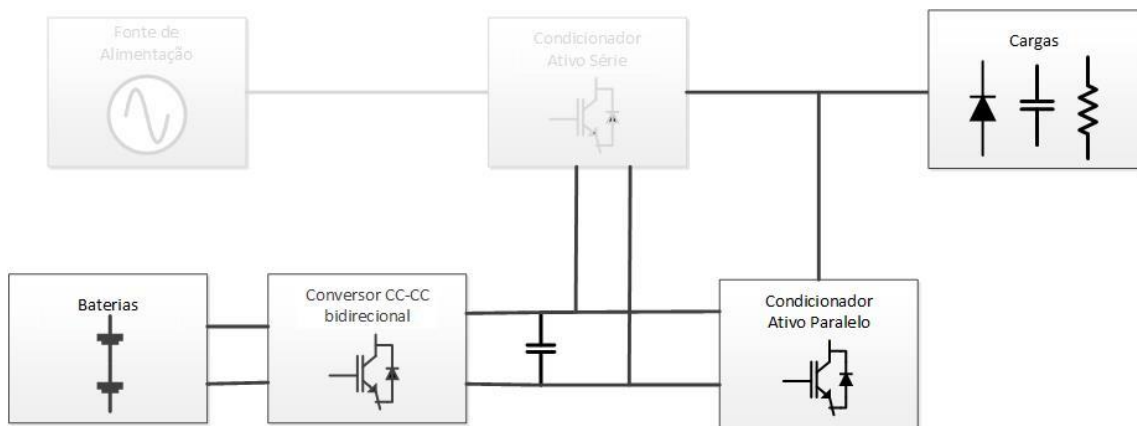


Figura 2.12 - Diagrama de blocos do iUPQC-UPS no modo de energia armazenada.

Nos modos anteriores, não estarão todos os conversores em funcionamento, enquanto que no modo de carregamento e descarregamento das baterias todos os conversores funcionarão em simultâneo, sendo por isso o sistema mais complexo de controlar. No modo de carregamento de baterias, a rede elétrica terá de fornecer energia às cargas e às baterias, por isso a potência total do iUPQC-UPS será a soma da potência das cargas com a potência das baterias. No entanto o modo de descarregamento das baterias pode ter dois casos distintos que dependem da potência nas cargas e da potência nas baterias. Se a potência das cargas for maior que potência das baterias, então as baterias

ajudam a rede elétrica a fornecer energia às cargas. Desta forma, o iUPQC-UPS consome potência ativa igual à diferença entre da potência das cargas. Em contrapartida, no caso em que a potência das cargas é menor que a potência das baterias, as baterias fornecem toda a energia às cargas e o iUPQC-UPS passa a injetar potência ativa na rede elétrica.

2.8 Comparação das características de compensação

Neste capítulo foi visto que o iUPQC-UPS é um condicionador que consegue mitigar todos os problemas de QEE apresentados no capítulo 1. De forma a comparar os problemas de QEE que cada condicionador consegue mitigar, é apresentado na tabela 2.2 as características de compensação de cada condicionador apresentado neste capítulo

Tabela 2.2 - Características de compensação por condicionador.

	FAP	FAS	Filtro Híbrido	UPS	UPQC	iUPQC-UPS
Ruído Eletromagnético		✓		✓	✓	✓
Interrupções momentâneas		✓		✓	✓	✓
Sob tensão momentânea		✓		✓	✓	✓
Sobretensão momentânea		✓		✓	✓	✓
Flutuação de tensão		✓		✓	✓	✓
Micro-corte		✓		✓	✓	✓
Transitórios		✓		✓	✓	✓
Distorção harmónica na tensão		✓		✓	✓	✓
Interrupções				✓		✓
Distorção harmónica na corrente	✓		✓		✓	✓
Baixo fator de potência	✓		✓		✓	✓

2.9 Conclusões

Como foi visto neste capítulo, vários equipamentos já foram desenvolvidos na área de Eletrónica de Potência para a mitigação dos problemas de qualidade de Energia Elétrica. Ou seja, muitos profissionais desta área esforçaram-se para que a Energia Elétrica esteja num bom estado e a humanidade possa usufruir disso.

Foi visto que enquanto que o filtro ativo paralelo resolve os problemas associados à corrente, o filtro ativo série resolve os problemas da tensão, comportando-se respetivamente como fonte de corrente e como fonte de tensão. De forma a melhorar estes filtros, podem ser adicionados filtros passivos que melhoram a sua performance, filtrando as correntes com frequências específicas.

De forma a resolver as interrupções na rede, foram apresentados três tipos de UPS do *standard* IEC 62040-3. Destes três tipos, a UPS *double-conversion* é mais vantajosa pois esta encontra-se em série com a rede elétrica, permitindo um maior isolamento entre a rede elétrica e as cargas. De seguida, foi apresentado o UPQC, que é uma combinação entre o filtro ativo série e o filtro ativo paralelo, mitigando, portanto, os problemas de corrente e de tensão em simultâneo.

Por último, foi apresentado o iUPQC-UPS, que combina as características de um UPQC e uma UPS. A diferença, destaca-se no controlo invertido dos condicionadores ativos em comparação ao UPQC, usando o condicionado ativo série como fonte de corrente e o condicionador ativo paralelo como fonte de tensão. Desta forma, o iUPQC-UPS tem a característica de mitigar todos os problemas de QEE mencionados no capítulo 1.

Capítulo 3

Conversores de Potência e Algoritmos de Controlo para Condicionadores Ativos de Potência

3.1 Introdução

Para que os condicionadores apresentados no capítulo anterior funcionem da forma que se pretende, é necessário usar conversores de potência e algoritmos de controlo adequados, sendo alguns deles anteriormente testados e apresentados pela literatura. Por isso, este capítulo apresentará vários tipos de conversores de potência e vários algoritmos de controlo que permitem ao iUPQC-UPS funcionar com uma tensão e uma corrente sinusoidal com valor de amplitude e de frequência dentro das normas.

Inicialmente serão apresentadas várias topologias de conversores CC-CA aplicáveis aos condicionadores monofásicos. Desde as mais simples, com poucos componentes eletrónicos, mas performance reduzida, até as mais complexas e com boa performance, mas que, porém, usam muitos componentes eletrónicos. De seguida, para compreender como se faz a interface entre as baterias e um barramento CC, serão explicados os conversores CC-CC mais simples para esta função.

Após a explicação dos conversores, serão abordadas duas técnicas de modulação que definem o sinal de tensão à saída dos conversores. No contexto da corrente, serão explicadas várias regras de controlo que permitem ao conversor produzir a corrente pretendida. Por último, como as técnicas e os algoritmos apresentados anteriormente necessitam de sinais de referência, serão abordadas duas teorias que calculam os sinais de referência de tensão e corrente para os conversores.

3.2 Conversores CC-CA Monofásico Fonte de Corrente

Os conversores CC-CA são constituídos por semicondutores controlados que permitem converter tensão contínua em tensão alternada, ou o contrário para os conversores CA-CC. No caso de um conversor fonte de corrente, é usado um elemento indutivo de forma a controlar a corrente no barramento CC e é designado por *Current Source Inverter* (CSI) ou Inversor Fonte de Corrente [34].

Na figura 3.1 é apresentada uma topologia com IGBTs em série com díodos para bloquear a tensão reversa, no entanto, estes semicondutores poderiam ser substituídos por um só, designado por

Reverse Blocking Insulated Gate Bipolar Transistor (RB-IGBT) [35]. Na literatura existem várias topologias de condicionadores ativos que usam CSIs, pois estes podem apresentar várias vantagens para certas aplicações [36]–[42].

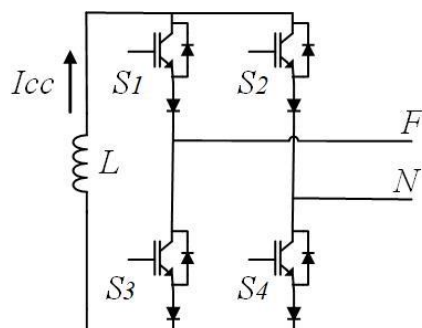


Figura 3.1 - Esquema elétrico de um conversor CSI em ponte completa.

Para o caso apresentado, existem 3 níveis distintos que a corrente pode apresentar. Estes níveis ocorrem ativando ou desativando os IGBTs como pode ser visto na tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Estados de atuação de um CSI em ponte completa.

S1	S2	S3	S4	I_f	I_n
ON	OFF	OFF	ON	I_{cc}	$-I_{cc}$
OFF	ON	ON	OFF	$-I_{cc}$	I_{cc}
ON	ON	OFF	OFF	0	0
OFF	OFF	ON	ON	0	0

3.3 Conversores CC-CA Monofásico Fonte de Tensão

Em contrapartida aos CSIs, existem conversores que usam um elemento capacitivo no barramento CC, passando assim, a ser a tensão de saída a variável de controlo. Estes conversores designam-se por *Voltage Source Inverter* (VSI) ou Inversor Fonte de Tensão.

Os CSIs têm a vantagem de maior tempo de vida útil do elemento armazenador, proteção contra sobrecorrentes e controlo de corrente simples em relação aos VSIs [43]. Porém, os VSIs são mais utilizados e investigados nos condicionadores ativos devido ao seu menor peso, custo, volume e à maior eficiência. Assim, devido ao facto de que o condicionador série e paralelo do iUPQC partilharem um condensador no barramento CC, este capítulo dará maior relevância aos conversores VSIs.

3.3.1 Conversores de meia-ponte

Esta é a topologia mais simples dos VSIs pois é constituído por apenas dois IGBTs e dois condensadores do barramento CC. Apesar de ter um controlo simples porque apenas necessita de dois sinais de *Pulse Width Modulation* (PWM), esta topologia tem a desvantagem de que é necessário ter valores de tensão mais elevados nos semicondutores e nos condensadores para ter o valor pretendido no barramento CA [44]–[47].

Na figura 3.2 é possível observar a topologia apresentada em que a fase está ligada no ponto médio dos IGBTs e o neutro no ponto médio dos condensadores.

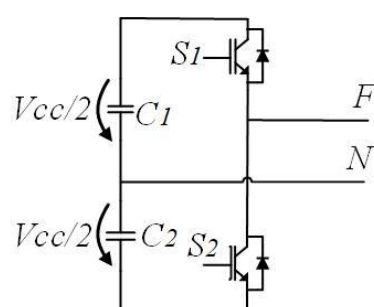


Figura 3.2 - Esquema elétrico de um conversor VSI de meia ponte.

Existem dois níveis para este conversor, dependendo de qual IGBT está ligado, como pode ser verificado na tabela 3.2. É importante salientar que os dois IGBTs nunca poderão estar ligados em simultâneo porque os condensadores ficam em curto.

Tabela 3.2 - Estados de atuação de um VSI em meia ponte.

S1	S2	Vfn
ON	OFF	$V_{cc}/2$
OFF	ON	$-V_{cc}/2$

3.3.2 Conversores de ponte completa

Para reduzir a tensão aos terminais dos IGBTs existe uma topologia que usa mais dois IGBTs em que o neutro está ligado no ponto médio destes, formando assim uma ponte completa como pode ser visualizado na figura 3.3. Desta forma, o controlo fica mais complexo pois foi aumentado o número de sinais de PWM, porém apenas é usado um condensador no barramento CC [48]–[51].

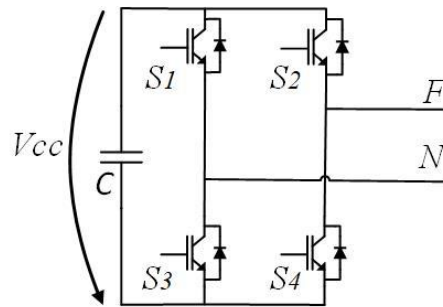


Figura 3.3 - Esquema elétrico de um conversor VSI de ponte completa.

Em relação ao conversor de meia-ponte, o conversor de ponte completa apresenta mais um nível, melhorando assim a sua performance. Na tabela 3.3 é possível verificar todos os níveis possíveis.

Tabela 3.3 - Estados de atuação de um VSI em ponte completa.

S1	S2	S3	S4	Vfn
ON	OFF	OFF	ON	V_{cc}
OFF	ON	ON	OFF	$-V_{cc}$
ON	ON	OFF	OFF	0
OFF	OFF	ON	ON	0

3.3.3 Conversores multinível

Os semicondutores controlados têm um valor limite de tensão aos seus terminais e para aplicações com tensões mais elevadas é importante que os valores não passem esses limites. Para estes casos, são usados conversores multinível que usam maior número de IGBTs, reduzindo assim a tensão aos seus terminais [52]–[57].

Estes conversores conseguem gerar à saída vários níveis de tensão, apresentando um valor harmónico menor no sinal de saída. Também a frequência de comutação dos IGBTs pode ser menor, reduzindo assim as perdas de comutação.

Apesar disso, o maior número de IGBTs obrigada consequentemente ao uso de hardware complementar, como circuitos de driver e sensores adicionais fazendo o circuito de potência ficar mais complexo e dispendioso. As topologias de conversores multinível mais usadas e referenciadas na literatura são *Diode Clamped Inverter* (DCI), *Capacitor Clamped Inverter*(CCI) e *Cascaded Multilevel Inverter*(CMLI)[46]-[52].

Diode Clamped Inverter

Na figura 3.4 está representado um conversor DCI a três níveis, sendo composto por: 4 IGBTs, 2 diodos de camplimg e 2 condensadores no barramento CC. De forma a ter um nível com valor negativo $-V_{cc}/2$, o terminal negativo da saída é ligado ao ponto médio dos condensadores, que são regulados para um valor de $V_{cc}/2$. Os IGBTs apresentam essa tensão aos seus terminais, quando não se encontram em condução.

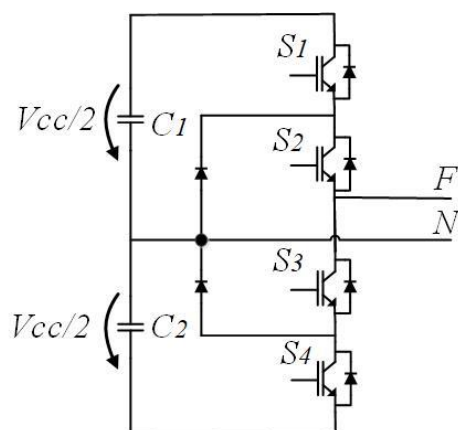


Figura 3.4 - Esquema elétrico de um conversor DCI a três níveis.

Para a tensão de saída ter o valor máximo de $V_{cc}/2$ é necessário que os dois IGBTs do topo (S1 e S2) estejam em condução e os dois do fundo (S3 e S4) estejam desligados, enquanto que para se obter $-V_{cc}/2$ ocorra o processo contrário. Tendo S2 e S3 em condução e os restantes desligados temos 0 V na tensão de saída, como pode ser verificado na tabela 3.4.

Tabela 3.4 - Estados de atuação de um conversor multinível do tipo DCI a três níveis.

S1	S2	S3	S4	Vfn (V)
ON	ON	OFF	OFF	$V_{cc}/2$
OFF	OFF	ON	ON	$-V_{cc}/2$
OFF	ON	ON	OFF	0

Para aumentar o número de níveis, é necessário também aumentar os componentes eletrônicos no circuito. Teoricamente, para n níveis, são necessários $n-1$ condensadores e $2(n-1)$ IGBTs, de forma a que cada um tenha de suportar uma tensão de $V_{cc}/(n-1)$ V. O número de diodos é dado por $2(n-2)$, porém a tensão inversamente polarizada terá valores diferentes para cada um deles.

Por exemplo, para um conversor de 5 níveis, como é mostrado na figura 3.5, o diodo D1 terá de suportar até $V_{cc}/4$ enquanto que o diodo D2, do mesmo braço, suportará até $3V_{cc}/4$. Por isso, na literatura, os condicionadores ativos que usam conversores multinível do tipo DCI apresentam vários diodos em série nos esquemas eletrônicos [59]–[63].

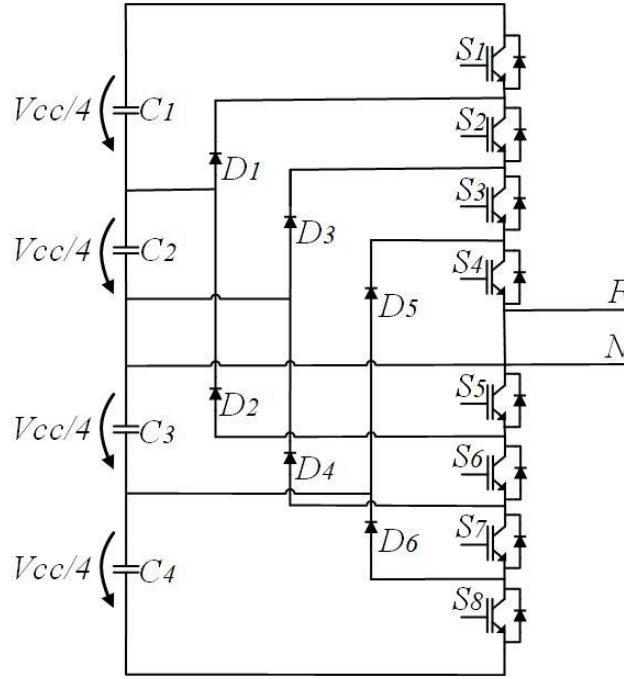


Figura 3.5 - Esquema elétrico de um conversor DCI a cinco níveis.

Na tabela 6 estão representados todos os níveis da topologia DCI a cinco níveis. Neste caso, para cada nível estão sempre quatro IGBTs em condução e a tensão nos condensadores terá de ser regulada para $V_{cc}/4$ V.

Tabela 3.5 - Estados de atuação de um conversor multinível do tipo DCI a cinco níveis.

S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	Vfn
OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	$-V_{cc}/2$
OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	$-V_{cc}/4$
OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	0
OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	$V_{cc}/4$
ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	$V_{cc}/2$

Capacitor Clamped Inverter

Esta topologia de conversores multinível substitui os diodos usados nos conversores do tipo DCI por condensadores. Desta forma, combinações diferentes dos IGBTs originam níveis de tensão iguais na

saída. A figura 3.6 representa um esquema elétrico de um conversor *Capacitor Clamped Inverter* (CCI) a três níveis.

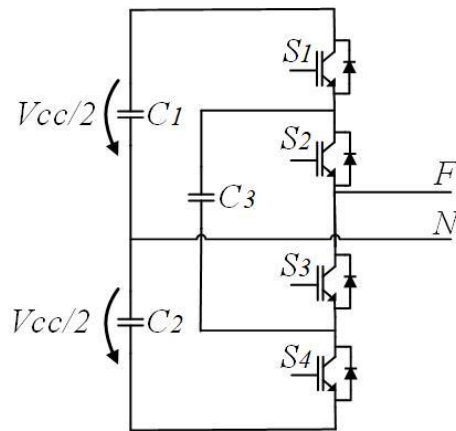


Figura 3.6 - Esquema elétrico de um conversor CCI de três níveis.

Para este caso, o nível de 0 V na tensão de saída pode ser obtido por duas combinações diferentes, sendo assim um estado redundante. Estes estados são obtidos consoante a direção da corrente no condensador C3, ou seja, se este está a ser carregado ou descarregado. Seguindo a tabela 3.6, no estado 2, o condensador C1 usa energia para carregar C3, enquanto que no estado 3 o condensador C2 é carregado.

Tabela 3.6 - Estados de atuação de um conversor multinível do tipo CCI a três níveis.

Estado	S1	S2	S3	S4	Vfn
1	OFF	OFF	ON	ON	$-V_{cc}/2$
2	ON	OFF	ON	OFF	0
3	OFF	ON	OFF	ON	0
4	ON	ON	OFF	OFF	$V_{cc}/2$

Tal como os conversores do tipo DCI, para esta topologia também é possível aumentar o número de níveis, sendo que para n níveis, são necessários $2(n-1)$ IGBTs e $n-1$ condensadores no barramento CC mais $(n-1)(n-2)/2$ condensadores auxiliares usados para a troca de energia entre eles.

Estas fórmulas podem ser confirmadas num conversor do tipo CCI a cinco níveis apresentado na figura 3.7, em que os condensadores têm uma tensão regulada para $V_{cc}/4$.

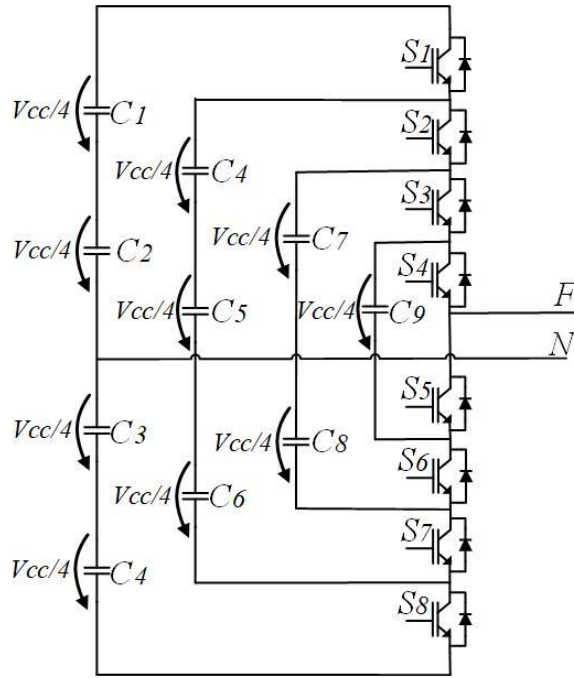


Figura 3.7 - Esquema elétrico de um conversor CCI a cinco níveis.

Num conversor do tipo CCI a cinco níveis é mais notável a redundância dos níveis existentes, pois para 14 estados há 5 níveis. Isto ocorre devido à troca de energia entre os condensadores que têm de ser regulados para $V_{cc}/4$ V. A tabela 3.7 representa todos os estados existentes para este conversor.

Tabela 3.7 - Estados de atuação de um conversor multinível do tipo CCI a cinco níveis.

Estado	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	Vfn
1	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	$-V_{cc}/2$
2	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	ON	$-V_{cc}/4$
3	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	ON	$-V_{cc}/4$
4	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	$-V_{cc}/4$
5	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	0
6	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	0
7	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	0
8	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	0
9	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	0
10	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	0
11	ON	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	OFF	$V_{cc}/4$
12	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	$V_{cc}/4$
13	ON	ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	$V_{cc}/4$
14	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	$V_{cc}/2$

Os conversores do tipo CCI apesar de apresentarem um maior número de estados, têm a desvantagem da complexidade de regular a tensão dos condensadores além de que o uso de condensadores é mais dispendioso e pesado. Porém, apesar destas desvantagens, existem publicações em que condicionadores ativos usam conversores do tipo CCI [64].

Cascaded Multilevel Inverter

Um conversor multinível do tipo CMLI usa como base um conversor CC-CA em ponte completa para formar várias células deste último em cascata. Como foi visto anteriormente, um conversor CC-CA em ponte completa apresenta três níveis, por isso, para cada célula acrescentada, o número de níveis é dado por $2n+1$, sendo n o número de células. A figura 3.8 apresenta o esquema elétrico de um conversor multinível do tipo CMLI com duas células.

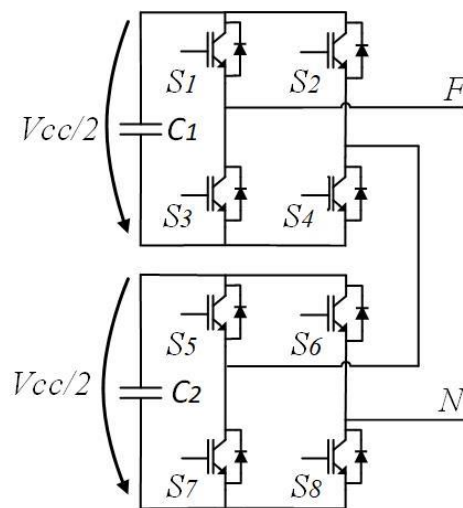


Figura 3.8 - Esquema elétrico de um conversor CMLI com duas células.

Para produzir os cinco níveis pretendidos, é necessário regular a tensão nos condensadores $C1$ e $C2$ para $V_{cc}/2$, originando assim os níveis $-V_{cc}$, $-V_{cc}/2$, 0 , $V_{cc}/2$ e V_{cc} . A tabela 3.8 mostra todos os níveis identificados para as combinações entre os IGBTs das duas células, salientando que existem vários níveis com estados redundantes.

Tabela 3.8 - Estados de atuação de um conversor multinível do tipo CMLI com duas células e tensões iguais nos barramentos CCs.

Estado	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	Vfn
1	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	0
2	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	0
3	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	0
4	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	0
5	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	$V_{cc}/2$
6	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	ON	$V_{cc}/2$
7	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	ON	$V_{cc}/2$
8	ON	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	$V_{cc}/2$
9	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	V_{cc}
10	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	$-V_{cc}/2$
11	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON	OFF	OFF	$-V_{cc}/2$
12	OFF	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON	OFF	$-V_{cc}/2$
13	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	$-V_{cc}/2$
14	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	$-V_{cc}$

Tal como o conversor do tipo CCI, este conversor também tem muitos estados redundantes, porém é possível aumentar o número de níveis, substituindo esses estados redundantes por níveis diferentes. Isso acontece, regulando a tensão nos condensadores para valores diferentes. Por exemplo, se a tensão no condensador C1 for regulada para $V_{cc}/3$ e tensão em C2 regulada para $2V_{cc}/3$, então o conversor produz setes níveis diferentes à saída. Comparando a tabela 3.8 com a tabela 3.9, verifica-se que alguns estados redundantes do conversor de cinco níveis, foram substituídos por níveis diferentes, aumentando assim o número de níveis para 7.

Tabela 3.9 - Estados de atuação de um conversor multinível do tipo CMLI com duas células e tensões diferentes nos barramentos CCs.

Estado	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	Vfn
1	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	0
2	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	0
3	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	0
4	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	0
5	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	$V_{cc}/3$
6	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	ON	$V_{cc}/3$
7	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	ON	$2V_{cc}/3$
8	ON	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	$2V_{cc}/3$
9	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	V_{cc}
10	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	$-V_{cc}/3$
11	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON	OFF	OFF	$-V_{cc}/3$
12	OFF	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON	OFF	$-2V_{cc}/3$
13	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	$-2V_{cc}/3$
14	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	$-V_{cc}$

Assim, o número de níveis pode ser aumentado, regulando os barramentos CC de diversas formas e aumentando o número de células. Esta particularidade, não obriga a que os conversores do tipo CMLI precisem de condensadores ou díodos auxiliares para aumentar a sua performance, o que os torna mais usados em relação aos conversores do tipo DCI e CCI.

3.4 Conversores CC-CC

Um conversor CC-CC transfere energia de um barramento para o outro, em que normalmente um destes tem uma tensão fixa e o outro tem uma tensão regulada pelo conversor. O fluxo de energia é controlado pelo sentido da corrente, sendo que os conversores que apenas permitem um único sentido da corrente, classificam-se por unidirecionais, enquanto que os que permitem dois sentidos, são designados por bidirecionais.

Estes conversores podem também ser classificados por isolados ou não-isolados. A diferença entre estes, encontra-se no uso de um transformador de alta frequência que permite o isolamento galvânico entre os dois barramentos dos conversores isolados. Com a existência do isolamento galvânico, os conversores isolados garantem uma maior segurança entre os dois barramentos, porém, o uso de um

transformador torna o conversor mais pesado e de maior tamanho, além de o seu custo ser mais elevado [65]. Por isso, neste subcapítulo apenas serão explicados os conversores não-isolados. Os conversores CC-CC do tipo *Buck* e do tipo *Boost*, ambos unidirecionais, e o conversor bidirecional *Buck-Boost*.

3.4.1 Conversor CC-CC do tipo *Buck*

O conversor CC-CC do tipo *Buck*, também conhecido como *step-down*, gera uma tensão à saída v_s inferior à tensão de entrada v_e [66]. Esta topologia é unidirecional e não-isolada e pode ser visualizada na figura 3.9.

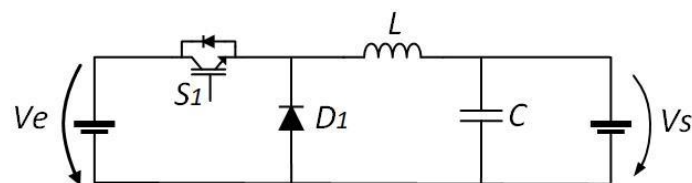


Figura 3.9 - Esquema elétrico de um Conversor CC-CC do tipo Buck.

O circuito elétrico deste conversor é constituído por uma bobine L , um condensador C , um diodo D_1 e um semicondutor totalmente controlado S_1 que permite controlar o conversor para a tensão pretendida à saída. A tensão à saída será definida pelo *duty-cycle* de comutação de S_1 , sendo por isso a corrente controlada pelos seguintes estados:

- Estado ON (fechado): A corrente de entrada passa pela bobine L , pelo condensador C e pela fonte acoplada à saída. Desta forma, ocorre armazenamento de energia na bobine e um aumento da corrente de entrada. A variação da corrente neste estado pode ser deduzida pela equação 3.1.

$$\Delta i_L = \frac{(v_e - v_s)T_{ON}}{L} \quad (3.1)$$

- Estado OFF (aberto): O diodo D_1 fica diretamente polarizado, permitindo que a corrente da bobine L flua para o condensador e para a fonte de saída. Assim, a energia armazenada na bobine diminui, resultando numa diminuição da corrente. Esta diminuição está representada na equação 3.2 que define a variação da corrente com um sinal negativo.

$$-\Delta i_L = \frac{v_s T_{OFF}}{L} \quad (3.2)$$

Posto isto, a variação da corrente nos estados referidos é a mesma, o que provoca um valor médio constante na corrente. Com isso, igualando a equação 3.1 e 3.2, pode ser deduzida a equação 3.3 em que a tensão de saída é determinada pelo *duty-cycle* D , podendo este variar entre 0 e 1. Por isso, a tensão de saída é mais baixa que a tensão de entrada.

$$v_s = v_e D \quad (3.3)$$

3.4.2 Conversor CC-CC do tipo *Boost*

Ao contrário do conversor anterior, no conversor CC-CC do tipo *Boost*, ou *step-up*, a tensão gerada à saída v_s é superior à tensão de entrada v_e [67]. A semelhança, é que ambos são unidirecionais e não-isolados. Na figura 3.10 está representado o esquema elétrico do conversor do tipo *Boost*.

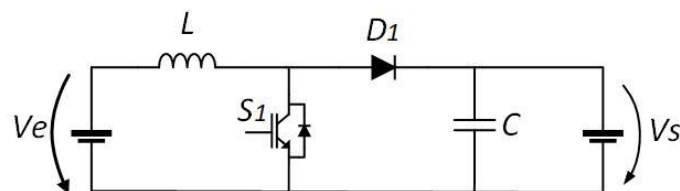


Figura 3.10 - Esquema elétrico de um Conversor CC-CC do tipo *Boost*.

Os componentes eletrônicos usados neste conversor são os mesmos que no conversor do tipo *Buck*, mudando apenas a posição destes. O IGBT S_1 é novamente responsável por controlar a tensão à saída a partir do *duty-cycle*. A corrente é controlada pelos estados seguintes:

- Estado ON (fechado): Com o IGBT S_1 fechado, a corrente de entrada apenas irá passar pela bobine L , armazenando energia nesta e aumentando a corrente linearmente. A equação 3.4 determina a variação da corrente durante este estado de operação.

$$\Delta i_L = \frac{v_e T_{ON}}{L} \quad (3.4)$$

- Estado OFF (aberto): O diodo D_1 fica diretamente polarizado, permitindo que a corrente flua entre a fonte de entrada, a bobine, o condensador e a fonte de saída, diminuindo a energia armazenada na bobine e a corrente de entrada. Essa diminuição está representada na equação 3.5

$$-\Delta i_L = \frac{(v_s - v_e)T_{OFF}}{L} \quad (3.5)$$

Como no conversor do tipo *Buck*, a variação da corrente é a mesma nos estados ON e OFF do conversor do tipo *Boost*. Por isso, se for igualada a equação 3.4 com a equação 3.5, é deduzida a equação 3.6 que relaciona a tensão de saída e a tensão de entrada com o *duty-cycle*. Nesta equação verifica-se que quanto maior o *duty-cycle*, maior é tensão de saída em relação à tensão de entrada.

$$v_s = v_e \frac{1}{(1 - D)} \quad (3.6)$$

3.4.3 Conversor CC-CC do tipo Buck-Boost

O conversor CC-CC *Buck-Boost* resulta da combinação dos conversores anteriormente estudados. Com isto, este conversor passa a ser bidirecional, podendo transferir energia de um barramento para o outro. A figura 3.11 representa o esquema eletrónico do conversor, também conhecido por *step-up-down*.

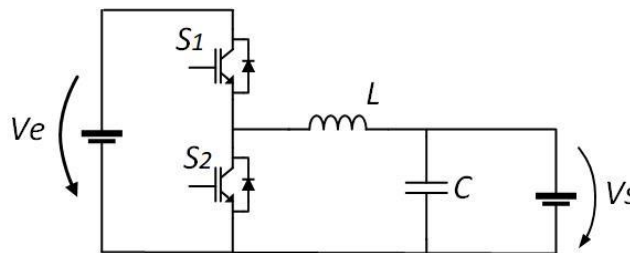


Figura 3.11 - Esquema elétrico de um Conversor CC-CC do tipo Buck-Boost bidirecional.

Este conversor é constituído por uma bobine L , um condensador C e dois semicondutores totalmente controlados, S_1 e S_2 . Estes, são responsáveis por decidir em que modo é que o conversor funciona. Se S_2 está desligado e S_1 comuta, então o conversor funciona como *Buck* e é transferida energia de v_e para v_s . Em contrapartida, quando S_1 se encontra desligado e S_2 a comutar, o conversor funciona como *Boost* e é transferida energia das v_s para v_e .

Este tipo de conversor é importante para o controlo de carregamento e descarregamento de baterias, por isso são usados em várias aplicações, como veículos elétricos, microrredes e fontes de alimentação ininterrupta (UPS). Além disso, também são muito usados para o controlo da potência em painéis fotovoltaicos [68]–[72].

3.5 Técnicas de modulação para controlo de Tensão

Como foi visto anteriormente, os conversores CC-CA apresentados convertem tensão contínua em tensão alternada, porém, foi visto que estes apenas conseguem produzir alguns níveis de tensão e não um sinal sinusoidal como é pretendido. Para produzir um sinal sinusoidal com a frequência e amplitude pretendida à saída do conversor, é necessário comutar os IGBTs em altas frequências. Depois, usando filtros passivos com uma frequência de corte apropriada, permite obter na saída um sinal que se aproxima de uma onda sinusoidal.

Neste subcapítulo é discutida a forma como os IGBTs devem ser controlados para produzir o sinal de tensão pretendido à saída. Sendo por isso, apresentadas duas técnicas de modulação para controlo de Tensão para conversores CC-CA, as técnicas de largura de pulso, *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM) bipolar e SPWM unipolar.

3.5.1 SPWM bipolar

A técnica SPWM proporciona um sinal de largura de pulso PWM que terá o seu valor modulado por um sinal de referência e uma onda portadora. O sinal modulado, que será aplicado na *gate* dos IGBTs, é a comparação entre os dois sinais anteriormente referidos, tendo por isso apenas dois valores, $+V_{cc}$ ou $-V_{cc}$. A técnica SPWM usa como onda de referência uma onda sinusoidal e como onda portadora, uma onda triangular com uma frequência significativamente maior que a frequência da onda de referência, originando um sinal modulado com um *duty-cycle* variável.

A figura 3.12 apresentada a comparação entre uma onda de referência, V_{ref} , e uma onda triangular, V_{tri} , que produz um sinal modulado à saída do conversor, V_{saida} .

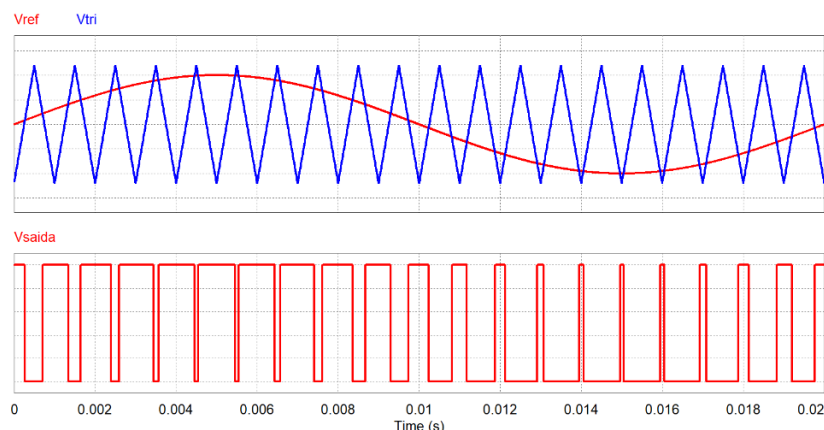


Figura 3.12 - Formas de onda do sinal de referência, da portadora e do sinal resultante do SPWM bipolar.

3.5.2 SPWM unipolar

Esta técnica de modulação usa mais um sinal de referência em relação à anterior. Este sinal é uma onda sinusoidal desfasada de 180° em relação à onda de referência, ou seja, o seu simétrico. Desta forma, são efetuadas duas comparações que originam dois sinais modulados. Assim, com a negação de cada sinal modulado existem quatro sinais modulados respetivos a quatro IGBTs, por isso esta técnica de modulação é apropriada para conversores CC-CA com ponte completa.

Como foi visto anteriormente os conversores CC-CA com ponte completa fornecem três níveis de tensão e a figura 3.13 demonstra o sinal de saída com os níveis $+V_{cc}$, 0 V e $-V_{cc}$, usando a técnica SPWM unipolar.

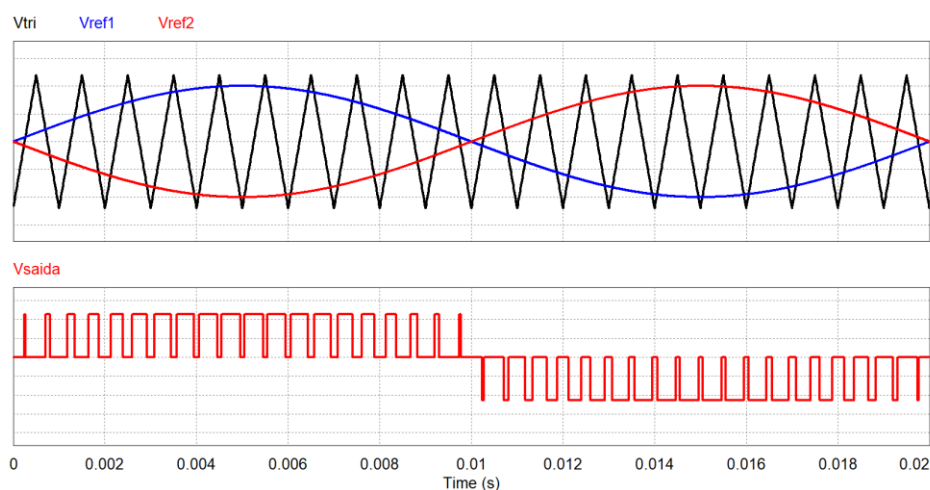


Figura 3.13 - Formas de onda do sinal de referência, da portadora e do sinal resultante do SPWM unipolar.

A técnica SPWM unipolar é mais vantajosa que a técnica SPWM bipolar, pois ao produzir mais um nível fica mais simples de implementar o filtro passivo. Desta forma, a onda sinusoidal fica mais próxima do pretendido e o conversor funciona melhor. Porém é necessário implementar mais hardware porque são usados mais dois IGBTs [73].

3.6 Técnicas de controlo de Corrente

As técnicas apresentadas anteriormente são especificamente usadas para o controlo da tensão. Porém, quando se pretende controlar a corrente, é aconselhável usar técnicas que produzem a tensão necessária para produzir a corrente desejada.

Estas técnicas de controlo fazem com que o conversor produza a corrente de referência, porém é necessário um elemento indutivo à saída do conversor para que o sinal da corrente tenha o menor ruído

possível. Quanto mais eficiente for a técnica melhor será o sinal, baixando assim o valor de distorção harmónica da corrente [66],[67].

3.6.1 Controlo de corrente por histerese

A técnica de controlo por histerese compara permanentemente um sinal de referência da corrente desejada e o sinal da corrente à saída do conversor. No caso de um conversor CC-CA em ponte completa, se a diferença entre estes dois sinais for superior à margem de histerese positiva, o IGBT superior do braço deve fechar e o IGBT inferior abrir, enquanto que no restante braço deve acontecer inverso. Por outro lado, se a diferença entre o sinal de referência e o sinal de saída for menor que a margem de histerese negativa, o IGBT inferior do braço deve abrir e o IGBT inferior fechar, acontecendo novamente o inverso no restante braço.

Esta técnica de controlo é simples de implementar e apresenta uma resposta muito rápida. Porém, a frequência de comutação poderá variar muito ao longo de um ciclo da onda de referência. Isso traduz-se em perdas de comutações maiores e se a frequência de comutação ultrapassar o limite imposto pelo IGBT, então poderá comprometer o bom funcionamento do conversor e o ciclo de vida do IGBT. A frequência de comutação varia com a margem de histerese, por isso para menores margens de histerese a frequência de comutação aumenta [68],[69].

Na figura 3.14 (a), pode ser visualizado a diminuição da margem de histerese no instante 0,04 s, melhorou o sinal da corrente à saída do conversor, diminuindo o ruído deste mesmo sinal. Enquanto que na figura 3.14 (b), verifica-se que a corrente de saída se encontra dentro da margem de histerese, tendo como ponto médio a onda de referência.

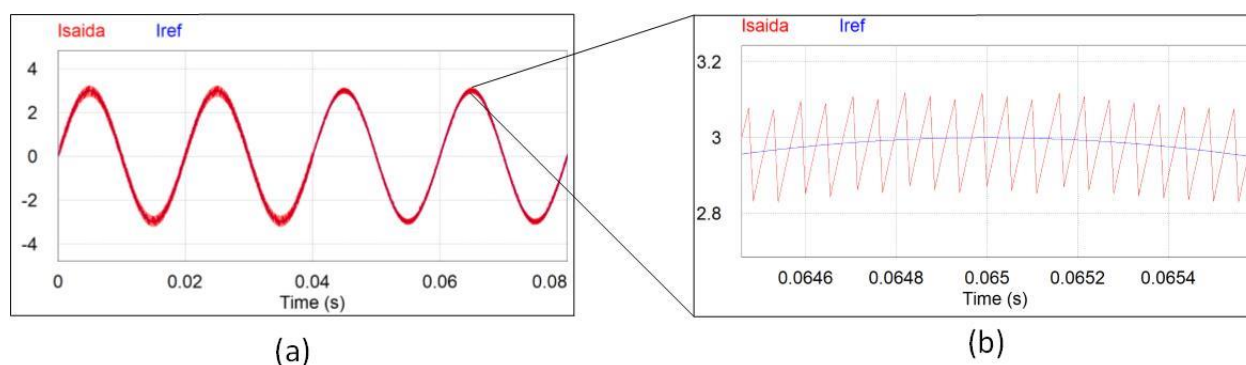


Figura 3.14 – Forma da corrente saída de um conversor e o seu sinal de referência com controlo por histerese: (a) em regime permanente; (b) ampliação no pico da onda.

3.6.2 Controle de corrente por *Periodic Sample*

A técnica de controle por *Periodic Sample* é muito semelhante à técnica anteriormente apresentada, pois também faz a comparação entre o sinal de referência e o sinal à saída do conversor. A diferença é que esta técnica não comuta os IGBTs quando a corrente de saída ultrapassa uma margem de histerese, mas sim quando o sinal de relógio o permite, limitando assim a frequência de comutação.

Analogicamente, esta técnica pode ser implementada por um *flip-flop* no tipo D em que as suas entradas são a comparação dos dois sinais e uma onda quadrada uma frequência constante (sinal de *Clock*), que impõe a frequência de amostragem f_a . Sempre que houver um sinal ascendente do sinal de *Clock*, o sinal da comparação é transmitido para a saída do *flip-flop*, porém, nem sempre há uma mudança na comparação entre o sinal de referência e o sinal à saída do conversor, por isso a frequência de comutação não é fixa [36].

O bom desempenho do conversor nesta técnica de controle de corrente depende muito da frequência de amostragem, por isso é importante permitir ao controle frequências altas para melhorar os resultados desta técnica. Nas figuras seguintes são apresentadas duas ondas da corrente à saída do conversor com frequências de amostragem diferentes, e pelo que pode ser visto, quanto maior for essa frequência, melhor será a onda da corrente.

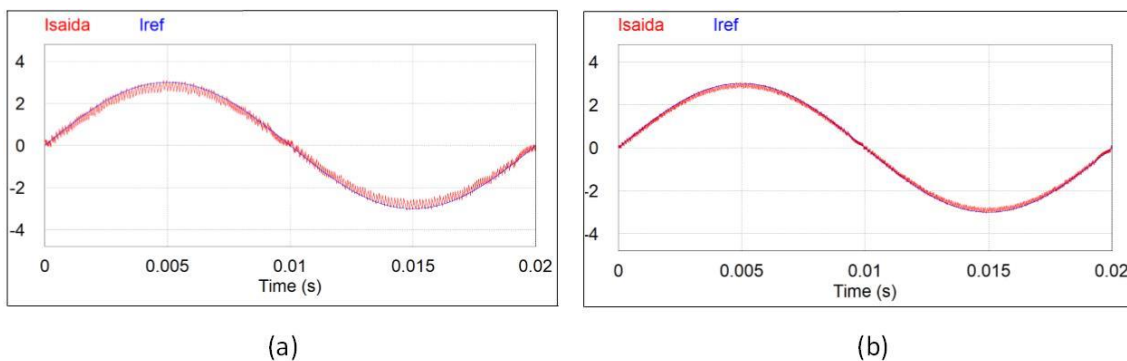


Figura 3.15 - Forma da corrente saída de um conversor e o seu sinal de referência com controle por *Periodic Sample*: (a) frequência de amostragem de 40kHz; (b) frequência de amostragem de 80kHz.

3.6.3 Controle Proporcional-Integral com modulação SPWM

Esta técnica de controle pode ser dividida em duas partes distintas, o controle Proporcional-Integral (PI) e a modulação SPWM que já foi explicada anteriormente. A figura 3.16 representa o diagrama de blocos do sistema em causa, começando por fazer a diferença entre o sinal de referência, i_r , e o sinal à saída do conversor, i_{conv} . Esta diferença origina uma variável de erro, e , que fica sujeita ao controle PI

e resulta uma nova variável designada de variável de controlo, v_c . Posto isto, a variável de controlo é comparada com uma onda triangular que permite a comutação dos IGBTs, criando assim a modulação SPWM. Desta forma, a frequência de comutação é fixa e semelhante à frequência da onda triangular.

Em relação às técnicas anteriores, esta técnica de controlo apresenta melhores resultados, proporcionando uma melhor performance ao conversor. Porém, necessita de um maior número de cálculos nas variáveis, tornando o controlo mais complexo. Além de que os ganhos do controlo PI necessitam de reajuste com a mudança de cargas ou quando é necessário a produção de correntes diferentes [78]–[80].

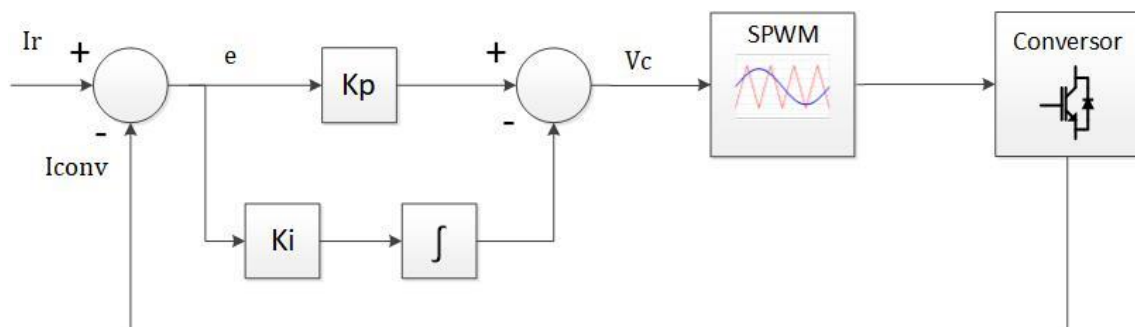


Figura 3.16 - Diagrama de blocos do controlo PI com modulação SPWM

3.6.4 Controlo Preditivo com modulação SPWM

A técnica de controlo preditivo baseia-se no modelo elétrico em que o conversor está inserido. Desta forma, o controlo não fica dependente de variáveis externas, ao contrário do controlo PI, que se baseia nos valores dos ganhos. Assim, o controlo preditivo apresenta melhores respostas para variações na amplitude do sinal de referência, porém, tem a desvantagem que necessita de um número maior de cálculos, precisando assim de uma capacidade de processamento maior [78], [81], [82].

Para produzir a corrente pretendida num conversor CC-CA, é usada uma bobine de acoplamento à saída do conversor. Assim, pela lei das tensões nas malhas, a tensão de saída (v_s) é dada pela soma da tensão na bobine (v_L) com a tensão à saída do conversor (v_{conv}), como está representado na equação 3.7.

$$v_s = v_L + v_{conv}, \quad (3.7)$$

A variável a controlar é a corrente na bobine (i_L), por isso a equação anterior pode ser substituída pela equação 3.8.

$$v_s = L \frac{di_L}{dt} + v_{conv} \quad (3.8)$$

O controlo preditivo é um controlo em malha fechada, por isso é calculado o valor do erro (i_{erro}) entre a corrente na bobine (i_L) e a corrente de referência (i_{ref}), que é a corrente pretendida para o conversor produzir. Assim, a variável do erro é dada pela equação 3.9.

$$i_{erro} = i_{ref} - i_L \quad (3.9)$$

Substituindo a equação 3.9 em ordem a i_L na equação 3.8, é originada a equação 3.10, que em ordem a v_{conv} é dada por:

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

De seguida, como a frequência de processamento dos cálculos é muita alta, as derivadas de i_{erro} e i_{ref} podem ser substituídas por variações lineares ao longo de um certo período de tempo (Δt). O sinal de erro terá de ser invertido, pois em caso contrário, será produzida uma corrente que está em oposição de fase com a tensão de saída do conversor. Com estas advertências, a equação 3.10 pode ser substituída pela seguinte equação:

$$v_{conv} = v_s - L \frac{\Delta i_{erro}}{\Delta t} - L \frac{\Delta i_{ref}}{\Delta t} \quad (3.11)$$

Por último, para calcular digitalmente a tensão à saída do conversor, a equação 3.11 é convertida para o tempo discreto. Desta forma, as variações são calculadas pela diferença entre o valor inicial, dado pelo termo $[k-1]$, e o valor atual, dado pelo termo $[k]$. O termo Δt é substituído pelo período de amostragem (T_a), que é o tempo total da uma variação. A variação do erro terá um valor constante, por isso i_{erro} será uma variável constante. Assim a equação 3.11 no tempo discreto é dada pela equação 3.12.

$$v_{conv[k]} = v_{s[k]} - L \frac{i_{erro[k]}}{T_a} - L \frac{i_{ref[k]} - i_{ref[k-1]}}{T_a} \quad (3.12)$$

De forma a introduzir i_L na equação anterior, i_{erro} é substituído pela equação 3.9 e simplificando a equação 3.12, resulta na equação final dada por:

$$v_{conv[k]} = V_{s[k]} - \frac{L}{T_a} (2i_{ref[k]} - i_{ref[k-1]} - i_{L[k]}) \quad (3.13)$$

Utilizando o valor de v_{conv} como referência na técnica de modulação SPWM, obtém-se a tensão v_{conv} à saída do conversor, que por consequência irá produzir a corrente i_L . Todo este processo está representado no diagrama de blocos da figura 3.17.

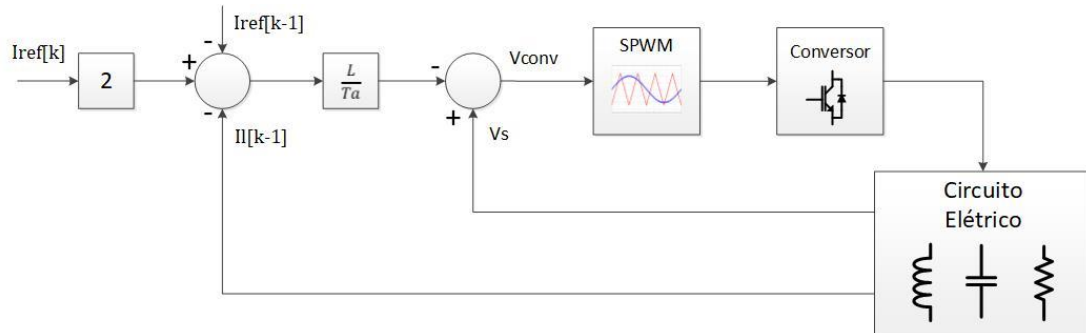


Figura 3.17 - Diagrama de blocos de controlo preditivo da corrente

3.7 Teorias de controlo para Condicionadores Ativos de Potência

Todas as técnicas estudadas anteriormente usam como base um sinal de referência que permite ao conversor produzir uma tensão ou uma corrente de saída. O sinal de referência é normalmente obtido a partir de teorias de potência implementadas num processador digital de sinal. Usualmente, essas teorias necessitam de cálculos complexos, por isso, quanto maior for a frequência de processamento, mais rapidamente o sistema de controlo calcula os sinais de referência.

Para a referência de tensão, é necessário calcular um sinal que esteja sincronizado com a rede elétrica, por isso, é utilizada uma teoria de controlo designada por E-PLL (*Enhanced Phase Locked Loop*). Enquanto que para a corrente, é utilizada a teoria FBD (*Fryze-Buchholz-Depenbrock*) que permite determinar a parcela da corrente que contribui para a potência ativa da carga. Para sistemas trifásicos, pode ser utilizada uma outra teoria, denominada de teoria p-q [83].

3.7.1 Teoria FBD

A teoria FBD (Fryze-Buchholz-Depenbrock) foi proposta originalmente por Depenbrock, mas com trabalhos anteriores de Fryze e Buchholz [84], [85]. Esta teoria pode ser representada num sistema elétrico como o da figura 3.18, em que uma carga em 3.18 (a) pode ser substituída por uma condutância e uma fonte de corrente em 3.18 (b). A condutância representa a potência ativa da carga, ou seja, a potência que a rede elétrica deve consumir. Enquanto que a fonte de corrente representa a potência

harmónica das cargas e a indutância representa a potência reativa das cargas. Estas últimas deverão ser compensadas pelo condicionador ativo paralelo.

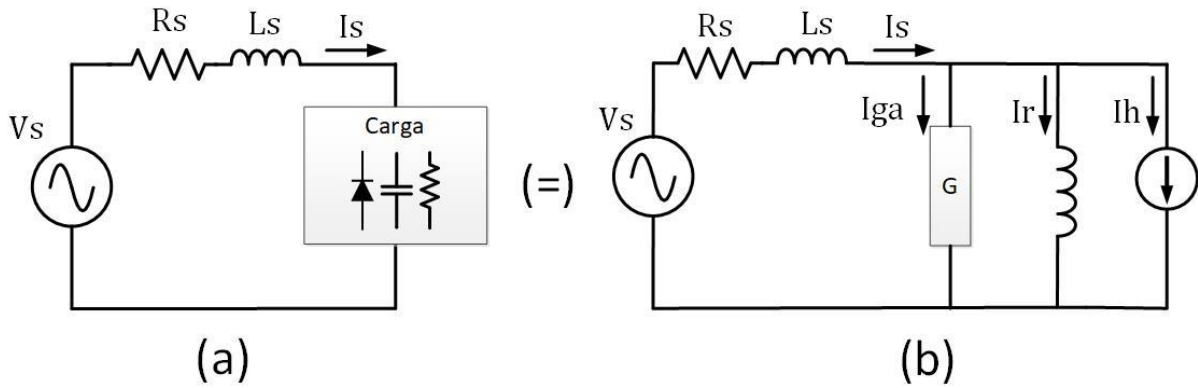


Figura 3.18 – Circuito elétrico monofásico: (a) com cargas originais; (b) circuito equivalente com base na teoria FBD.

Sendo a potência ativa consumida pela condutância, é necessário calcular a potência média da carga dada pela equação 3.14.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_s(t) i_c(t) dt \quad (3.14)$$

De seguida, é preciso calcular o valor eficaz ao quadrado da fonte de alimentação dado pela equação 3.15, para depois calcular a condutância da carga G_a , recorrendo à equação 3.16.

$$V_s^2 = \frac{1}{T} \int_0^T v_s^2 dt \quad (3.15)$$

$$G_a = \frac{P}{v_s^2} \quad (3.16)$$

A corrente consumida pela condutância i_{ga} , é calculada pela equação 3.17. Esta corrente corresponde à parcela da corrente que contribui para a potência ativa, por isso é sinusoidal e em fase com a tensão.

$$i_{ga} = v_s G_a \quad (3.17)$$

Finalmente, para calcular a corrente que o condicionador ativo paralelo deve produzir, basta fazer a diferença entre a corrente na condutância e a corrente na rede elétrica, como se pode verificar na equação 3.19.

$$i_c = i_s - i_{ga} \quad (3.18)$$

3.7.2 Sincronismo com a rede elétrica

O sinal de referência da tensão terá de estar sincronizado com o sinal da rede elétrica, quer esteja este distorcido ou não. Por isso, foi utilizada uma PLL digital implementada em software baseada no algoritmo da *Enhanced Phase Locked-Loop*(E-PLL), desenvolvida por Karimi-Guartemani, que, dado um sinal de entrada, produz um sinal sinusoidal de saída sincronizado em fase e em amplitude com o sinal de entrada [86]–[89]

A estrutura de uma PLL é constituída por três blocos principais: detetor de fase (*Phase Detector - PD*), filtro de malha (*Loop Filter - LF*) e um oscilador controlado por tensão (*Voltage-Controller Oscillator - VCO*). O diagrama de blocos da figura 3.19 representam estes três blocos mais detalhadamente. Este algoritmo começa pelo cálculo da diferença entre o sinal de entrada, V_i , o sinal de saída, V_o . Esta diferença resulta no sinal de erro, e , que entrará no controlo integral da amplitude e no controlo proporcional-integral da fase. De forma a que o sinal fique sincronizado com a frequência pretendida, é inserido no controlo uma variável ω_0 , que define qual a frequência fundamental do sinal de saída.

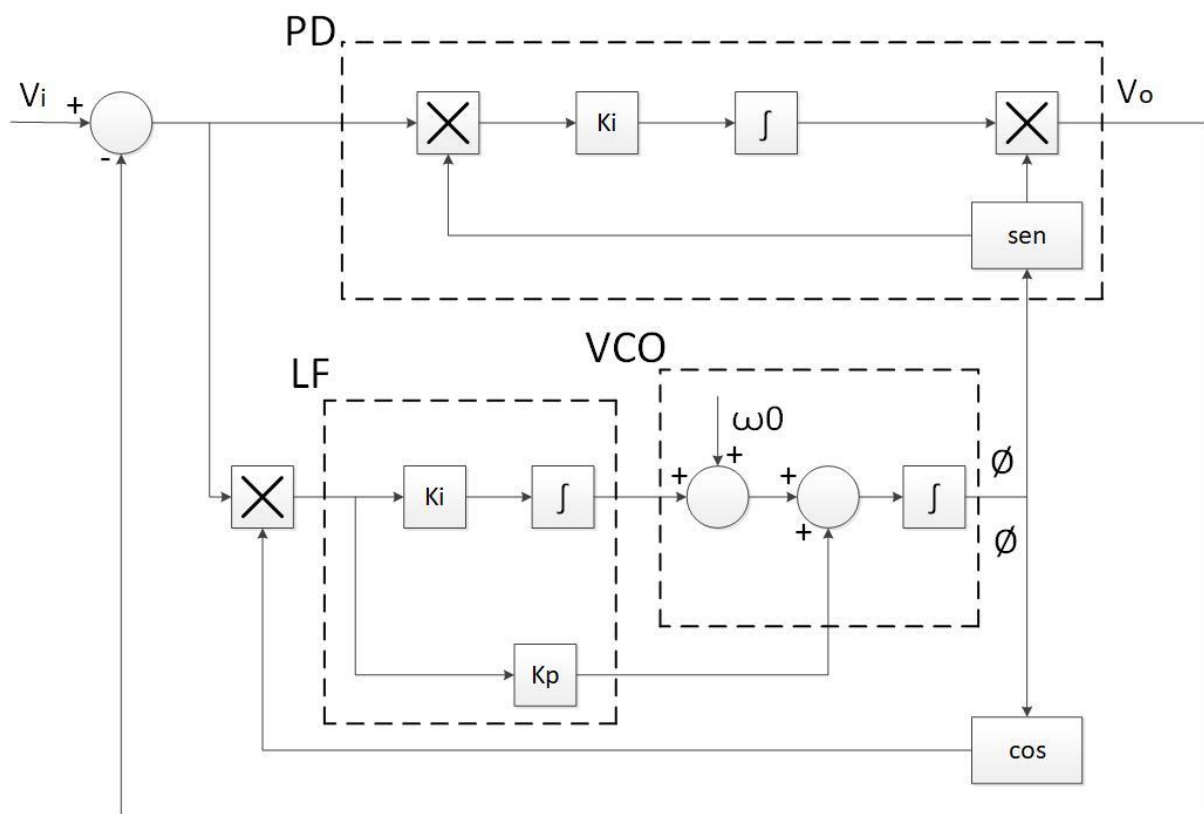


Figura 3.19 - Diagrama de blocos da E-PLL

A E-PLL apresentada na figura 3.19 é usada apenas para um sinal, por isso é mais apropriada para sistemas monofásicos. Porém, existem teorias que calculam o sincronismo para sistemas trifásicos [90]. Além disso, também existem PLLs com configurações diferentes de forma a aumentar a velocidade de sincronismo entre o sinal de saída e o sinal de entrada [91]–[94].

3.8 Conclusão

Neste capítulo foram descritos os conversores de potência e os algoritmos de controlo usados no iUPQC-UPS, permitindo compreender a estrutura dos condicionadores e como estes irão funcionar.

Inicialmente foram apresentados os conversores monofásicos CC-CA do tipo fonte de corrente (CSI) e fonte de tensão (VSI), sendo estes alvos de comparação e concluindo-se que os CSI têm melhores resultados, porém são mais dispendiosos. Dentro dos VSI, começou por estudar-se as topologias mais básicas, os conversores de meia ponte e os conversores de ponte completa, com respetivamente, dois e três níveis de tensão de saída. De forma a aumentar o número de níveis, foram estudados vários tipos de conversores multinível e chegou-se à conclusão de que quanto maior for o número de níveis, melhor é o sinal de saída do conversor. No entanto, estes conversores necessitam de maior número de componentes eletrónicos, nomeadamente IGBTs e circuitos de *driver*.

Para compreender o conversor de interface entre as baterias e o barramento CC do iUPQC-UPS, foram apresentados conversores CC-CC que permitem o fluxo de energia entre dois barramentos com tensões diferentes. Inicialmente, foram explicados os modos de funcionamento dos conversores unidirecionais do tipo Buck e Boost, que combinados, originam o conversor Buck-Boost. Este conversor bidirecional permite o carregamento e o descarregamento das baterias, controlando o fluxo de energia a partir do sentido da corrente.

De forma a modular o sinal de saída dos conversores CC-CA, foram apresentadas duas técnicas de modulação muito idênticas. A técnica SPWM bipolar e unipolar, que se diferenciam no uso de mais uma onda de referência na segunda técnica em relação à primeira. De seguida, foram apresentadas várias técnicas de controlo de corrente, entre elas, as técnicas de controlo por histerese e por *periodic sample*, que resultam numa frequência de comutação variável. Por sua vez, as técnicas com frequência de comutação fixa apresentadas foram as de controlo preditivo e de controlo PI. Estas últimas necessitam de cálculos mais complexos, porém o sinal de corrente é mais semelhante ao sinal de referência, quando comparadas com as técnicas com frequência de comutação fixa.

Por último, foram explicadas duas teorias que calculam os sinais de referência para o controlo dos conversores. A primeira teoria calcula a referência da tensão e designa-se por E-PLL. Esta teoria sincroniza em fase e em amplitude o sinal produzido com o sinal de entrada, além de eliminar a distorção apresentada no sinal de entrada. Para calcular o sinal da corrente, foi apresentada a teoria FBD, que calcula a parcela de corrente que contribui para a potência ativa de uma certa carga. Desta forma, a corrente calculada será puramente sinusoidal e em fase com a tensão aplicada para qualquer que seja a carga.

Capítulo 4

Simulações Computacionais do iUPQC-UPS

4.1 Introdução

Os computadores de hoje em dia conseguem alcançar frequências de processamento acima dos GHz, conseguindo assim simular sistemas muito complexos. No ramo da eletrônica de potência, estas ferramentas de simulação são muito importantes pois permitem: definir os parâmetros dos componentes eletrônicos, prever a performance de várias teorias de controlo para contextos diferentes e trabalhar com níveis de potência maiores com maior segurança.

Várias são as ferramentas de simulação usadas neste ramo, porém a ferramenta usada ao longo deste capítulo é o *PSIM*, desenvolvido pela *Powersim Inc* [95]. Esta ferramenta tem uma biblioteca com uma vasta gama de componentes de eletrônica de potência e blocos de controlo. Um dos blocos muito útil para este caso é o bloco C, que permite implementar várias teorias de controlo à frequência pretendida com recurso à linguagem de programação C.

Neste capítulo são simulados todos os modos de funcionamento do iUPQC-UPS, começando pelo modo de funcionamento normal. Neste modo, são comprovadas as teorias aplicadas no condicionador série e paralelo de forma mais detalhada, e por último, são apresentados os resultados de simulação com o iUPQC-UPS a mitigar vários problemas de QEE neste modo.

De seguida, é apresentado o modo de funcionamento de energia armazenada, que usará o conversor CC-CC bidirecional e o condicionador ativo paralelo para fornecer energia as cargas a partir das baterias. Este modo é importante para mitigar as interrupções longas pois pode funcionar como UPS.

Por último, são apresentados os modos de carregamento e descarregamento das baterias. Estes modos são mais complexos que os anteriores pois necessitam de todos os conversores a funcionar em simultâneo. Como estes modos usam como base o modo normal e o modo de energia armazenada, as teorias de controlo de cada conversor não são detalhadamente explicadas pois são feitas nos modos anteriormente referidos.

4.2 Simulação do iUPQC-UPS no modo de funcionamento normal

O modo de funcionamento normal do iUPQC-UPS é muito importante para o funcionamento geral deste condicionador, pois é o modo em que o iUPQC-UPS irá funcionar na maior parte do tempo. Este modo usa o CAS e o CAP em simultâneo, o que necessita que estes tenham certas funções de forma independente. Este subcapítulo tem o objetivo de explicar as funções de cada condicionador, e por fim apresentar resultados de simulação do iUPQC-UPS no modo de funcionamento normal na ocorrência de problemas de QEE e na variação de tipos de cargas.

O condicionador ativo paralelo, constituído por um conversor CC-CA, tem a função de produzir uma tensão a partir do controlo preditivo, usando como referência o sinal unitário produzido pela E-PLL. Enquanto que o condicionador ativo série, também constituído por um conversor CC-CA, tem de produzir uma corrente a partir do controlo preditivo e regular a tensão no barramento CC. A corrente de referência é calculada pela teoria FBD que usa a parcela da potência ativa das cargas e a potência de regulação do barramento CC. O diagrama de blocos da figura 4.1 representa todos os métodos explicados acima referidos para que o iUPQC-UPS funcione no modo de funcionamento normal.

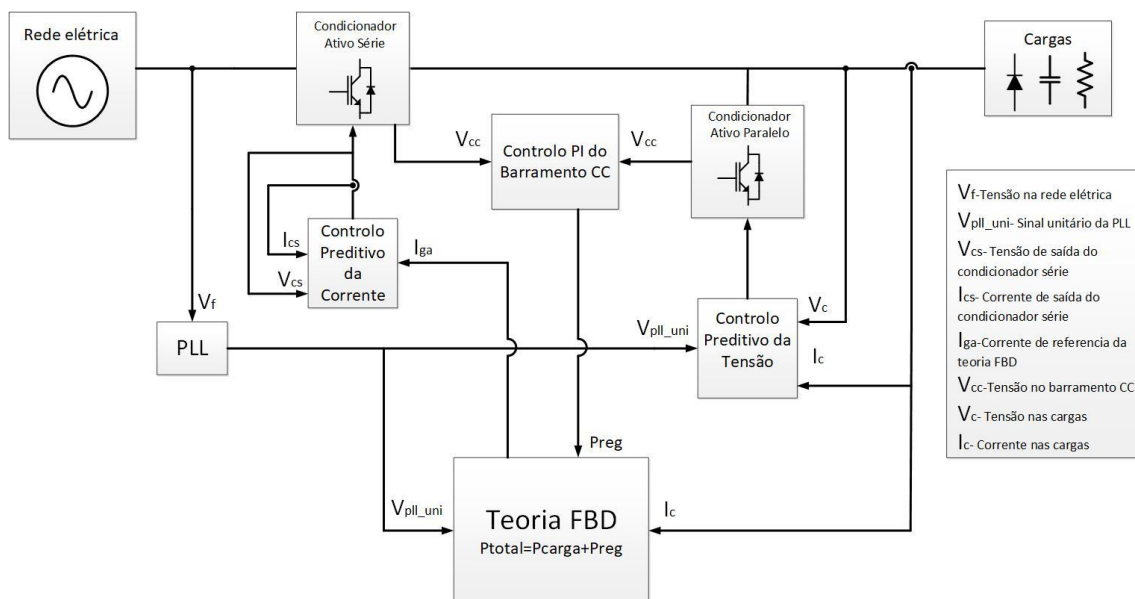


Figura 4.1-Diagrama de blocos do sistema de controlo usado no modo de funcionamento normal do iUPQC-UPS.

A figura 4.2 representa o andar de potência do iUPQC-UPS usado em simulação no modo de funcionamento normal. Entre a rede elétrica e as cargas encontram-se o CAS e o CAP que partilham o mesmo barramento CC com um condensador de 4700 μF e o CAS tem um transformador de acoplamento entre o condicionador e a rede elétrica.

A rede elétrica é constituída por várias fontes em série de forma a somar frequências diferentes de 50 Hz, assim, é possível simular casos em que a rede elétrica apresenta alguma distorção. Além disso, tem uma fonte em série e outra em paralelo com a fonte principal da rede elétrica. Estas fontes têm a mesma frequência que a última, mas um valor diferente de amplitude para simular uma sobretensão e uma subtensão momentânea nos instantes definidos com os *Gate Block*. Entre o barramento AC da rede elétrica e o resto do sistema existe um transformador para simular o iUPQC-UPS com valores de tensão diferentes, no entanto este transformador pode criar correntes *In-Rush* no seu arranque devido às características do mesmo [96]. Para diminuir essas correntes foi colocado um circuito de bypass, que durante o período de arranque é ligada uma resistência que limita as correntes *In-Rush*. Depois de passado esse período, o sistema pode ser ligado diretamente à rede elétrica.

Na imagem também pode ser visualizado outro circuito de bypass, porém para funções diferentes do anterior. Para que o barramento CC não carregue instantaneamente quando o iUPQC-UPS é ligado à rede elétrica e apareça um pico de corrente, então é ligado um caminho alternativo ao CAP com uma resistência de forma a que a tensão do barramento CC suba gradualmente. Quando a tensão no condensador do barramento CC chegar ao valor pretendido, então é ligado o CAP pelo caminho normal.

Também são visíveis vários sensores para medir as variáveis para o sistema de controlo apresentado na figura 4.3. Por fim, o sistema de cargas é constituído por várias cargas independentes que poderão ser ligadas no momento que o utilizador pretender.

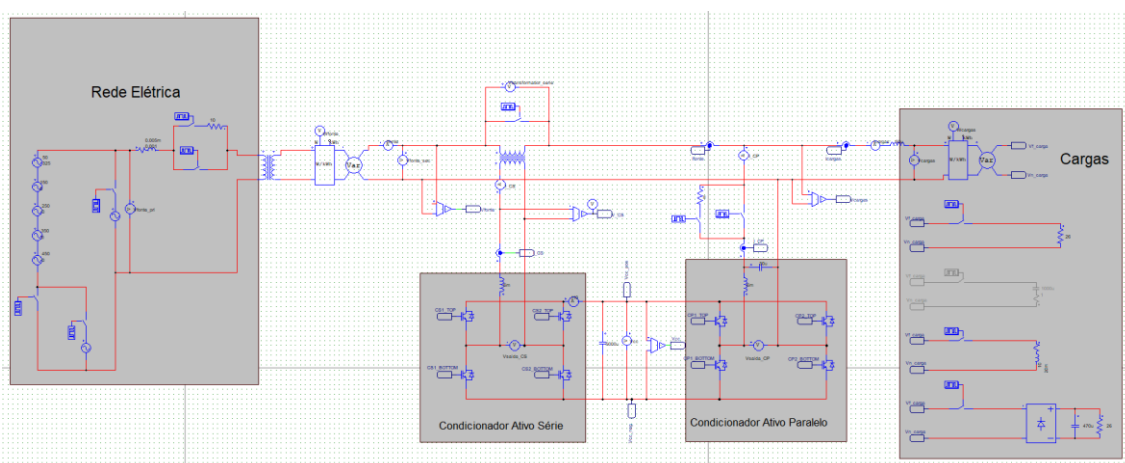


Figura 4.2- Circuito elétrico do andar de potência do iUPQC-UPS no modo de funcionamento normal na ferramenta de simulação PSIM.

A figura 4.3 representa o sistema de controlo que controla os condicionadores do andar de potência. O bloco C é muito importante para o sistema de controlo pois é neste bloco que serão

executados todos os cálculos das teorias. Estes cálculos são efetuados a uma frequência de amostragem definida pelo bloco *Zero-or-hold* (ZOH), que para além das *labels* dos sensores do andar de potência também é uma entrada do bloco C. As saídas do bloco C são variáveis do controlo que podem ser visualizadas de forma a ter uma noção maior do que se passa no controlo durante a simulação. Porém, as saídas mais importantes são as variáveis de comando que serão comparadas com ondas triangulares de forma a produzir o sinal de PWM modulado introduzido na gate do IGBT do andar de potência. Neste caso a técnica de modulação é SPWM unipolar e para cada braço de IGBT é necessário implementar *dead-time* a partir do bloco *Monostable*.

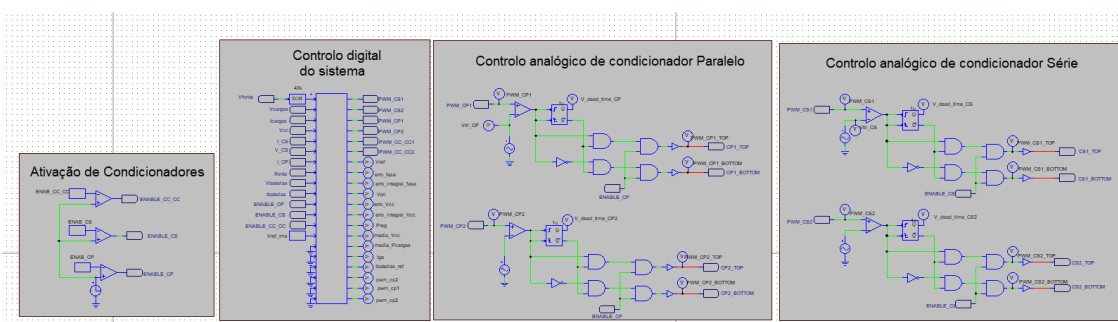


Figura 4.3 - Circuito elétrico do andar de controlo do iUPQC-UPS no modo de funcionamento normal na ferramenta de simulação PSIM.

4.2.1 Sincronismo com a rede elétrica

O objetivo principal do Condicionador Ativo Paralelo é fornecer uma tensão sinusoidal com frequência de 50 Hz e um valor eficaz de 230 V. Para isso, o controlo do condicionador precisa de um sinal de referência que tenha essas características. A rede elétrica possui essas características, porém com algum erro, tornando a onda com alguma percentagem de THD. Por isso, é usada a E-PLL, explicada na secção 3.7.1, que calcula um sinal que retira a distorção da tensão da rede elétrica, tornando a percentagem de THD mais próxima possível de zero, além disso, a onda produzida também fica sincronizada em fase e amplitude com a rede elétrica. No entanto, para o iUPQC-UPS, apenas é necessário que a onda esteja sincronizada em fase, pois a amplitude é definida pelo utilizador.

De forma a calcular a onda da E-PLL é necessário definir as variáveis de T_a , ω_0 , kp_{fase} , ki_{fase} e kp_{amp} . T_a equivale a 0,000025 s, que é o período da frequência de amostragem de 40 kHz e ω_0 equivale 314, pois é a frequência de 50 Hz em radianos por segundo. Para melhorar a velocidade de sincronismo e ter uma onda com baixa percentagem de THD em regime permanente é necessário ajustar os ganhos anteriormente referidos. Para produzir a onda da figura 4.4 foram usados: o ganho

proporcional da fase (kp_{fase}) de 0,08, o ganho integrativo da fase (ki_{fase}) de 23 e o ganho integrativo da amplitude (kp_{amp}) de 40.

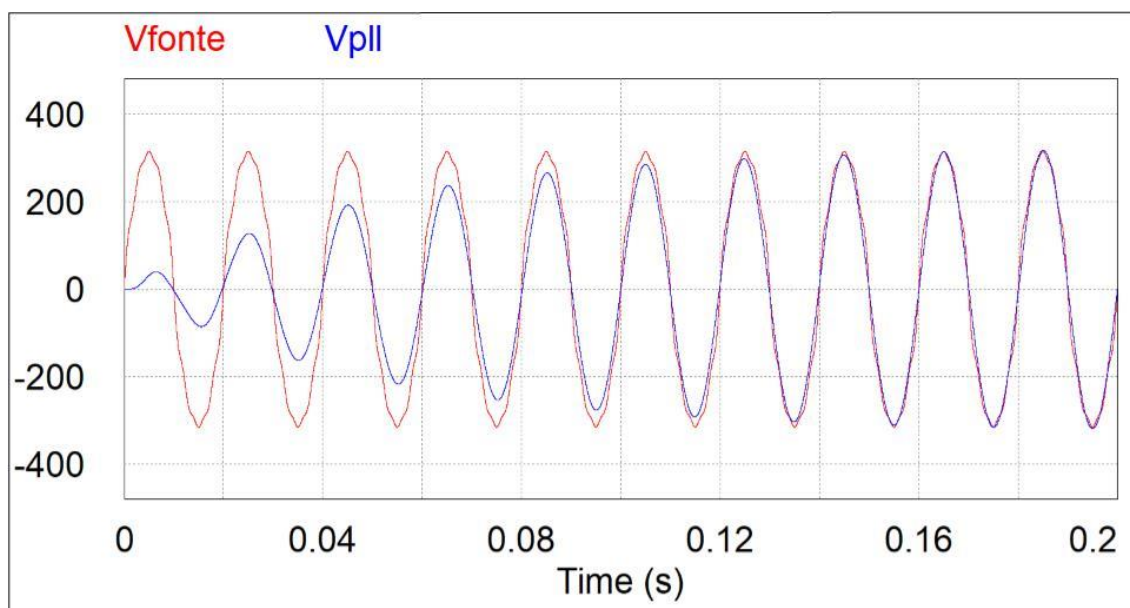


Figura 4.4- Formas de onda da tensão da rede elétrica e do sinal da E-PLL na simulação em regime transitório.

A figura 4.4 representa o regime transitório de forma a verificar a velocidade de sincronismo do controlo, e como podemos verificar, são necessários oito ciclos da rede para produzir a onda da E-PLL sincronizada em fase e em amplitude. No entanto, o sincronismo em fase é feito em apenas um ciclo da rede, o que será muito vantajoso para o cálculo da tensão de referência verificado nas secções seguintes.

Na figura anterior não é possível ver que foram introduzidas tensões com frequência diferentes de 50 Hz na rede elétrica de forma a distorcer a mesma. Para verificar isso, é necessário visualizar as ondas em regime permanente juntamente e o valor do seu percentual de THD, que representa a figura 4.5. Nesta figura verifica-se que a onda produzida pela E-PLL um THD muito menor que a onda da rede elétrica.

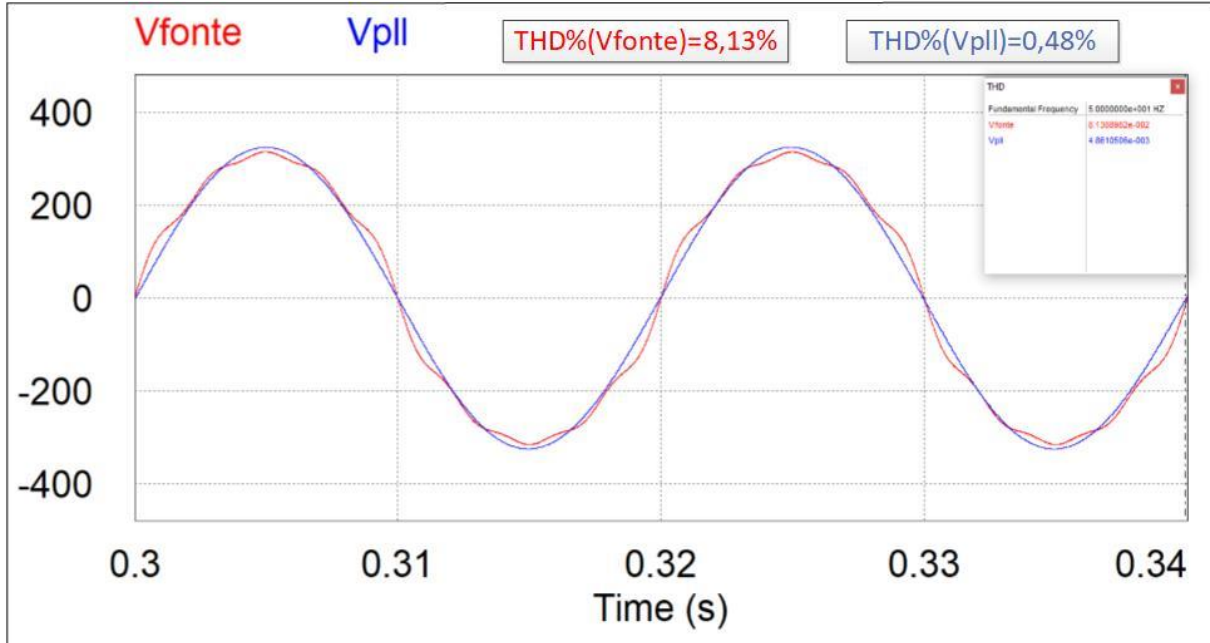


Figura 4.5- Formas de onda da tensão da rede elétrica e do sinal da E-PLL na simulação em regime permanente.

4.2.2 Controlo da tensão de saída do Condicionador Ativo Paralelo

Calculado o sinal de referência da tensão, segue-se o controlo da tensão produzida pelo CAP. O controlo simulado foi o controlo preditivo, explicado na secção 3.6.4. Nessa secção foi explicado como se implementa o controlo preditivo para a corrente, porém, este também pode ser adaptado para a tensão. Neste caso é usado um filtro LC à saída do conversor, o que faz com que a equação 4.2 defina a variável de comando para produzir a tensão de referência na saída do filtro LC que por consequência é o mesmo nó de tensão da carga. Desta forma, o controlo preditivo pode ser implementado com base no diagrama de blocos da figura 4.6. Na equação 4.1 o sinal v_{ref} é dado pelo sinal unitário da E-PLL multiplicada pelo valor de pico pretendido e definido pelo utilizador, que neste caso será 325 V. Isto porque o sinal da E-PLL final está sincronizado com a tensão elétrica pela sua amplitude e o valor de pico pode não se encontrar no valor exato de 325 V, podendo este ser superior ou inferior.

$$v_{ref} = V_{pico} * v_{pll_{uni}} \quad (4.1)$$

$$v_{conv} = \left(\frac{L_{cap} * C_{cap}}{T_a * T_a} \right) * (v_{ref}[k] - 2 * v_{cargas}[k] + v_{cargas}[k - 1]) + \left(\frac{L_{cap}}{T_a} \right) * (i_{cargas}[k] - i_{cargas}[k - 1]) + v_{cargas}[k] \quad (4.2)$$

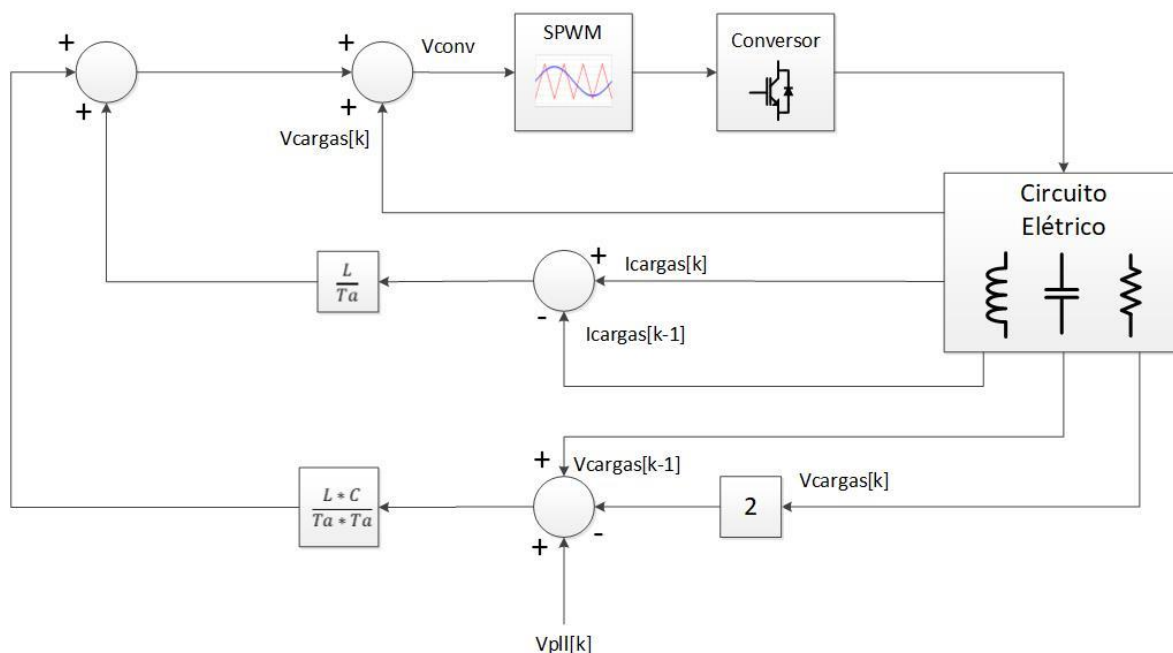


Figura 4.6-Diagrama de blocos do controle preditivo da tensão com modulação SPWM.

Posto isto, verifica-se que os valores da bobine e do condensador do filtro LC são duplamente importantes para a performance do CAP, pois tanto os valores físicos como os valores digitais destes componentes interferem no controlo. Para determinar o valor da bobine é necessário recorrer à equação 4.3, em que Δi_{conv} é a variação da corrente de saída do conversor a altas frequências, ou seja, o seu *ripple*. v_{cc} define a tensão do barramento CC e f_c a frequência de comutação do conversor. Para o *ripple* da corrente foi usado 2 % de uma corrente com valor de pico de 20 A e 400 V para v_{cc} . Em relação à frequência de comutação, os IGBTs comutam a 20 kHz, por isso, como foi usada modulação PWM unipolar, a frequência de saída do conversor é de 40 kHz, valor que é usado para f_c . Por fim, obtém-se um valor para L_{cap} de 6.25 mH.

$$L_{cap} = \frac{v_{cc}}{4\Delta i_{conv}f_c} \quad (4.3)$$

Com o valor da bobine determinado, para definir o valor do condensador C_{cap} é usada a equação 4.4 que calcula a frequência de corte f_{co} de um filtro LC de segunda ordem. O sinal de tensão produzido pelo CAP é de 50 Hz, por isso, foi escolhida uma frequência de corte de 1000 Hz bem maior que a frequência fundamental do sinal para não distorcer o mesmo. Desta forma, o valor de C_{cap} é calculado para 5 μ F. Além disto, também poderia ser usada uma resistência de amortecimento em série com o condensador, porém, usando apenas o filtro LC, o conversor já apresentará bons resultados, como se verificará posteriormente.

$$f_{co} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{cap}C_{cap}}} \quad (4.4)$$

Para simular este controlo, foi usada uma fonte de tensão de 400 V no barramento CC e foram ativadas as comutações do CAP a partir de um comparador entre um *timer* e uma constante como pode ser visualizado na figura 4.3. Assim é possível controlar o tempo em que o CAP é ativado e verificar a velocidade que este controlo apresenta.

A figura 4.7 representa a simulação do controlo preditivo no CAP, quando este é ligado aos 0,1 s. Em 4.7 (a) é possível verificar que a onda da tensão produzida segue a onda de referência e o controlo tem uma resposta rápida, porém, em 4.7 (b) verifica-se que existe um erro em certos instantes devido ao *ripple* da corrente de saída do conversor. No entanto, estes erros não invalidam que o controlo esteja a funcionar bem de uma forma geral. Para esta simulação, foi usada uma frequência de amostragem de 40 kHz e, como foi anteriormente referido, uma frequência de comutação também de 40 kHz. Além disso, os valores digitais de L_{cap} e de C_{cap} usados no bloco C, foram respetivamente iguais aos seus valores físicos, 6 mH e 5 μ F.

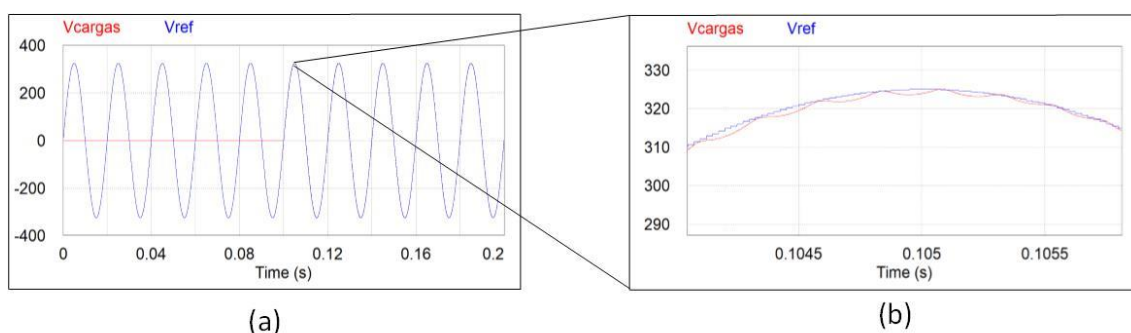


Figura 4.7 - Formas de onda da tensão das cargas e do seu sinal de referência na simulação do controlo preditivo de tensão do CAP: (a) visualização num período de 0,2 s; (b) visualização num período de 2 ms.

4.2.3 Cálculo da corrente de referência para o condicionador ativo série

Depois de garantido o bom funcionamento do CAP, as cargas do sistema já têm a tensão pretendida aos seus terminais, o que produz uma corrente para cada carga ligada. Porém, essa corrente pode não ser a corrente pretendida para ter do lado da rede elétrica, pois pode possuir harmónicas ou um desfasamento em relação à tensão, devido as cargas lineares e à potência reativa. Por isso, o CAS irá produzir a corrente com a parcela da potência ativa da carga. Para calcular a onda de referência da corrente é usada a teoria FBD, explicada na secção 3.7.1, que de forma resumida é dada pela equação

4.5. Nesta equação é usado o sinal v_{ref} pois o sinal da rede também pode ter alguma distorção e não é conveniente que essa distorção passe para a onda de referência da corrente.

$$i_{ga} = v_{ref} * G_a \quad (4.5)$$

De forma a simular e testar o comportamento da teoria FBD foram realizados dois testes com duas cargas diferentes. Uma carga com uma resistência e uma bobine em série, de forma a produzir uma corrente com potência reativa e uma outra carga não-linear para produzir uma corrente com harmónicas. A carga indutiva tem uma bobine de 20 mH e uma resistência de 10 Ω , o que representa uma reactância indutiva grande, sendo assim produzida potência reativa indutiva. Isto pode ser visto na figura 4.8 (a), em que a corrente na carga está atrasada em relação à tensão. Já a figura 4.8 (b) mostra que a corrente de referência calculada pela teoria FBD, i_{ga} encontra-se em fase com a tensão, ou seja, apenas com potência ativa. Ambas as correntes foram multiplicadas por três para melhor visualização.

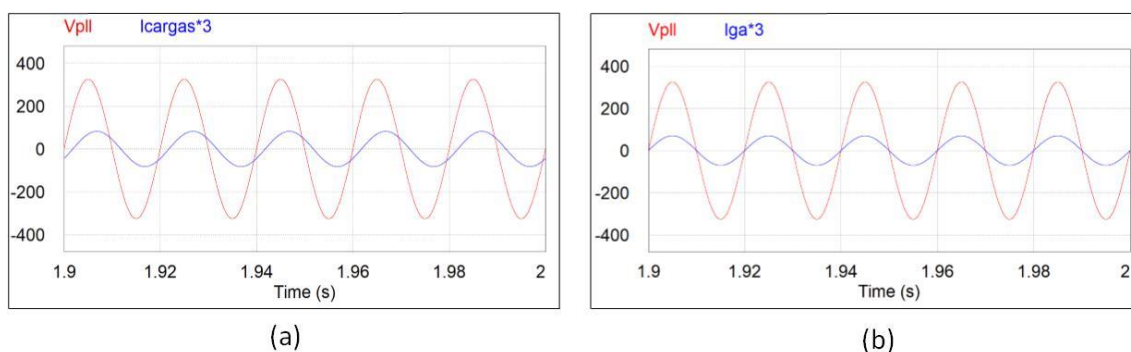


Figura 4.8 - Simulação de uma carga indutiva: (a) a corrente na carga; (b) a corrente calculada pela teoria FBD.

A segunda carga usada é uma ponte retificadora a diodos seguindo se de um condensador de 470 μF e uma resistência de 26 Ω em paralelo. Este tipo de carga produz uma corrente não-sinusoidal, ou seja, uma corrente com harmónicas. Na figura 4.9 (a) representa a corrente na carga enquanto que na figura 4.9 (b) representa a corrente de referência calculada pela teoria FBD. Como pode ser visto esta corrente apenas apresenta potência ativa da carga.

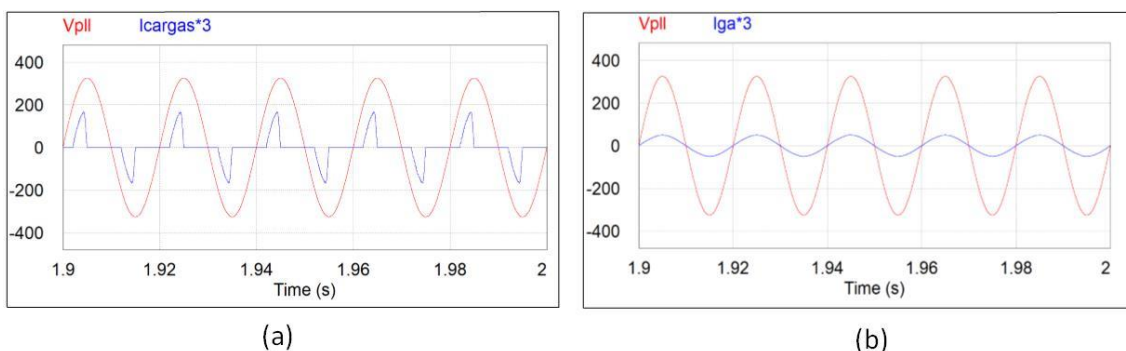


Figura 4.9 - Simulação de uma carga não linear: (a) a corrente na carga; (b) a corrente calculada pela teoria FBD.

Como foi visto nas simulações esta teoria funciona bem e calcula a corrente de referência rapidamente, porém para calcular a potência ativa é necessário calcular a sua potência média. Digitalmente, para fazer este cálculo é necessário um uso de um vetor para poder calcular a média da potência, o que leva à ocupação de um número significativo de bytes na memória do controlador.

4.2.4 Controlo da corrente de saída do condicionador ativo série

Depois de adquirido o sinal de referência para a corrente, o CAS terá de produzir essa mesma corrente. O transformador de acoplamento visto na figura 4.2 tem uma relação de 1:3, por isso a corrente produzida pelo conversor terá de ser três vezes menor à corrente de referência para que a corrente na fonte seja a mesma calculada pela teoria FBD.

O controlo utilizado foi o preditivo, tal como no CAP para o controlo da tensão. Também foi simulado o controlo PI, porém para variações de amplitude da corrente, é necessário ajustar ganhos para o controlo funcionar corretamente, enquanto que o controlo preditivo apenas precisa que sejam ajustados os parâmetros do sistema elétrico como foi visto no capítulo 3. A bobine no filtro passivo foi definida com 6 mH e foi usado uma frequência de amostragem de 40 kHz e uma frequência de comutação de 40 kHz. A figura 4.10 representa a corrente produzida pelo CAS para uma carga de 50 Ω em regime permanente. Como pode ser visto a corrente segue a referência, porém com algum ruído devido as comutações. Este ruído poderá ser diminuído usando uma bobine maior no filtro passivo ou frequência de comutação maior. No entanto, para isso é necessário hardware mais robusto que será verificado no capítulo seguinte.

Um dos problemas que pode ser verificado na figura é que na passagem por zero do sinal de referência, é provocado um desvio no sinal da corrente produzida. Este desvio é significativo pois durante o semi-ciclo positivo da onda de referência a onda da corrente produzida é menor que a referência,

enquanto que no semi-ciclo negativo a corrente produzida é maior que a referência. Isto faz com que na mudança de semi-ciclos seja mais visível este desvio. Este fenómeno ocorre devido ao tempo morto, ou *dead-time*, entre os PWMs injetados nas *gates* dos IGBTs de cada braço. Este tempo morto é importante para que os IGBTs do mesmo braço não conduzam simultaneamente, impedindo assim curto-circuitos entre dois IGBTs do mesmo braço e o barramento CC. Um curto-circuito deste género originaria uma corrente muito grande, o que poderia levar à destruição dos IGBTs.

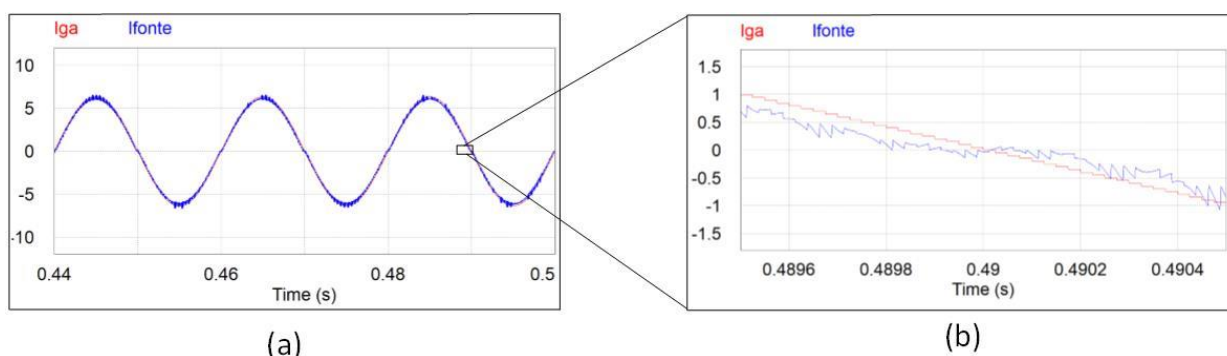


Figura 4.10 - Formas de onda da corrente na rede elétrica e do seu sinal de referência na simulação do controlo preditivo da corrente do CAS sem compensação de *dead-time*: (a) visualização num período de 0,06 s; (b) visualização num período de 1 ms na passagem por zero com desvio devido ao *dead-time*.

De forma a compensar este problema, é usada mais uma equação no sistema de controlo. Os desvios provocados pelo *dead-time* são diretamente proporcionais pelo valor da tensão do barramento CC e pelo próprio *dead-time*, sendo inversamente proporcionais ao período de comutação. Por isso a equação inserida no controlo é dada pela equação 4.6, onde T_d representa o período do *dead-time*, T_c , o período de comutação e v_{cc} a tensão no barramento CC. O *dead-time* é multiplicado por dois, pois é usado uma modulação unipolar, o que faz com que durante um ciclo da onda produzida, o *dead-time* seja introduzido por duas vezes [97].

$$\Delta V = \frac{2T_d}{T_c} v_{cc} \quad (4.6)$$

Este desvio de compensação terá de ser somado no semi-ciclo positivo da onda de referência e subtraído no seu semi-ciclo negativo. Feito isto, a corrente produzida pelo CAS é mais próxima da onda de referência. A figura 4.11 mostra que o uso da equação 4.6 no controlo retira o desvio provocado pelo *dead-time*, onde na figura 4.11 (b) se verifica que na passagem por zero o desvio é mínimo.

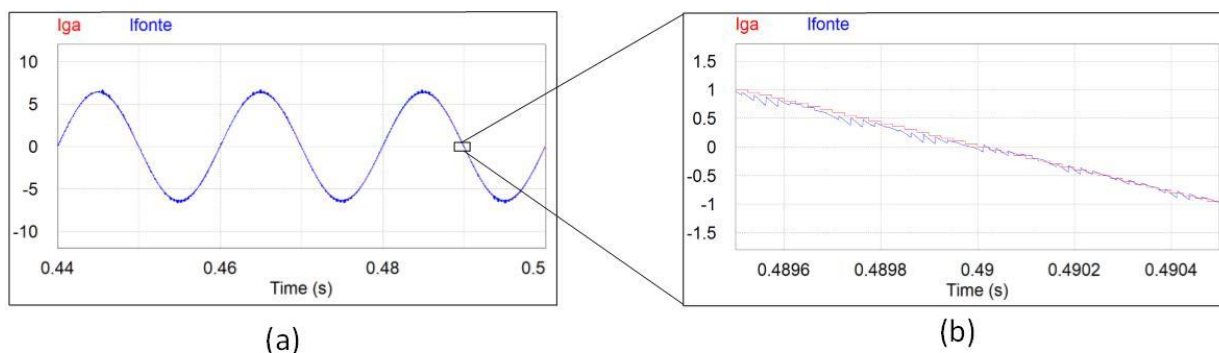


Figura 4.11- Formas de onda da corrente na rede elétrica e do seu sinal de referência na simulação do controlo preditivo da corrente do CAS com compensação de *dead-time*: (a) visualização num período de 0,06 s; (b) visualização num período de 1 ms na passagem por zero sem desvio devido ao *dead-time*.

4.2.5 Regulação da Tensão no barramento CC

Para que o CAP e o CAS funcionem corretamente é necessário que o barramento CC de ambos tenha um valor constante ao longo do tempo. Como no modo de funcionamento normal não são usadas as baterias de apoio ao barramento CC, a energia usada pelo iUPQC-UPS é toda fornecida pela rede. Sendo o CAS a ter a função de absorver a energia que a rede elétrica fornece, então este também terá de regular a tensão no barramento CC. Isto pode ser feito modificando a teoria de controlo FBD, adicionando à potência das cargas uma potência designada de P_{reg} . Esta potência é dada pelo controlo PI do barramento CC como pode ser verificado na figura 4.12. Onde, v_r é a tensão de referência e v_{cc} a tensão lida do barramento CC.

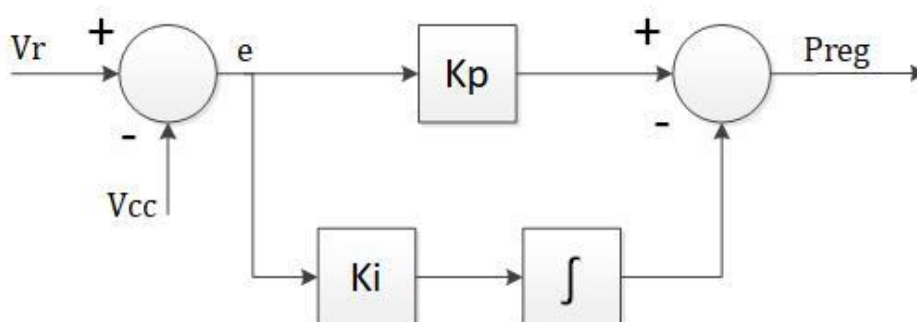


Figura 4.12 - Diagrama de blocos do controlo PI do barramento CC.

Depois de fazer os cálculos de P_{reg} , esta variável será somada à potência ativa da carga na teoria FBD explicada na secção 3.7.1. Relembrando a equação 3.16 dessa secção e fazendo a soma de P_{reg} , é originada a equação 4.7 que calcula a condutância da carga. Por fim, a equação 4.8 prova que a

corrente de referência é diretamente proporcional ao P_{reg} , o que faz com que ao produzir a corrente i_{ga} a partir do CAS, o barramento CC seja regulado para V_r .

$$G_a = \frac{P_{cargas} + P_{reg}}{V_{rede}^2} \quad (4.7)$$

$$i_{ga} = V_{rede} * \left(\frac{P_{cargas} + P_{reg}}{V_{rede}^2} \right) = \frac{P_{cargas} + P_{reg}}{V_{rede}} \quad (4.8)$$

Posto isto, foi simulado a regulação do barramento CC e durante este processo existem três momentos cruciais que permitem ao barramento CC atingir o valor de referência de forma permanente. Como o CAP produz uma tensão de 325 V de pico, foi escolhido ter 400 V no barramento CC de forma a que se possa modular o sinal de saída do CAP com os níveis 400 V, -400 V e 0 V. A figura 4.13 representa todo o processo da regulação do barramento CC e os três momentos que serão explicados abaixo. Para este caso foram usados valores com ganhos de kp_{vcc} igual a 15 e ki_{vcc} igual a 0,054.

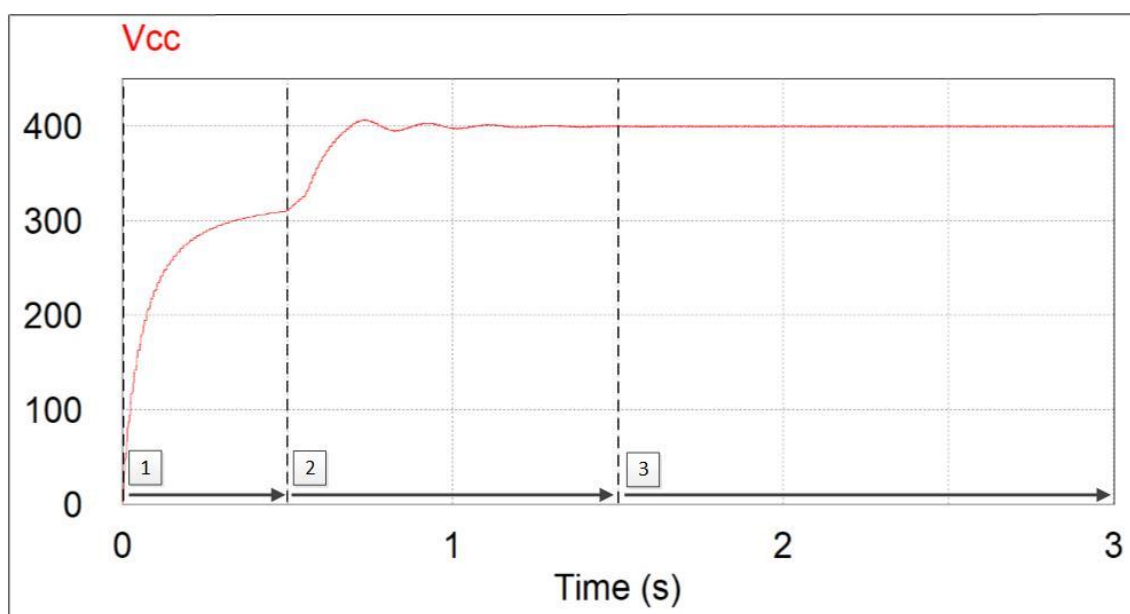


Figura 4.13 - Forma de onda de Vcc na regulação do barramento CC desde o regime transitório até ao regime permanente no modo de funcionamento normal.

- 1 (0 s): Inicialmente, a tensão exposta à saída do CAP é a mesma que a tensão na rede elétrica. Como os IGBTs têm diodos em antiparalelo, o CAP comportar-se-ia como uma ponte retificadora a diodos, o que faz com que a tensão no barramento CC aumentasse instantaneamente. De forma a prevenir isso, foi colocada uma resistência em série num circuito de bypass. Na figura 4.13 pode ser visto que no momento 1, a tensão do barramento CC aumenta de forma gradual e não instantaneamente.

- 2 (0,5 s): No momento 2, a resistência de bypass é desligada e as comutações do CAP e do CAS são ativadas. Assim o CAP está a fornecer energia às cargas e o CAS está a usar energia da rede elétrica para carregar o barramento CC. Vemos que entre o momento 2 e 3, a tensão no barramento CC aumenta gradualmente, sendo este aumento afetado pelos ganhos do controlo PI usado para determinar P_{reg} . Entre estes dois momentos podemos chamar de regime transitório, pois é o tempo que demora desde que o controlo de regulação do barramento CC foi ligado até a que a tensão no barramento CC tenha o valor de referência de forma permanente.
- 3 (1,5 s): Por último, a tensão no barramento CC encontra-se com 400 V e é desejado que assim se encontre durante todo o funcionamento do iUPQC-UPS no modo de funcionamento normal. A partir daqui dizemos que a regulação do barramento CC se encontra em regime permanente. No entanto, o valor de v_{cc} não se encontra exatamente no valor de referência, existindo um pequeno *ripple* que pode ser ajustado com os ganhos do controlo. A figura 4.14 representa o *ripple* de v_{cc} em regime permanente e como se pode ver o seu valor médio tende a ficar constante ao longo do tempo, o que ajuda a manter a performance do iUPQC-UPS em regime permanente.

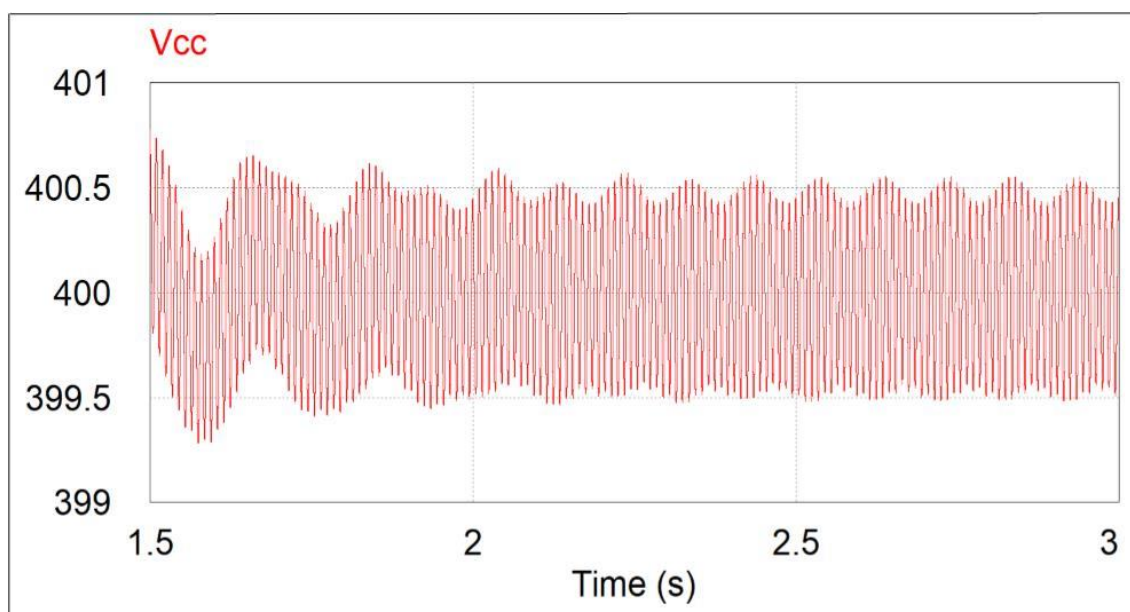


Figura 4.14- Forma de onda da tensão no barramento CC com *ripple* em regime permanente no modo de funcionamento normal.

4.2.6 Resultados de simulação no modo normal

Depois de verificados os métodos e as teorias para o bom funcionamento do iUPQC-UPS no modo de funcionamento normal, é importante ver que este condicionador realmente faz as suas funções, que

é mitigar problemas de QEE. Neste modo o iUPQC-UPS consegue mitigar todos os problemas exceto as interrupções pois não tem o apoio das baterias. Para verificar isso, serão simuladas ocasiões em que serão introduzidos alguns destes problemas e visualizar a resposta do iUPQC-UPS.

Em relação aos problemas relacionados com a tensão da rede elétrica, foram introduzidas uma sobretensão e uma subtensão momentânea. A sobretensão com uma percentagem de 20 % e a subtensão com 40 %, ambas com um período de 500 ms. Na simulação apresentada na figura 4.15 foi usada uma carga de 26Ω e apenas são visualizadas as variáveis durante o 1 s e os 3 s, pois é um momento em que o iUPQC-UPS se encontra em regime permanente.

O primeiro gráfico da figura, 4.15 (a), representa a tensão na rede elétrica e nas cargas de forma a verificar o aumento da tensão da rede elétrica durante a sobretensão e a sua diminuição durante a subtensão. No entanto, a tensão das cargas encontra-se sempre estável, ou seja, com um valor eficaz de 230 V. Com isto, verifica-se que o iUPQC-UPS consegue mitigar estes dois problemas de QEE e fornecer às cargas a tensão desejada.

Apesar disso, existem variações em valores que é importante considerar durante esta simulação, nomeadamente na tensão do barramento CC. Na figura 4.15 (b) observa-se que v_{cc} sem nenhuma ocorrência encontra-se na tensão de referência de 400 V, porém, com os problemas de QEE introduzidos o seu valor tende a fixar-se para valores diferentes da referência. Isto acontece devido ao valor dos ganhos usados para calcular P_{reg} que são necessários ajustar para tensões de alimentação diferente. Por exemplo, em comparação com a simulação da figura 4.13, o ganho proporcional $kp_{v_{cc}}$ da simulação da figura 4.15 foi mudado para 100, de forma a obter melhores resultados.

Por último, com esta variação de v_{cc} , a potência de P_{reg} , também irá variar. Como a equação 4.8 comprova que a corrente de referência depende proporcionalmente de P_{reg} , então a corrente de referência, i_{ga} , também irá variar com a variação de v_{cc} . Na figura 4.15 (c) verifica-se que para a sobretensão, i_{ga} diminui devido ao aumento de v_{cc} e para a subtensão, i_{ga} aumenta por causa da diminuição de v_{cc} .

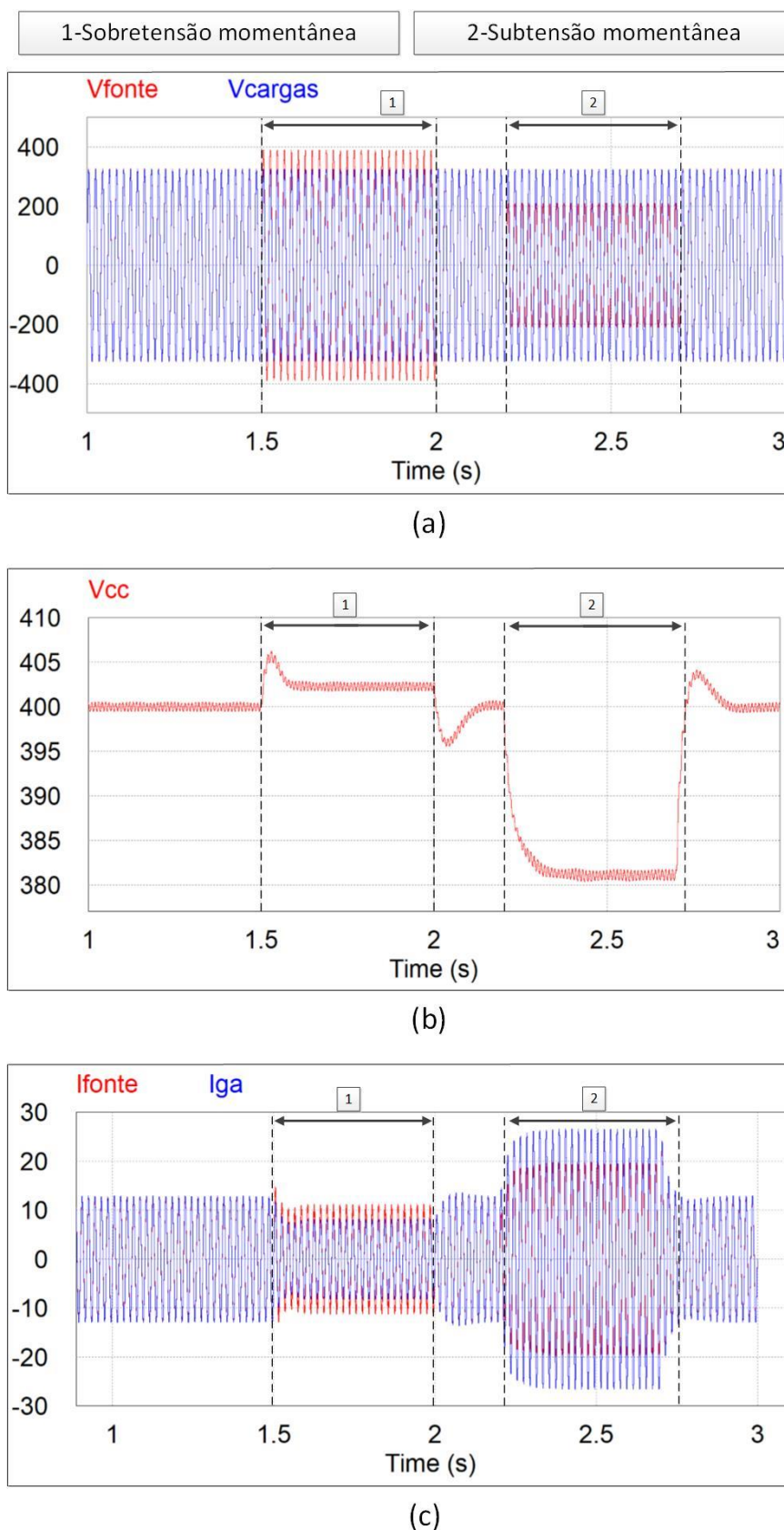


Figura 4.15 – Formas de onda da simulação com uma sobretensão e uma subtensão momentânea no modo de funcionamento normal: (a) a tensão na rede elétrica e nas cargas; (b) a tensão do barramento CC; (c) a corrente na fonte e a sua referência.

Os problemas relacionados com as cargas são o baixo fator de potência e a distorção harmónica das correntes. Para simular que o iUPQC-UPS consegue mitigar estes problemas de QEE, foram mudadas as cargas em regime permanente e ver a resposta do sistema para cada carga. Nesta simulação, o arranque do sistema foi feito com uma carga resistiva de 26Ω , sendo que aos 1 s foi mudada para uma carga indutiva com uma bobine de 20 mH em série com uma resistência de 10Ω . Por fim, a carga foi mudada aos 1,5 s para uma carga não-linear com uma ponte a diodos seguindo-se de um condensador de $470 \mu\text{F}$ em paralelo com uma resistência de 26Ω .

A figura 4.16 representa a forma de onda da tensão no barramento CC durante a simulação em que foram mudadas as cargas. Como se pode verificar, no instante 1, o *ripple* da tensão é baixo, por isso é mais fácil fazer o arranque do iUPQC-UPS com uma carga resistiva. No instante 2, momento em que a carga é indutiva, o *ripple* de v_{cc} aumenta um pouco e por fim, no instante 3, o *ripple* de v_{cc} aumenta significativamente. Isto ocorre, porque neste momento a carga foi mudada para uma carga não-linear, o que faz com que o iUPQC-UPS esteja a compensar harmónicos de corrente. Essa compensação obriga a que haja trocas de energia com os condensadores do barramento CC, daí a existência de um *ripple* mais acentuado em relação a uma carga resistiva (momento 1). Uma das formas de diminuir este *ripple* seria aumentar a capacidade do barramento CC.

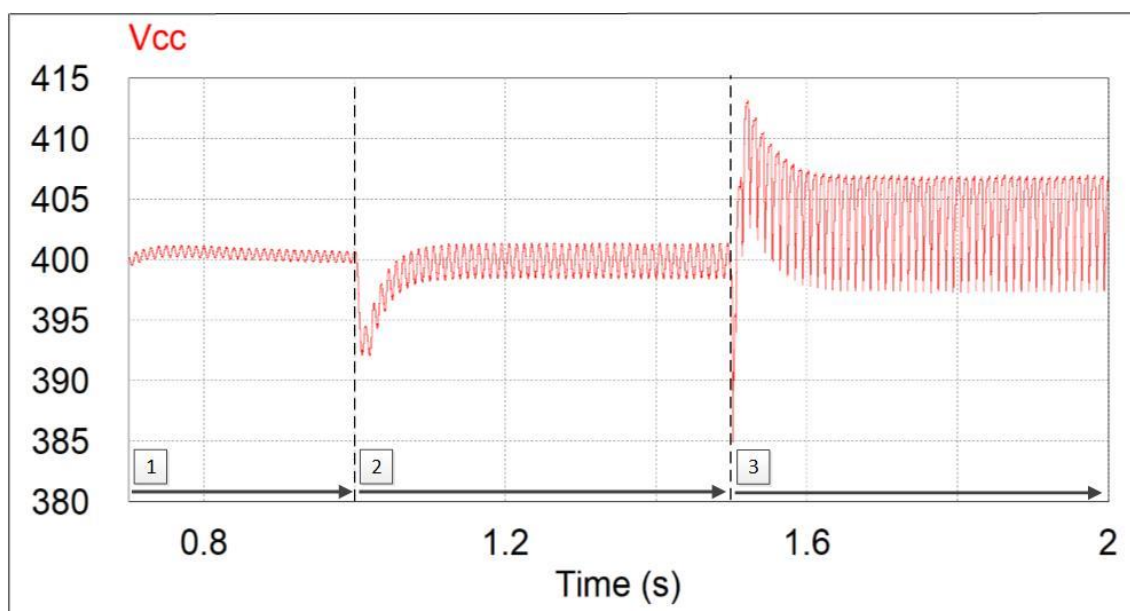


Figura 4.16 – Forma de onda da tensão do barramento CC na simulação com cargas inteligentes no modo de funcionamento normal.

A mudança de cargas afeta diretamente a tensão do barramento CC, porém, os objetivos desta dissertação focam-se na tensão das cargas e na corrente na rede elétrica. Pois é a partir destas variáveis

que se verá se os problemas de QEE foram mitigados. Na figura 4.17 pode-se visualizar as variáveis anteriormente referidas, sendo que a corrente na rede elétrica foi multiplicada por 5 para uma melhor visualização. Pela figura verifica-se que a tensão nas cargas se encontra sempre sinusoidal a 50 Hz e com um valor eficaz de 230 V, o que prova que o sinal segue a referência como foi visto na secção 4.2.2. No entanto, quando é usada uma carga não-linear, instante 3, a tensão nas cargas apresenta alguma distorção devido às variações bruscas da corrente na indutância de saída. Apesar dessa ocorrência problemática, a corrente da rede elétrica encontra-se sempre em fase com a tensão das cargas, e como é sabido, a tensão das cargas tem a mesma fase que a tensão da rede elétrica porque foi usado o sinal da E-PLL na referência do sinal produzido pelo CAP. Por isso, a corrente na rede elétrica também está em fase com a tensão da rede elétrica. Isto prova que o fator de potencia, mudado pela carga indutiva no instante 2, foi corretamente corrigido. Além disso, a corrente da rede elétrica também se encontra sempre sinusoidal, provando que a corrente com distorção harmónica provocada pela carga não-linear no instante 3, foi compensada pelo iUPQC-UPS. Desta forma, conclui-se pela figura 4.17 que os problemas relacionados com a corrente foram mitigados pelo iUPQC-UPS.

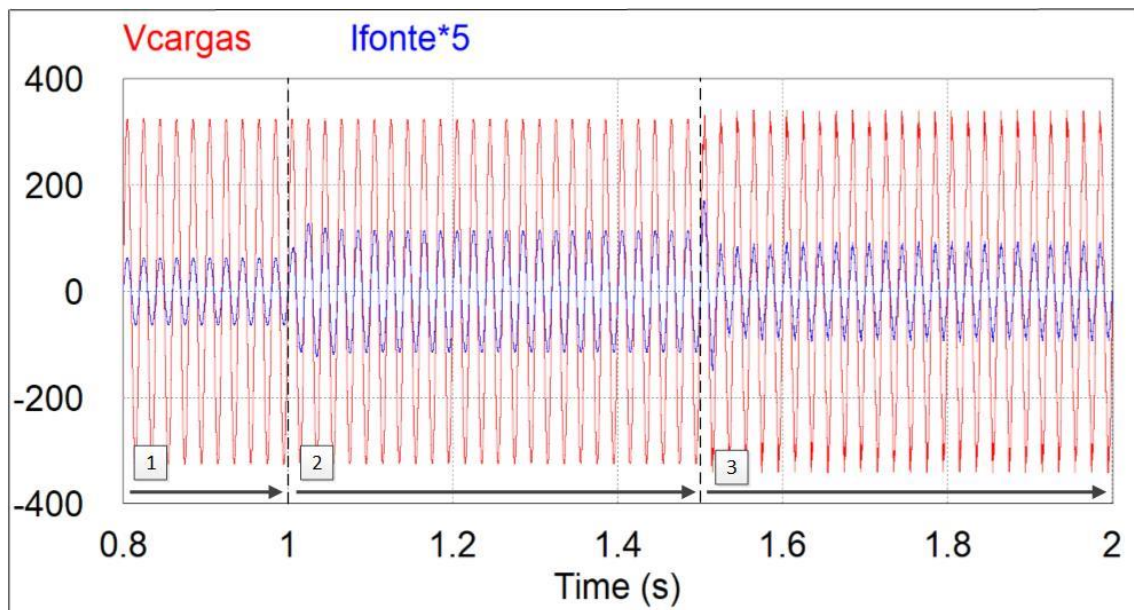


Figura 4.17 – Formas de onda da tensão nas cargas e corrente na rede elétrica na simulação com cargas inteligentes no modo de funcionamento normal.

Com esta simulação é possível também provar o modo de funcionamento do iUPQC-UPS representado pela figura 2.10 do subcapítulo 2.7. Nessa figura, verifica-se que a potência reativa e harmónica produzida pelas cargas, é fornecida pelo CAP, enquanto que a rede elétrica apenas fornece potência ativa. Para verificar isso nesta simulação é necessário visualizar as formas de onda da corrente na rede elétrica, nas cargas e no CAP da figura 4.18. Pela lei do nós, a corrente da rede elétrica é igual

à soma da corrente nas cargas com a corrente no CAP. Por isso, se a corrente nas cargas for igual à corrente na rede elétrica então a corrente no CAP terá de ser igual a 0, o que se verifica no uso de uma carga resistiva do instante 1 da figura 4.18 (a). No entanto, quando é usada uma carga indutiva, instante 2, a corrente da rede elétrica apenas contém potência ativa enquanto que a corrente da carga contém potência ativa e potência reativa. O que faz com que a corrente de compensação do CAP apenas seja responsável pela potência reativa, verificando-se isso com o adiantamento da corrente do CAP em relação à corrente da rede elétrica de 90° na figura 4.18 (b). Com o uso de uma carga não-linear, a corrente nas cargas é não sinusoidal como se pode verificar na figura 4.18 (c). Nessa mesma figura verifica-se também que a corrente fornecida pelo CAP é inversa à corrente das cargas para eliminar a potencia harmónica e fazer com que a corrente da rede elétrica apenas contenha potência ativa.

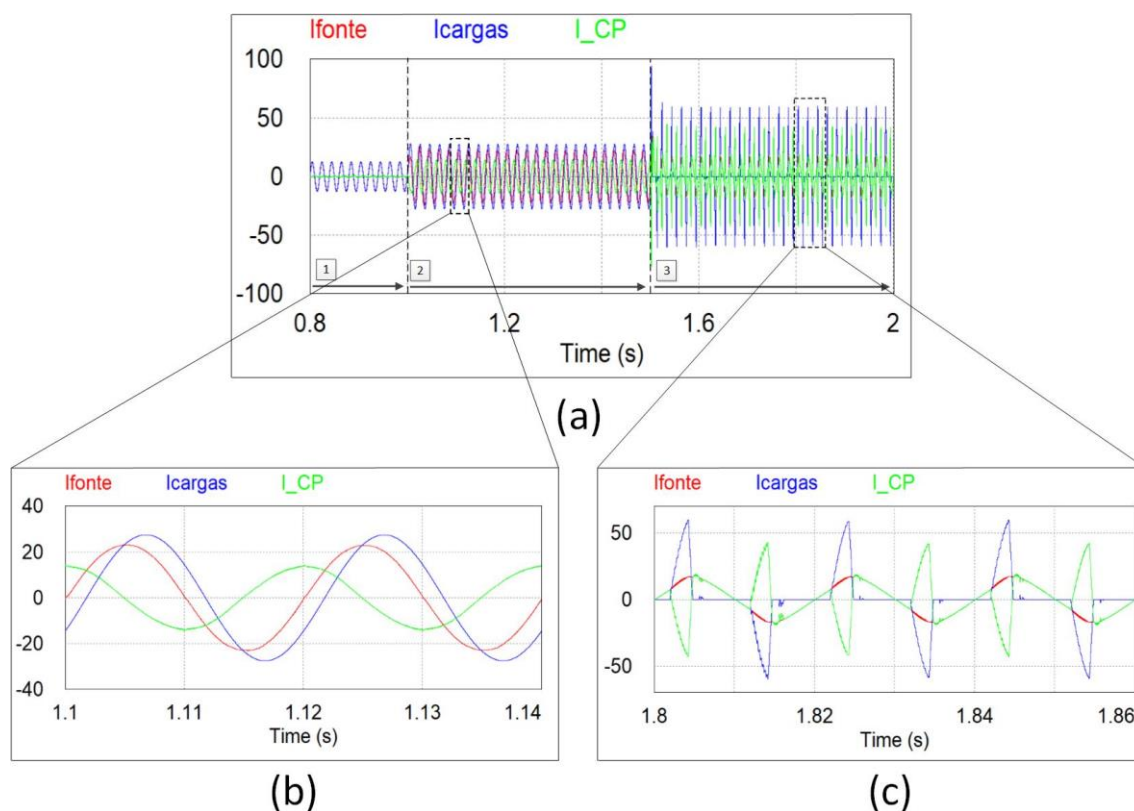


Figura 4.18 - Formas de onda das correntes na simulação com cargas inteligentes no modo de funcionamento normal: (a) corrente na rede elétrica, corrente nas cargas e corrente no CAP em regime permanente; (b) corrente na rede elétrica, corrente nas cargas e corrente no CAP com a carga indutiva; (c) corrente na rede elétrica, corrente nas cargas e corrente no CAP com uma carga não-linear.

4.3 Simulação do iUPQC-UPS no modo de energia armazenada

No modo de funcionamento de energia armazenada do iUPQC-UPS estão o CAP e o conversor CC-CC bidirecional a funcionar em simultâneo. Este modo ocorre quando as baterias fornecem energia às cargas, por isso a rede elétrica está desconectada do iUPQC-UPS.

Como a rede elétrica deixa de fornecer energia, então o sinal de E-PLL pára de ser gerado e por isso é necessário outro sinal de referência para o CAP produzir uma tensão. Para esse problema, o microcontrolador digital cria um sinal de seno que é usado na teoria FDB para calcular a potência ativa das cargas e é novamente usado como referência para o CAP produzir a tensão nas cargas. A potência das cargas será somada a P_{reg} , para poder regular a tensão no barramento CC e de seguida será usada para calcular a corrente de referência que o conversor CC-CC deve produzir a partir do controlo PI. Como a energia deve ir das baterias para as cargas, então o conversor deve funcionar como *boost* das baterias para o barramento CC. Por isso, este conversor deve regular o barramento CC e produzir a corrente necessária para que as baterias possam fornecer a energia necessária às cargas. Todo este processo pode ser verificado no diagrama de blocos da figura 4.19.

Este subcapítulo será mais focado para as baterias e o funcionamento do conversor CC-CC pois o CAP irá funcionar da mesma forma como no modo de funcionamento normal à qual já foi explicada anteriormente. Por fim, este modo de funcionamento permite que o iUPQC-UPS funcione como UPS, ou seja, na ocorrência de uma interrupção da rede elétrica no modo de funcionamento normal, o sistema transite diretamente para o modo de energia armazenada. Por isso, neste subcapítulo será explicada como é detetada a falha da rede elétrica e a transição entre estes dois modos.

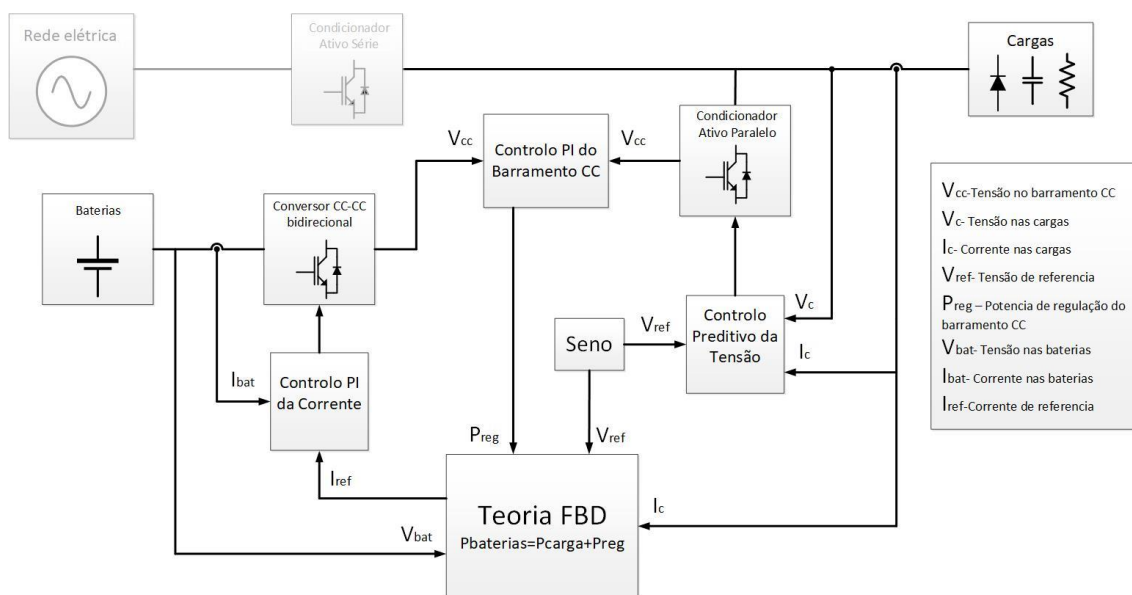


Figura 4.19- Diagrama de blocos do controlo do iUPQC-UPS no modo de funcionamento de energia armazenada.

4.3.1 Modelo das baterias

Ao longo desta dissertação não foi, nem será muito aprofundado o funcionamento das baterias, pois o objetivo principal é mitigar os problemas de QEE com o iUPQC-UPS e não o armazenamento de energia nas baterias. Em detrimento destas, poderia ser usada uma fonte de tensão, no entanto, para trabalhos futuros serão usadas baterias, então é importante ter uma noção do funcionamento das mesmas.

No PSIM não existem modelos que simulem o funcionamento de uma bateria, sendo novamente a solução mais fácil o uso de uma simples fonte de tensão. Porém, com essa solução não é possível identificar o estado de carga (SoC - *State of Charge*) das baterias. De forma a saber a saber o SoC das baterias é possível usar um modelo constituído por uma fonte de tensão v_b que representa a tensão para a qual a bateria se encontra descarregada, um condensador C_b de forma a variar a tensão de saída das baterias e uma resistência R_b para representar a resistência interna das baterias. Estes valores podem ser determinados a partir dos *datasheets* das baterias. Esse modelo pode ser visualizado na figura 4.20.

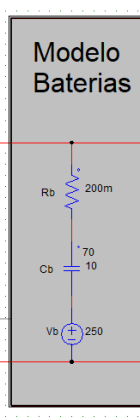


Figura 4.20 - Modelo das baterias.

De forma a simular as baterias da marca WINA com o modelo IFP36230218- 100Ah disponíveis no laboratório do GEPE, foram usados os parâmetros destas baterias no modelo anteriormente explicado [98]. A tensão nominal é de 3,2 V, a tensão de carregamento final de 3,7 V, a tensão de descarregamento final de 2,5 V e a resistência interna é de 2mΩ. O barramento CC é regulado para 400 V, por isso, de forma a ter tensões perto de v_{cc} serão simuladas 100 células de baterias. Assim, a fonte de tensão v_b será de 250 V e a resistência R_b de 200 mΩ. Por último, para determinar a capacidade do condensador C_b é usada a equação 4.9. É sabido que estas baterias demoram uma hora a ficar totalmente carregadas se houver uma corrente de 100 A, por isso, sendo a variação da tensão de 120 V e a variação do tempo de 3600 s, é calculado um condensador de 3000 F para C_b .

$$i_c(t) = C_b \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (4.9)$$

Os processos de carregamento e descarregamento dado pela equação 4.9 é linear, no entanto, nos apêndices do *datasheet* destas baterias pode ser verificado que para 1 C a curva da tensão das baterias não é linear. No gráfico, verifica-se que em quase todo o processo de carregamento ou descarregamento a tensão das baterias se encontra na sua tensão nominal. Por isso o condensador C_b estará carregado com uma tensão de 70 V, para que durante as simulações a tensão nas baterias se encontre mais ou menos na tensão nominal. Além disso, também a capacidade do condensador de 3000 F é muito elevada quando o tempo das simulações está entre os 2 s e 4 s. Por isso o condensador poderá ser 10 F para que a tensão nas baterias tenha uma variação ligeira em relação à sua tensão nominal de 320 V.

Concluindo, para verificar que as teorias do conversor CC-CC funcionam, poderia ser usado apenas uma fonte de tensão simples com a tensão nominal das baterias. No entanto, com este modelo

é possível saber o SoC das baterias e por isso ter um controlo maior sobre a potência que as baterias conseguem fornecer ao iUPQC-UPS, principalmente quando estas se encontram perto de um SoC de 10% ou 90%.

4.3.2 Controlo da corrente do conversor CC-CC e regulação do barramento CC

O principal objetivo do conversor CC-CC é controlar o fluxo e energia entre as baterias e o barramento CC. Como foi visto anteriormente, a tensão nas baterias encontra-se na maior parte do tempo na tensão nominal. Por isso, para fornecer a energia que as cargas necessitam é feito o controlo sobre a corrente nas baterias. Para calcular a corrente de referência nas baterias é usada a teoria FBD que calcula a potência ativa das cargas P_{cargas} . A esta potência será somada P_{reg} para regular a tensão do barramento CC nos 400 V e depois dividida pela tensão das baterias v_b para calcular a corrente de referência i_{bref} como se pode verificar na equação 4.10. De seguida será usado o controlo PI sobre a corrente nas baterias e uma modulação PWM com uma onda portadora de dente de serra para o conversor CC-CC produzir a corrente de referência I_{bref} . No modo de funcionamento de energia armazenada o conversor CC-CC apenas funciona como *boost* das baterias para o barramento CC, pois o fluxo de energia vai das baterias para o barramento CC, por isso apenas o IGBT do *bottom* do braço irá comutar.

$$i_{bref} = \frac{P_{cargas} + P_{reg}}{v_b} \quad (4.10)$$

Na figura 4.21 é possível visualizar andar de potência do conversor CC-CC bidirecional com o modelo das baterias e a sua saída ligada ao barramento CC a partir de *labels* que também podem ser vistas na figura 4.2. Entre o conversor CC-CC e as baterias encontra-se um circuito de bypass para carregar o barramento CC gradualmente, além de ter uma bobine de 6 mH que pertence ao próprio conversor e que terá uma grande influência no *ripple* da corrente produzida pelo conversor. Na figura 4.18 também se pode visualizar o controlo analógico do conversor CC-CC que recebe os sinais do controlo digital da figura 4.3. Estes sinais fazem a comparação com ondas dente de serra de forma a controlar os IGBTs do conversor CC-CC.

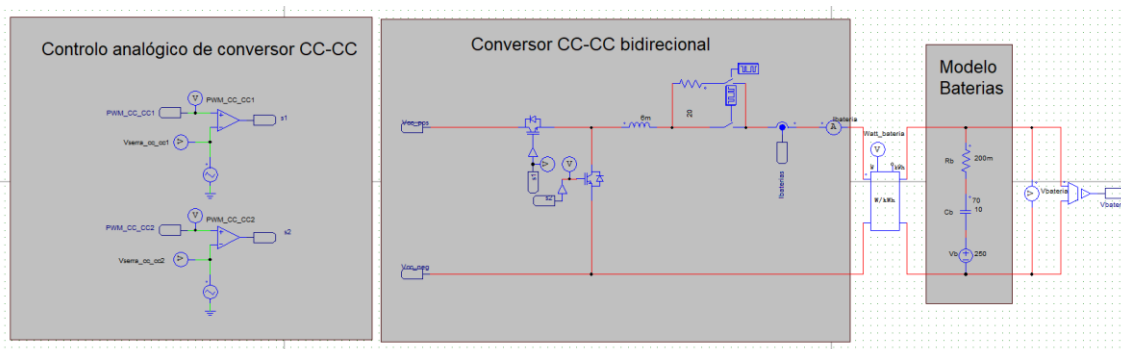


Figura 4.21 - Circuito de potência e de controlo do conversor CC-CC na ferramenta de simulação.

Para verificar o funcionamento do conversor CC-CC foi simulado o arranque do iUPQC-UPS no modo de energia armazenado com uma carga de 26Ω . Tanto para o CAP e para o conversor CC-CC, foram usadas uma frequência de amostragem de 40 kHz e uma frequência de comutação de 40 kHz. Para o controlo PI da corrente foi usado um ganho proporcional (kp_{ib}) de 40 e um ganho integrativo (ki_{ib}) de 0,5, enquanto que para o controlo PI de v_{cc} foi usado um kp_{vcc} de 120 e um ki_{vcc} de 0,054.

Tal como ocorreu no modo de funcionamento normal, o processo de arranque do condicionador tem 3 momentos cruciais até chegar ao regime permanente. A figura 4.22 representa vários sinais que é importante visualizar durante este processo para verificar o bom funcionamento do conversor CC-CC. Posteriormente, são explicadas todas as formas de onda para cada momento do sistema até atingir o regime permanente.

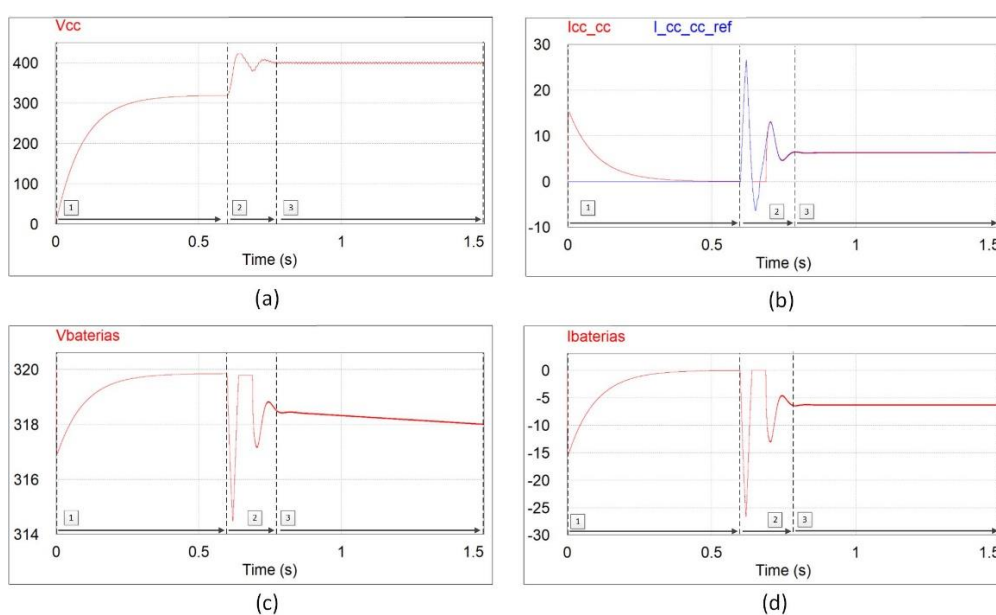


Figura 4.22 - Formas de onda da Simulação da regulação do barramento CC desde o regime transitório até ao regime permanente no modo de energia armazenada: (a) tensão no barramento CC; (b) tensão do conversor CC-CC e a sua referência; (c) tensão nas baterias; (d) corrente nas baterias;

- 1 (0 s): Inicialmente, as comutações estão desligadas, porém, o diodo antiparalelo do IGBT de cima do braço do conversor CC-CC permite que a corrente flua das baterias para o barramento CC, carregando o condensador deste último. Para limitar a corrente e impedir que o barramento CC carregue instantaneamente é usado um circuito bypass a partir de uma resistência como pode ser visto na figura 4.21. No momento 1 da figura 4.22 é ligada a resistência de bypass e a tensão do barramento CC aumenta gradualmente como se pode visualizar na figura 4.22 (a). Durante este momento há um pico de corrente da figura 4.22 (b) pois o barramento CC é alimentado com tensão contínua das baterias, ao contrário do que ocorre no modo de funcionamento normal. Com isso, a corrente nas baterias da figura 4.22 (c) também sofre um pico, porém com valores negativos pois está a descarregar. A tensão das baterias, verificada na figura 4.22 (d), baixa consideravelmente devido a equação 4.9 do modelo das baterias em que a tensão das baterias depende das variações bruscas da corrente, no entanto, com a diminuição da corrente nas baterias, a sua tensão tende a ir para o valor nominal das baterias de 320 V. Apesar de tudo, o pico da corrente não é muito alto pois a resistência do circuito bypass limitou a potência que a bateria forneceu ao barramento CC.
- 2 (0,6 s): Neste momento, as comutações do CAP e do conversor CC-CC são ativadas e o controlo começa a funcionar. A tensão do barramento CC sofre alguma oscilação até atingir permanentemente 400 V devido aos ganhos do controlo PI de v_{cc} , por isso podemos designar este momento de período transitório. Estas oscilações na tensão do barramento CC também criam oscilações no sinal de referência da corrente pois este sinal é diretamente proporcional a P_{reg} como se pode verificar na equação 4.10. Por vezes, estes picos podem ser consideravelmente altos como se pode ver na figura 4.22 (b).
- 3 (0,75 s): Por último, a tensão do barramento CC fixa-se perto dos 400 V, por isso o sistema entra em regime permanente, porém, esta tensão tem um *ripple* associado que pode ser verificado na figura 4.23. Verifica-se também que a corrente no conversor segue a corrente de referência, garantindo o bom funcionamento do conversor CC-CC. A corrente das baterias é negativa e a sua tensão desce gradualmente, o que valida o modelo de baterias. Ou seja, a tensão nas baterias define o SoC destas, e a diminuição da tensão representa que as baterias estão a descarregar.

Para verificar o funcionamento do conversor CC-CC é necessário visualizar a tensão no barramento CC e a corrente produzida por este conversor em regime permanente. A figura 4.23 representa esses mesmo sinais, e é possível verificar que a tensão do barramento CC tem um

pequeno *ripple*, porém, este não interfere na tensão das cargas produzida pelo CAP. Em relação à corrente, é verificado que a o controlo PI funciona, pois, a corrente segue a sua referência com um erro significativamente baixo. No entanto, para que a corrente de referência não sofre oscilações devido ao *ripple* do barramento CC é necessário usar o valor médio da tensão deste mesmo barramento. Esta solução tem a desvantagem que é necessário usar mais memória do microcontrolador devido ao uso de mais um vetor, no entanto, no bloco C, durante a simulação não é necessária essa preocupação.

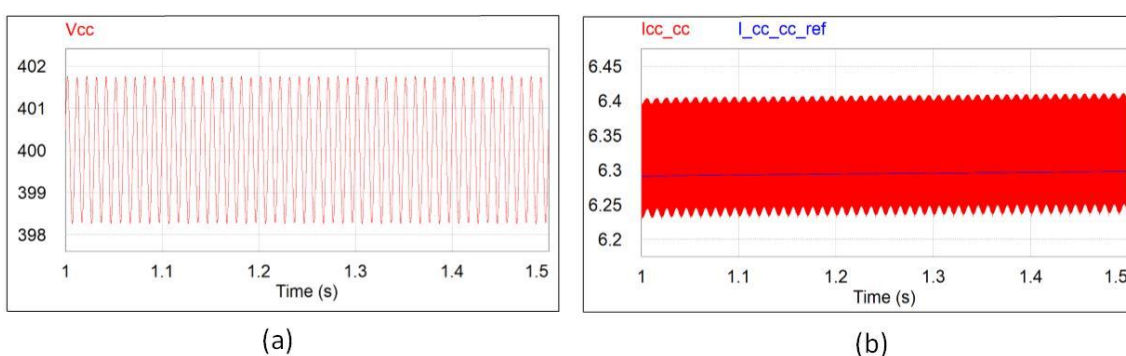


Figura 4.23 – Formas de onda no modo de energia armazenada em regime permanente: (a) tensão no barramento CC; (b) corrente no conversor CC-CC e a sua referência.

Visto que o conversor CC-CC controla o bem o fluxo de energia entre as baterias e o barramento CC, é necessário verificar se as cargas recebem a tensão apropriada. Quem tem essa função é o CAP tal como no modo de funcionamento normal. O controlo utilizado foi o controlo preditivo, porém, o sinal de referência é diferente no modo de energia armazenada. Neste modo, o controlo digital cria um sinal de seno e usa-o como referência no controlo da tensão. A figura 4.24 representa a tensão nas cargas produzida pelo CAP quando o iUPQC-UPS se encontra em regime permanente no modo de energia armazenada e pode se verificar que o sinal tem uma frequência de 50 Hz e um valor eficaz de 230 V.

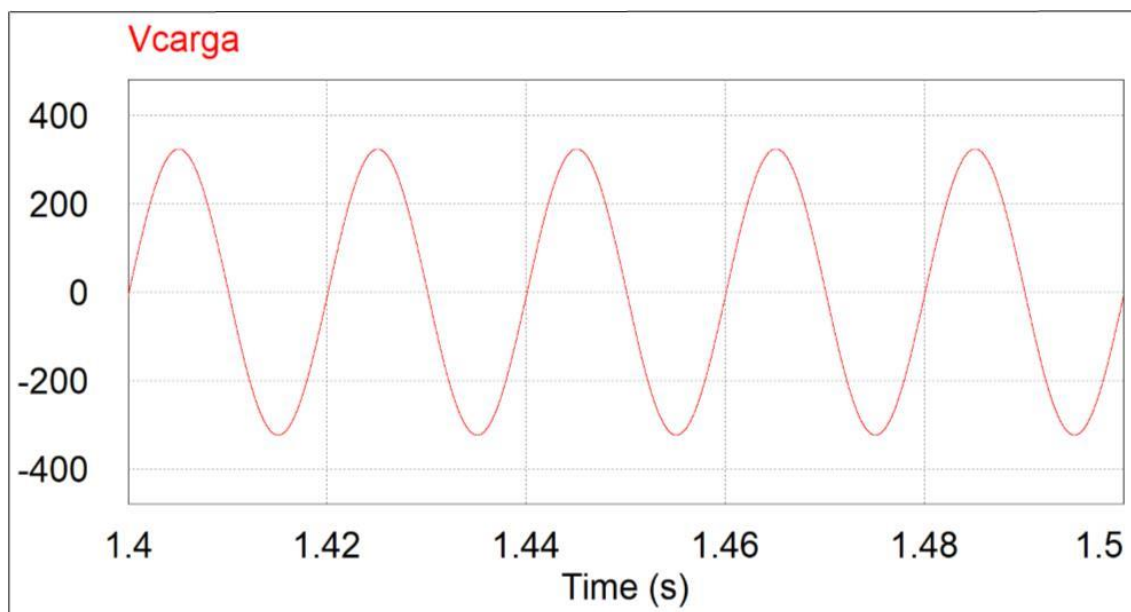


Figura 4.24 - Forma de onda da tensão nas cargas no modo de energia armazenada em regime permanente.

4.3.3 Operação como UPS

O modo de energia armazenada permite ao iUPQC-UPS resolver um problema de QEE muito importante, as interrupções. Para isso, é necessário que o sistema transite do modo de funcionamento normal para o modo de energia armazenada quando ocorre este problema. Por isso, nesta ocorrência o iUPQC-UPS opera como UPS.

Normalmente, para detetar que houve uma interrupção na rede elétrica é verificado o seu valor eficaz ao longo do tempo. Ou seja, se este valor descer para zero, então ocorreu uma interrupção. No entanto no iUPQC-UPS, quando houver uma interrupção da rede elétrica, a tensão aos terminais no sensor que lê o sinal da tensão da rede elétrica não desce para zero. Isto ocorre, pois, o CAP ainda continua a produzir uma tensão, que apesar de ter os enrolamentos do transformador do CAS a separar os dois nós, também se encontra no nó da rede elétrica. Por isso, a deteção da falha da rede elétrica não poderá ser feita a partir do seu valor eficaz, pois o controlo pode, por exemplo, identificar uma sobretensão ou uma subtensão na ocorrência de uma interrupção.

Na figura 4.25 estão representadas formas de onda produzidas por uma simulação em que o iUPQC-UPS está a funcionar no modo de funcionamento normal em regime permanente com uma carga de 26 Ω . Aos 1,5 s, a rede elétrica deixa de fornecer energia ao sistema e como se pode verificar em 4.25 (a) a tensão de v_{cc} desce gradualmente. Isto ocorre, pois, o CAP continua a produzir tensão às cargas e o barramento CC descarrega. No entanto, com a descida de v_{cc} , a tensão nas cargas e a tensão no

sensor da rede elétrica vão também baixando como se verifica em 4.25 (b), por isso o seu valor eficaz também desce, porém não cai diretamente para zero. Isto prova o que tinha sido referido anteriormente, que com a falha da rede elétrica, o valor eficaz da tensão da rede elétrica não cai diretamente para zero podendo o sistema de controlo ter uma interpretação diferente do ocorrido.

Desta forma, é necessário encontrar outra forma para detetar uma interrupção ou cava profunda na rede elétrica. A figura 4.25 (c) representa a corrente produzida pelo CAS e no instante em que ocorre a interrupção da rede elétrica, este sinal cai diretamente para zero. Por isso, o seu valor eficaz também desce rapidamente, apesar de não ser de forma brusca como acontece com o seu valor instantâneo. Isto ocorre porque o valor eficaz é calculado pela média deslizante, o que demora cerca de um ciclo da rede a detetar a falha da rede elétrica. Em suma, a deteção da falha da rede elétrica no modo de funcionamento normal é dada pelo valor eficaz da corrente no CAS.

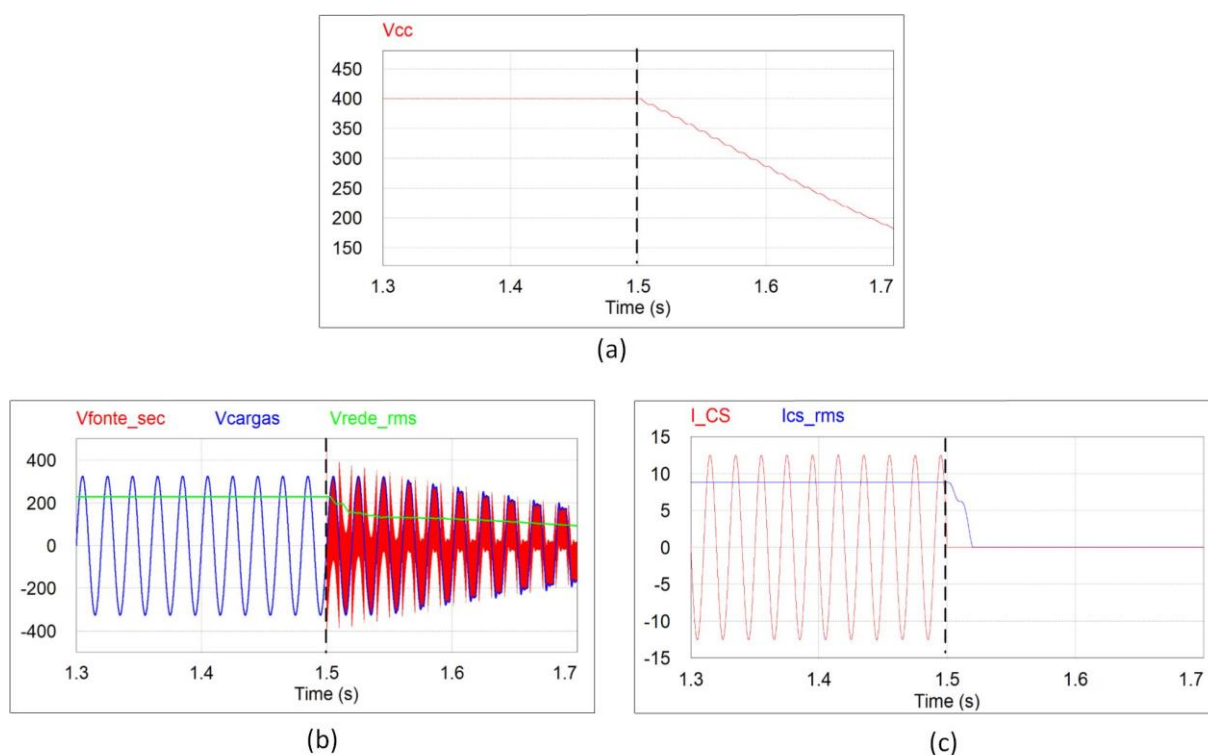


Figura 4.25 – Formas de onda na deteção de falha da energia elétrica no modo normal: (a) a tensão no barramento CC, (b) a tensão nas cargas, a tensão na rede elétrica e o seu valor eficaz; (c) a corrente no CAS e o seu valor eficaz.

Depois, de detetada a falha da rede elétrica, o iUPQC-UPS terá de transitar do modo normal para o modo de energia armazenada. Esta mudança de modos é importante para manter uma tensão sinusoidal a 50 Hz e com 230 V de valor eficaz nas cargas sem qualquer interrupção. A figura 4.26 representa a simulação em que o controlo do sistema deteta a interrupção da rede elétrica aos 1,5 s e faz a transição entres os dois modos. Inicialmente é representada a tensão do barramento CC na figura

4.26 (a) e como se pode ver, este sinal tem uma descida no momento da interrupção, porém, quando é detetada a falha a tensão volta a estabilizar nos 400 V. Isso ocorre, pois, o valor eficaz da corrente no CAS demora cerca de 0,2 s a descer para zero como se pode verificar pela figura 4.26 (c) e a falha apenas é detetada nesse momento. Apesar disso, o CAP continua a fornecer às cargas uma tensão sinusoidal como se pode ver na figura 4.26 (b). Como prova que houve a transição entre os modos anteriormente referidos, o conversor CC-CC produz a corrente nas baterias necessária para alimentar as cargas, à qual pode ser verificando na figura 4.26 (d) em que o iUPQC- UPS passa a funcionar no modo de energia armazenada no momento em que é detetada a falha da rede elétrica.

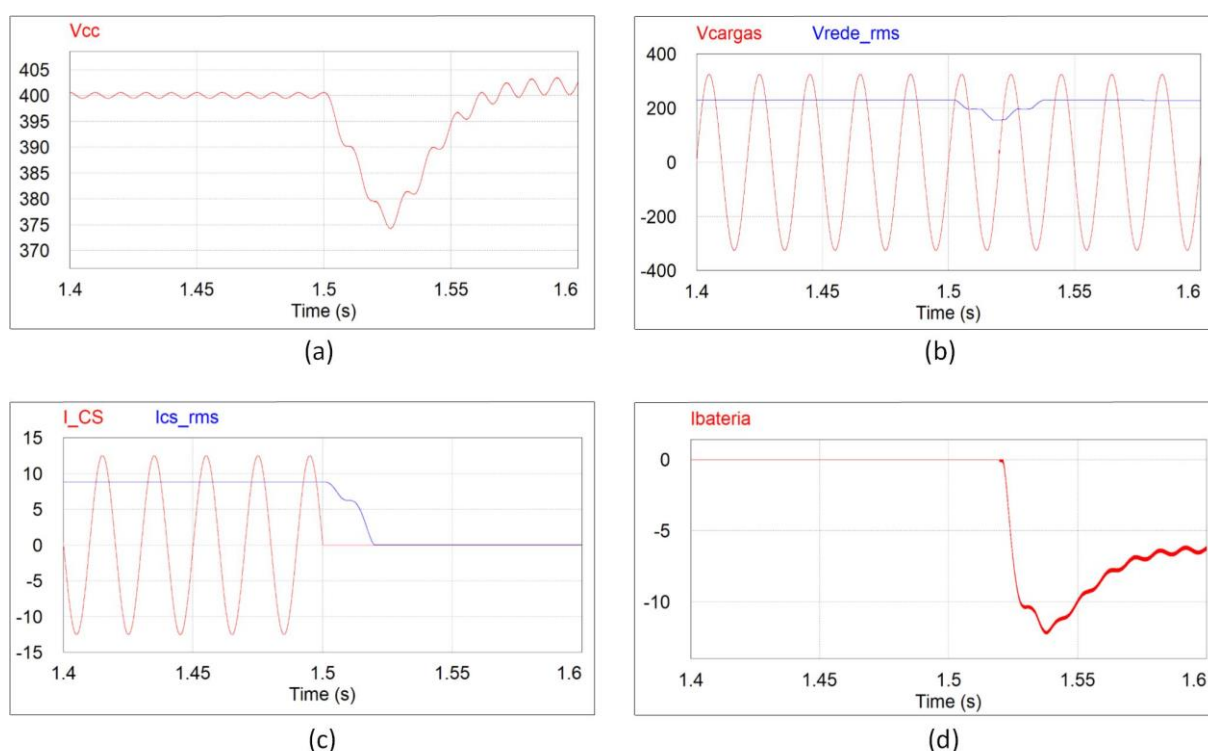


Figura 4.26 – Formas de onda da transição do modo normal para modo de energia armazenada na ocorrência de uma interrupção da rede elétrica: (a) tensão do barramento CC; (b) tensão nas cargas e o valor eficaz da tensão da rede elétrica; (c) corrente no CAS e o seu valor eficaz; (d) corrente nas baterias.

A figura 4.26 prova que o iUPQC-UPS mitiga as interrupções longas, mudando para o modo de energia armazenada. No entanto, quando a rede elétrica volta à sua normalidade, é necessário que o iUPQC-UPS volte ao modo normal. Para inverter de novo os modos, o controlo terá de detetar que a rede elétrica consegue fornecer energia ao sistema. Para fazer essa deteção, o controlo terá de verificar constantemente o valor eficaz da tensão da rede elétrica, no entanto, pela figura 4.26 (b), observa-se que esse valor continua em 230 V pois o sinal no sensor de tensão da rede elétrica é o mesmo da tensão nas cargas. Por isso, este controlo não consegue detetar que a rede elétrica voltou à sua normalidade

Posto isto, nesta dissertação o iUPQC-UPS não conseguirá transitar para o modo normal, continuando sempre no modo de energia armazenada quando há uma interrupção longa. No entanto, uma solução para este problema seria isolar o nó das cargas e o nó do sensor da rede elétrica. Ou seja, usar um contator em série com o transformador do CAS, para que este seja aberto quando estiver no modo de energia armazenada e por isso os nós anteriormente referidos estejam isolados no modo de energia armazenada.

4.4 Simulação do iUPQC-UPS no modo de carregamento e descarregamento das baterias

Os modos de carregamento e descarregamento das baterias são mais complexos que os anteriores, pois utilizam todos os conversores em simultâneo. Nestes modos, temos duas fontes de energia a manter o sistema em funcionamento: a rede elétrica e as baterias.

O CAS e o CAP têm as mesmas funções que tiveram no modo de funcionamento normal. Enquanto que o CAP fornece uma tensão sinusoidal às cargas a partir do controlo preditivo da tensão, usando como referência o sinal da E-PLL. O CAS produz uma corrente com a potência ativa das cargas e a potência de regulação do barramento CC a partir do controlo preditivo da corrente. No entanto, nestes modos de funcionamento, será somada a potência das baterias, variando a amplitude da corrente produzida pelo CAS como se verifica na equação 4.11. A potência das baterias também decide qual a corrente que o conversor CC-CC deve produzir de forma a que as baterias forneçam a potência indicada, calculada pela equação 4.12. O controlo da corrente utilizado é o controlo PI e consoante o sinal da potência das baterias é decidido se o conversor CC-CC deve funcionar como *boost* ou como *buck*. Ou seja, se a potência das baterias for positiva então o conversor funciona como *boost* das baterias para o barramento CC e as baterias descarregam, estando por isso no modo de funcionamento de descarregamento. Caso a potência das baterias seja negativa, o conversor funciona como *buck* do barramento CC para as baterias, permitindo que estas carreguem e o iUPQC-UPS entre no modo de funcionamento de carregamento.

$$i_{ga} = \frac{P_{cargas} + P_{reg} + P_{baterias}}{V_s} \quad (4.11)$$

$$I_{bref} = \frac{P_{baterias}}{v_b} \quad (4.12)$$

A figura 4.27 representa o diagrama de blocos das teorias de controlo dos modos de carregamento e descarregamento das baterias do iUPQC-UPS, sendo possível visualizar a variáveis de entrada e de

saída de cada controlo. Neste subcapítulo serão feitas simulações de ambos os modos e o sistema simulado pode ser visualizado nas figuras 4.2, 4.3 e 4.21. Estes modos necessitam que o iUPQC-UPS se encontre em regime permanente, por isso, inicialmente será discutido qual o melhor modo para o arranque do condicionador, o modo normal ou o modo de energia armazenada.

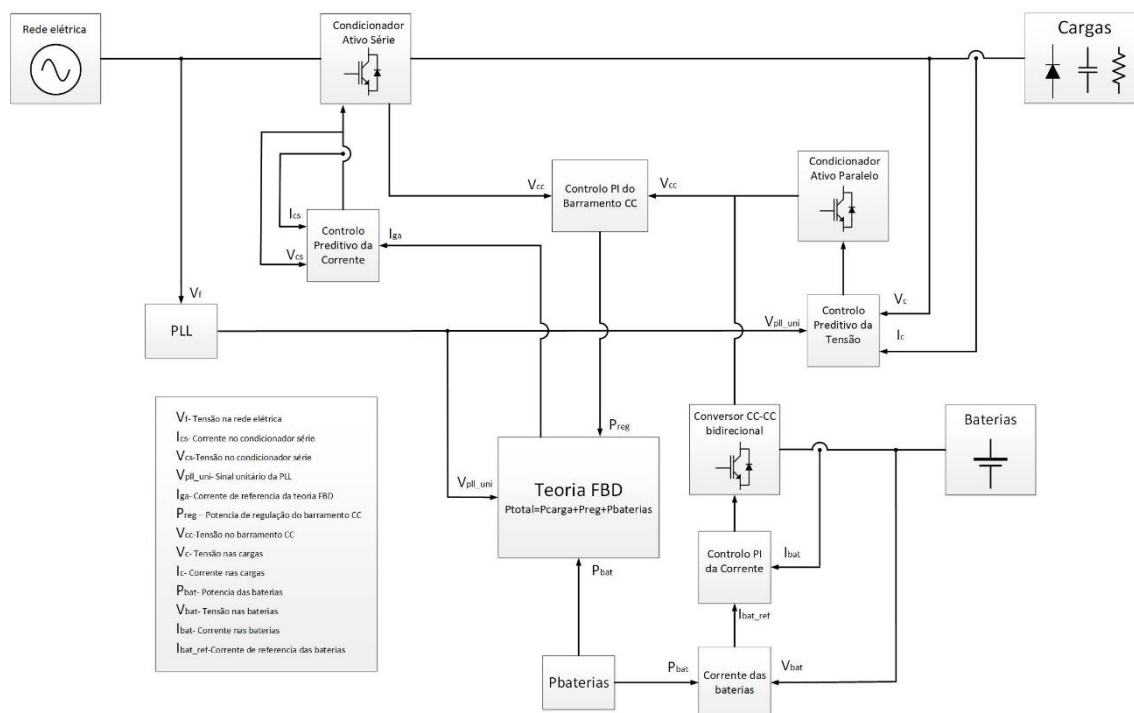


Figura 4.27 - Diagrama de blocos do sistema de controlo utilizado no modo de carregamento e descarregamento da bateria do iUPQC-UPS.

4.4.1 Arranque do iUPQC-UPS

Para que o iUPQC-UPS funcione no modo de carregamento ou descarregamento é necessário que o sistema se encontre em regime permanente. No entanto, para estabilizar a tensão no barramento CC é preciso passar pelo regime transitório do sistema, que também pode ser designado por arranque do iUPQC-UPS. Este arranque pode ser feito de duas formas distintas, no modo normal ou no modo de energia armazenada. Por isso, é importante analisar o regime transitório de cada um destes modos para verificar qual o melhor arranque do iUPQC-UPS.

Na simulação do modo de funcionamento normal foi usada uma carga de 26Ω , o que para com uma tensão com pico de 325 V origina uma corrente de 12.5 A de pico. Este valor é pretendido em regime permanente, no entanto, em regime transitório, devido às oscilações da tensão no barramento CC, a corrente produzida pelo CAS pode ter valores de pico maiores que 12.5 A . Na figura 4.23 (a), pode

se verificar que enquanto a tensão do barramento CC sobe até ao seu valor de referência, a corrente na rede elétrica verificada na figura 4.28 (b) pode ter valores de 20 A de pico. Isto porque o erro do controlo PI do barramento CC é grande enquanto a sua tensão se encontra muito diferente do valor de referência. À medida que o seu valor se aproxima da referência, o erro diminui. De referir que os ganhos do controlo foram os mesmos usados na secção 4.2.5.

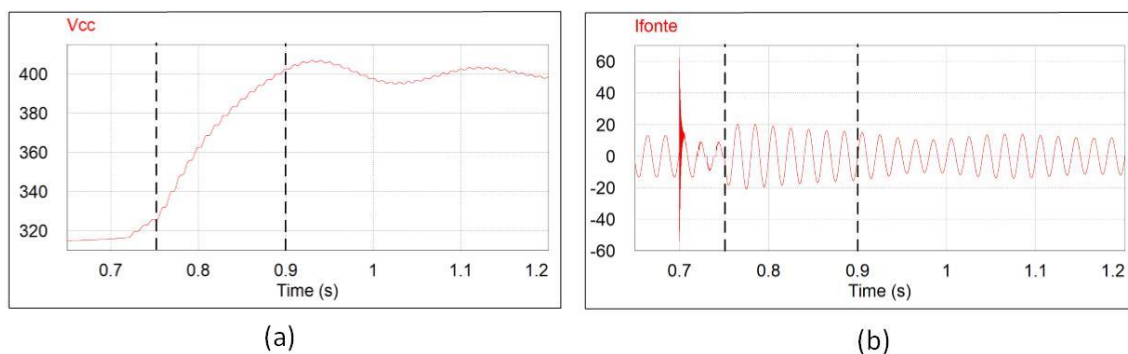


Figura 4.28 – Formas de onda do arranque do iUPQC-UPS no modo normal: (a) tensão no barramento CC; (b) corrente na rede elétrica.

De forma a comparar, a carga usada para o modo de funcionamento de energia armazenada também foi de 26Ω . A potência desta carga é de 2034 W com uma tensão de 230 V de valor eficaz. Para que as baterias, com uma tensão nominal de 320 V, possam fornecer essa potência, é necessário que o conversor CC-CC produza uma corrente contínua de 6,35 A. Na figura 4.24 verifica-se que na subida da tensão do barramento CC até ao seu valor de referência, a corrente das baterias pode ser de até -18 A, ou seja, quase o triplo da corrente que as baterias terão de ter em regime permanente. Para melhorar os resultados da secção 4.2.3, os ganhos do controlo PI do barramento CC foram alterados, usando agora um ganho proporcional de 80 e um ganho integrativo de 0,01.

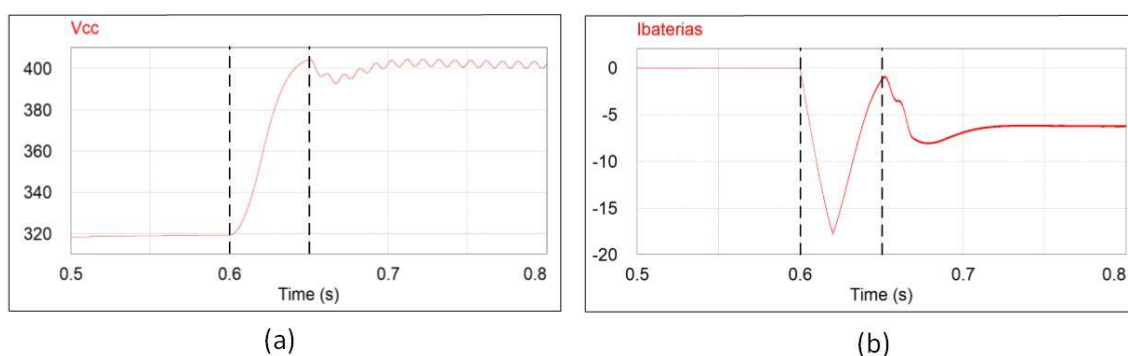


Figura 4.29 – Formas de onda do arranque do iUPQC-UPS no modo de energia armazenada: (a) tensão no barramento CC; (b) corrente nas baterias.

Concluindo, depois de análise do regime transitório de ambos os modos, verifica-se que no modo de energia armazenada a corrente produzida pelo conversor CC-CC pode atingir valores muito maiores que o pretendido em regime permanente. Enquanto, que no modo normal, a corrente produzida pelo CAS pode também atingir valores maiores, no entanto, não tão grandes comparando aos seus valores em regime permanente. Com isto, verifica-se que é mais complicado regular o barramento CC a partir de corrente contínua do que em corrente alternada.

4.4.2 Modo de carregamento da bateria

No modo de carregamento, o conversor CC-CC funciona como *buck* do barramento CC para as baterias, ou seja, a corrente nas baterias é positiva e estas carregam. Desta forma, a rede elétrica fornece energia às cargas e às baterias em simultâneo.

Para simular este modo, foi simulado o iUPQC-UPS inicialmente no modo de funcionamento normal, e a partir de um certo instante foi dado um valor positivo à potência das baterias. Isso faz com que o condicionador passe do modo normal para o modo de carregamento. Posto isto, serão visualizadas as grandezas que permitem garantir o bom funcionamento deste modo.

A figura 4.30 representa formas de onda com o iUPQC-UPS a funcionar inicialmente em regime permanente do modo normal com uma carga de 26Ω . Com isto, a potência das cargas é de 2034 W. É importante referir que a potência do protótipo desenvolvido é de 3 kVA, por isso a soma entre a potência das cargas e a potência das baterias não poderá ultrapassar esse valor. No entanto, nas simulações a potência do iUPQC-UPS pode ser maior que 3 kVA devido à idealidade dos componentes. Assim, para esta simulação, a potência das baterias será de 1000W, o que dá uma potência total de 3034 W, uma potência um pouco acima da potência do protótipo do iUPQC-UPS.

Para esta simulação, o iUPQC-UPS fez o seu arranque no modo de funcionamento normal, o que pela figura 4.30 o sistema demora 1,5 segundos a atingir o regime permanente. Por isso, a potência das baterias foi incrementada digitalmente aos 2 segundos. Como pode ser visto na figura 4.30 (a), a tensão do barramento CC começa a estabilizar aos 1,5 segundos e aos 2 segundos o seu *ripple* aumentou, pois, a corrente produzida pelo CAS também aumentou. Isto porque a partir desse instante o iUPQC-UPS fornece energia às cargas e às baterias. Os ganhos do controlo PI de v_{cc} também tiveram que ser modificados aos 2 segundos para ter estes resultados, sendo o ganho proporcional ($kp_{v_{cc}}$) de 50 e o ganho integrativo $ki_{v_{cc}}$ de 0,54.

As figuras 4.30 (c) e 4.30 (d) validam o funcionamento do conversor CC-CC no modo buck, pois a corrente produzida por este conversor é positiva nas baterias, provando que a energia flui do barramento CC para as baterias. Também a tensão nas baterias aumenta gradualmente, o que pelo modelo das baterias apresentado na secção 4.3.1, o seu SoC está a aumentar, carregando por isso as baterias.

Por último, na figura 4.30 (e) pode ser visualizado que a potência na rede elétrica é a soma da potência das cargas e da potência das baterias. Ou seja, 1000 W das baterias mais 2034 W das cargas, dá uma soma de 3034 W.

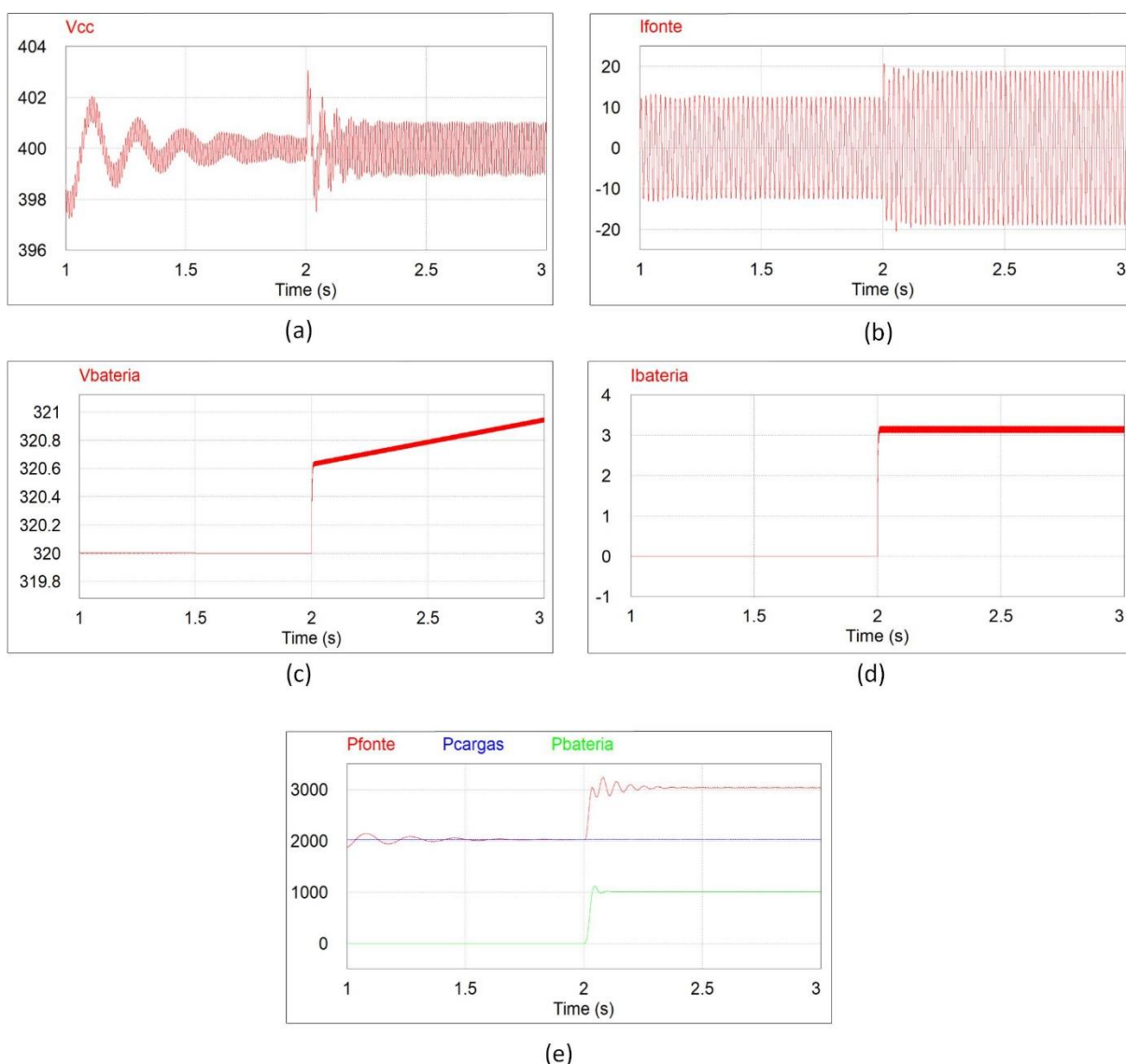


Figura 4.30 – Formas de onda na transição do modo normal para o modo de carregamento de baterias: (a) tensão no barramento CC; (b) corrente na rede elétrica; (c) tensão nas baterias; (d) corrente nas baterias; (e) potência na rede elétrica, potência nas cargas e potência nas baterias.

4.4.3 Modo de descarregamento das baterias

No modo de descarregamento, as baterias fornecem energia à rede elétrica. Ou seja, o conversor CC-CC irá funcionar como *boost* das baterias para o barramento CC e as baterias irão descarregar. Assim, as baterias juntamente com a rede elétrica irão fornecer a potência necessária das cargas. No entanto, poderá haver o caso em que a potência das baterias seja maior que a potência das cargas. Nesse caso, a rede elétrica irá absorver a diferença entre a potência das baterias e a potência das cargas.

Tal como ocorreu no modo de carregamento, para simular o modo de descarregamento é necessário que o iUPQC-UPS esteja em regime permanente. Por isso, a potência das baterias será modificada aos 2 segundos para verificar as diferenças entre o antes e o depois desse instante.

Inicialmente, foi realizada uma simulação em que a potência das baterias é menor que a potência das cargas. Na figura 4.31 (c) pode verificar-se que a potência das baterias se encontra em 0 W até ao instante 2 s, e a partir daí a sua potência cai para -1000 W. Esta potência foi definida pelo utilizador e tem um sinal negativo para que a corrente nas baterias também seja negativa. Com isto, a potência da fonte também caiu para a diferença entre a potência das cargas e potência das baterias.

Na figura 4.26 (b) verifica-se que a corrente da rede elétrica diminui, pois, a potência que a rede elétrica fornece é menor a partir dos 2 segundos. Em relação à tensão no barramento CC, houve uma oscilação previsível pois os ganhos do controlo foram novamente modificados tal como no modo de carregamento.

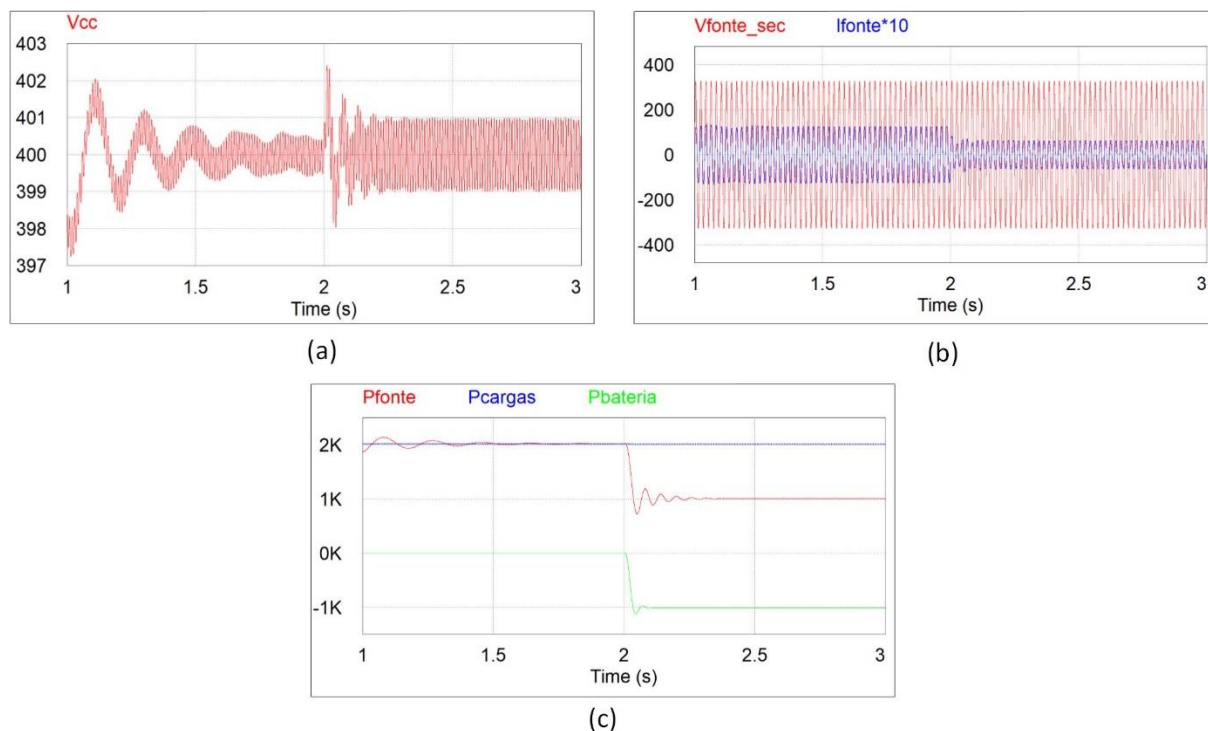


Figura 4.31- Formas de onda na transição do modo normal para o modo de descarregamento de baterias quando a potência das cargas é maior que a potência das baterias: (a) tensão no barramento CC; (b) corrente na rede elétrica; (c) tensão nas baterias; (d) corrente nas baterias; (e) potência na rede elétrica, potência nas cargas e potência nas baterias.

A segunda simulação deste modo de funcionamento é o caso em que a potência das baterias é maior que a potência das cargas. Na figura 4.32 (c) verifica-se que a potência das baterias desce para -3000 W, ou seja, maior que a potência das cargas que se mantém sempre nos 2034 W imposta pela carga referida no modo de funcionamento de carregamento das baterias. Desta forma, a potência da rede elétrica passa a ter um sinal negativo como se pode verificar na figura 4.32 (c). O que valida que a rede elétrica passa a absorver energia e não a fornecer.

A corrente da rede elétrica estava inicialmente em fase com a sua tensão, no entanto, quando a rede elétrica passa a absorver energia, a sua corrente fica desfasada de 180° com a tensão como se pode verificar na figura 4.32 (b). O *ripple* da tensão do barramento CC aumentou um pouco, porém ainda se encontra dentro da gama.

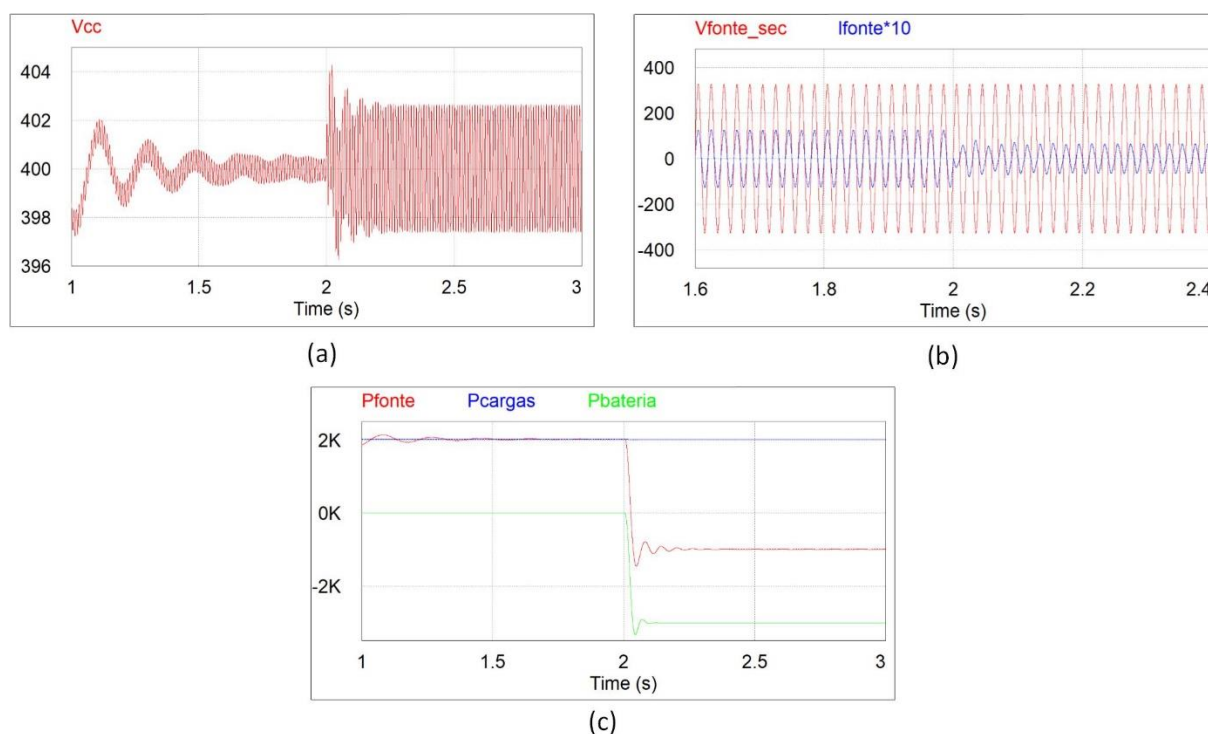


Figura 4.32- Formas de onda na transição do modo normal para o modo de descarregamento de baterias quando a potência das cargas é menor que a potência das baterias: (a) tensão no barramento CC; (b) corrente na rede elétrica; (c) tensão nas baterias; (d) corrente nas baterias; (e) potência na rede elétrica, potência nas cargas e potência nas baterias.

4.5 Conclusões

Neste capítulo foram vistos os resultados de simulação, por isso, foram introduzidas as teorias de controlo usadas nos conversores para cada modo de funcionamento.

Inicialmente, foi visto o modo de funcionamento normal, onde o CAP usou o controlo preditivo da tensão usando como referência o sinal unitário da E-PLL multiplicado pelo valor de pico que a tensão da rede elétrica deve ter, 325 V. O controlo preditivo foi relativamente simples de implementar pois a tensão das cargas acompanhou o sinal de referência mesmo usando os valores digitais do filtro LC iguais aos seus valores físicos. De seguida, verificou-se o funcionamento do CAS como fonte de corrente, de forma a produzir a corrente com a parcela da potência ativa das cargas usando a teoria FBD. Além de regular o barramento CC, somando à potência das cargas uma potência de regulação controlada pelo controlo PI. Por último, foram introduzidos problemas de QEE para verificar a resposta do sistema para estas ocorrências. Em relação aos problemas relacionados com a tensão na rede elétrica, foi introduzida uma sobretensão e uma subtensão e verificou-se que o iUPQC-UPS conseguiu continuar a fornecer uma tensão sinusoidal com 230 V de valor eficaz completamente imune aos problemas. No entanto, a tensão do barramento CC diminuiu com a subtensão e aumentou com a sobretensão, e por consequência,

também correu a mesma variação na corrente produzida pelo CAS, pois esta corrente tem a função de regular este barramento. Para os problemas relacionados com a corrente produzida pelas cargas, foram usadas cargas dinâmicas no modo de funcionamento normal. Ou seja, inicialmente o iUPQC-UPS teve um arranque com uma carga resistiva, de seguida foi mudada para uma carga indutiva e por último para uma carga não-linear. Com estas mudanças verificou-se que a tensão no barramento CC tinha uma resposta diferente para cada caso, sendo a carga não-linear com resultados menos positivos, com o *ripple* de v_{cc} a aumentar em relação às restantes cargas. Isto ocorre porque nesse instante o iUPQC-UPS encontra-se a compensar harmónicos de corrente, o que obriga a que haja trocas de energia no barramento CC. Devido ao aumento do *ripple* de v_{cc} , verificou-se também que a tensão nas cargas continuou a ser produzida pelo CAP, porém, com um sinal um pouco mais distorcido. No entanto, a corrente na rede elétrica continuou sempre sinusoidal e em fase com a sua tensão, o que provou que os problemas relacionados com a corrente nas cargas foram mitigados. Além disso, verificou-se que a parcela da corrente responsável pela potência harmónica e pela potência reativa produzida pelas cargas, foi absorvida pelo CAP.

Depois, foi introduzido o modo de energia armazenada, onde as baterias são responsáveis por fornecer energia às cargas usando o conversor CC-CC e o CAP. Inicialmente, foi analisado um modelo de baterias, de forma a simular as baterias perto da sua realidade. Neste modelo é usado um condensador com uma capacidade muito alta de forma a sua tensão tenha variações muito lentas, como ocorre nas baterias. No entanto, nesta dissertação não foi dado muito destaque às baterias pois o objetivo principal é a mitigação de problemas de QEE. De seguida, verificou-se o desempenho do controlo PI do conversor CC-CC usado para produzir uma corrente cuja referência é calculada pela teoria FBD a partir da potência média das cargas. Além disso, também é somada a potência de regulação do barramento CC para que a corrente produzida pelo conversor CC-CC possa produzir a corrente necessária para as cargas e ao mesmo tempo regule o barramento CC para 400 V. Com v_{cc} regulado nessa tensão, o CAP produziu uma tensão sinusoidal usando como referência um sinal de seno produzido pelo controlo digital. Com o modo de energia armazenado a funcionar, foi explicado a transição entre o modo normal e o modo de energia armazenada quando há uma interrupção da rede. Ou seja, o iUPQC-UPS a funcionar como UPS. Nessa secção foi mostrado que este sistema não pode detetar a falha da rede elétrica a partir do valor eficaz da tensão da rede elétrica, pois o CAP continua a produzir uma tensão no nó da rede elétrica. Por isso, a deteção da falha da rede elétrica teve de ser detetada a partir do valor eficaz da corrente, pois o CAS deixa de produzir corrente quando há uma interrupção da rede elétrica. Posto isto, foi visto a simulação da transição do modo normal para o modo de energia armazenada na ocorrência

de uma falha na rede elétrica e verificou-se que o CAP continua sempre a fornecer às cargas a tensão pretendida. Apesar disso, não foi simulado quando a rede elétrica volta à normalidade e os modos invertem-se novamente, pois para detetar essa ocorrência, teria de ser a partir do valor eficaz da tensão da rede elétrica. No entanto, esse valor continua sempre nos 230 V pois o nó da tensão das cargas não se encontra isolado do nó da tensão da rede elétrica. Por isso, um dos trabalhos futuros seria isolar estes nós quando o iUPQC-UPS funciona como UPS.

Por fim, foram validados os modos de funcionamento de carregamento e descarregamento das baterias. Estes modos são os mais complexos pois foi necessário ter todos os conversores a funcionar em simultâneo. Como estes modos necessitam que o iUPQC-UPS esteja em regime permanente, foi feita uma comparação entre o arranque do sistema no modo normal e no modo de energia armazenada. Desta feita, conclui-se que o arranque no modo normal não atinge valores de corrente tão altos durante o regime transitório como o modo de energia armazenada atinge. De seguida, foi simulado o modo de carregamento das baterias, em que o conversor CC-CC teve de funcionar como *buck* e as baterias carregavam. Desta forma, a rede elétrica teve de fornecer energia às cargas e às baterias simultaneamente, por isso a potência da rede elétrica é a soma da potência nas cargas e nas baterias. O último modo de funcionamento simulado, foi o modo de descarregamento das baterias. Neste modo as baterias descarregam e por isso o conversor CC-CC funciona como *boost*. Com isto, a potência na rede elétrica passa a ser a subtração entre a potência das cargas e das baterias, por isso, pode haver dois casos distintos. O caso em que a potência das cargas é maior que a potência das baterias, ou o contrário. Quando a potência das cargas é maior que a potência das baterias, a potência da rede elétrica será menor que a potência das cargas e por isso a corrente da rede elétrica baixa em relação à corrente nas cargas. Caso contrário, quando a potência das baterias é maior que a potência das cargas, a potência da rede elétrica é negativa, por isso esta passa a absorver energia. Ou seja, neste caso, está a ser injetada potência ativa na rede elétrica.

Capítulo 5

Desenvolvimento do Protótipo do iUPQC-UPS

5.1 Introdução

Para qualquer protótipo de equipamento de eletrónica de potência é importante garantir ao utilizador: segurança, visualização em tempo real das variáveis do sistema e simplicidade no uso. Por isso, o protótipo desta dissertação pode ser dividido em três sistemas independentes que, em conjunto, garantem ao utilizador os aspetos acima referidos.

Neste capítulo será explicado detalhadamente como foram desenvolvidos cada um dos três sistemas: o sistema de controlo, o sistema de comando e o sistema de potência. Clarificando como funciona e para que serve cada componente usado em cada um dos sistemas.

Este protótipo foi dimensionado para 3 kVA, pelo que, com uma tensão de valor eficaz 230V, poderá haver correntes com 13 A de valor eficaz. Estes valores são significativos para manter a segurança do utilizador, por isso este nunca terá um contacto direto com o sistema de potência. Como pode ser verificado na figura 5.1, o utilizador apenas terá contacto direto com o sistema de controlo e o sistema de comando.

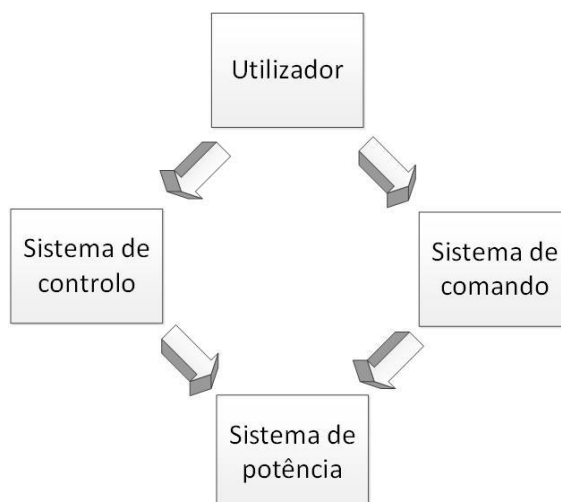


Figura 5.1 - Interface entre o utilizador e o protótipo.

5.2 Desenvolvimento do sistema de controlo

Como foi visto no Capítulo 4, o sistema de controlo é muito importante para o bom funcionamento do sistema de potência. No entanto, para implementar este sistema é necessário hardware adicional que não foi apresentado no capítulo anterior. Foram previamente desenvolvidas no GEPE várias placas de hardware que combinadas resultam num sistema de controlo bastante flexível e que pode ser aplicado ao sistema em análise.

Tal como nas simulações existe o bloco C, no protótipo é necessário um processador que faça os cálculos digitais a uma velocidade de processamento suficientemente rápida. Por isso a placa de hardware principal do sistema de controlo é a placa de suporte para o *Digital Signal Controller* (DSC). Esta placa recebe os valores dos sensores de corrente e de tensão as variáveis do sistema de potência, porém, estes valores terão antes de ser tratados para que sejam corretamente adquiridos. Por isso, a placa de condicionamento de sinal tem como objetivo tratar os valores lidos pelos sensores de forma a que o DSC os possa ler dentro da sua gama de entrada. Posto isto, depois de feitos os cálculos, o DSC envia os resultados em forma de sinais PWM para que a placa de comando os possa transmitir para o sistema de potência. Por último, para que possam ser visualizadas as variáveis calculadas pelo DSC em tempo real foi implementada uma placa com um *Digital to Analog Converter* (DAC). Todo este sistema está demonstrado no diagrama de blocos da figura 5.2 e ao longo deste capítulo será explicado detalhadamente como funciona cada bloco.

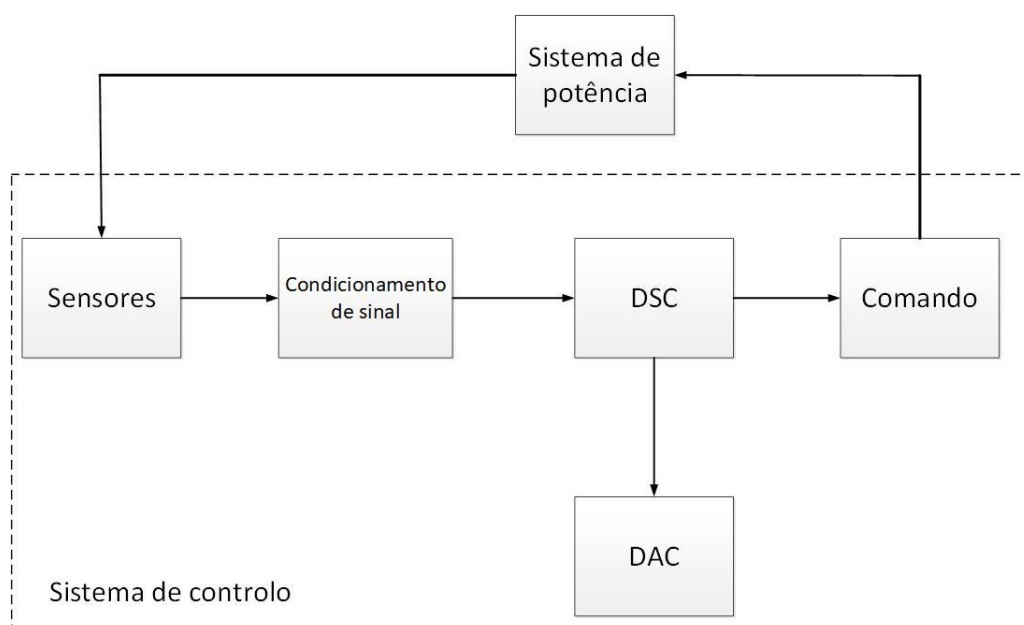


Figura 5.2 - Diagrama de blocos do sistema de controlo.

5.2.1 DSC e sua placa de suporte

A placa de DSC utilizada para o processamento digital deste projeto foi a TMS320F28335 da *Texas Instruments* representada na figura 5.3. O processador deste DSC tem uma frequência máxima de relógio de 150 MHz e trabalha a 32 bits. A sua memória é de 256 kB com 2 bytes para cada posição de memória na flash. Tem 88 pinos de entrada/saída individualmente programáveis, 16 canais de *Analog to Digital Converter* (ADC) interno com 12 bits de resolução, 3 Timers de 32 bits e 18 canais de PWM. Em relação aos periféricos de comunicação possui os módulos *Serial Peripheral Interface* (SPI), *Serial Communication Interface* (SCI), *Inter Integrated Circuit* (I2C) e o *Controller Area Network* (CAN) [99].

Para a programação do DSC é usado o *Integrated Development Environment* (IDE) *Code Composer Studio* disponibilizado pela *Texas Instruments*. Este IDE permite uma programação baseada na linguagem C/C++ e tem uma interface com o utilizador muito simples, sendo possível visualizar as variáveis em tempo real.



Figura 5.3 - DSC TMS320F28335.

A *Texas Instruments* também tem uma placa de suporte para este DSC, de forma a permitir um acesso facilitado a cada um dos pinos individualmente. Esta placa é designada de TMSDOCK28355 e permite a comunicação com o computador do utilizador a partir da porta *Universal Serial Bus* (USB) [100]. No entanto, esta placa não tem os pinos organizados pelos periféricos disponibilizados pelo DSC de forma a ligar facilmente com as placas que foram desenvolvidas pelo GEPE. Por isso, os investigadores do GEPE criaram uma placa de suporte para o DSC que organiza os pinos para facilitar a comunicação com as restantes placas. A figura 5.4 representa essa placa de suporte para o DSC e a forma como os periféricos são organizados. Esta placa é alimentada com +5 V e o regulador LM117-3.3 regula a tensão de entrada para 3,3 V, para alimentar o DSC. Os 16 canais do ADC interno são constituídos por 32 pinos,

dois para cada canal de ADC, enquanto que para usar um ADC externo esta placa tem uma ficha *header* de 26 pinos que permite a ligação com a placa de condicionamento de sinal também desenvolvida pelo GEPE. Também existem três fichas *header* de 14 pinos, duas que permitem enviar 12 sinais de PWM para as placas de comando e uma que faz a comunicação com a placa TMSDOCK28355 de forma a programar o DSC, enquanto que o a ficha *header* de dez pinos é usada para pinos GPIO de entrada ou saída. Por último, esta placa permite a comunicação por SPI e por SCI (Porta série). A ligação é feita por fichas DB9 e a ficha do SPI serve para fazer a ligação com a placa de DAC que é usada para a visualização de varáveis em tempo real.

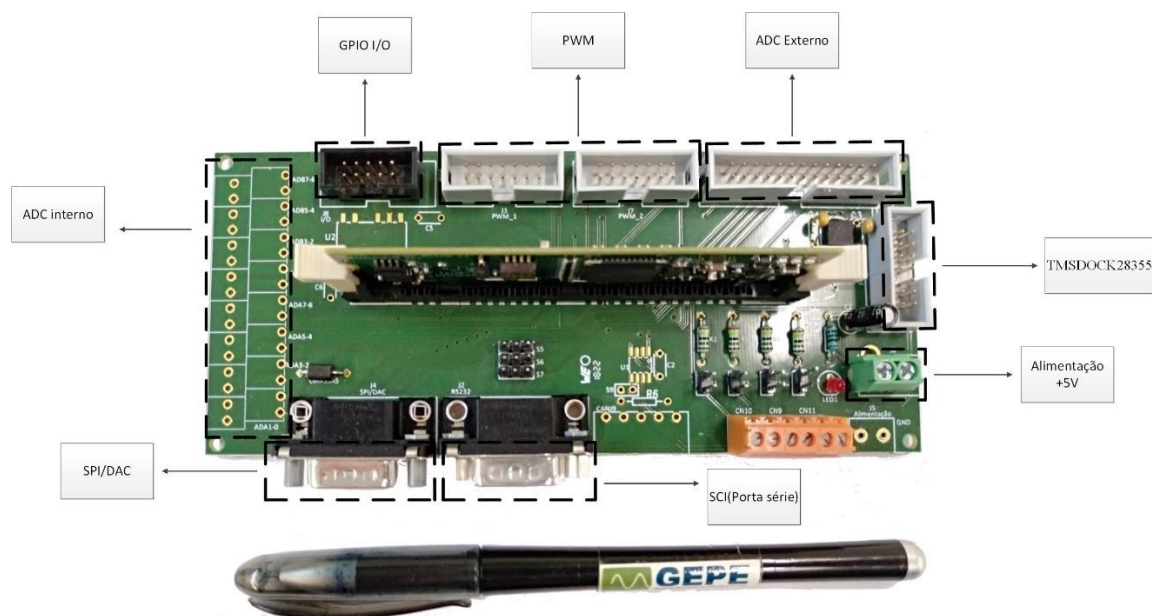


Figura 5.4 - Placa de suporte para o DSC.

5.2.2 Sensor de tensão

Para que o sistema de controlo possa ler a grandeza física de tensão do sistema de potência, são necessários sensores apropriados para este efeito. Como serão lidos sinais CC e CA, optou-se por usar o sensor CYHVS5-25A da *Chen Yang Sensors* [101]. Devido ao efeito de Hall, este sensor consegue isolamento galvânico entre o sistema de controlo e o sistema de potência, apresentando uma relação de transformação de 5000:1000. Além disso, este sensor consegue medir sinais de tensão até 2000 V, o que para o protótipo do iUPQC-UPS é suficiente. A figura 5.5 representa o sensor mencionado já incorporado na sua placa de suporte desenvolvida por investigadores do GEPE.



Figura 5.5 - Placa de suporte para sensor de tensão.

A figura 5.6 representa o sistema elétrico da placa de suporte da figura 5.5. Esta placa recebe da placa de condicionamento de sinal os sinais: +15 V, GND e -15 V para alimentar o sensor, que são previamente filtrados por condensadores de forma a eliminar os ruídos de alta frequência. Como o sensor usa o sinal da corrente do lado primário i_p , é necessário usar uma resistência R_p que defina a corrente para o valor de tensão lido. O maior valor de tensão que poderá ser lido neste protótipo será de 450 V para o barramento CC. Para ter uma corrente nominal de 5mA no lado primário com a tensão anteriormente referida, é necessário usar uma resistência R_p de 90k Ω e com uma potência maior que 2,25 W para que a resistência sobreaqueça, podendo mesmo levar à sua destruição. Para impedir esse cenário, a placa de suporte do sensor permite colocar duas resistências em série de forma a dividir a tensão total pelas duas resistências, facilitando a dissipação da potência. No protótipo são usadas duas resistências de 45 k Ω cada, para todos os sensores, de forma a todos abrangerem a tensão máxima de medida de 450 V. Por último, é produzida uma corrente no secundário do sensor i_s com uma relação de 1:5 que será enviada para o condicionador de sinal.

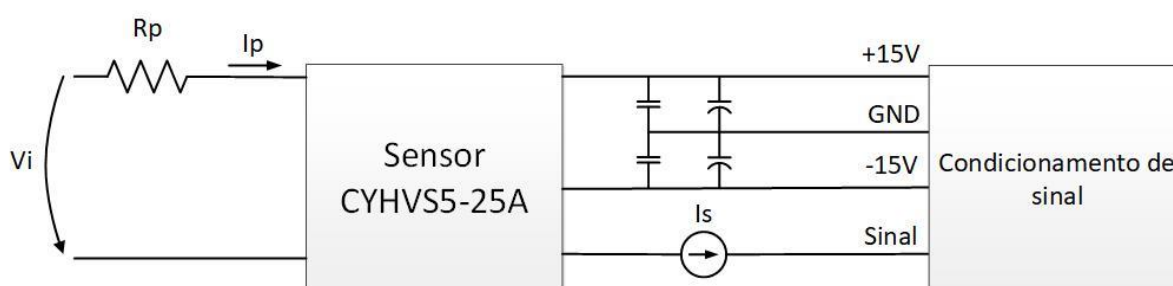


Figura 5.6 - Esquema de ligação dos sensores de tensão.

5.2.3 Sensor de corrente

Outra grandeza física que o sistema de controlo necessita de ler do sistema de potência é a corrente elétrica. Para isso, são usados sensores de corrente LA 100-P que permitem ler correntes CC e CA [102]. Este sensor, à semelhança do sensor de tensão, pois também é baseado no efeito de Hall, permite isolamento galvânico entre o sistema de potência e o sistema de controlo com uma relação de transformação de 1:2000. Este sensor consegue ler valores numa gama de ± 150 A, o que é suficiente para o iUPQC-UPS. A figura 5.7 representa o sensor de corrente na sua placa de suporte.



Figura 5.7 - Placa de suporte para sensor de tensão.

A placa de suporte do sensor de corrente é muito semelhante à placa do sensor de tensão, pois a sua alimentação também é fornecida pela placa de condicionamento de sinal, sendo esta filtrada por condensadores devido ao ruído de alta frequência como pode ser verificado na figura 5.8. A diferença é que esta placa não necessita da resistência no lado primário, pois a corrente é lida diretamente. De forma a mudar a relação de transformação do sensor, o cabo de condução do sinal lido pode ser enrolado sobre o sensor, de forma a criar espiras sobre este e criar um campo magnético maior. Ou seja, para n voltas dadas pelo condutor, a relação de transformação é dada por $n:2000$. Por fim, a corrente produzida no lado secundário é enviada para a placa de condicionamento de sinal.

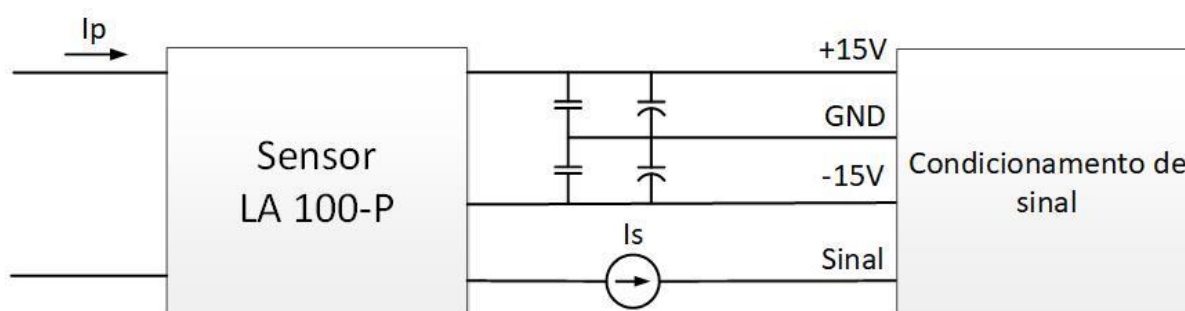


Figura 5.8 - Esquema de ligação dos sensores de corrente.

5.2.4 Placa de condicionamento de sinal e ADC externo

Os sinais produzidos pelos sensores são em forma de corrente, no entanto, o sinal lido pelo ADC é em tensão, por isso é necessário converter os sinais dos sensores em tensão para poderem ser lidos pelo ADC. A placa de condicionamento de sinal tem esse objetivo, além de colocar a tensão dentro da gama imposta pelo ADC de leitura. O ADC interno do DSC tem uma gama de leitura de 0 V a 3,3 V, não permitindo a leitura de sinais negativos. Por isso, esta placa de condicionamento de sinal tem um ADC externo que envia os sinais para o DSC de forma digital. Este ADC tem uma gama de leitura de -10 V a 10 V, 14 bits de resolução e consegue ler até 8 canais, sendo fabricado pela MAXIM e designa-se de MAX1324 [103].

Por razões de segurança, esta placa de condicionamento de sinal também deteta erros quando o sinal lido pelos sensores ultrapassa um certo limite. Quando isso ocorre, é enviado um sinal para a placa de comando que desabilita as comutações. A figura 5.9 representa a placa de condicionamento de sinal com 16 canais de entrada, usando por isso dois ADCs MAX1324.

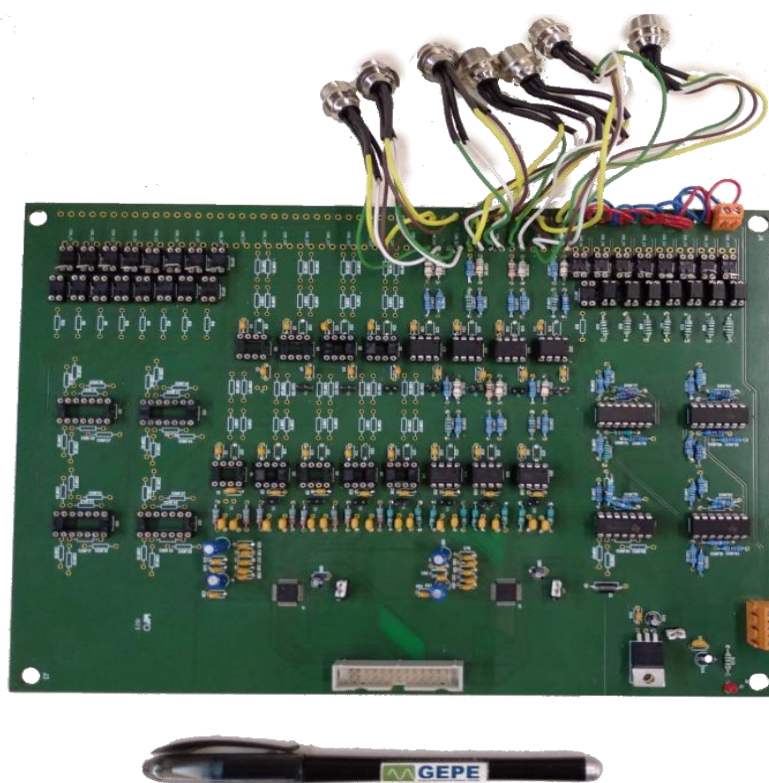


Figura 5.9 - Placa de condicionamento de sinal e ADC externo.

A figura 5.10 representa o esquema a elétrico para um canal da placa de condicionamento de sinal. Inicialmente, o sinal de entrada vem em forma de corrente i_s , que pela lei de ohm, é convertido

para tensão v_s a partir da resistência R_m , pois a corrente de entrada do amplificador operacional (LM358) é aproximadamente zero. De seguida, a tensão v_s é a entrada de uma montagem amplificadora inversora do LM358. Esta montagem faz com que a sua saída (v_{adc}) seja definida pela equação 5.1, o que com o ajuste do ganho do amplificador, definido pelas resistências R_{g1} e R_{g2} , seja possível colocar a máxima gama de leitura perto dos -10 V e 10 V. O sinal v_{adc} é, juntamente com os sinais dos restantes sete canais, enviado para o MAX1324 que converte o sinal em 14 bits e os envia para o DSC. O ADC ficará constantemente à espera do sinal *CONVST*, enviado pelo DSC, que indica ao ADC para iniciar a conversão dos sinais. Quando recebido o sinal *CONVST*, e após a conversão, o ADC envia um sinal *EOC* que provoca uma interrupção externa no DSC. Dentro desta interrupção, o DSC envia oito sinais de *ready* (*RD*), intercalados por um certo período de tempo de forma a que o DSC possa ler os 8 canais.

$$v_{adc} = -\frac{R_{g2}}{R_{g1}} * v_s \quad (5.1)$$

Para fazer a deteção de erros, o sinal V_{adc} é enviado para dois comparadores (LM339) que verificam os limites positivos e negativos a partir do divisor de tensão colocado na entrada do comparador. Quando v_{adc} ultrapassa os limites, a saída dos comparadores é de -15 V, provocando uma tensão de 30 V na resistência R_{opt} e originando uma corrente. Esta corrente aciona um optoacoplador que envia dois sinais digitais à placa de comando para interromper as comutações.

Os erros foram definidos de forma a proteger os componentes eletrónicos de valores muito altos da tensão ou da corrente. Além disso, o erro da corrente no CAS e no conversor CC-CC define a corrente máxima que cada conversor consegue produzir. Por isso, é partir destes valores que é definida a potência máxima de todo o protótipo. Por exemplo, este protótipo está projetado para funcionar a uma potência máxima de 3 kVA, o que para uma tensão de 230 V podem ser originadas correntes de 19 A de pico. Por isso, o erro do CAS e no conversor CC-CC foi definido para 20 A.

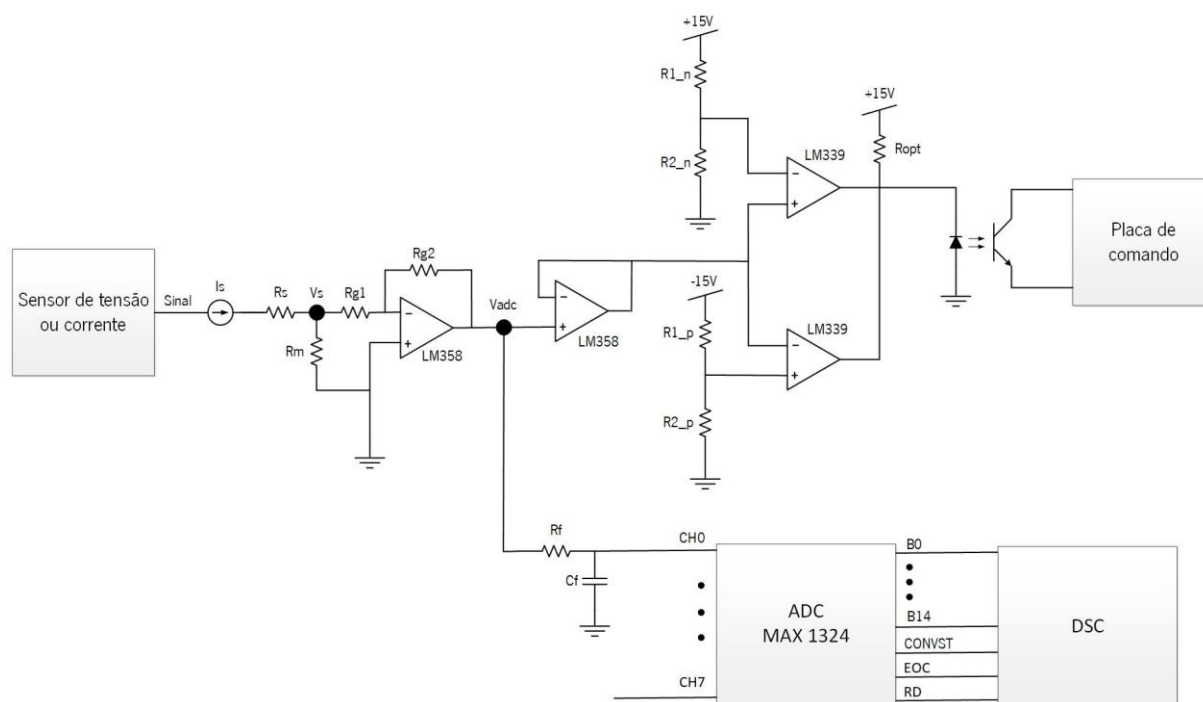


Figura 5.10 - Esquema elétrico para um canal da placa de condicionamento de sinal.

5.2.5 Placa de comando

Como o nome indica, a placa de comando tem o objetivo de comandar as comutações que serão enviadas para as gates dos IGBTs. Esta placa recebe os sinais de PWM do DSC e envia-os para a placa de Driver, sendo que estes podem ser desabilitados consoante os erros transmitidos pela placa de condicionamento de sinal ou pelo utilizador a partir da caixa de comando. O GEPE tem duas placas deste tipo já desenvolvidas, sendo uma adaptada para inversores monofásicos e outra para inversores trifásicos. Para este protótipo, será usada uma placa monofásica que envia quatro sinais de PWM para o CAP e uma placa trifásica que envia quatro sinais de PWM para o CAS e dois sinais de PWM para o conversor CC-CC. A figura 5.11 representa as placas de comando, sendo que a mais à esquerda é a placa trifásica e a mais à direita é a placa monofásica.

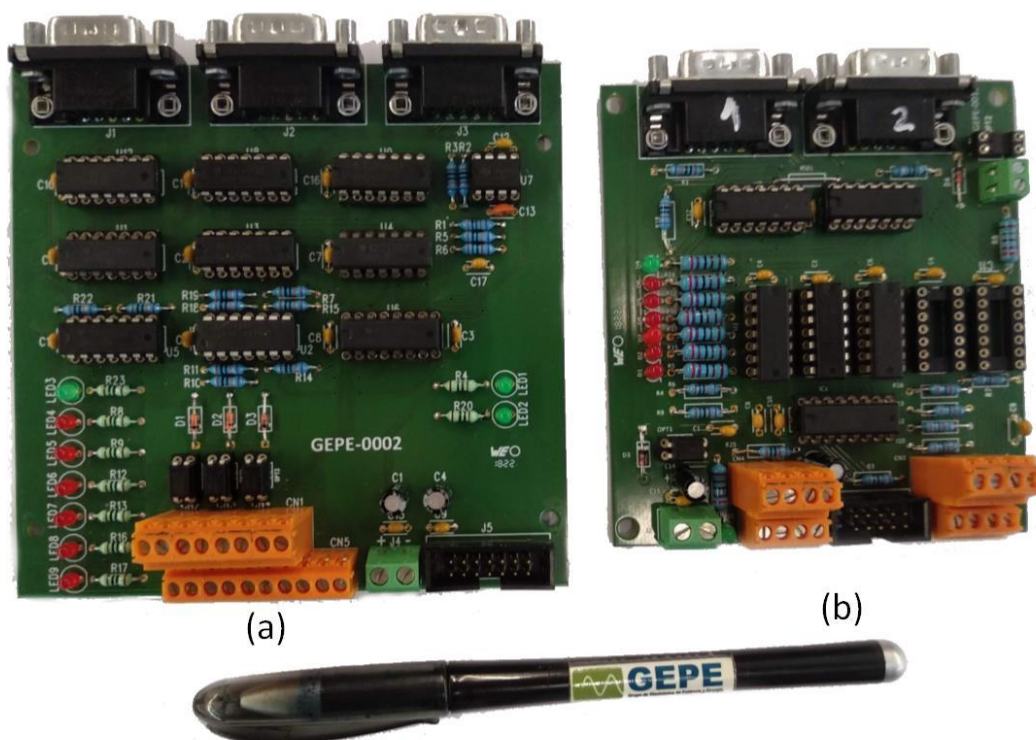


Figura 5.11 - Placas de comando: (a) placa de comando trifásica; (b) placa de comando monofásica.

A figura 5.12 representa o esquema elétrico para um sinal de PWM na placa de comando. Inicialmente, o DSC envia para a placa de comando o sinal entre 0 V e 3.3 V que será uma entrada do integrado 4504 [104]. Este integrado converte o sinal de entrada de lógica *Transistor-Transistor Logic* (TTL) num sinal de lógica *Complementary-Metal-Oxide-Semiconductor* (CMOS) que varia entre 0 V e 15 V. É muito importante que o sinal seja convertido dessa forma pois o driver explicado na secção 5.3.2 apenas é compatível com sinais de entrada na tecnologia CMOS. Posto isto, o sinal de PWM é enviado para uma porta AND que apenas permite que o sinal de PWM seja enviado para a Driver se o sinal de *Enable* estiver a “1”. Este sinal fica a “1” quando o utilizador o permite pela caixa de comando e não esteja nenhum sinal de erro habilitado.

Os sinais de erro são transmitidos da placa de condicionamento de sinal e memorizados em *flip-flops* do tipo D, que apenas podem ser desabilitados se o utilizador colocar o sinal *Reset* a “1”. A caixa de comando pode ser visualizada na figura 5.13 e permite ao utilizador habilitar ou desabilitar as comutações, ou fazer *Reset* sobre os sinais de erro.

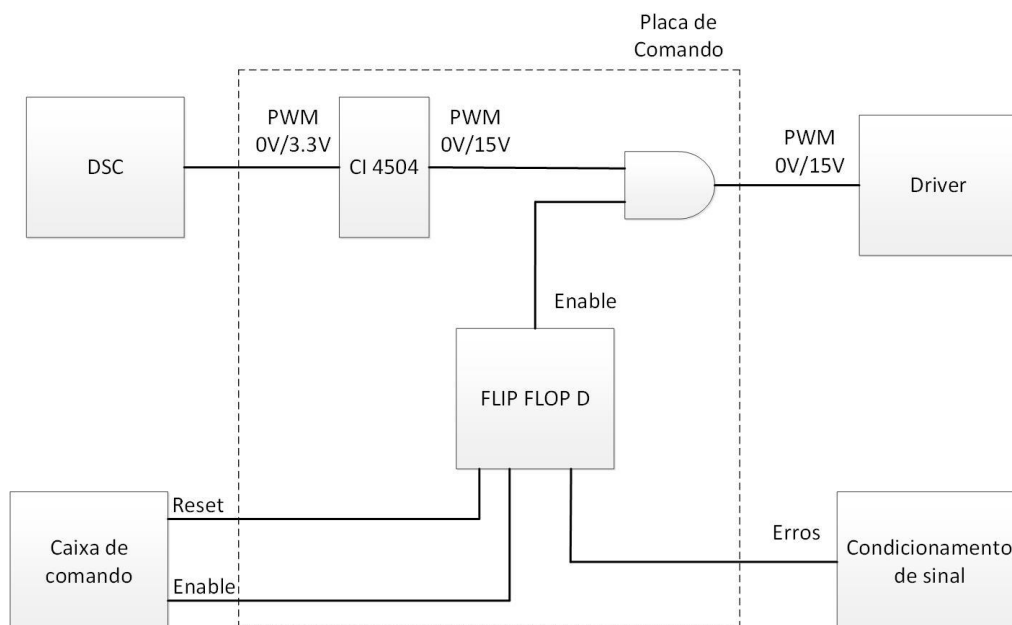


Figura 5.12 - Esquema elétrico de placa de comando.

Os sinais de erro são transmitidos da placa de condicionamento de sinal e memorizados em *flip-flops* do tipo D, que apenas podem ser desabilitados se o utilizador colocar o sinal *Reset* a “1”. A caixa de comando pode ser visualizada na figura 5.13 e permite ao utilizador habilitar ou desabilitar as comutações, ou fazer *Reset* sobre os sinais de erro.



Figura 5.13-Caixa de comando.

5.2.6 Placa de DAC

De forma a verificar o valor das variáveis ao longo dos testes, o GEPE desenvolveu uma placa que recebe sinais digitais do DSC e converte-os em sinais analógicos para que possam ser visualizados no osciloscópio. A placa pode ser visualizada na figura 5.14.

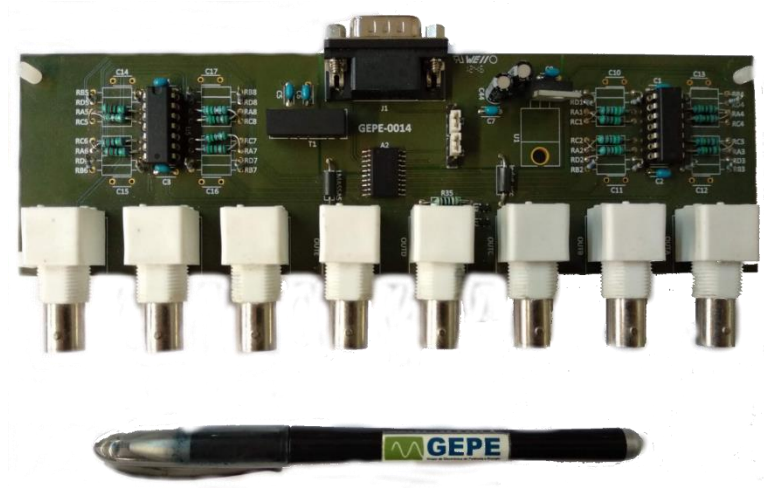


Figura 5.14 - Placa de DAC

O DSC envia, a partir do protocolo de comunicação SPI, os sinais digitais para a placa de DAC. Estes sinais entram no integrado de DAC TLV5610 fabricado pela *Texas Instruments*, caracterizando-se pelos seus oito canais de saída e 12 bits de resolução [105]. Nas saídas do integrado, os sinais variam entre 0 e 5 V, por isso é necessário colocar um offset negativo para que o sinal apresentado no osciloscópio seja bipolar. Para resolver esse problema, foram usados amplificadores operacionais a funcionar como subtrator, de forma a que o sinal também tenha valores negativos.

5.2.7 Rack de controlo completo

Na figura 5.15 pode ser visualizado todo o sistema de controlo dentro de um rack de aço. A fonte de alimentação que alimenta todo o sistema é fabricada pela TRACO POWER e o seu modelo é TXL 035-1515D [106]. A série de modelos TXL 035 caracteriza-se por serem fontes de alimentação que fornecem uma potência máxima de 35 W, variando consequentemente a tensão e a corrente que cada modelo fornece à sua saída. Estas fontes permitem tensões de entrada 88 V a 264 V de valor eficaz e frequências compreendidas entre 47 Hz e 63 Hz para tensão alternada, ou 125 V a 375 V de tensão contínua. Isto faz com que estas fontes possam ser usadas em qualquer rede elétrica do mundo, sendo por isso a sua entrada universal. Para este modelo específico, a fonte tem uma saída de 15 V e outra de -15 V, podendo ser reguladas, a partir de um potenciómetro, até $\pm 10\%$. Estas saídas alimentam diretamente a placa de

condicionamento de sinal e a placa de comando, enquanto que a placa de DSC necessita de um conversor *step-down* para baixar a tensão da fonte de alimentação de 15 V para 5 V.

Na figura pode se também ver que foram introduzidas calhas para organizar os cabos de ligação, dando um melhor aspeto ao circuito. Além disso, as cores nos cabos foram escolhidas com base nas normas do GEPE. Para fazer as ligações da placa do DSC com: a placa TMSDOCK28335, a placa de comando e a placa de condicionamento de sinal, foram usados *flatcables*.

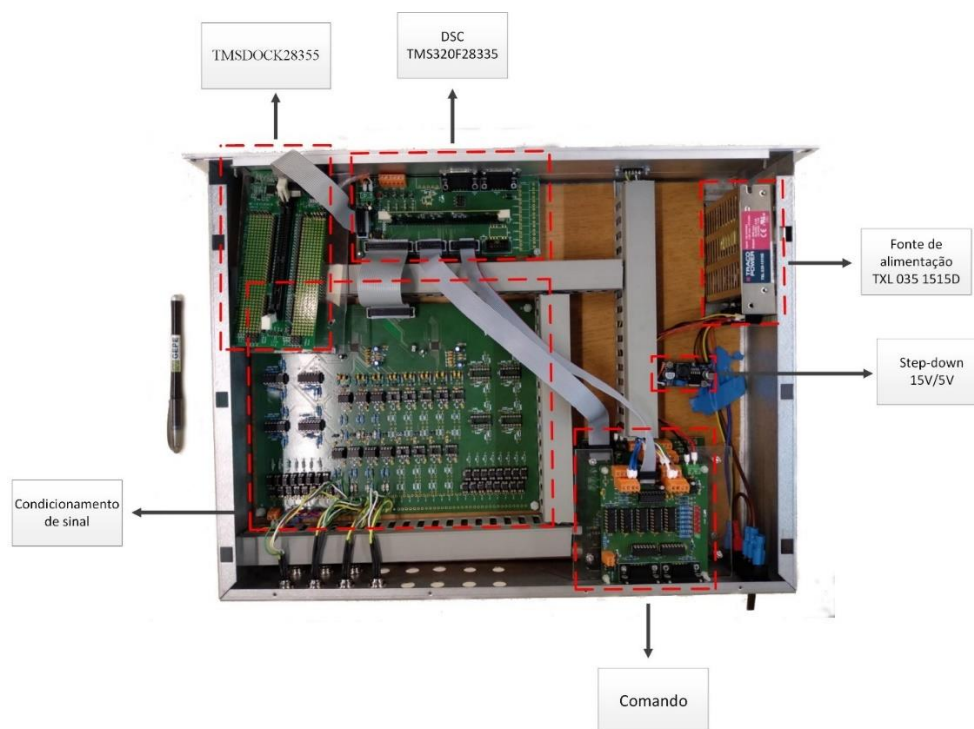


Figura 5.15 – Vista superior do rack de controlo completo.

As entradas e saídas da rack podem ser visualizadas na figura 5.16. Na dianteira (figura 5.16 (a)), está uma ficha DB9 macho para ligar com a caixa de comando da figura 5.13. Enquanto que as restantes entradas de DB9 são usadas para os protocolos de comunicação SCI e SPI do DSC. Na figura 5.15 verifica se que a placa de DAC não se encontra dentro da rack, porque foi decidido colocar esta placa, que necessita de comunicação por SPI, no exterior. Ainda na figura 5.16 (a), ficha USB para fazer a comunicação entre o computador do utilizador e a placa TMSDOCK28335, para que o DSC possa ser programado, além de um interruptor que permite ligar ou desligar o ADC da placa de condicionamento de sinal.

Na traseira do rack (figura 5.16 (b)) estão colocadas as entradas dos sinais dos sensores a partir de fichas XLR de 4 pinos. Além disso, também se pode ver as fichas DB9 macho, de saída da placa de comando, para ligar ao circuito de driver do circuito de potência.

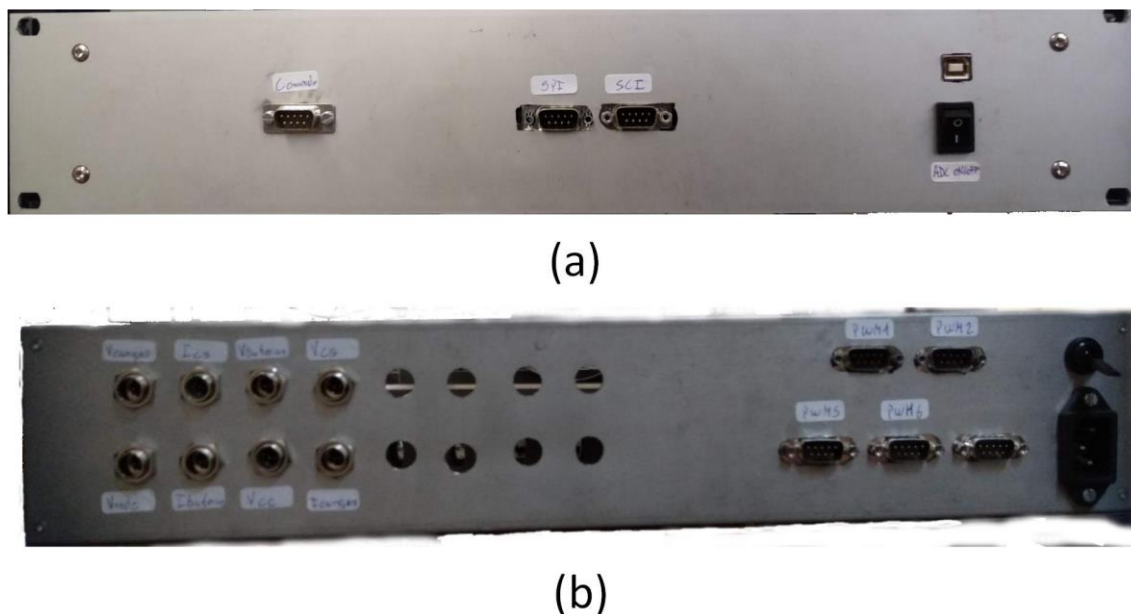


Figura 5.16 - Entradas e saídas do rack com vista frontal e posterior.

5.3 Desenvolvimento do circuito de potência

De todo o protótipo do iUPQC-UPS, o circuito de potência é o mais importante, pois este irá interferir diretamente nos resultados desta dissertação. Neste subcapítulo, será apresentado como foi implementado este circuito e a sua conexão entre o circuito de comando e o circuito de controlo.

A figura 5.17 representa todo o circuito de potência, e como pode ser verificado, todo o sistema do iUPQC-UPS encontra-se entre a rede elétrica e as cargas. Entre a rede elétrica e o iUPQC-UPS foi colocado um transformador que permite um isolamento galvânico entre estes, além de permitir começar a validar o sistema com valores de tensão mais baixas à da rede elétrica. Antes deste transformador, encontra-se o disjuntor geral do circuito e um caminho de pré-carga a partir do qual é possível ligar a resistência minimizando as correntes *In-Rush*.

O CAS e o CAP são constituídos por conversores CC-CA de ponte completa com IGBTs e ao longo deste subcapítulo é explicado qual o modelo usado para estes semicondutores, juntamente com a sua placa de driver que permite comutar os IGBTs a partir do sinal de PWM transmitido pela placa de comando do circuito de controlo.

Também podem ser visualizados na figura 5.17, os filtros passivos de cada conversor. Estes filtros foram dimensionados consoante as técnicas de controlo de cada conversor explicadas anteriormente no capítulo 3 e 4. Os componentes destes filtros deixam de ser ideias como o foram nos resultados das simulações, por isso, neste subcapítulo é explicado como é que estes componentes podem variar consoante parâmetros diferentes do sistema.

Para definir os modos à qual o sistema irá funcionar, foram inseridos contatores para que o utilizador os possa controlar, a partir do circuito de comando, quando estes devem atuar. Este circuito é muito importante para a segurança do utilizador e para impedir que alguns componentes eletrónicos do sistema de potência se destruam no caso de uma ocorrência inesperada. Por isso, o circuito de comando também será detalhadamente explicado neste subcapítulo, juntamente com algumas técnicas de segurança inseridas no protótipo.

Por último, como foi dito na introdução deste capítulo, se o iUPQC-UPS operar na sua potência máxima, poderá haver correntes de 13A de valor eficaz, por isso, foram usados cabos de condução de $2,5 \text{ mm}^2$ no circuito de potência para atender a estes valores de corrente.

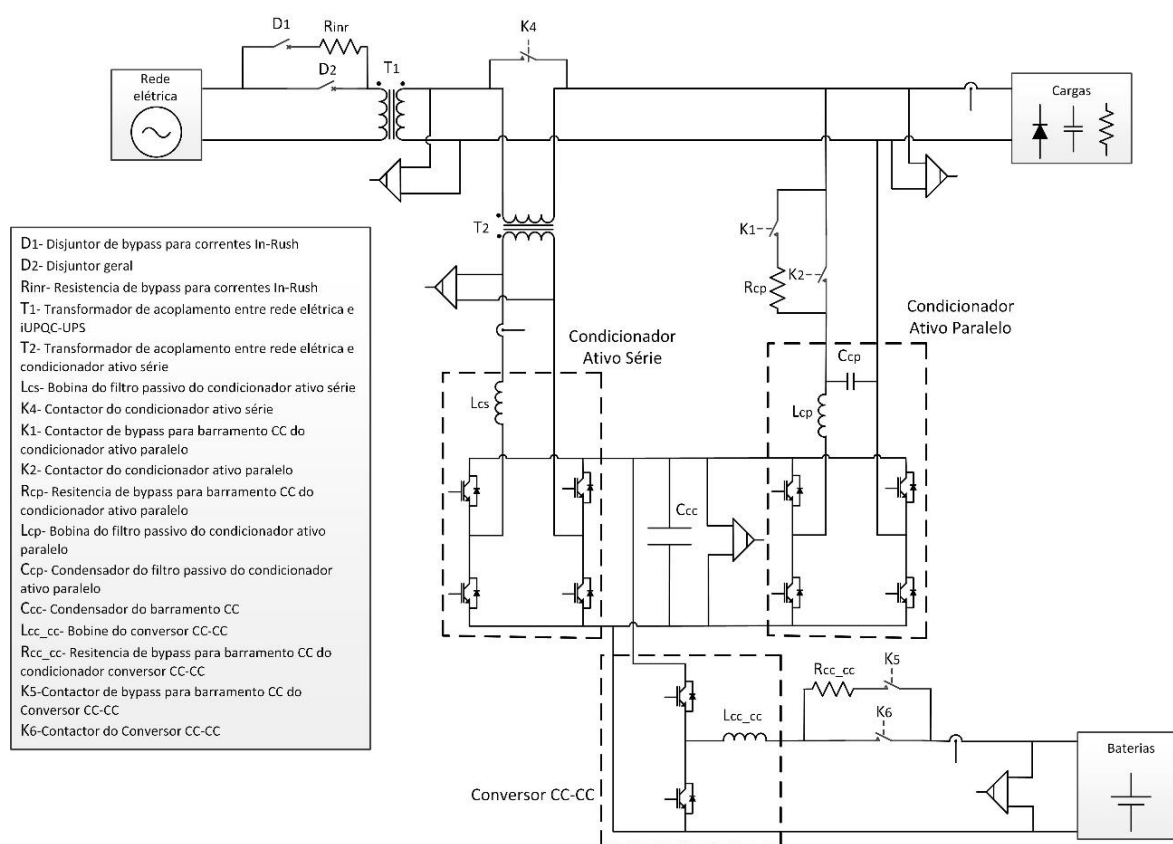


Figura 5.17 - Esquema elétrico do circuito de potência.

5.3.1 Módulo de braço de IGBT

Como tem sido evidente ao longo desta dissertação, o semicondutor totalmente controlado usado nos conversores do protótipo é o *Insulated Gate Bipolar transistor* (IGBT). Este semicondutor é uma espécie de combinação de um Transistor Bipolar de Junção (TBJ) e um *Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET), aproveitando as qualidades de cada um destes semicondutores. Ou seja, um IGBT consegue conduzir correntes altas, suporta tensões relativamente altas e opera a frequências na ordem dos kHz.

Para este protótipo foi usado um módulo da SEMIKRON designado por SMK50GB063D [107]. Este módulo é constituído por dois IGBTs em série de forma a criar um braço para o uso direto nos conversores, sendo cada IGBT constituído por um diodo em antiparalelo. As ligações do módulo podem ser verificadas na figura 5.18.

Estes IGBTs têm a característica de aguentarem uma tensão nominal de 600V entre o coletor e o emissor, e uma corrente de condução contínua de 50 A para temperatura da junção inferior a 150 °C.

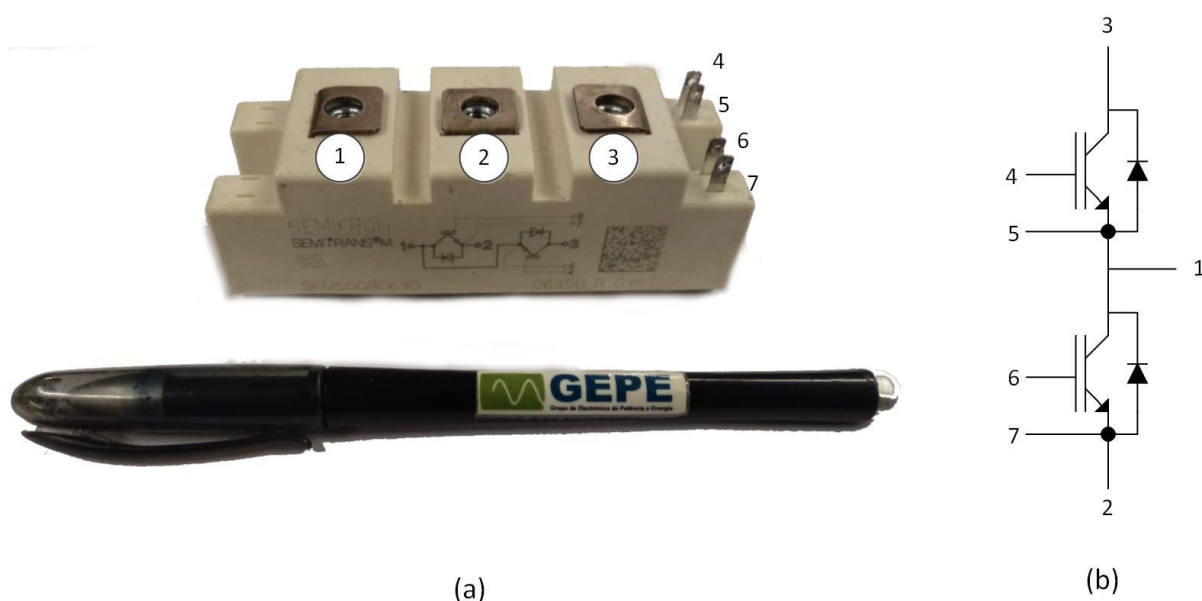


Figura 5.18 - Módulo de IGBT SMK50GB063D: (a) componente físico; (b) esquema elétrico.

5.3.2 Placa de Driver

A placa de driver é responsável por controlar os IGBTs, além de realizar o acoplamento entre o circuito de potência e o circuito de controlo. Por isso, as características do driver têm de atender às características da placa de comando e do IGBT. Para este caso, foi usado um driver do modelo SKHI

61R da SEMIKRON na sua placa de suporte como pode ser visualizado na figura 5.19 [108]. Esta placa foi desenvolvida para inversores trifásicos pois recebe 6 sinais de PWM, dois sinais para cada braço, no entanto, podem ser adaptados para inversores monofásicos, como é o caso.

Este driver tem compatibilidade com sinais de entrada na tecnologia CMOS e a sua alimentação é de 15 V. Por isso, recebe os sinais de PWM na tecnologia CMOS e o sinal de alimentação da placa de comando. No lado secundário, a tensão de saída para o PWM ligado é de 15V e para o PWM desligado é de 7 V, estando dentro dos limites de -20 V a 20 V da tensão permitida de V_{ge} do IGBT. Desta forma, este driver é compatível com o módulo de IGBTs e com a placa de comando. Além disso, esta placa pode ser dimensionada para criar um *dead-time* entre os PWM *top* e *bottom* de 1 μ s, 2 μ s, 3 μ s ou 4 μ s. A frequência máxima dos PWMs é de 50 kHz, o que limita a frequência de comutação dos IGBTs a essa frequência.



Figura 5.19 - Placa de suporte para Driver.

Na figura 5.20 pode ser visualizado o esquema elétrico da ligação da placa de Driver com o IGBT e a placa de comando. A figura representa apenas um sinal de PWM que é enviado da placa de comando para a placa de Driver. Por sua vez, esta última placa pode enviar um sinal de erro caso ocorra algum

problema com o IGBT. De seguida, o driver converte o sinal PWM de 0 V-15 V para um sinal de *gate* de -7 V/15 V e envia-o para a gate do IGBT. Esse sinal passa pela resistência R_g que limita a corrente de gate do IGBT, a qual segundo o fabricante, tem um valor mínimo de 10 Ω . No entanto, o *datasheet* do driver afirma que para ter uma tensão de *threshold* de 4,8 V é necessário usar: uma resistência R_{vce} de 8 k Ω , um condensador C_{vce} de 590 pF e uma resistência R_g de 33 Ω . Por isso, foram usados os valores acima referidos para manter a tensão de *threshold* do IGBT dentro da sua gama.

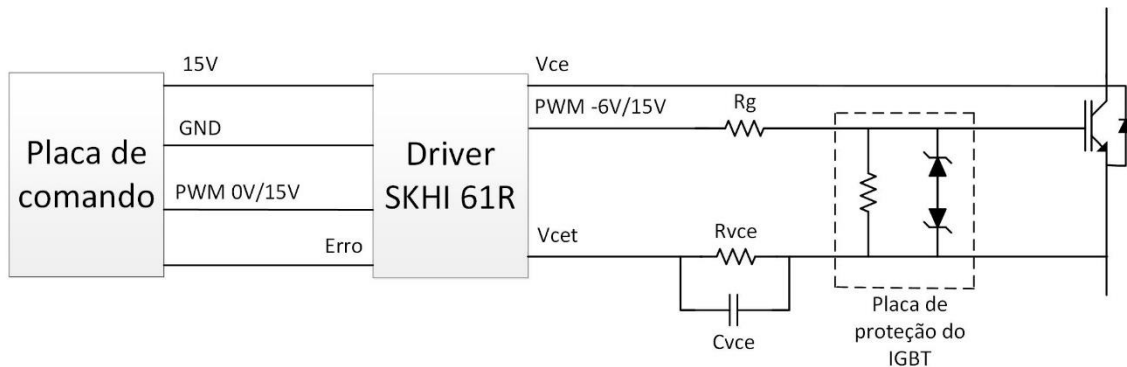


Figura 5.20 - Esquema elétrico da ligação do circuito de driver com a placa de comando e o IGBT.

Na figura 5.20 também pode ser visualizado uma resistência e dois diodos de *zener* entre a *gate* e o emissor do IGBT. Estes componentes compõem uma placa designada de placa de proteção do IGBT. Como o nome indica, esta placa protege a gate dos IGBTs contra sobretensões, além de prevenir comutações indesejadas dos IGBTs. Na figura 5.21 verifica-se a placa que pode ser soldada diretamente aos pinos de gate e emissor do IGBT. A resistência usada foi de 10 k Ω e previne que pequenos sinais de ruído externo possam provocar comutações indesejadas. Em relação aos diodos de *zener*, foram usados diodos com tensão de 16 V para impedir que tensões acima de 16 V ou abaixo de -16 V danifiquem o IGBT.

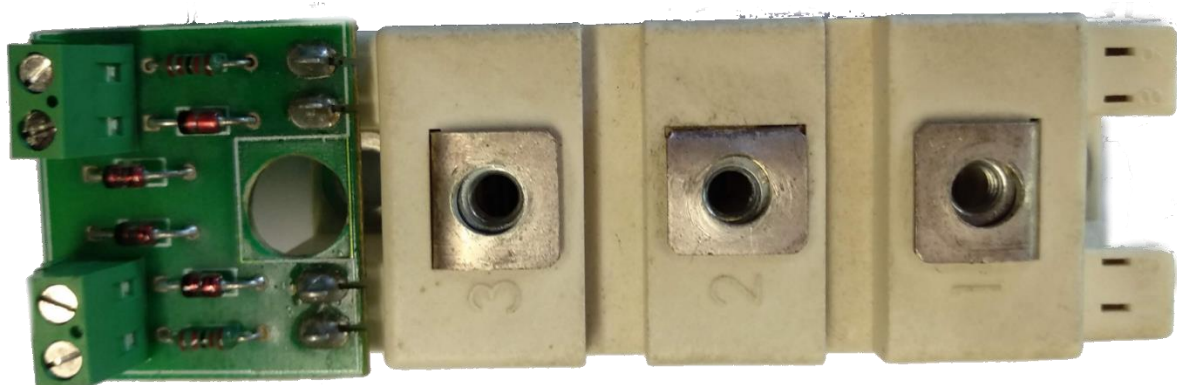


Figura 5.21 - Placa de proteção do IGBT.

5.3.3 Condensadores do barramento CC

Os condensadores usados no barramento CC são fabricados pela EPCOS/TDK e o seu modelo é B43455-D5108M [109]. Este modelo tem uma capacidade de 1 mF, suporta uma tensão de 450 V e uma temperatura máxima de 85 °C. Como este protótipo está feito para manter o barramento CC nos 400 V, existe uma margem de 50 V de segurança para esse caso, no entanto as proteções explicadas na secção 5.2.5 protegem os condensadores de atingirem o seu valor máximo de tensão. O condensador referido pode ser visualizado na figura 5.22 (b) e serão usados cinco destes em paralelo no barramento CC para formar uma capacidade total de 5 mF.

Devido às comutações provocadas pelos IGBTs, existem variações de corrente muito rápidas nos elementos indutivos dos filtros passivos dos conversores. Estas variações de corrente podem originar picos de tensão demasiado elevados os IGBTs. Por isso, serão usados condensadores de *Snubber* de forma a amortecer esses picos de tensão, protegendo assim os IGBTs. O condensador usado para este efeito também é produzido pela EPCOS/TDK e o seu modelo é o B32686-S1104-K503, caracterizando-se por ter uma capacidade de 0,1 μ F e aguentar tensões até 1600 V [110]. Este condensador pode ser visualizado na figura 5.22 (a) e cada braço de IGBT têm um destes de forma a proteger cada um individualmente.



Figura 5.22 - Condensadores usados no barramento CC: (a) condensador de *Snubber*; (b) condensador eletrolítico.

5.3.4 Andar de potência completo

Na figura 5.17 verifica-se que o barramento CC do protótipo é comum para todos os conversores do sistema, por isso foi possível ligar todos os módulos dos IGBTs de igual forma ao barramento CC. Na figura 5.23 está representado o andar de potência e visualiza-se que foram usadas duas placas de cobre

para ligar os condensadores do barramento CC e os condensadores de *snubber* aos módulos de IGBTs. De forma a dissipar calor dos IGBTs foi usado um dissipador e uma ventoinha para evitar que os semicondutores aqueçam demasiado, permitindo também que os módulos de IGBTs e os seus drivers se possam fixar facilmente. Na figura 5.23 visualiza-se todas estas conexões, porém na imagem tem duas placas de driver monofásicas para cada braço ligadas ao CAP que posteriormente foram substituídas por uma placa de driver trifásica explicada na secção 5.3.2. Ou seja, neste protótipo foram usadas duas dessas placas, sendo que um dos sinais ficou em aberto, no entanto, caso se decida usar futuramente mais um módulo de IGBTs, basta ligar a este sinal. Esta substituição foi feita porque as placas de driver monofásicas da figura 5.23 tem um *dead-time* mínimo de 2 μF e com este valor não foi possível retirar os resultados pretendidos, ao contrário da placa de driver trifásica inserida que tem um *dead-time* mínimo de 1 μF .



Figura 5.23 - Andar de potência.

A figura 5.24 é um desenho do andar de potência visto de cima de forma a verificar as ligações realizadas com o restante circuito de potência. Como se pode ver, a barra de cobre do sinal positivo do barramento CC está ligada ao coletor do IGBT *top* de cada braço, enquanto que a barra do sinal negativo se encontra ligada ao emissor do IGBT *bottom* de cada braço. Em relação ao ponto comum entre os IGBTs de cada braço é ligado ao resto do sistema de potência e os sinais de *gate*-emissor são ligados aos circuitos de driver. Na figura encontra-se uma legenda muito pormenorizada da cada ligação feita ao andar de potência, em que Gt representa *gate*, Er emissor e Cr coletor.

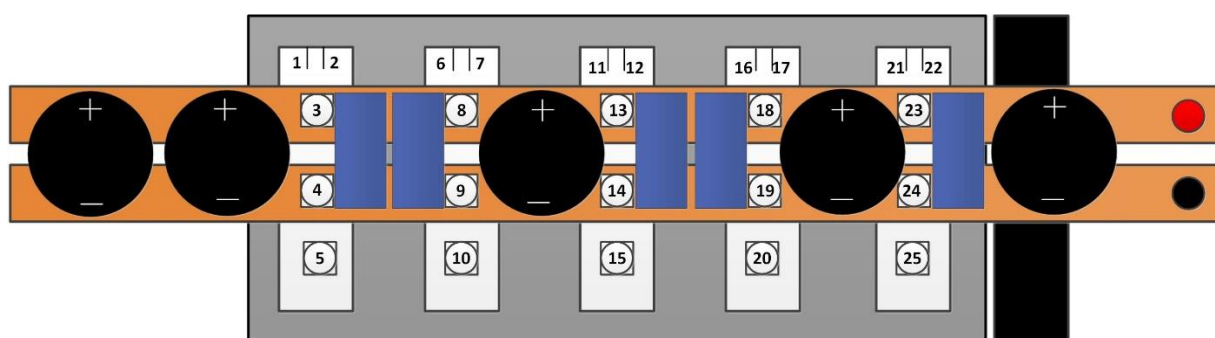


Figura 5.24 - Desenho de andar de potência com as suas ligações.

Tabela 5.1 - Legenda das ligações do andar de potência da figura 5.24.

Braço do CAP que liga à fase das cargas	
1	Gate-Emissor do IGBT <i>Top</i>
2	Gate-Emissor do IGBT <i>Bottom</i>
3	Coletor do IGBT <i>Top</i> , sinal + do barramento CC
4	Emissor do IGBT <i>Bottom</i> , sinal - do barramento CC
5	Coletor do IGBT <i>Bottom</i> e Emissor do IGBT <i>Top</i> , fase da carga
Braço do CAP que liga ao neutro das cargas	
6	Gate-Emissor do IGBT <i>Top</i>
7	Gate-Emissor do IGBT <i>Bottom</i>
8	Coletor do IGBT <i>Top</i> , sinal + do barramento CC
9	Emissor do IGBT <i>Bottom</i> , sinal - do barramento CC
10	Coletor do IGBT <i>Bottom</i> e Emissor do IGBT <i>Top</i> , neutro da carga
Conversor CC-CC bidirecional	
11	Gate-Emissor do IGBT <i>Top</i> , IGBT de <i>step-down</i>
12	Gate-Emissor do IGBT <i>Bottom</i> , IGBT de <i>step-up</i>
13	Coletor do IGBT <i>Top</i> , sinal + do barramento CC
14	Emissor do IGBT <i>Bottom</i> , sinal - do barramento CC
15	Coletor do IGBT <i>Bottom</i> e Emissor do IGBT <i>Top</i> , conversor CC-CC
Braço do CAS que liga à fase do secundário do transformador	
16	Gate-Emissor do IGBT <i>Top</i>
17	Gate-Emissor do IGBT <i>Bottom</i>
18	Coletor do IGBT <i>Top</i> , sinal + do barramento CC
19	Emissor do IGBT <i>Bottom</i> , sinal - do barramento CC
20	Coletor do IGBT <i>Bottom</i> e Emissor do IGBT <i>Top</i> , fase do transformador
Braço do CAS que liga ao neutro do secundário do transformador	
21	Gate-Emissor do IGBT <i>Top</i>
22	Gate-Emissor do IGBT <i>Bottom</i>
23	Coletor do IGBT <i>Top</i> , sinal + do barramento CC
24	Emissor do IGBT <i>Bottom</i> , sinal - do barramento CC
25	Coletor do IGBT <i>Bottom</i> e Emissor do IGBT <i>Top</i> , neutro do transformador

5.3.5 Componentes passivos à saída dos conversores

Como já foi referido no capítulo anterior, os filtros passivos de saída são muito importantes para a performance dos conversores. Por isso, é importante conhecer os valores dos componentes dos filtros passivos para ter uma noção de como o controlo dos conversores poderá mudar para valores diferentes. No entanto, os filtros passivos são constituídos por componentes capacitivos e indutivos que variam a sua reactância consoante a frequência. Essa variação é verificada na equação 5.2 que demonstra que a reactância indutiva aumenta para um aumento da frequência, enquanto que a reactância capacitiva diminui para um aumento da frequência pela equação 5.3.

$$X_l = 2\pi fL \quad (5.2)$$

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} \quad (5.3)$$

Na figura 5.25 pode ser visualizado a bobine com núcleo de ferro usada em todos os conversores de potência em 5.25 (a) e dois condensadores do tipo polipropileno em paralelo usados para o CAP em 5.25 (b). Para verificar a variação da reactância destes componentes para diferentes frequências, foram medidos os valores de todos os componentes numa ponte RLC para as frequências de 50 Hz, 20 kHz e 40 kHz. Estas frequências foram escolhidas por corresponderem à frequência da rede e às frequências de comutação que foram usadas. Na tabela 5.1 estão representados os valores dos componentes medidos na ponte RLC e como pode ser verificado, com o aumento da frequência o valor da capacidade dos condensadores aumentou ligeiramente, enquanto que o coeficiente de autoindução dos elementos indutivos baixou ligeiramente.



Figura 5.25 – Componentes para os filtros passivos dos conversores: (a) bobine com núcleo de ferro; (b) condensadores do tipo polipropileno.

Tabela 5.2 - Valores dos componentes dos filtros passivos para frequências diferentes.

	50 Hz	20 kHz	40 kHz
L_{cap}	6,65 mH	2,87 mH	2,17 mH
C_{cap}	29,40 μ F	37,03 μ F	52,3 μ F
L_{cas}	5,40 mH	2,67 mH	2,041 mH
L_{CC-CC}	5,40 mH	2,69 mH	2,06 mH

5.3.6 Circuito de comando

O circuito de comando é alimentado pela rede elétrica como se pode ver na figura 5.26. Inicialmente, o circuito tem um disjuncto geral que quando fechado alimenta todo o circuito, começando por uma malha que alimenta a bobine KM4 pois o contator K3 está normalmente fechado. Isto permite que o contator K4 do circuito de potência da figura 5.17 se feche, criando um curto ao transformador do CS e colocando sobre as cargas a tensão da rede elétrica.

De seguida, existe um botão de emergência que está normalmente fechado e é aberto para desligar o resto do circuito em caso de emergência. Este circuito, que visualizando a imagem da esquerda para a direita, é composto por uma lâmpada de sinalização para verificar se o circuito está ligado ou não. Mais à direita, a bobine KM1 apenas é ligada se o botão B1 for premido, permitindo nesse caso, que o caminho de bypass para carregar o barramento CC se feche a partir do contator K1. Desta forma, a rede elétrica carrega o barramento CC e dissipa energia na resistência de bypass, evitando originar correntes elevadas como no caso em que o barramento CC é carregado instantaneamente. Quando a tensão no barramento CC chegar perto do valor de pico da tensão da rede elétrica, pode ser fechado o contator K2 para ligar o CP diretamente às cargas. Para isso, é necessário que o utilizador prima o botão B2 e contator K1 se encontre fechado para alimentar a bobine KM2. Esta montagem obriga a que o utilizador tenha obrigatoriamente de premir inicialmente o botão B1 e acionar o contator K1 para poder premir o botão B2, evitando assim que por negligência, o utilizador prima primeiro o botão B2.

Depois, para abrir o contator K4 e ligar o CAS, é necessário premir o botão B3 e que o contator K2 esteja fechado para alimentar a bobine KM3. Desta forma, o contator K3 normalmente fechado, que foi falado no primeiro parágrafo desta secção, abre e deixa de alimentar a bobine de KM4. Isto faz com que o contator K4 se abra e o transformador do CAS se ligue ao resto do circuito. Neste caso, poderia ter sido usado apenas um contator com um contacto normalmente fechado, no entanto, só foi possível

arranjar um contator com essas características que suporta valores pequenos de corrente no circuito de potência, pois foi usado um dos seus contactos auxiliares. Por isso, foi usada a configuração acima referida usando o contator K3 como auxiliar ao contator K4.

Os automatismos descritos servem para que o iUQPC-UPS funcione no modo de funcionamento normal. No entanto, também são usados contatores para permitir que o condicionador funcione no modo de funcionamento de energia armazenada. Para isso, é necessário que o utilizador prima o botão B4 e a bobine KM5 seja alimentada. Com isto, o barramento CC será alimentado pelas baterias a partir caminho de bypass, limitando assim a corrente a partir da resistência. Quando a tensão do barramento CC chegar perto da tensão nominal das baterias poderá ser premido o botão B5 e caso o contator K5 esteja fechado, a bobine KM6 é alimentada. Desta forma o contator K6 fecha-se e o barramento CC é diretamente alimentado pelas baterias. Esta montagem foi novamente pensada com base na possibilidade de por negligencia o utilizador premir primeiro o botão B5 e só depois B4.

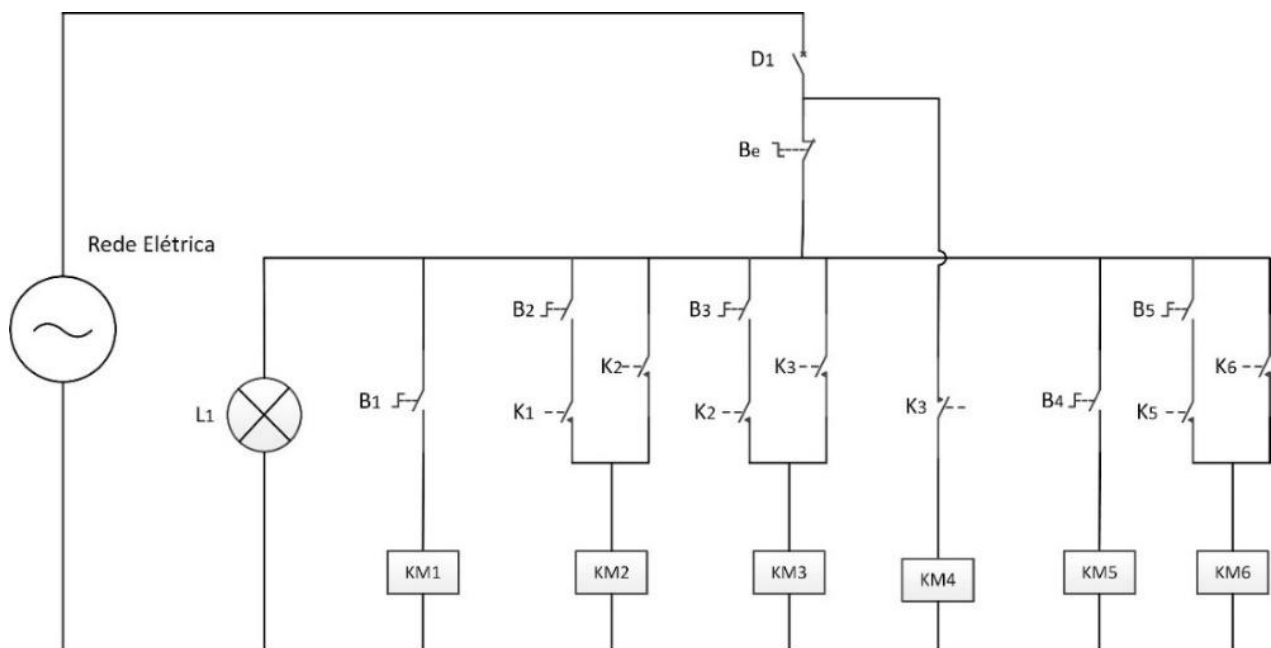


Figura 5.26 - Esquema elétrico do circuito de comando.

Na figura 5.27 visualiza-se como o circuito de comando foi colocado no protótipo. Na figura 5.27(a) tem três disjuntores, dois para o circuito de potência, que realizam o caminho de bypass devido as correntes *In-Rush* do transformador, e um para todo o circuito de comando. Além disso, na mesma figura também se visualiza todos os contatores usados. Para os contator com contactos normalmente abertos foi usado o modelo CWM9 10e da WEG, enquanto que o contator com o contacto auxiliar normalmente fechado usou se o modelo LC1D09BD da Schneider [111], [112]. Por último, na figura

5.27(b) apresentam-se os botões de acionamento do circuito de comando para alimentar as bobines. Três botões para arrancar o circuito com o modo de funcionamento normal e dois botões para o modo de funcionamento de energia armazenada.



Figura 5.27 – Ligação do circuito de comando: (a) contadores e disjuntores; (b) botões.

5.4 Armário completo do protótipo

Nos dois subcapítulos anteriores foi falado como foram implementados os três circuitos que permitem ao iUPQC-UPS funcionar corretamente e como se conectam entre si. Por isso, para que todo o protótipo ficasse bem organizado, todos estes circuitos foram colocados num armário da fabricante BARPA com as medidas de 1420*280*140*mm e que aguenta um peso máximo de 250 Kg. Neste armário, foram colocadas quatro prateleiras como se pode visualizar na figura 5.28. Em que mais abaixo foram colocados os transformadores, na segunda prateleira os sensores e o circuito de comando, na terceira o rack com o circuito de controlo e na última o andar de potência com os filtros passivos.

Para organizar os cabos de ligação, foram usadas calhas para manter a organização dos cabos necessários. Além disso, o armário também tem quatro rodas que permitem mobilizar o protótipo.

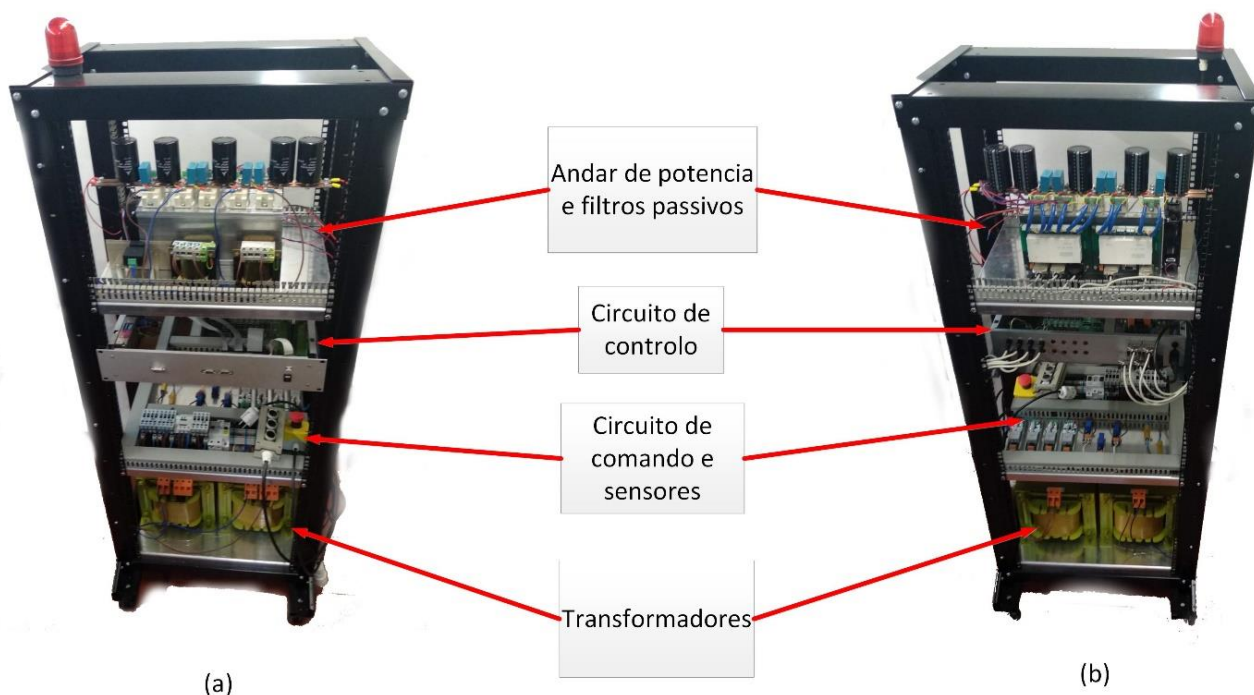


Figura 5.28 - Armário completo do protótipo do iUPQC-UPS: (a) vista frontal; (b) vista traseira.

5.4.1 Medidas de segurança

Este protótipo será submetido a vários testes até chegar à sua potência máxima. Por isso, é importante garantir a segurança, principalmente ao utilizador que terá um contacto direto com o protótipo, e às pessoas externas que por não conhecerem o sistema, podem correr certos riscos. Na figura 5.29, estão três sistemas implementados no protótipo que garantem uma melhor segurança. O botão de emergência (figura 5.29 (a)) do circuito de comando da figura 5.26, permite ao utilizador desligar o sistema rapidamente caso veja alguma variável com valores fora do normal ou ouça algum barulho estranho no sistema. A lâmpada de sinalização (figura 5.29 (b)) também do circuito de comando, avisa as pessoas externas para não se aproximarem muito do sistema quando este está ligado. Por último, a ligação do fio terra da alimentação ligado à carcaça do protótipo (figura 5.29 (c)). Isto permite que caso alguém toque na carcaça e por incidente esteja algum fio com corrente elétrica em contacto com essa mesma carcaça, a corrente flua pelo fio terra e não pelo corpo da pessoa.

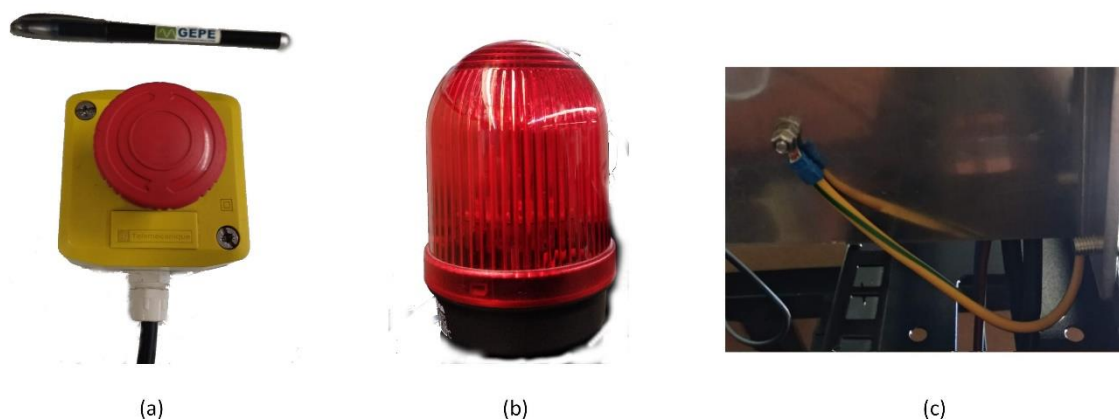


Figura 5.29 - Medidas de segurança: (a) Botão de emergência; (b) lâmpada de sinalização; (c) fio terra da alimentação ligado à carcaça do protótipo.

Apesar de as medidas apresentadas em cima serem muito úteis para a segurança das pessoas, ainda existem formas de melhorar este aspeto. Nomeadamente no isolamento completo do protótipo e em relação à tensão do barramento CC. Para o isolamento do protótipo, podem ser usadas umas placas de acrílico para proteger as pessoas de algum componente que possa vir a estourar. Enquanto que a tensão do barramento CC continua com valores altos mesmo com o sistema desligado devido à capacidade de armazenamento dos condensadores. Ou seja, mesmo que a lâmpada de sinalização esteja desligada, poderá haver tensão aos terminais dos condensadores do barramento CC, o que poder levar riscos caso alguém toque diretamente nestes. Para resolver este problema, pode ser desenvolvido um circuito que descarrega a tensão dos condensadores quando o sistema é desligado.

5.5 Conclusões

Neste capítulo foi descrito o desenvolvimento de todo o protótipo do iUOQC-UPS. Sendo este dividido em três circuitos principais: o circuito de potência, o circuito de comando e o circuito de controlo. Para manter maior segurança ao utilizador, foi decidido que este não terá um contacto direto com o circuito de potência, tendo o circuito de comando e de controlo como intermediários para afetar o circuito de potência.

Inicialmente foi apresentado o circuito de controlo, onde o DSC é responsável por adquirir os dados e fazer os cálculos digitais. Estes dados são lidos pelos sensores de corrente e tensão, sendo posteriormente enviados para a placa de condicionamento de sinal. Esta placa coloca os valores lidos pelos sensores numa gama de valores de forma a que possam ser lidos pelo ADC que converte os sinais analógicos em sinais digitais para poderem ser lidos pelo DSC a partir de pinos de entrada e saída (GPIO). Depois de o DSC ter calculado todos os algoritmos de controlo e definido as varáveis de saída, este envia

os sinais de PWM para a placa de comando. Esta placa tem o objetivo de converter os sinais de PWM da tecnologia TTL para a tecnologia CMOS de forma a que se possa ser compatível com a placa de Driver do circuito de potência. Os sinais de PWM podem ser controlados pela caixa de comando controlada pelo utilizador, ou pelos erros enviados pela placa de condicionamento de sinal de forma a desabilitar as comutações na ocorrência de algum erro. Para visualizar as variáveis do algoritmo de controlo em tempo real, foi desenvolvida uma placa de DAC que converte sinais digitais enviados pelo DSC em sinais analógicos entre -5 V e 5 V. A comunicação feita para enviar estes sinais assenta na comunicação SPI. Por fim, todas as placas foram colocadas numa caixa de aço designada de rack de forma a organizar todo o circuito de controlo.

De seguida foi apresentado o circuito de potência com um foco especial nos semicondutores totalmente controlados dos conversores, os IGBT da SMIKRON SMK50GB063D. Por isso foi apresentado o módulo de IGBT usado neste protótipo e o seu circuito de driver que permite acionar estes semicondutores, além de assegurar o acoplamento entre o circuito de controlo e o circuito de comando. Depois foi apresentado o andar de potência com o barramento CC partilhado por todos os conversores e quais os condensadores usados neste barramento, onde foram usados condensadores eletrolíticos que definem a capacidade do barramento e condensadores de dielétricos para proteger das variações rápidas de corrente devido às comutações. Como os conversores necessitam de filtros passivos para produzir a tensão ou corrente necessária, foram identificados os valores usados nestes filtros, e chegou-se à conclusão que os componentes indutivos e capacitivos variam com a frequência. Para carregar o barramento CC gradualmente e para ligar os conversores de forma sequencial, foi apresentado o circuito de comando que permite ao utilizador decidir quais os conversores que devem estar ligados a partir de contactores.

Por fim, foi apresentado o protótipo completo que foi organizado num armário com quatro prateleiras de forma a colocar todos os circuitos. Para permitir segurança ao utilizador durante a validação do protótipo foram implementadas algumas medidas de segurança, tais como: o uso de um botão de emergência e de uma lâmpada de sinalização no circuito de comando, e da ligação da carcaça ao fio terra da instalação.

Capítulo 6

Resultados Experimentais do iUPQC-UPS

6.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais do iUPQC-UPS, por isso, é neste capítulo que são comprovados os objetivos principais para esta dissertação. Os capítulos anteriores são a base para a qualidade dos resultados experimentais, por isso estes são frequentemente mencionados ao longo deste capítulo.

Inicialmente, são apresentadas as características de validação dos resultados experimentais e comparadas com as características das simulações computacionais. Nesta comparação realça-se, o uso de uma tensão de 50 V de valor eficaz da rede elétrica a partir do transformador de acoplamento entre o iUPQC-UPS e a rede elétrica. Isto permite baixar a potência de funcionamento e garante melhor segurança ao protótipo e ao utilizador.

Posteriormente, são apresentados os resultados experimentais do modo de funcionamento normal. Inicialmente, é mostrada a performance das teorias de controlo, nomeadamente, o sincronismo com a rede elétrica e a teoria FBD, permitindo validar o funcionamento do sistema de controlo. Depois, é apresentado o arranque do iUPQC-UPS com especial atenção ao regime transitório da tensão do barramento CC.

No que diz respeito à análise em regime permanente, é apresentado o desempenho do CAP a produzir a tensão nas cargas, o desempenho do CAS a produzir a corrente na rede elétrica e o desempenho do iUPQC-UPS a mitigar os problemas de QEE no modo normal.

Depois, são apresentados os resultados experimentais do modo de energia armazenada, onde é novamente apresentado o arranque do iUPQC-UPS, com destaque para o regime transitório da tensão do barramento CC. Ao entrar em regime permanente, são apresentados os resultados do conversor CC-CC a produzir a corrente das baterias e do CAP a fornecer uma tensão sinusoidal às cargas

Por fim, são apresentados os modos de carregamento e descarregamento das baterias. Estes modos usam como base o modo normal e o modo de energia armazenada pois todos os conversores funcionam em simultâneo.

6.2 Características para validação dos resultados experimentais

O protótipo desta dissertação foi dimensionado para 3 kVA. No entanto, os componentes referidos no capítulo 5 podem suportar potências ligeiramente mais altas. Por exemplo, os IGBTs são capazes de aguentar 50 A em condução contínua, o que permite que o CAS possa produzir uma corrente maior que 13 A, aumentando a potência máxima do protótipo. Ou seja, o protótipo não foi dimensionado para uma potência muito próxima dos limites que os componentes conseguiriam suportar, para proteção dos mesmos, pois qualquer erro no controlo poderia ser destrutivo para o protótipo.

Posto isto, neste subcapítulo serão explicadas as características que validam os resultados experimentais ao longo deste capítulo. O capítulo 4 permitiu validar todos os modos de funcionamento do iUPQC-UPS, no entanto foram usados alguns parâmetros que são importantes de mencionar e podem ser visualizados na Tabela 6.1.

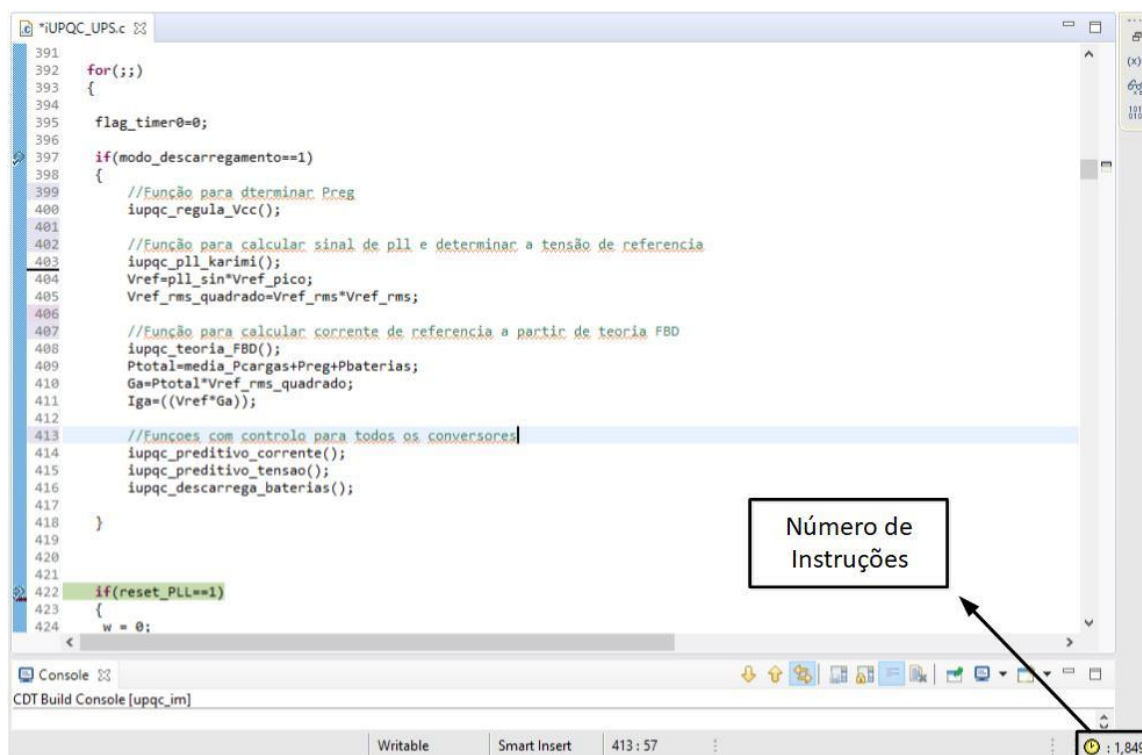
Tabela 6.1 - Características de validação das simulações computacionais.

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência máxima	3	kVA
Valor eficaz da tensão de alimentação da rede elétrica	230±10%	V
Frequência da tensão de alimentação da rede elétrica	50±1%	Hz
Valor eficaz máximo da corrente que CAS produz	13	A
Valor eficaz da tensão produzida pelo CAP	230	V
Frequência da tensão produzida pelo CAP	50	Hz
Valor da tensão regulada para o barramento CC	400	V
Tensão nominal das baterias	320	V
Corrente máxima produzida pelo conversor CC-CC	12	A
Frequência de amostragem	40	kHz
Frequência de comutação de todos os conversores	40	kHz

Os valores dos parâmetros da tabela 6.1 foram explicados ao longo do capítulo 4 e do capítulo 5. No entanto, ainda não foi referido porque é que a frequência de amostragem é de 40 kHz. Esta frequência é importante pois determina velocidade a que o controlo é processado, por isso quanta mais alta for frequência amostragem melhor serão os resultados do protótipo. No bloco C da ferramenta PSIM, a frequência de amostragem pode ter valores mais altos que 40 kHz pois a simulação não ocorre em tempo real e os computadores dos utilizadores boas capacidade de memória e processamento. No entanto, como foi visto na secção 5.2.1, a frequência de processamento da DSC é de 150 MHz, o que poderá limitar a frequência de amostragem a um certo valor. Para determinar esse valor, o *Code Composer Studio* disponibiliza uma ferramenta de *clock* que conta o número de instruções de processamento numa determinada secção de código. Por isso, se forem contabilizadas todas as instruções do ciclo de amostragem N e multiplicadas pelo período de processamento T_p , então é dado o período de amostragem total T_a como se verifica na equação 6.1.

$$T_a = NT_p \quad (6.1)$$

Posto isto, foram colocados dois *breakpoints* entre o código que apresenta maior número de instruções. Na figura 6.1 apresenta o código que faz o controlo do iUPQC-UPS no modo de descarregamento, que a par do modo de carregamento, são os modos que apresentam o maior número de funções e por consequência mais instruções de processamento. Pela figura verifica-se que foram contabilizadas 1849 instruções durante os dois *breakpoints*, no entanto é necessário somar 600 instruções da interrupção externa em que são lidos os sinais dos sensores. Dessa forma, dá um total de aproximadamente 2500 instruções. Usando a equação 6.1, dá um período de amostragem de 16.666 μ s, que corresponde a uma frequência de 60 kHz. Em suma, a frequência de amostragem está limitada a 60 kHz para que possam ser feitos todos os cálculos no ciclo de amostragem. De referir que para minimizar o número de instruções, o código teve que ser otimizado, como usar variáveis do tipo *int* ou realizar instruções fixas fora do ciclo de amostragem, como por exemplo as divisões entre as variáveis constantes da equação 4.2.



```
391
392 for(;;)
393 {
394
395     flag_timer0=0;
396
397     if(modos_descarregamento==1)
398     {
399         //Função para determinar Preg
400         iupqc_regula_Vcc();
401
402         //Função para calcular sinal de pll e determinar a tensão de referencia
403         iupqc_pll_karimi();
404         Vref=pll_sin*Vref_pico;
405         Vref_rms_quadrado=Vref_rms*Vref_rms;
406
407         //Função para calcular corrente de referencia a partir de teoria FBD
408         iupqc_teoria_FBD();
409         Ptotal=media_Pcargas+Preg+Pbaterias;
410         Ga=Ptotal*Vref_rms_quadrado;
411         Iga=((Vref*Ga));
412
413         //Funções com controlo para todos os conversores
414         iupqc_predictivo_corrente();
415         iupqc_predictivo_tensao();
416         iupqc_descarrega_baterias();
417     }
418 }
419
420
421
422 if(reset_PLL==1)
423 {
424     w = 0;
```

Número de Instruções

Writable Smart Insert 413:57 1,849

Figura 6.1 - Ambiente de trabalho do IDE Code Composer Studio v8.1 com código no modo de descarregamento e o seu número de instruções.

Como foi referido no início deste subcapítulo, a potência do protótipo foi limitada pela corrente que o CAS e o conversor CC-CC conseguem produzir devido aos limites dos erros destas correntes na placa de condicionamento de sinal. No entanto, os resultados experimentais deste capítulo serão limitados a uma potência ainda mais baixa em relação ao que o protótipo foi dimensionado. Isto deve-se ao facto de a tensão da elétrica ser de 50 V, podendo a potência ir até um máximo até 650 VA. A tensão foi diminuída a partir de um transformador que faz o acoplamento entre a rede elétrica de baixa tensão e a rede elétrica usada para testar o iUPQC-UPS, com o intuito de validar o hardware e o circuito de comando, com maior segurança numa fase inicial. Com isto, a tensão do barramento CC será regulada para 80 V de forma a que o CAP possa produzir uma tensão com 50 V de valor eficaz. Além disso, as baterias foram substituídas por uma fonte de alimentação CC com 60 V como pode ser visualizado na Tabela 6.2 que mostra as características usadas para a validação dos resultados experimentais deste capítulo.

Tabela 6.2 - Características de validação dos resultados experimentais.

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência máxima	650	VA
Valor eficaz da tensão de alimentação da rede elétrica	50±10%	V
Frequência da tensão de alimentação da rede elétrica	50±1%	Hz
Valor eficaz máximo da corrente que CAS produz	13	A
Valor eficaz da tensão produzida pelo CAP	50	V
Frequência da tensão produzida pelo CAP	50	Hz
Valor da tensão regulada para o barramento CC	80	V
Tensão nominal fonte CC	60	V
Corrente máxima produzida pelo conversor CC-CC	12	A
Frequência de amostragem	40k	Hz
Frequência de comutação de todos os conversores	40k	Hz

6.3 Resultados experimentais no modo de funcionamento normal

Neste subcapítulo é apresentado o funcionamento do CAP e do CAS no modo de funcionamento normal, por isso, é importante relembrar a figura 4.1, do subcapítulo 4.2, pois esta apresenta as teorias de controlo deste modo de funcionamento. Inicialmente, é apresentado as teorias de controlo que calculam os sinais de referência para ambos os condicionadores, ou seja, o sincronismo com a rede elétrica e a teoria FBD. É importante que estas teorias estejam a funcionar corretamente antes de ligar as comutações dos IGBTs.

De seguida, são apresentados os resultados experimentais do arranque do iUPQC-UPS usando uma carga resistiva. Entre estes resultados são verificados: a tensão das cargas produzida pelo CAP em regime permanente, a corrente das cargas produzida pelo CAS em regime permanente e a tensão do barramento CC em regime transitório. Depois, são apresentados os resultados experimentais do iUPQC-UPS a mitigar os problemas de QEE no modo de funcionamento normal. Inicialmente os problemas relacionados com a tensão da rede elétrica e de seguida os problemas relacionados com a corrente produzida pelas cargas.

6.3.1 Sincronismo com a rede elétrica e Teoria FBD

O sincronismo com a rede elétrica é feito com base na E-PLL, explicada na secção 3.7.2 e simulada na secção 4.2.1. Na simulação foi colocada alguma distorção na tensão da rede elétrica para verificar a performance da E-PLL, no entanto, a tensão do barramento AC disponível no laboratório do GEPE já apresenta um sinal com uma percentagem de THD significativa. Por isso, foram retirados, a partir do DAC, os seguintes resultados: a tensão da rede elétrica v_{rede} , o sinal da E-PLL v_{pll} e o sinal de referência da tensão v_{ref} . A figura 6.2 representa o regime transitório da E-PLL com as formas de onda dos sinais anteriormente referidos. Pela figura verifica-se que o sinal da E-PLL demora cerca 8 ciclos da rede elétrica a estabilizar, no entanto, o sinal de referência, que apenas está sincronizado em fase, estabiliza no primeiro ciclo da rede. Isto é muito vantajoso para o sistema, pois é o sinal da referência que será usado para as restantes teorias de controlo. De forma a ter os resultados apresentados na figura 6.2, foram usados os mesmos ganhos de que na simulação, ou seja, o kp_{fase} de 0,8, o ki_{fase} de 23 e o kp_{amp} de 40.

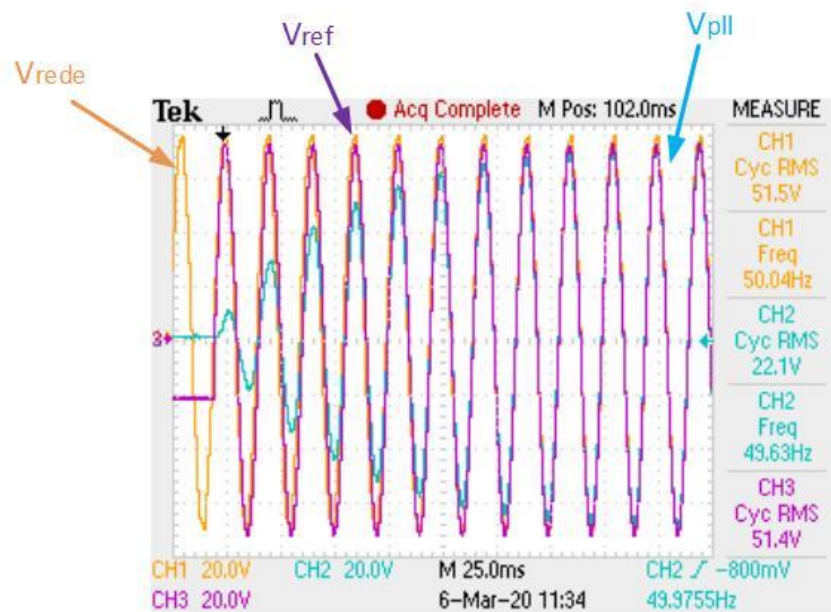


Figura 6.2 - Formas de onda da tensão da rede elétrica, do sinal da E-PLL e do sinal de referência da tensão retiradas pelo DAC em regime transitório do sincronismo com a rede elétrica.

A tensão da rede elétrica contém alguma percentagem de THD, por isso é importante que essa distorção não passe para o sinal de referência da tensão. A figura 6.3 representa o espectro harmónico da tensão da rede elétrica e do sinal de referência da tensão, verificando-se que a tensão da rede tem uma percentagem de THD perto dos 5%, sendo que o sétimo harmónico tem um valor de amplitude significativo. Enquanto que o sinal de referência baixou a percentagem de THD, fixando-se este perto dos

2%, além de que o seu valor eficaz está perto de 50 V. Com isto, verifica-se que o sinal de referência da tensão tem pouca distorção, o seu valor eficaz encontra-se no valor definido pelo utilizador e a velocidade de sincronismo é muito rápida, pois apenas necessita de um ciclo da rede para estabilizar.

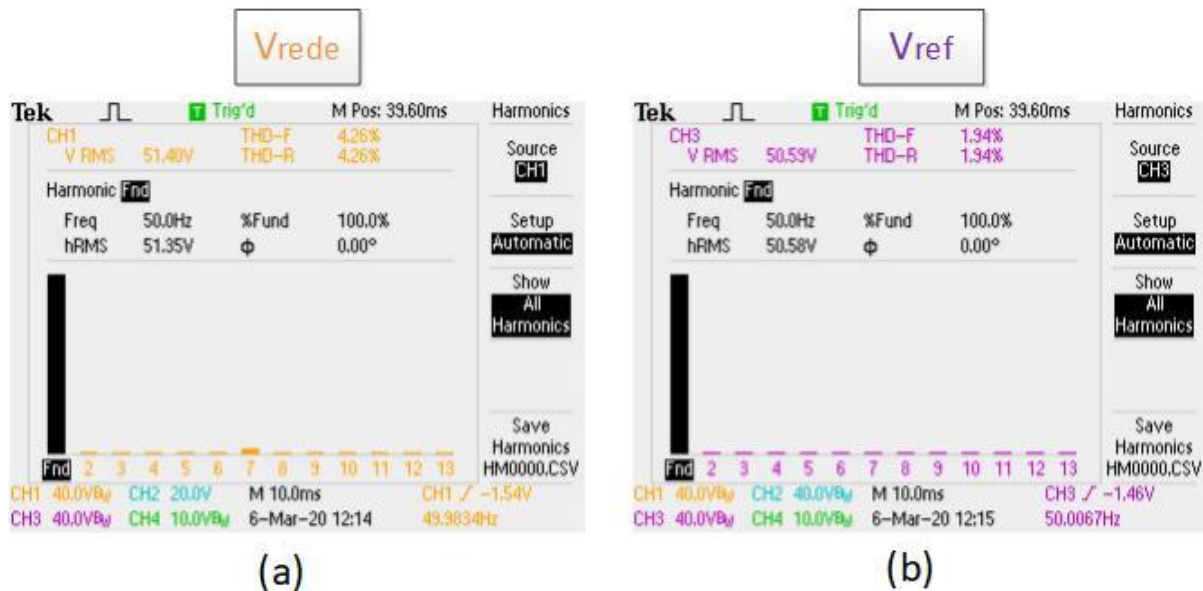


Figura 6.3 - Espectro harmónico: (a) Tensão da rede elétrica; (b) Sinal de referência da tensão.

Em relação à corrente de referência usada no CAS, é usada a teoria FBD, explicada na secção 3.7.1 e simulada na secção 4.2.3. Recapitulando, esta teoria calcula a parcela da corrente que contribui para a potência ativa das cargas, o que faz que esta corrente seja sinusoidal e em fase com a tensão usada nos cálculos da teoria. Para verificar que o sistema de controlo calcula corretamente, foi colocada a tensão da rede elétrica sobre uma carga não-linear e uma carga indutiva.

Na figura 6.4 (a) foi usada uma carga com uma ponte a diodos seguindo-se de um condensador de 470 μF em paralelo com uma resistência de 26 Ω . Na figura verifica-se que a corrente produzida por esta carga não-linear não é sinusoidal, podendo o seu pico chegar a valores perto de 16 A. No entanto a corrente calculada pela teoria FBD, i_{ga} , é sinusoidal e está em fase com a tensão das cargas. O seu valor eficaz é de 2,77 A, ou seja, com um valor de pico 3,91 A, bem abaixo do valor de pico que a carga produz. Além disso, verifica-se que a tensão das cargas contém alguma distorção, o que prova o seu valor de THD da figura 6.3. No entanto, a corrente i_{ga} não apresenta essa distorção, pois foi usada a tensão de referência da tensão nos cálculos da teoria FBD.

Em relação à carga indutiva, foi usada uma bobine com uma indutância de 16 mH em série com uma resistência de 8 Ω . Os resultados experimentais desta carga podem ser visualizados na figura

6.4 (b), onde se verifica que a corrente das cargas está atrasada em relação à tensão, no entanto, a corrente i_{ga} encontra-se em fase com a mesma tensão. Com isto verifica-se que a corrente calculada pela teoria FBD apenas contém a parcela correspondente à potência ativa, eliminando a parcela da potência reativa e a parcela da potência harmónica

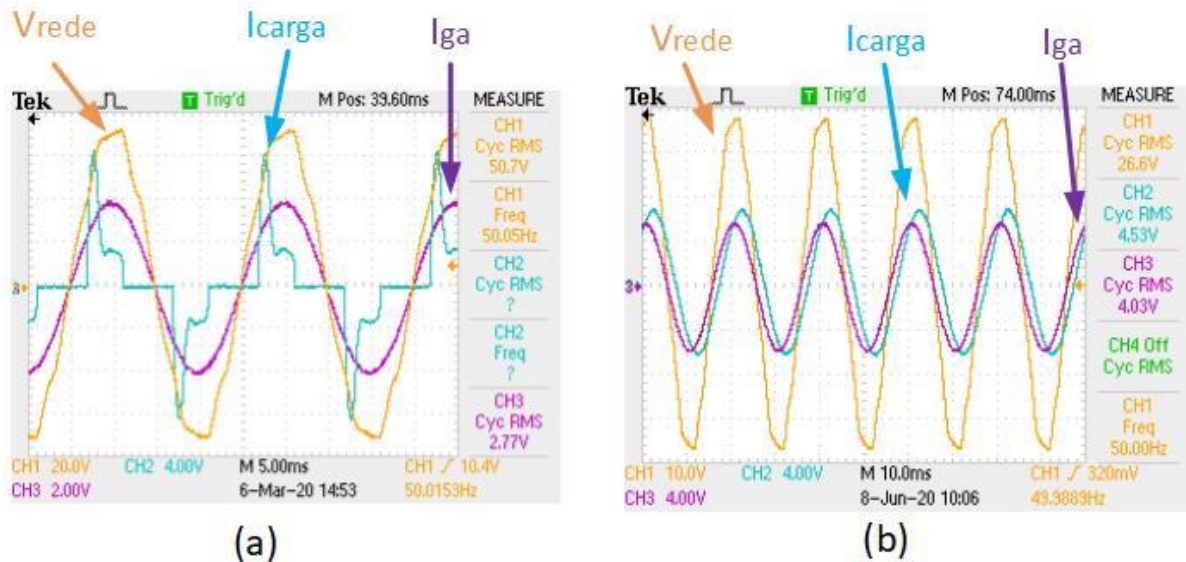


Figura 6.4 - Formas de onda da tensão da rede elétrica, corrente nas cargas e corrente calculada pela teoria FBD retiradas pelo DAC: (a) carga não-linear; (b) carga indutiva.

6.3.2 Regime transitório do modo de funcionamento normal

Os resultados das teorias explicadas anteriormente não necessitam que os conversores estejam em funcionamento, pois apenas é necessário o circuito de controlo para calcular a corrente de referência e a tensão de referência. No entanto, é importante que estes resultados estejam corretos para que o iUPQC-UPS funcione bem no modo de funcionamento normal.

Para validar o arranque do iUPQC-UPS no modo de funcionamento normal, foi usada uma carga resistiva de 13Ω . Como foi visto na secção 4.2.5, a simulação da regulação do barramento CC teve três momentos que são importantes para que a tensão seja regulada para a tensão pretendida. Nos resultados experimentais também tem esses três momentos, porque o protótipo explicado no capítulo 5 permite que a tensão do barramento CC se estabilize com a segurança necessária ao utilizador e ao próprio protótipo. Visualizando a tabela 6.2, a tensão a regular em v_{cc} é de 80 V para que o CAP possa produzir uma tensão com valor eficaz de 50 V. A figura 6.5 representa o regime transitório do barramento CC com os três momentos apresentados de seguida:

- 1: Neste instante o utilizador prime o botão B1 do circuito de comando da figura 5.26 na secção 5.3.6, alimentando a bobine KM1 e fechando o contator K1 do circuito de potência da figura 5.17 no subcapítulo 5.3. Desta forma, o barramento CC é alimentado pelo circuito *bypass*, tendo a resistência R_{cap} de 100Ω a função de limitar a corrente. Por isso, a tensão no barramento CC aumenta gradualmente.
- 2: De seguida, enquanto que o botão B1 está a ser premido, o utilizador prime o botão B2 e o contator K2 fecha, sendo o barramento CC diretamente alimentado pela tensão da rede elétrica, tendo apenas a ponte a díodos em antiparalelo com os IGBTs entre estes. Com isto, a tensão do barramento CC sobe instantaneamente, fixando-se no valor de pico da tensão da rede elétrica, ou seja, 70 V.
- 3: Por fim, para regular a tensão do barramento CC nos 80 V, é necessário ativar as comutações dos IGBTs para ativar o CAS e o CAP. Isso é feito com o utilizador ativando as comutações a partir da caixa de comando, no entanto os IGBTs só poderão comutar quando o código da DSC entrar na condição que permite realizar os cálculos digitais do modo de funcionamento normal. Pois as variáveis, por exemplo de erro do controlo PI, terão de estar a zero quando as comutações são habilitadas. Para isso, o *Code Composer Studio* permite ao utilizador modificar certas variáveis em tempo real, sendo por isso possível começar os cálculos digitais deste modo de funcionamento e ativar as comutações dos IGBTs no mesmo instante. Desta forma, verifica-se na figura 6.5 que a tensão é regulada nos 80 V, permitindo assim validar o arranque do iUPQC-UPS no modo de funcionamento normal.

Para este resultado experimental foi usado um kp_{vcc} de 10 e um ki_{vcc} de 0,01 no controlo PI do barramento CC.

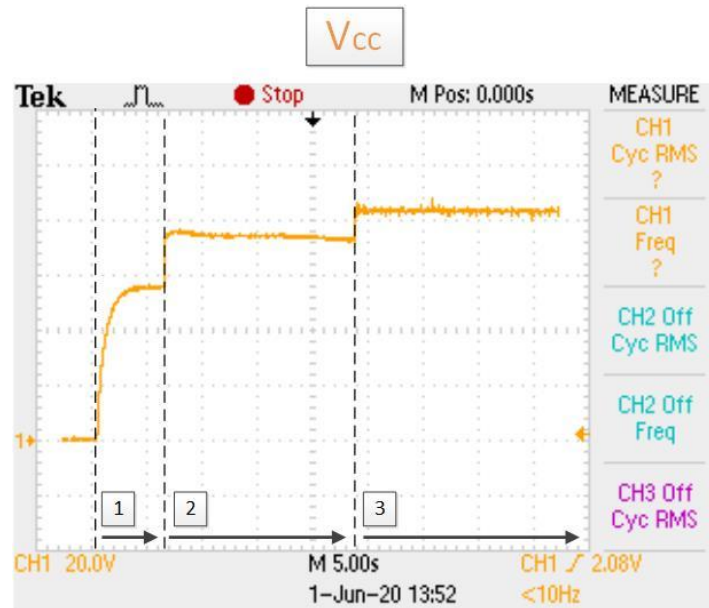


Figura 6.5 - Tensão do barramento CC no arranque do iUPQC-UPS com carga resistiva no modo de funcionamento normal.

6.3.3 Regime permanente do modo de funcionamento normal

No instante 3 da figura 6.5 verifica-se que a tensão do barramento CC é regulada nos 80 V, o que mostra que a partir desse instante o iUPQC-UPS entre em regime permanente. A figura 6.6. representa a tensão do barramento CC em regime permanente, podendo verificar-se que esta tensão apresenta um pequeno *ripple*. No entanto, foi visto em capítulos anteriores que este *ripple* é normal, pois é necessário haver pequenas trocas de energia entre a carga e o barramento CC.

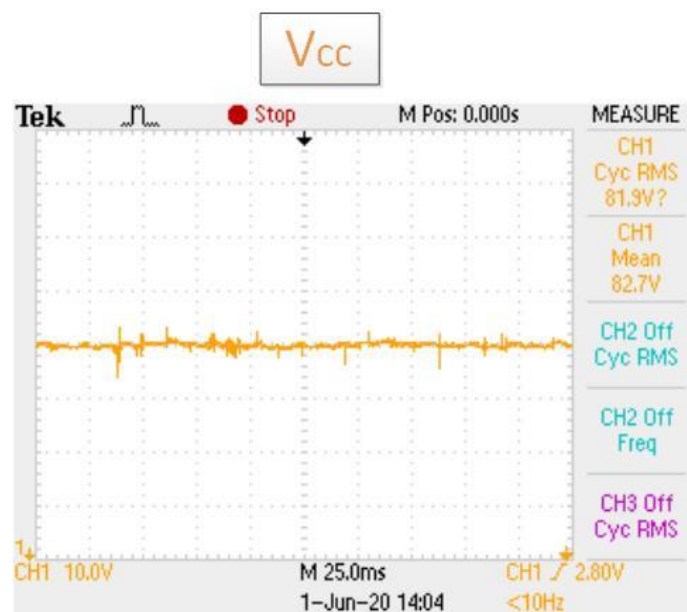


Figura 6.6 - Tensão do barramento CC em regime permanente com carga resistiva no modo de funcionamento normal.

Nas simulações computacionais verificou-se que no controlo do CAP e do CAS, os parâmetros digitais dos filtros passivos eram iguais aos parâmetros físicos dos mesmos filtros. No entanto, como foi visto na secção 5.3.5, os valores de indutância de uma bobine e a capacidade de um condensador mudam para frequências muito altas. Além disso, os cabos elétricos também contêm algum valor de indutância, o que afeta o sistema elétrico à qual o controlo preditivo se baseia. Com estas advertências, os parâmetros digitais dos filtros passivos tiveram que ser regulados de forma a ter um bom desempenho do CAS e do CAP. Na figura 6.6 verifica-se que a tensão das cargas produzida pelo CAP segue o seu sinal de referência, o que aprova o funcionamento do CAP. No entanto, para obter estes resultados foi usado um valor digital L_{cap} de 100 μH e C_{cap} de 30 μF . Ou seja, valores muito diferentes dos seus valores físicos medidos na ponte RLC a 40 kHz (f_c), 2,17 mH para L_{cap} e 52,3 μF para C_{cap} .

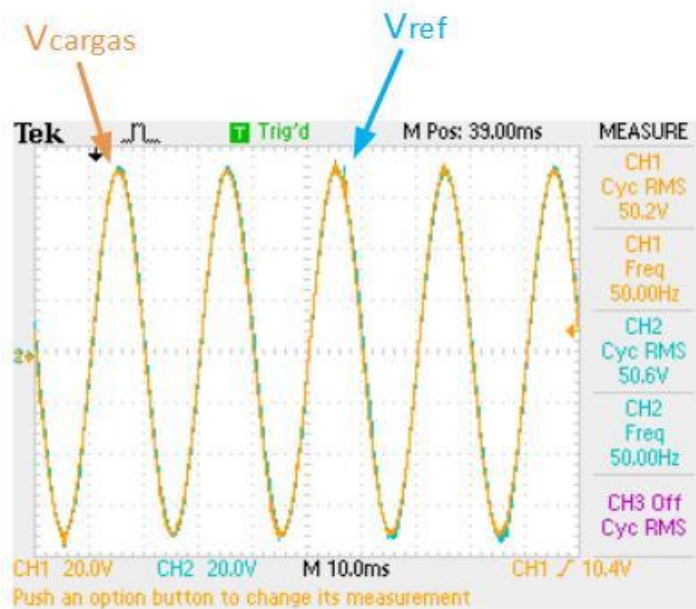


Figura 6.7 - Tensão nas cargas e sinal de referência da tensão em regime permanente com carga resistiva no modo de funcionamento normal.

Nas simulações computacionais foi usada uma relação de 1 para 3 no transformador que separa o CAS da rede elétrica para que a corrente do CAS fosse três vezes menor. No entanto, com a relação de transformação mencionada, a tensão do lado secundário é três vezes maior que a tensão do lado primário. Esta última é definida pela diferença entre a tensão da rede elétrica e a tensão das cargas, que poderá ter um valor muito alto se estas tensões forem muito diferentes, por exemplo na ocorrência de uma sobretensão. Posto isto, se esta tensão for muito alta e multiplicada por três devido à relação do transformador, o CAS não irá funcionar corretamente pois a tensão do lado secundário é usada na equação do controlo preditivo do CAS, equação 3.13 da secção 3.6.4. Além disso, verificou-se que o CAS

tem uma melhor performance para amplitudes de corrente maior. Por isso, foi usada uma relação de transformação de 1:1 para que a tensão do lado secundário não interfira no controlo preditivo e para que a corrente produzida pelo CAS seja maior.

A figura 6.8 representa a corrente na rede elétrica produzida pelo CAS e a tensão da rede elétrica, verificando-se que ambos os sinais se encontram em fase devido à carga resistiva. À semelhança do CAP, também os parâmetros do controlo preditivo do CAS tiveram de ser regulados. O valor digital de L_{cas} foi de 1 mH, enquanto que o seu valor físico para 40 kHz é de 2,041 mH.

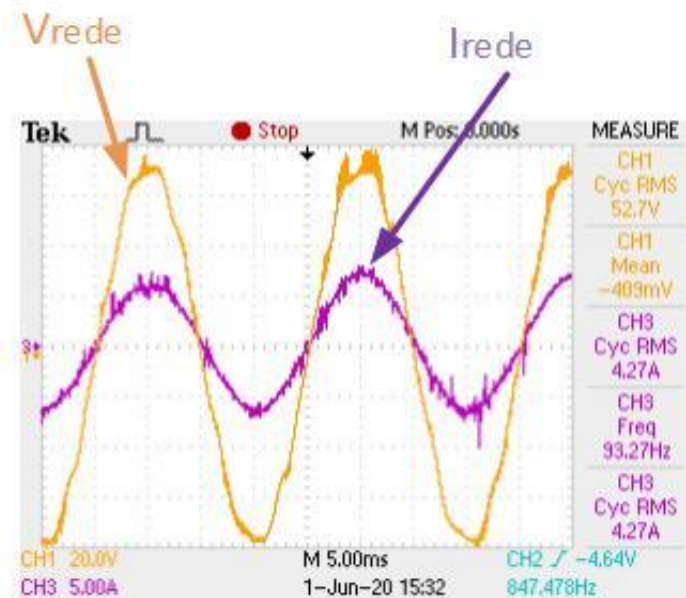


Figura 6.8 - Tensão e corrente da rede elétrica em regime permanente com carga resistiva no modo de funcionamento normal.

6.3.4 Mitigação dos problemas de QEE

O foco principal desta dissertação é a mitigação de problemas de QEE, e como já tinha sido referido anteriormente o modo de funcionamento normal consegue mitigar a maioria destes problemas. Em relação aos problemas associados à tensão da rede elétrica, é muito complicado comprovar a mitigação de cada um dos problemas pois é raro que algum desses problemas apareça. No entanto, a tensão da rede elétrica não apresenta um sinal puramente sinusoidal, podendo conter distorção harmónica como pode ser visto na figura 6.3. Na figura 6.9 pode visualizar-se que a tensão da rede elétrica apresenta uma forma achatada nos seus picos de amplitude. Em contrapartida, a tensão das cargas é sinusoidal durante todo o seu período, concluindo-se que o iUPQC-UPS mitiga os problemas relacionados com a tensão da rede elétrica.

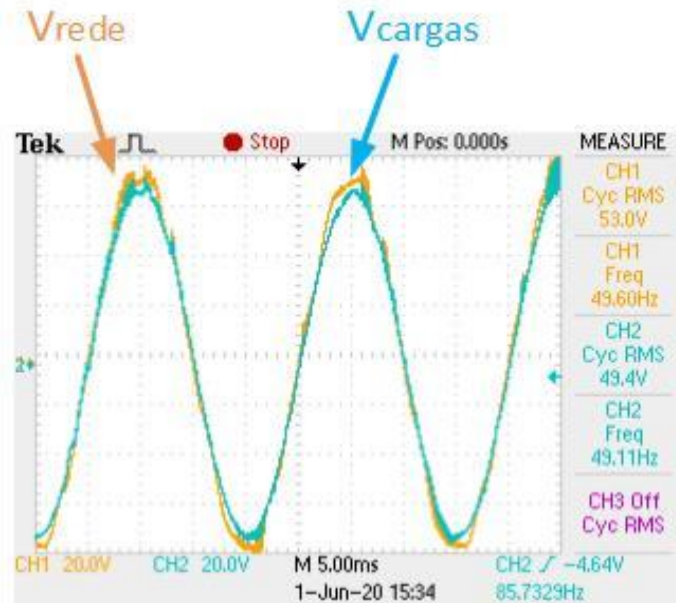


Figura 6.9 - Tensão na rede elétrica e tensão nas cargas em regime permanente com carga resistiva no modo de funcionamento normal.

Para comprovar que o iUPQC-UPS mitiga os problemas relacionados com a corrente das cargas foi utilizada uma carga não linear e uma carga indutiva no modo de funcionamento normal. Na figura 6.10 estão representadas as formas de onda da corrente na rede elétrica, corrente nas cargas e corrente no CAP de forma a comprovar o modo de funcionamento do iUPQC-UPS apresentado na figura 2.10 do subcapítulo 2.7. Relembrando, nesse subcapítulo é mencionado que a potência harmónica e reativa produzida pelas cargas é absorvida pelo CAP de forma a que do lado da rede elétrica apenas contenha potência ativa.

Na figura 6.10 (a) foi usada uma carga não linear como um retificador a diodos seguindo-se de um condensador de $470 \mu\text{F}$ em paralelo com uma resistência de 26Ω . A corrente da rede elétrica é puramente sinusoidal enquanto que a corrente das cargas apresenta muita distorção harmónica. Já a corrente no CAP verifica-se que é a diferença entre as formas de onda anteriormente mencionadas de forma a compensar a corrente nas cargas. O mesmo se pode verificar na figura 6.10 (b) à qual foi usada uma carga indutiva com uma bobine de 16 mH em série com uma resistência de 8Ω . Na figura verifica-se que a corrente das cargas se encontra atrasada em relação à corrente da rede elétrica. No entanto, de forma a compensar a corrente das cargas, a corrente do CAP encontra-se adiantada em relação à corrente do CAP. Isto comprova o modo de funcionamento do iUPQC-UPS da figura 2.10 e que este condicionador mitiga os problemas relacionados com a corrente das cargas.

Para obter os resultados da figura 6.10, os parâmetros digitais do filtro passivo do CAP tiveram de ser novamente regulados de forma a ter um bom desempenho deste condicionador. Em relação à carga não-linear, o L_{cap} foi de 50 μH e o C_{cap} de 30 μF . Enquanto que para a carga indutiva, foi usado um L_{cap} de 10 μH e um C_{cap} de 80 μF . Esta mudança nos parâmetros digitais dos filtros passivos deve-se ao facto do controlo preditivo se basear no modelo elétrico em que o conversor está inserido, por isso com a mudança de cargas os parâmetros referidos têm de se reajustados. No entanto, nas simulações computacionais, estes parâmetros nunca tiveram de ser reajustados pois os componentes são ideais.

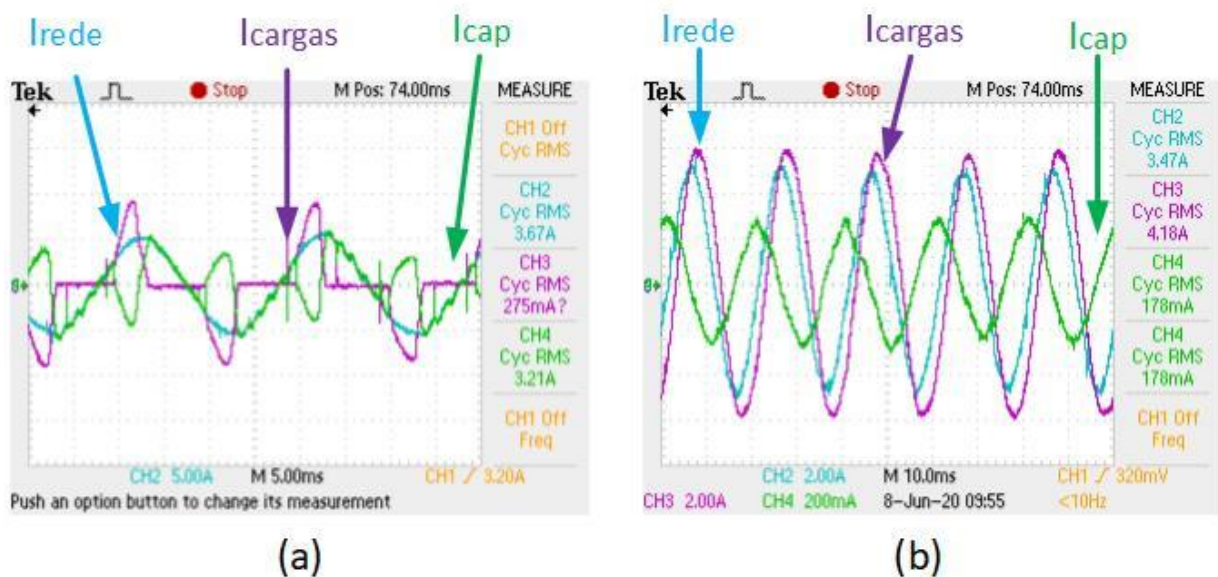


Figura 6.10 - Formas de onda da corrente na rede elétrica, corrente nas cargas e corrente no CAP em resultados experimentais no modo de funcionamento normal: (a) carga não-linear; (b) carga indutiva.

6.4 Resultados experimentais do modo de energia armazenada

Relembrando, o modo de energia armazenada funciona com o conversor CC-CC e o CAP em simultâneo. Enquanto que o conversor CC-CC funciona como *boost* para fornecer energia das baterias para as cargas, o CAP produz uma tensão sinusoidal às mesmas cargas. Na figura 4.19 do subcapítulo 4.3 pode visualizar-se o diagrama de blocos do controlo usado no modo de funcionamento de energia armazenada para as simulações computacionais. Essas regras de controlo também foram usadas nos resultados experimentais deste subcapítulo.

Na secção 6.3.1 foram mostradas algumas teorias de controlo usadas no modo de funcionamento normal, comprovando que o circuito de controlo está a funcionar corretamente ao calcular a corrente de referência e a tensão de referência. Por isso, neste subcapítulo não serão apresentadas as formas de

onda dos sinais de referência porque já é subentendido que estes sejam bem calculados pelo circuito de controlo. Além disso, é importante lembrar que as baterias foram substituídas por uma fonte de alimentação CC nos resultados experimentais deste subcapítulo.

6.4.1 Regime transitório do modo de funcionamento de energia armazenada

O protótipo do iUPQC-UPS também permite o arranque do modo de energia armazenada de forma segura. No entanto, este modo apenas necessita de dois momentos distintos para regular a tensão do barramento CC em 80 V. Além disso, os ganhos do controlo PI do barramento CC também são diferentes em relação ao controlo do modo normal, o $kp_{v_{cc}}$ é de 15 e o $ki_{v_{cc}}$ de 0,01. Na figura 6.11 está representada a tensão do barramento CC durante o arranque do iUPQC-UPS com uma carga resistiva de 13 Ω para os dois momentos apresentados de seguida:

- 1: Neste instante o utilizador prime o botão B4 do circuito de comando da figura 5.26 na secção 5.3.6, alimentando a bobine KM5 e fechando o contator K1 do circuito de potência da figura 5.17 no subcapítulo 5.3. Desta forma, o barramento CC é alimentado pela fonte de alimentação CC de 60 V usando o diodo antiparalelo do IGBT de cima do braço do conversor CC-CC e a resistência R_{cc-cc} de *bypass* como caminho para a corrente fluir. Assim, a tensão do barramento CC aumenta gradualmente até aos 60 V. Ainda neste instante, enquanto que o botão B1 está a ser premido, o utilizador prime o botão B2 e o contator K2 fecha, sendo o barramento CC diretamente alimentado pela fonte de alimentação CC.
- 2: Por fim, as comutações dos IGBTs do conversor CC-CC e do CAP são habilitadas e o sistema de controlo do modo de energia armazenada é inicializado. Na figura 6.11, verifica-se que neste instante a tensão do barramento CC é regulada para 80V e o sistema entra em regime permanente. Desta forma, o arranque do iUPQC-UPS no modo de energia armazenada é validado.

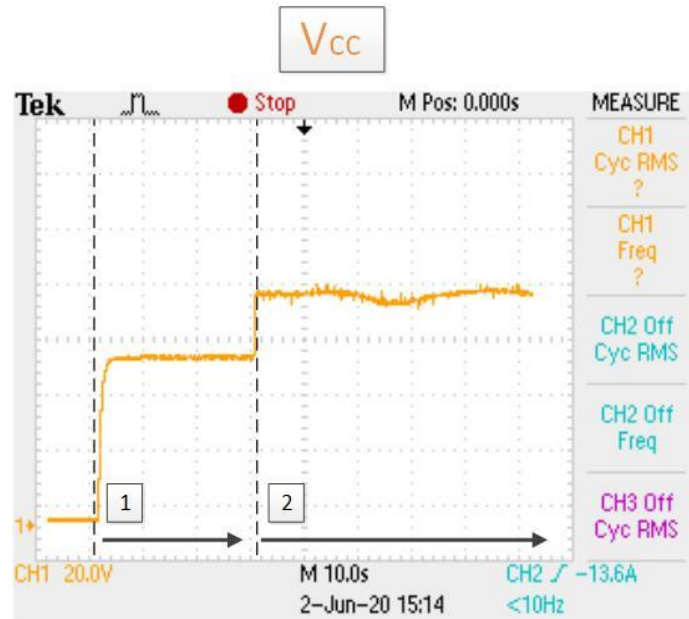


Figura 6.11 - Tensão do barramento CC no arranque do iUPQC-UPS com carga resistiva no modo de funcionamento de energia armazenada.

6.4.2 Regime permanente do modo de funcionamento de energia armazenada

Na figura 6.12 pode verifica-se que a tensão do barramento CC em regime permanente é regulada para 80 V. No entanto, este sinal apresenta um *ripple* mais acentuado quando comparado com *ripple* de v_{cc} no modo normal apresentado na figura 6.5. Relembrando que a tensão do barramento CC, no modo de energia armazenada, é regulada a partir do conversor CC-CC que produz a corrente necessária para alimentar as cargas. Com isto, pode concluir-se que é mais simples regular a tensão do barramento CC a partir do modo normal, que produz uma corrente alternada, do que a partir do modo de energia armazenada que produz uma corrente contínua.

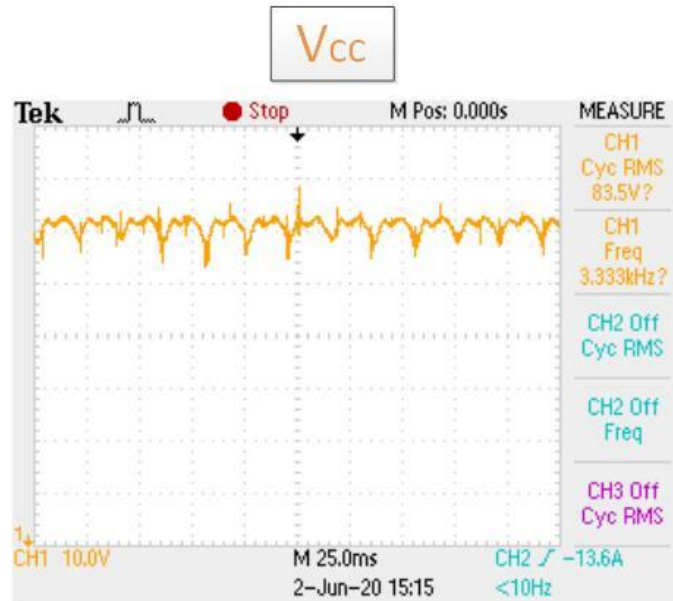


Figura 6.12 - Tensão do barramento CC em regime permanente com carga resistiva no modo de energia armazenada.

Para fornecer a potência necessária às cargas, o conversor CC-CC usa controlo PI para produzir a corrente correspondente a essa potência. Na figura 6.13 pode-se observar que a corrente produzida pelo conversor CC-CC tem algum *ripple*. Para diminuir este *ripple* poderia ser usado o valor médio de P_{reg} nos calculos digitais em vez do seu valor. Durante a execução dos resultados experimentais foram realizadas várias tentativas com o valor médio de P_{reg} , no entanto, não foi possível encontrar os ganhos do controlo PI do barramento CC. Além de diminuir o *ripple* da corrente no conversor CC-CC, usar o valor médio de P_{reg} , também diminuiria o *ripple* da tensão do barramento CC. É importante referir que para o controlo PI da corrente do conversor CC-CC foi usado um kp_{ib} de 50 e um ki_{ib} de 0,5.

A corrente visualizada na figura 6.13 é a corrente no conversor CC-CC, ou seja, uma corrente que flui da fonte de alimentação para o barramento CC. No entanto, a corrente que flui sobre a fonte de alimentação CC tem o sentido oposto à corrente da figura 6.13, ou seja, sentido negativo. Isso comprova que no modo de energia armazenada a fonte de alimentação está a fornecer energia às cargas.

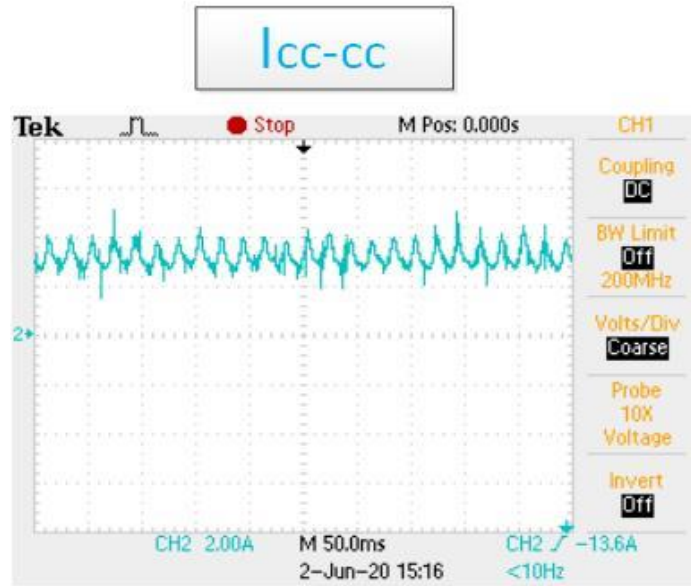


Figura 6.13 - Corrente no conversor CC-CC em regime permanente com carga resistiva no modo de energia armazenada.

Depois de o conversor CC-CC produzir a corrente necessária para alimentar as cargas e regular a tensão do barramento CC em 80 V, é importante que o CAP esteja a fornecer às cargas uma tensão sinusoidal com 50 V de valor eficaz. Na figura 6.14 verifica-se que a tensão das cargas segue o sinal de referência da tensão durante quase todo o período. No entanto, no pico positivo da onda, a tensão das cargas deixa de seguir a tensão de referência. Isto acontece devido ao *ripple* de v_{cc} verificado na figura 6.12, que, como já foi referido, pode ser minimizado se for usado o valor médio de P_{reg} nos calculos digitais. Para o controlo do CAP foram usados os mesmo parâmetros digitais dos filtros passivos do modo normal, ou seja, 100 μ H para L_{cap} e 30 μ F para C_{cap} .

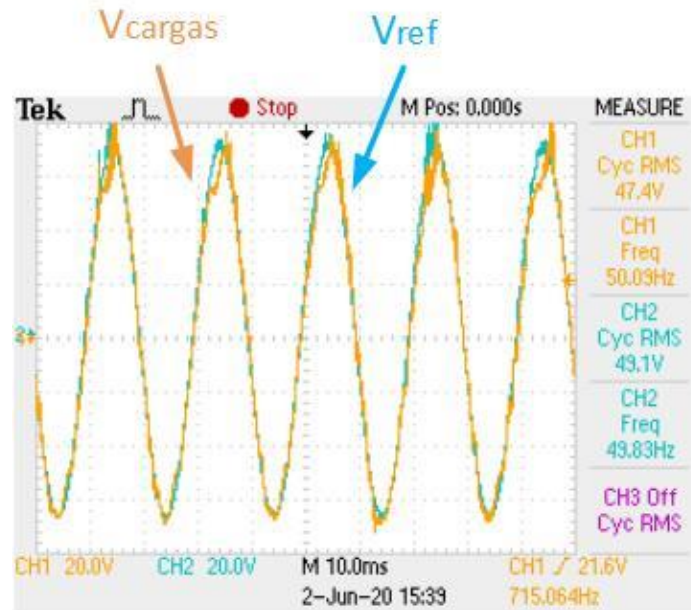


Figura 6.14 - Tensão nas cargas e sinal de referência da tensão em regime permanente com carga resistiva no modo de energia armazenada.

6.5 Modo de funcionamento de carregamento e descarregamento das baterias

Neste subcapítulo são apresentados os resultados experimentais do modo de carregamento e descarregamento das baterias. Como já foi referido, estes modos têm todos os conversores a funcionar em simultâneo, por isso foi importante validar todos os conversores no modo normal e no modo de energia armazenada. Para relembrar as teorias de controlo usadas no modo de carregamento e descarregamento das baterias, é necessário visualizar o diagrama de blocos da Figura 4.27 do subcapítulo 4.4. Nesse subcapítulo foi apresentada a comparação entre o modo normal e o modo de energia armazenada no arranque do iUPQC-UPS, concluindo-se que o modo normal tem mais vantagens. Nos resultados experimentais apresentados anteriormente também partilham a mesma conclusão, por isso neste subcapítulo será feito o arranque no modo normal para de seguida fazer a transição para o modo de carregamento ou descarregamento das baterias.

É importante referir que todos os resultados experimentais deste subcapítulo têm os mesmos parâmetros dos controlos digitais. Em relação aos condicionadores, para o controlo preditivo da tensão do CAP foi usado um L_{cap} de 100 μH e um C_{cap} de 30 μF , enquanto que para o controlo preditivo da corrente do CAS foi usado um L_{cas} foi de 1 mH. Para o controlo PI do conversor CC-CC, foi usado um

kp_{ib} de 50 e um ki_{ib} de 0,5. Por fim, para o controlo PI do barramento CC, foi usado um kp_{vcc} de 10 e um ki_{vcc} de 0,01.

6.5.1 Modo de carregamento das baterias

O modo de carregamento das baterias usa o conversor CC-CC a operar como *buck* para que a corrente flua do barramento CC para as baterias. No entanto, nos resultados experimentais deste subcapítulo foi usada uma fonte de alimentação CC em detrimento das baterias, o que pode levar à destruição da fonte de alimentação CC se esta absorver energia. Por isso, nos resultados experimentais desta secção, as baterias foram substituídas por uma carga resistiva de 26 Ω .

A Figura 6.15 representa a transição entre o modo normal e o modo de carregamento de baterias. Nestes resultados foi usada uma carga resistiva de 26 Ω , que quando alimentada por 50 V origina uma corrente de 1,92 A como se pode verificar na Figura 6.15 durante o modo normal. Nestas circunstâncias, esta carga tem uma potência de 96 W. Quando o utilizador decidiu mudar a potência das baterias de 0 W para 220 W, o controlo muda para o modo de carregamento das baterias e o conversor CC-CC produz uma corrente como se pode verificar na Figura 6.15. Com uma potência das baterias de 220 W e com uma carga resistiva de 26 Ω a substituir as baterias, o conversor CC-CC produz uma corrente de 2.9 A e coloca sobre a resistência uma tensão de 75 V, o que faz com que o conversor CC-CC funcione como *buck*. Como já foi referido no subcapítulo anteriormente, a corrente do conversor CC-CC é oposta à corrente das baterias, devido à posição do sensor de corrente, por isso o sentido da corrente nas baterias nestes resultados experimentais é positiva, o que aprova que caso fossem usadas baterias, estas estivessem a carregar.

Somando a potência nas cargas de 96 W com 220 W das baterias, o CAS deve produzir uma corrente de 6,32 A de valor eficaz para que o iUQPC-UPS possa absorver da rede elétrica uma potência de 316 W. Isso pode verificar-SE na figura 6.15 com a amplitude da corrente da rede elétrica a aumentar quando há a transição do modo normal para o modo de carregamento das baterias.

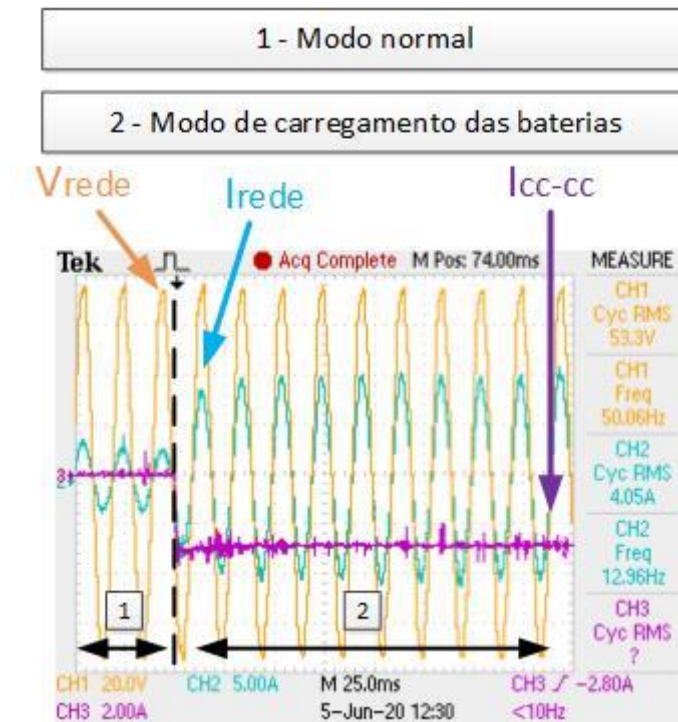


Figura 6.15 - Tensão da rede elétrica, corrente na rede elétrica e corrente no conversor CC-C durante a transição do modo normal para o modo de carregamento de baterias.

6.5.2 Modo de descarregamento das baterias

O modo de descarregamento das baterias usa o conversor CC-CC a operar como *boost*, o que faz com que a corrente flua das baterias para o barramento CC. Por isso, nestes resultados experimentais será novamente usada a fonte de alimentação CC em detrimento das baterias. Como já foi referido nesta dissertação, o modo de descarregamento das baterias pode ter dois casos distintos. O caso em que a potência das cargas é maior que a potência das baterias, ou o contrário.

Para o caso em que a potência das cargas é maior que a potência das baterias, foi usada uma carga resistiva de $8,6 \Omega$ que quando alimentada com uma tensão de 50 V, tem uma potência de 288 W. Nos resultados experimentais da figura 6.16, o utilizador decidiu usar uma potência de 100 W da fonte de alimentação CC e o controlo transita do modo normal para o modo de descarregamento das baterias. Na figura 6.16 (a) pode-se observar o momento da transição entre os dois modos e verifica-se que a partir desse instante, o conversor CC-CC passa a produzir uma corrente e a amplitude da corrente da rede elétrica baixa. Inicialmente, a corrente da rede elétrica tem algumas oscilações, no entanto, pode verificar-se na figura 6.16 (b) que o controlo se estabiliza em regime permanente. Desta forma, como a potência das baterias é menor que a potência das cargas, a fonte de alimentação ajuda a rede elétrica a fornecer energia às cargas.

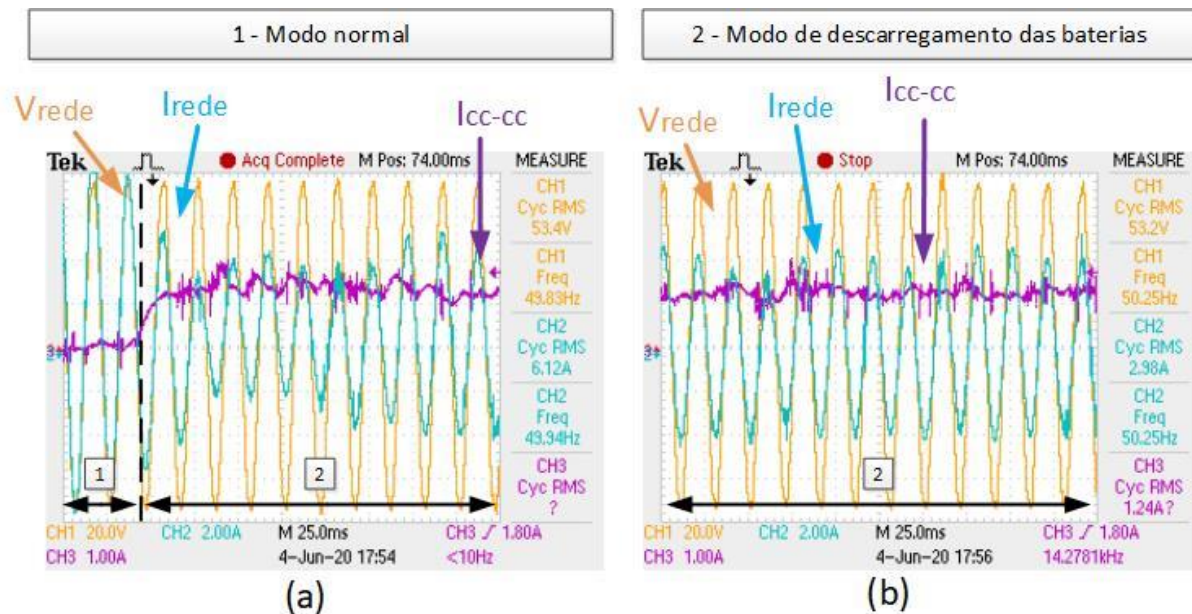


Figura 6.16 - Tensão da rede elétrica, corrente da rede elétrica e corrente no conversor CC-CC no modo de descarregamento das baterias para o caso em que a potência das cargas é maior que a potência das baterias: (a) transição entre o modo normal e o modo de descarregamento das baterias; (b) regime permanente do modo de descarregamento das baterias.

Por último, para o caso em que a potência das cargas é menor que a potência das baterias, foi usada uma carga resistiva de 14Ω que quando alimentada com uma tensão de 50 V, tem uma potência de 178 W. Para ter uma potência maior, o utilizador decidiu usar uma potência das baterias de 240 W. Na figura 6.17 (a) pode visualizar-se a transição entre o modo normal e modo de descarregamento de baterias, verificando-se que a amplitude da corrente da rede elétrica apresenta algumas oscilações e o conversor CC-CC passa a produzir corrente no início da transição. Enquanto que na figura 6.17 (b) verifica-se que a corrente da rede elétrica está mais estabilizada porque se encontra em regime permanente. Além disso, pode-se também verificar que a corrente da rede elétrica se encontra 180° desfasada em relação à tensão da rede elétrica. Com isto, comprova-se que no modo de descarregamento, o iUPQC-UPS fornece energia à rede elétrica, caso a potência das baterias seja maior que a potência das cargas.

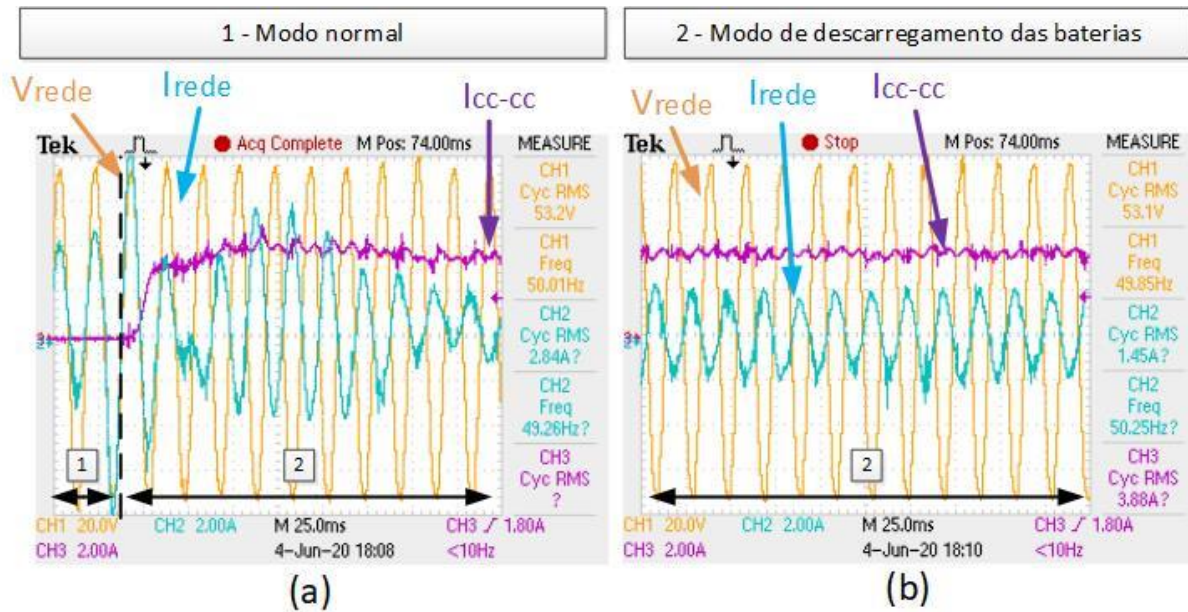


Figura 6.17 - Tensão da rede elétrica, corrente da rede elétrica e corrente no conversor CC-CC no modo de descarregamento das baterias para o caso em que a potência das cargas é menor que a potência das baterias: (a) transição entre o modo normal e o modo de descarregamento das baterias; (b) regime permanente do modo de descarregamento das baterias.

6.6 Conclusões

Neste capítulo foram vistos os resultados experimentais do iUPQC-UPS. Inicialmente verificou-se as características de validação para os resultados experimentais deste capítulo, que posteriormente foram comparadas com as características de validação das simulações computacionais. Desta comparação, verificou-se que a potência de funcionamento é diferente. Enquanto que nas simulações foi usada uma tensão de 230 V de valor eficaz, os resultados experimentais, por motivo de segurança, foi usada uma tensão de 50 V de valor eficaz. Além disto, também se verificou que a frequência de comutação depende dos componentes do protótipo e a frequência de amostragem depende do poder de processamento do DSC.

Os primeiros resultados experimentais apresentados foram os do modo normal. Inicialmente foram apresentados os resultados para verificar a performance do sistema de controlo. Em relação ao sincronismo com a rede elétrica, concluiu-se que o sinal de E-PLL demora cerca de 8 ciclos da rede elétrica a obter o sincronismo de fase e de amplitude, no entanto, o sinal de referência da tensão apenas demora 1 ciclo da rede pois apenas depende do sincronismo de fase. Além disso, verificou-se que o sinal da tensão da rede elétrica apresenta alguma distorção harmónica, enquanto que para o sinal de referência da tensão, a percentagem de THD é menor. De seguida, foi visto o arranque do iUPQC-UPS

no modo normal ao monitorizar a tensão do barramento CC a ser regulada nos 80 V. Este arranque começa com a pré-carga usando o sistema de comando a partir do utilizador e de seguida as comutações são ativadas para que o CAS possa produzir uma corrente e regule a tensão do barramento CC. Quando o iUQPC-UPS entra em regime permanente, verificou-se que a tensão do barramento CC é regulada para 80 V, no entanto com um pequeno *ripple*. De seguida, foi validada a performance do CAS e do CAP em regime permanente, verificando-se que o CAP fornece uma tensão sinusoidal às cargas e o CAS produz uma corrente sinusoidal na rede elétrica. Por fim, foi apresentado o iUPQC-UPS a mitigar os problemas de QEE no modo normal. Em relação aos problemas relacionados com a tensão da rede elétrica, foi comparada a tensão nas cargas e a tensão na rede elétrica, concluindo-se que a tensão das cargas não apresenta a distorção harmónica que se verifica na tensão da rede elétrica. Para os problemas relacionados com a corrente produzida pelas cargas, foi realizado um teste com uma carga não-linear e outro teste com uma carga indutiva. Em ambos os testes, verificou-se que a potência harmónica ou potência reativa produzida pelas cargas era absorvida pelo CAP.

De seguida, foi apresentado o modo de energia armazenado. À semelhança do modo normal, o arranque do modo de energia armazenado também usa o sistema de comando para fazer a pré-carga do barramento CC. Quando as comutações são habilitadas, o conversor CC-CC funciona como *boost* e a tensão do barramento CC é regulada para 80 V. Em regime permanente verificou-se que a tensão do barramento CC apresenta um *ripple* acentuado porque não foi usada a média de P_{reg} nos cálculos digitais. Além disso, a corrente produzida pelo conversor CC-CC também apresenta algum *ripple* devido ao problema referido anteriormente e ao controlo PI. Com isto, a tensão produzida pelo CAP para as cargas é sinusoidal, no entanto, nos picos não segue completamente a referência devido ao *ripple* da tensão do barramento CC.

Por fim, foram apresentados o modo de carregamento e de descarregamento das baterias. Nestes resultados experimentais, o arranque do iUPQC-UPS foi feito no modo normal para depois fazer a transição para os modos referidos. No modo de carregamento das baterias, verificou-se que no momento em que o utilizador decidiu que as baterias deveriam carregar, o conversor CC-CC funciona como *buck* e produz uma corrente. Com isto, a rede elétrica passou a fornecer energia às cargas e às baterias, o que implicou que a corrente produzida pelo CAS aumentasse. No modo de descarregamento das baterias começou por verificar-se o caso em que a potência das cargas é maior que a potências das baterias. Nesses resultados experimentais observou-se que quando ocorre a transição do modo normal para o modo de descarregamento das baterias, o conversor CC-CC passa a transferir energia das baterias para

as cargas e a corrente produzida pelo CAS (corrente da rede elétrica) diminui. Com isto, concluiu-se que nesse caso as cargas são alimentadas pela rede elétrica e pelas baterias em simultâneo. Em contrapartida, para o caso em que a potência das cargas é menor que a potência das baterias verificou-se que a corrente do CAS estava 180° desfasada em relação à tensão da rede elétrica. Isto comprova que o iUPQC-UPS além de fornecer energia às cargas, injeta potência ativa na rede elétrica a partir das baterias.

Capítulo 7

Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro

7.1 Conclusões

Nesta dissertação foi desenvolvido um protótipo de um condicionador ativo de potência que permite mitigar problemas de QEE designado de iUPQC-UPS com uma potência de 3 kVA. A sua topologia é constituída por um condicionador ativo série (CAS) e por um condicionador ativo paralelo (CAP) que partilham o mesmo barramento CC, além de um conversor CC-CC bidirecional que faz a interface entre baterias e o barramento CC. O iUPQC-UPS mitiga os problemas relacionados com a tensão da rede elétrica e os problemas relacionados com a corrente das cargas, além de funcionar no modo UPS quando a rede elétrica interrompe o seu fornecimento de energia. Com isto, este subcapítulo apresentará as conclusões retiradas ao longo da elaboração do trabalho.

No Capítulo 1 começou por discutir-se a definição de Qualidade de Energia Elétrica (QEE) e chegou-se à conclusão que está intrinsecamente relacionada com a tensão fornecida pela rede elétrica e da corrente produzida pelas cargas. Em relação à tensão fornecida pela rede elétrica, foi visto que esta pode conter alguns problemas que podem causar falhas na operação das cargas dos consumidores.

A corrente produzida pelas cargas também poderá causar problemas de QEE, dependendo do tipo de cargas em uso. Verificou-se que quando são usadas cargas não-lineares, a corrente produzida é não sinusoidal, o que origina distorção harmónica na forma de onda da corrente. Outro problema de QEE relacionado com a corrente que foi analisado no Capítulo 1, é o fator de potência. Este parâmetro depende do desfasamento entre a corrente produzida pelas cargas e a tensão fornecida às mesmas.

De seguida, foi feito um estudo bibliográfico, apresentado no Capítulo 2, acerca dos condicionadores ativos de potência para mitigação dos problemas de QEE. Inicialmente foram abordados o Filtro Ativo Série (FAS) e o Filtro Ativo Paralelo (FAP), que, respetivamente mitigam os problemas relacionados com a tensão da rede elétrica e com a corrente produzida pelas cargas. De forma a melhorar a performance do FAP, foram apresentados os filtros híbridos de potência que têm na sua topologia um

filtro ativo e um filtro passivo, mitigando os problemas relacionados com a corrente de uma forma mais eficaz. No entanto, verificou-se que o FAS e o FAP não conseguem resolver o problema relacionado com as interrupções, o que levou à abordagem das UPS. Este equipamento fornece energia às cargas a partir de baterias quando a rede elétrica é interrompida, podendo este ter várias topologias, nomeadamente *Passive-standby*, *Line-interactive* e *Double-Conversion*. Sendo esta última a que apresenta maiores números de vantagens, no entanto mais complexa em termos de hardware. De seguida, foi abordado o UPQC, um equipamento constituído por um CAS e um CAP que partilham o mesmo barramento CC. Verificou-se que o UPQC consegue mitigar os problemas de QEE relacionados com a tensão e com a corrente, funcionando o CAS como fonte de tensão e o CAP como fonte de corrente. Por fim, foi apresentado o equipamento à qual se enquadra o tema desta dissertação, o iUPQC-UPS. Este apresenta a mesma topologia que o UPQC, no entanto, os condicionadores invertem as suas funções, passando o CAS a funcionar como fonte de corrente e o CAP como fonte de tensão. Além disso, é adicionado um conversor CC-CC para fazer interface com baterias, permitindo ao iUPQC-UPS funcionar no modo UPS. Com isto, concluiu-se que o iUPQC-UPS consegue mitigar todos os problemas de QEE apresentados no Capítulo 1, sendo por isso o condicionador com mais vantagens em relação a todos os condicionadores ativos de potência apresentados no Capítulo 2.

Os condicionadores ativos de potência apresentados anteriormente necessitam de conversores de potência e de algoritmos de controlo para que possam funcionar corretamente. Por isso, no Capítulo 3 foi apresentado um estudo bibliográfico acerca dos conversores de potência e dos algoritmos de controlo que poderiam ser usados no iUPQC-UPS. Em relação aos conversores CC-CA, começou por fazer-se uma comparação entre os VSI e os CSI, concluindo-se que os CSI apresentam melhores resultados, porém, são mais dispendiosos. Por isso, foi escolhido usar conversores do tipo VSI no iUPQC-UPS, levando a um estudo mais aprofundado destes conversores. Inicialmente, foi abordado os conversores de meia ponte e de ponte completa, pois são simples de implementar devido ao seu número reduzido de IGBTs, no entanto, apresentam poucos níveis de tensão à saída do conversor. De seguida, foram apresentados os conversores multinível que têm maior número de níveis à saída do conversor, porém, necessitam de hardware mais complexo. Dentro destes conversores, foram abordados os *Diode Clamped Inverter*, *Capacitor Clamped Inverter* e os *Cascaded Multilevel Inverter*. Os últimos conversores de potência apresentados foram os conversores CC-CC, tendo maior foco nos conversores do tipo *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*. Os dois primeiros são unidirecionais, permitindo apenas que a corrente flua num único sentido. Enquanto que o conversor *Buck-Boost* combina ambos conversores, fazendo com que o fluxo de energia seja bidirecional. Desta forma, para realizar a interface entre as baterias e o barramento CC

do iUPQC-UPS e para que as mesmas baterias possam carregar ou descarregar, foi escolhido o conversor *Buck-Boost* para esta função.

Em relação aos algoritmos de controlo, começou por apresentar-se duas técnicas de modulação para conversores CC-CA, sendo estas designadas por SPWM unipolar e SPWM bipolar. Verificou-se que ambas apresentam os níveis com a tensão positiva e negativa do barramento CC. No entanto, a técnica SPWM unipolar tem a vantagem de também apresentar o nível com tensão de 0 V, melhorando assim a performance do conversor. De seguida, foram apresentadas quatro técnicas de controlo de corrente que fazem com que o conversor produza uma certa corrente de referência. Verificou-se que as técnicas de controlo de corrente por *Periodic Sample* e por Histerese apresentam uma frequência de comutação variável, além de serem necessários poucos cálculos digitais para ambas as técnicas de controlo de corrente. Em contrapartida, as técnicas de Controlo PI e de Controlo Preditivo necessitam de cálculos digitais mais complexos, no entanto, estas técnicas apresentam melhores resultados que as anteriores. Além disso, a sua frequência de comutação não é variável devido ao uso da técnica de modulação SPWM, o que define a frequência de comutação igual à frequência da portadora triangular. Por fim, foram apresentadas duas teorias de controlo que calculam sinais de referência para o controlo dos conversores. O CAP produz uma tensão que esteja em fase com a tensão da rede elétrica. Por isso, foi apresentada uma teoria de controlo que calcula um sinal de saída que esteja sincronizado em fase e em amplitude com o sinal de entrada. Esta teoria é designada de E-PLL e também consegue eliminar a distorção harmónica do sinal de entrada. Já o CAS produz uma corrente puramente sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica. Por isso, foi apresentada a teoria FBD que calcula a parcela de corrente que contribui com a potência ativa consumida pelas cargas.

Depois de realizado o estudo bibliográfico anteriormente mencionado, foram realizadas as simulações computacionais na ferramenta PSIM, sendo estas apresentadas no Capítulo 4. Inicialmente foi abordado o modo de funcionamento normal do iUPQC-UPS, onde apenas o CAP e o CAS, ambos constituídos por conversores do tipo VSI de ponte completa e controlados pelo controlo preditivo, funcionam em simultâneo. Em relação ao CAP, verificou-se que a tensão fornecida às cargas segue o sinal de referência usado no controlo preditivo, sem que os parâmetros digitais do filtro passivo sejam ajustados. Além disso, o sinal de referência da tensão, dado pela E-PPL, encontra-se em fase com o sinal da tensão da rede elétrica, eliminando ainda a distorção harmónica encontrada neste último. De seguida, foi visto que a teoria FBD calcula o sinal de referência com a parcela da corrente que contribui para a potência ativa das cargas. Com isto, o CAS conseguiu produzir uma corrente semelhante ao sinal de

referência usando o controlo preditivo da corrente, além de regular a tensão do barramento CC, sendo utilizado para isso um controlo PI.

Depois de verificar que ambos os condicionadores realizavam as suas funções, foi necessário validar que o iUPQC-UPS mitiga os problemas de QEE no modo de funcionamento normal. Por isso, foi inserida uma subtensão e uma sobretensão na tensão da rede elétrica para verificar a resposta do iUPQC-UPS aos problemas relacionados com a tensão. Ambos os problemas de QEE foram mitigados com sucesso, continuando a tensão nas cargas sem qualquer problema. No entanto, a corrente produzida pelo CAS aumentou durante a subtensão e diminuiu durante a sobretensão. Para os problemas relacionados com a corrente das cargas, foi implementado um sistema de cargas sequência que começou por acionar uma carga resistiva, seguindo-se de uma carga indutiva e por fim uma carga não-linear. Com a carga resistiva, o iUPQC-UPS fez o seu arranque, estabilizando a tensão do barramento CC com um *ripple* muito pequeno. Além disso, o CAP forneceu a tensão pretendida às cargas e o CAS produziu a mesma corrente das cargas, pois uma carga resistiva apenas contém potência ativa. No entanto, com a mudança para uma carga indutiva, o fator de potência deixou de ser unitário no lado das cargas. Porém, o iUPQC-UPS conseguiu mitigar esse problema, colocando do lado da rede elétrica um fator de potência unitário. Por último, as cargas não-lineares produziram uma corrente com distorção harmónica, no entanto o iUPQC-UPS conseguiu novamente mitigar esse problema, colocando do lado da rede elétrica uma corrente puramente sinusoidal.

De seguida, ainda no Capítulo 4, foi apresentado o modo de funcionamento de energia armazenada. Inicialmente foi abordado o modelo de baterias a usar na ferramenta de simulação, pois, na prática, durante a carga e a descarga das baterias a sua tensão não varia de forma linear. Por isso, foi importante criar um modelo que se aproxime da variação de tensão que uma bateria pode ter aos seus terminais. Posto isto, verificou-se o conversor CC-CC a funcionar como *Boost*, ou seja, a aumentar a tensão das baterias para o barramento CC, descarregando assim as mesmas. Este conversor foi controlado de forma a produzir uma corrente constante que permitisse fornecer a energia suficiente às cargas e regular a tensão do barramento CC. Assim, o CAP pôde fornecer uma tensão sinusoidal às cargas da mesma forma que o fez no modo normal, ou seja, usando o controlo preditivo. Depois de verificado que o modo de energia armazenada funcionava bem, então era importante garantir que o iUPQC-UPS conseguia mitigar as interrupções da rede elétrica. Por isso, foi simulado a comutação do modo normal para o modo de energia armazenada, ou seja, o iUPQC-UPS a operar como UPS. Inicialmente, verificou-se que a deteção da interrupção teria de ser feita a partir da corrente do CAS, pois

o nó da tensão da rede elétrica não está completamente isolado do nó das cargas. Com a deteção da interrupção detetada, verificou-se que o sistema conseguiu fazer a comutação dos dois modos de forma eficaz, conseguindo fornecer sempre uma tensão sinusoidal às cargas.

Os modos de funcionamento de carregamento e descarregamento são mais complexos que os anteriores apresentados pois têm todos os conversores a funcionar em simultâneo. Antes de verificar as simulações destes modos, foi feita uma comparação entre o arranque do iUPQC-UPS no modo normal e no modo de energia armazenada. Pois é necessário que o sistema esteja em regime permanente quando ocorrer a transição para o modo de descarregamento ou para o modo de carregamento. Nessa comparação verificou-se que durante o regime transitório, ambos os modos podem produzir correntes maiores que a corrente associada à potência das cargas, pois nesse regime o erro de regulação do barramento CC não é igual a zero. No entanto, também se concluiu que no modo de energia armazenada o aumento da corrente pode ser muito maior que no modo normal. Posto isto, foi simulado o modo de carregamento em que o conversor CC-CC funciona como *buck* do barramento CC para as baterias para que estas possam carregar. Concluiu-se que neste modo, o iUPQC-UPS fornece energia às cargas e às baterias em simultâneo. Por fim, o último modo de funcionamento simulado foi o modo de descarregamento em que o conversor CC-CC funciona como *boost* para que as baterias possam descarregar. Neste modo verificou-se que pode haver dois casos que depende da potência que as baterias estão a fornecer e da potência que as cargas estão a consumir. Ou seja, se a potência das baterias for menor que a potência das cargas, então a rede elétrica fornece a potência restante que as cargas necessitam. No entanto, se a potência das baterias for maior que a potência das cargas, então a potência a mais proveniente das baterias é injetada na rede elétrica. Ou seja, neste caso o iUPQC-UPS produz potência para a rede elétrica.

Depois de verificadas as simulações, foi apresentado no Capítulo 5 o desenvolvimento de todo o protótipo do iUPQC-UPS. Este protótipo foi dimensionado para ter uma potência de 3 KVA, por isso, por motivos de segurança, o protótipo foi desenvolvido de forma a que utilizador nunca tenha um contacto direto com o sistema de potência. Para isso, foram desenvolvidos o sistema de controlo e o sistema de comando, para que estes possam atuar sobre o sistema de potência com ordem do utilizador. O sistema de controlo tem as funções de: ler os sinais do sistema de potência, fazer os cálculos digitais dos dados e atuar sobre o sistema de potência. Por isso, inicialmente foi apresentada a placa do DSC da *Texas Instruments* designado de TMS320F28335. Verificou-se que este microcontrolador tem os periféricos necessários, possui alguns módulos de comunicações, tem uma frequência de relógio elevada e tem

uma memória interna suficiente para esta aplicação. De seguida foram apresentados o sensor de tensão CYHVS5-25A e o sensor de corrente LA100-P, em que ambos usam o efeito de Hall permitindo assim um bom isolamento galvânico entre o sistema de controlo e sistema de potência. Os sinais lidos pelos sensores são enviados para a placa de condicionamento de sinal, no entanto como estes sinais estão em forma de corrente, os sinais passam por um circuito elétrico de condicionamento de sinal para que estejam em forma de tensão e na gama de -10 V/10 V. Esta gama é definida pelo ADC MAX1324 que envia os sinais em formato digital para a DSC. Além disto, a placa de condicionamento de sinal também tem um circuito elétrico que deteta quando os sinais ultrapassam um certo valor, enviando o sinal de erro para a placa de comando para desabilitar as comutações. Concluiu-se que a partir destes erros determina-se a potência máxima do protótipo devido aos limites definidos para a corrente no CAS. Posteriormente, foi apresentada a placa de comando que recebe os sinais de PWM da DSC. Estes sinais são de seguida enviados para a placa de Driver caso o utilizado o permita a partir da caixa de comando e se não estiver nenhum erro ativo. Por fim, todo o sistema de controlo foi colocado dentro de uma rack de alumínio juntamente com a fonte de alimentação do sistema. Exceto a placa de DAC, que permite visualizar variáveis do controlo, colocada no exterior da rack.

Depois do sistema de controlo, foi apresentado o sistema de potência que tem como protagonista os módulos de IGBT, pois estes foram usados em todos os conversores do sistema. Estes módulos são os SMK50GB063D da SMIKRON e aguentam com uma frequência de comutação na ordem das dezenas de kHz. Para fazer a ligação entre o circuito de controlo e os IGBTs foi apresentada a placa de Driver do modelo SKHI61R também SMIKRON. Este driver permite também implementar um *dead-time* para os sinais de PWM de cada braço. De seguida, foram apresentados os condensadores do barramento CC, à qual foram usados cinco condensadores eletrolíticos de 1 mF em paralelo para ter uma capacidade total de 5 mF no barramento CC. Além disso, também foram usados condensadores de *Snubber* de 0,1 μ F para amortecer os picos de tensão provocados pelas comutações dos IGBTs. Posto isto, os módulos dos IGBTs, as placas de driver e os condensadores do barramento CC foram colocados sobre um dissipador que permite dissipar o calor proveniente dos IGBT. Este conjunto foi designado de andar de potência completo. À saída dos conversores de potência, estão filtros passivos constituídos por componentes indutivos e capacitivos. Por isso foram medidos estes componentes para frequências diferentes, e chegou-se à conclusão de que aquando a frequência aumenta, o valor da indutância diminui e o valor da capacidade que inicialmente aumenta, começa também a diminuir para frequências elevadas. Posteriormente, foi apresentado o sistema de comando que como foi mencionado anteriormente é muito importante para a segurança do utilizador, pois tem um botão de emergência e uma lâmpada de

sinalização. Além disso o sistema de comando também é constituído por botões e contadores que permitem ao utilizador fazer o arranque do iUPQC-UPS no modo de funcionamento normal ou no modo de energia armazenada. Por fim, foi apresentado o armário com a organização completa do protótipo, onde no 1º andar foram colocados os transformadores, no 2º andar o circuito de comando e os sensores, no 3º andar o circuito de controlo com o rack e no 4º andar o circuito de potência com os filtros passivos dos conversores.

No Capítulo 6 foram mostrados os resultados experimentais retirados do protótipo do iUPQC-UPS. Como estes resultados são idênticos aos do Capítulo 4, foi feita uma comparação entre as características de validação das simulações computacionais com os resultados experimentais. Verificando-se que nos resultados experimentais foi usada uma potência menor ao baixar a tensão de funcionamento para 50 V de valor eficaz. De seguida foram apresentados os resultados do modo normal onde se começou por verificar as teorias de controlo, nomeadamente a E-PLL e a teoria FBD. Daqui conclui-se que o sistema de controlo funcionava bem pois os sinais de referência para o CAS e para o CAP foram bem calculados. Inicialmente foi apresentado o arranque do iUPQC-UPS no modo normal ao verificar o regime transitório da regulação da tensão do barramento CC em 80 V. Em relação aos condicionadores, verificou-se que o CAP forneceu a tensão de referência às cargas, enquanto que o CAS produziu a corrente com a parcela de potência ativa das cargas. No entanto, para o controlo destes condicionadores foi necessário ajustar os parâmetros digitais dos filtros passivos para o controlo preditivo da tensão e o controlo preditivo da corrente. Por fim, foi comprovada a mitigação dos problemas de QEE do iUPQC-UPS no modo normal. A tensão da rede elétrica apresenta alguma distorção na forma de onda, no entanto a tensão nas cargas produzida pelo CAP é uma tensão sem distorção, o que aprovou a mitigação dos problemas relacionados com a tensão da rede elétrica. Para os problemas relacionados com a corrente produzida pelas cargas foi observado a corrente nas cargas, a corrente na rede elétrica e a corrente no CAP para uma carga não-linear e para uma carga indutiva. Em ambas as situações verificou-se que a corrente da rede elétrica estava em fase com a tensão da rede elétrica, enquanto que a corrente do CAP era a diferença entre a corrente das cargas e a corrente da rede elétrica de forma a compensar a potência harmónica e a potência reativa produzida pelas cargas.

Ainda no Capítulo 6, foram mostrados os resultados experimentais do modo de energia armazenada, onde inicialmente foi apresentado o seu arranque com o regime transitório da tensão barramento CC. De seguida, verificou-se que a tensão do barramento CC em regime permanente apresentava um *ripple* grande, devido a usar o valor instantâneo de P_{reg} e não a sua média. Por causa

disso, a corrente produzida pelo conversor CC-CC também tinha algum *ripple* e a tensão das cargas, apesar de ser sinusoidal, não seguia o seu sinal de referência no pico da onda. Como os resultados do modo de energia armazenada não foram os esperados, não foi possível retirar resultados na operação como UPS. Apesar de que a deteção da falha da rede foi ter sido bem sucedida, a transição entre o modo normal e o modo de energia armazenada não ocorria perfeitamente. Por último, foram apresentados os modos de carregamento e descarregamento das baterias. No modo de carregamento das baterias verificou-se que o conversor CC-CC passou a produzir uma corrente e o CAS aumentou a amplitude da sua corrente. O que fez com que a rede elétrica fornecesse energia às cargas e às baterias em simultâneo. Em contrapartida, no modo de descarregamento das baterias, a corrente produzida pelo CAS diminuiu no caso em que a potência das cargas era maior que a potência das baterias. No entanto, quando a potência das cargas era menor que a potência das baterias, a corrente da rede elétrica estava 180° desfasada em relação à tensão da rede elétrica. Concluindo-se que o iUPQC-UPS estava a injetar potência ativa na rede elétrica.

De um modo geral, conclui-se que quase todos os objetivos desta dissertação foram cumpridos. Todos os modos de operação foram validados nos resultados experimentais do capítulo 6, apesar de os resultados do modo de energia armazenada poderem ser melhorados. Devido a isso, não foi possível validar o iUPQC-UPS a operar como UPS.

A realização deste trabalho de dissertação permitiu complementar vários conhecimentos adquiridos nas unidades curriculares do curso. Em termos teóricos, foi realizado um estudo bibliográfico acerca do conceito de QEE e dos seus problemas associados, o que deu para ter um conhecimento mais profundo acerca das normas publicadas pelas entidades deste ramo. De forma a mitigar os problemas de QEE foram abordados vários condicionadores ativos de potência juntamente com as suas topologias, algo que me proporcionou um conhecimento maior destes condicionadores e das suas funcionalidades. Para controlar estes condicionadores, foi feito um estudo bibliográfico acerca de conversores de potência e dos seus algoritmos de controlo. Isso proporcionou uma maior flexibilidade na escolha das topologias dos conversores de potência de forma a otimizar o hardware do protótipo, além de proporcionar um maior conhecimento dos algoritmos de controlo para que a escolha destes seja a melhor para o contexto em estudo. Além dos problemas de QEE, todo o estudo bibliográfico referido anteriormente também proporcionou a aquisição de conhecimentos em várias outras áreas da eletrónica de potência, tais como: energias renováveis, armazenamento de energia elétrica, mobilidade elétrica e microrredes. Isto, porque

os conversores de potência e os algoritmos de controlo abordados também podem ser usados nestas áreas.

Na prática, para fazer a simulação computacional do iUPQC-UPS foi usada a ferramenta de simulação PSIM. Isto permitiu adquirir uma grande flexibilidade no uso da ferramenta para circuitos com uma potência elevada, para ter uma ideia do que poderá acontecer nos resultados experimentais. No desenvolvimento do sistema de controlo, foi usado o microcontrolador TMS320F28335, o que permitiu consolidar vários conhecimentos desde a configuração dos seus periféricos até à sua programação no IDE *Code Composer Studio*. Além disso, o dimensionamento de várias placas do circuito de controlo, permitiu que pudesse consolidar conhecimentos na área da instrumentação. Outra área da eletrónica consolidada foi a da automação, porque na implementação do circuito de comando foi desenvolvido um circuito com automatismos para controlar o protótipo. No sistema de potência, foi implementado o circuito de potência, como definir a secção dos cabos e fazer a conexão entre o iUPQC-UPS e a rede elétrica, proporcionando maior flexibilidade na área das instalações elétricas de baixa tensão. Por fim, nos resultados experimentais, foi possível ter contacto com vários equipamentos de medição e de monitorização de boa qualidade no laboratório do GEPE. Nomeadamente, osciloscópios, pinças de corrente, pontas de prova diferenciais e analisadores de qualidade de energia, o que permitiu ganhar destreza na utilização desses equipamentos.

7.2 Sugestões para Trabalho Futuro

Nos últimos anos, a tecnologia tem evoluído muito, pois todos os projetos desta área usam como base outros projetos já criados ou o conhecimento humano. Por isso, a performance dos projetos tecnológicos vai sempre incrementado em relação ao anterior, havendo assim inovação tecnológica. No entanto, para tornar um projeto tecnológico mais inovador possível, é preciso conhecer todos os detalhes do projeto anterior, algo que ao realizar esta dissertação me permitiu adquirir em relação ao iUPQC-UPS.

Neste subcapítulo serão abordadas algumas sugestões de trabalhos futuros de forma a melhorar a performance do iUPQC-UPS e a aumentar a segurança e a interface para com o utilizador. Inicialmente serão faladas das sugestões a curto prazo, pois são tarefas de alta prioridade e que demoram pouco tempo a ser executadas. De seguida, serão abordadas as sugestões a médio-longo prazo que têm um tempo de execução mais longo, no entanto, podem dar um contributo muito grande para que este projeto se torne mais inovador. Por fim, será apresentado o tema *Smart-Grid* e como o iUPQC-UPS poderá operar neste contexto recente.

7.2.1 Trabalhos futuros a curto-prazo

As sugestões para trabalhos futuros a curto-prazo têm um tempo de execução curto, podendo demorar poucas semanas, ou pouco meses se for decidido fazer todas estas tarefas. As tarefas apresentadas abaixo estão ordenadas por ordem decrescente de prioridade de forma a que a tarefa seguinte se torne mais fácil depois de a tarefa anterior esteja executada.

- Colocar em paralelo com o barramento CC uma resistência com um contator, de forma a que os condensadores do barramento CC possam descarregar a sua energia na resistência quando o circuito de comando é desligado. Isto permite que o utilizador não tenha o trabalho de descarregar os condensadores do barramento CC manualmente, e segurança no caso de haver a negligência por parte do utilizador de não descarregar os condensadores;
- Fazer uma aplicação e utilizá-la no computador do utilizador para monitorizar certas variáveis em tempo real. Esta sugestão permitiria visualizar muitas variáveis em simultâneo, enquanto que o DAC apenas permite visualizar 8 variáveis ao mesmo tempo e com o uso de um osciloscópio. Além disso, seria mais simples visualizar o estado de algumas variáveis no regime transitório. Os dados poderiam ser enviados por SPI, um protocolo de comunicação que a DSC tem nos seus periféricos.
- Melhorar os resultados experimentais do Capítulo 6. No modo de energia armazenada poderia se baixar o *ripple* da tensão do barramento CC ao melhorar o seu controlo PI com o uso do valor médio de P_{reg} . Além disso, o valor de P_{reg} é baseado nas perdas de operação do iUPQC-UPS, por isso seria importante rever o seu valor nos resultados experimentais para que as perdas do protótipo fossem as mínimas possíveis. Por fim, encontrar uma solução para colocar o iUPQC-UPS a operar no modo UPS.
- Fazer um estudo prático mais profundo dos algoritmos de controlo dos conversores. Ou seja, testar o controlo preditivo e o controlo PI em cada conversor com níveis de amplitude diferente para depois comparar e tirar as respetivas conclusões. Dentro deste estudo poderia ser incluído um controlo que muda os ganhos do controlo PI consoante a necessidade do sistema, designado de controlo adaptativo [113]–[115]. Este controlo também poderia ser muito útil no controlo do barramento CC para melhorar o regime transitório do iUPQC-UPS, ou para melhorar o *ripple* presente em regime permanente. No entanto é importante referir que é necessária alguma percentagem de *ripple*. Em conjunto com o estudo referido anteriormente, também poderia ser feito um estudo mais profundo dos filtros passivos dos conversores. Ao longo desta dissertação

verificou-se que a frequência tem influência na indutância e na capacidade dos componentes, por isso era importante variar estes componentes para verificar a performance dos filtros passivos. Por exemplo, testar bobinas com núcleo de ferro, de ferrite ou de ar, e testar condensadores do tipo poliéster ou polipropileno. Esta sugestão seria simples de implementar pois para os algoritmos de controlo basta mudar umas linhas de código e os filtros passivos apenas necessitam que sejam substituídos na última prateleira no protótipo.

- Colocar um contator entre o nó da rede elétrica e o nó das cargas para isolar os terminais quando o iUPQC-UPS funciona no modo UPS. Isto é necessário porque estes terminais precisam de estar isolados para verificar que a rede elétrica voltou à normalidade depois da sua interrupção. No entanto, a bobine deste contator não poderia ser alimentada por botões manuais como foi feito no circuito de comando desta dissertação. Isto porque este contator apenas será aberto quando a DSC dá ordem para o fazer. Por isso, a solução seria usar um relé que seria acionado quando o controlo da DSC o permitisse. Com isto, o circuito de comando também poderia ser modificando, substituindo todos os botões manuais por relés. Desta forma o acionamento dos contadores poderia ser feito a partir da aplicação computacional mencionada anteriormente. Além disto, também poderia ser feito um estudo mais profundo acerca das da deteção de falha da rede para melhorar o tempo de transição entre os modos de funcionamento. Por exemplo, o uso do filtro de *Kalman* que calcula o valor eficaz de um sinal muito rapidamente [116].
- Substituir a fonte de alimentação CC usada no modo de energia armazenada por baterias. Isto requeria um estudo mais profundo acerca de armazenamento de energia, pois é preciso ter um cuidado especial em relação às baterias. Na secção 4.3.1 verificou-se que a tensão das baterias não é linear ao longo tempo por isso seria importante rever o controlo do conversor CC-CC para a tensão do barramento CC não se altere com a variação da tensão das baterias. Além disso, as células de baterias usadas no laboratório GEPE tem uma boa capacidade, no entanto a sua tensão nominal é de 3.7 V, o que iria ser necessário colocar várias células em série para ter a tensão pretendida. Com isto seria importante usar um equipamento designado por *Battery Management System* (BMS) que como o seu nome indica, faz a gestão da carga de cada célula, de forma a que todas células estejam equilibradas, apresentando todas a mesma tensão em funcionamento [117]. Com isto, poderia ser fornecido ao utilizador informações acerca do estado de carga (SoC) das baterias e da capacidade de cada célula a partir da aplicação computacional mencionada nas sugestões anteriores.

- A última sugestão dos trabalhos futuros a curto-prazo seria aumentar a potência de funcionamento do iUPQC-UPS. A tensão nominal usada nos resultados experimentais do Capítulo 6 foi de 50 V de valor eficaz, sendo que o passo seguinte seria aumentar para 125 V de valor eficaz. Com esta tensão de funcionamento, o risco aumentaria sendo por isso importante colocar um painel de acrílico a proteger o protótipo. Depois de os resultados com 125 V serem validados, a tensão poderia ser aumentada para 230 V e, por consequência, retirar o transformador que faz o acoplamento entre a rede elétrica e o iUPQC-UPS. Com esta tensão de funcionamento, a potência do sistema já poderia chegar a 3 kVA, ou seja, a potência máxima definida pelo protótipo. Ao longo desta dissertação, verificou-se que esta potência é definida pelos erros da placa de condicionamento de sinal que limita a corrente produzida pelo CAS em 13 A. Por isso, se a placa de condicionamento de sinal for redimensionada, o CAS poderá produzir uma corrente com amplitude superior, que por sua vez aumenta a potência máxima do iUPQC-UPS. No entanto, seria necessário verificar se todos os componentes do circuito de potência aguentam com a corrente desejada, desde a secção dos cabos até à corrente máxima dos IGBTs.

7.2.2 Trabalhos futuros a médio-longo-prazo

As sugestões de trabalhos futuros a médio-longo prazo têm um tempo de execução de alguns meses porque as tarefas adicionam hardware adicional ao sistema. No entanto, estas sugestões poderão tornar o iUPQC-UPS um equipamento mais inovador. As sugestões apresentadas abaixo estão novamente ordenadas por ordem decrescente de prioridade.

- Durante a execução dos trabalhos experimentais, a interrupção da rede elétrica foi realizada ao abrir o disjuntor que permite à rede elétrica alimentar o iUPQC-UPS. Ou seja, a interrupção elétrica foi causada pelo utilizador e não pela rede elétrica. Na figura 7.1 (a) está representada a forma como foram alimentados todos os circuitos usados nesta dissertação, e verifica-se que estes são alimentados pelo mesmo barramento CA da rede elétrica. Desta forma, na ocorrência de uma interrupção causada pela rede elétrica, o circuito de comando e o circuito de controlo deixariam de funcionar. O que não permitiria ao iUPQC-UPS entrar no modo de energia armazenada e ser alimentado pelas suas baterias. Uma solução para este problema seria alimentar o circuito de comando e o circuito de controlo a partir de outras baterias, para quando houver uma interrupção na rede elétrica, ambos os circuitos continuarem a ser alimentados. Com isto, seria necessário desenvolver dois mini-conversores CC-CC para regular a tensão de

alimentação do circuito de comando e do circuito de controlo. Ambos os circuitos não têm um consumo muito alto de energia, por isso as baterias não iriam necessitar uma capacidade muito alta e os conversores CC-CC não precisariam de ser desenvolvidos para uma grande potência. Na figura 7.2 (b) pode ser visualizada a forma como todos os circuitos iriam ser alimentados.

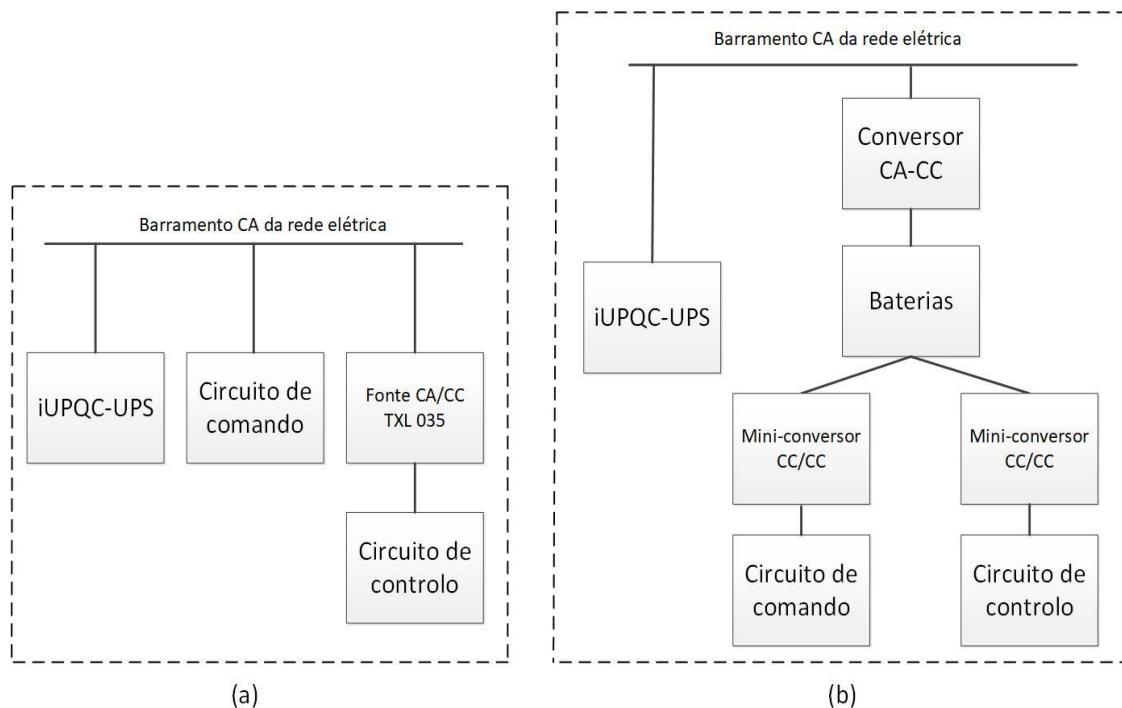


Figura 7.1 - Diagrama de blocos da alimentação do circuito de potência, circuito controlo e circuito comando do iUPQC-UPS: (a) a partir da rede elétrica; (b) circuito de potência a partir da rede elétrica, circuito de comando e de controlo a partir de baterias.

- O tema principal desta dissertação é a QEE e mitigar os seus problemas. Por isso seria importante fazer monitorização da rede elétrica. O protótipo do iUPQC-UPS tem sensores do lado da rede elétrica, por isso seria possível adquirir os dados para fazer a monitorização. No entanto, esta sugestão necessitaria de armazenar muitos dados digitais, o que não é possível na memória da DSC. Por isso, a solução seria usar uma memória externa com uma capacidade muito grande para que a DSC pudesse escrever ou ler nessa memória.
- Nos resultados experimentais verificou-se que o iUPQC-UPS consegue mitigar os problemas de QEE relacionados com a tensão da rede elétrica, comparando a tensão da rede elétrica com a tensão nas cargas na secção 6.3.2. Nesta comparação chegou-se à conclusão que a distorção na tensão da rede elétrica já não aparecia no lado das cargas. No entanto, isto não comprova que este protótipo mitiga todos os problemas relacionados com a tensão da rede elétrica. Para provar isso, teríamos de criar esses problemas e ver como o iUPQC-UPS se iria comportar. Por

isso, seria importante criar um equipamento que gera os problemas relacionados com a tensão da rede elétrica.

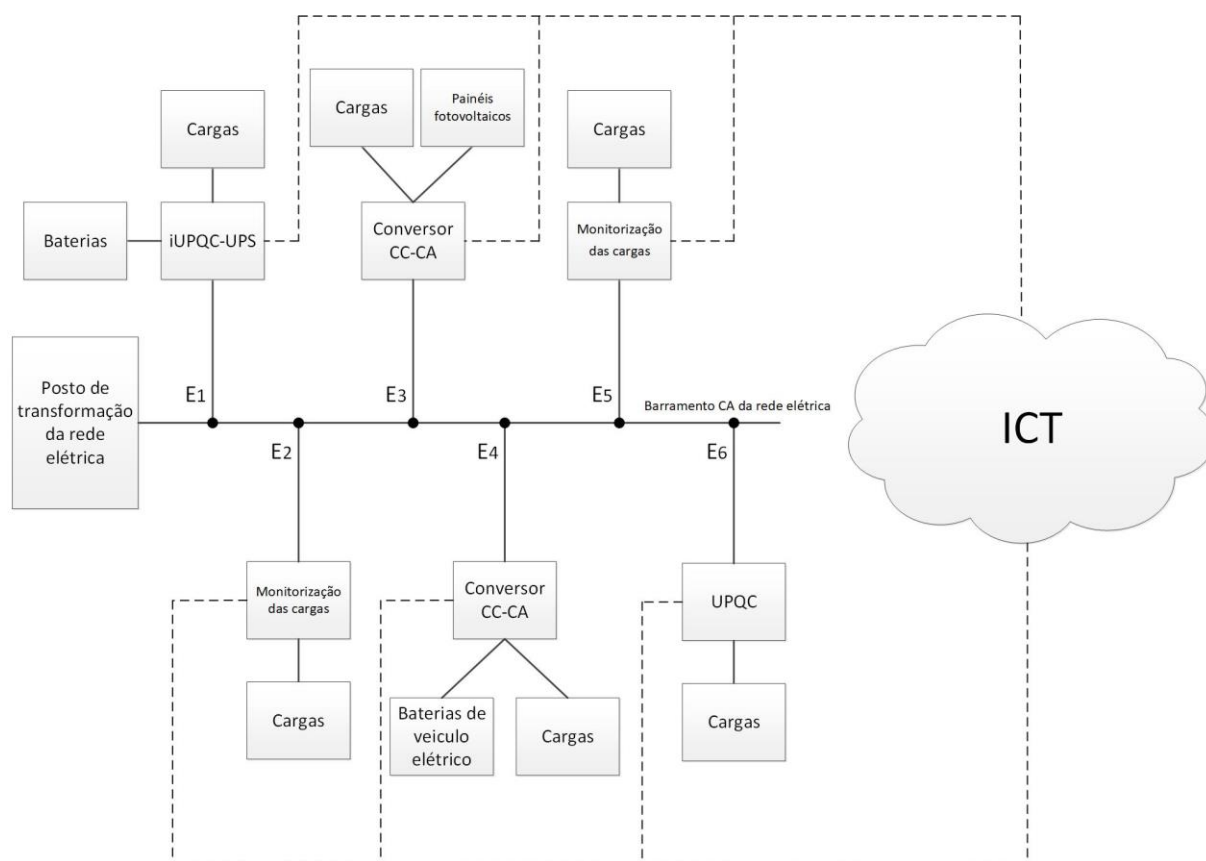
- Por fim, a última sugestão a apresentar foca-se na otimização do protótipo, nomeadamente no seu hardware. Inicialmente, poderiam ser usadas topologias de conversores com melhor performance. Em relação aos conversores CC-CA do CAS e do CAP, poderiam ser usados conversores multinível previamente apresentados na secção 3.3.3. Estes conversores apresentam melhor performance comparando com o conversor de ponte completa, o que por consequência melhoraria a performance do CAP e do CAS. Para o conversor CC-CC, poderia ser usado um conversor isolado em vez de o conversor *Buck-Boost* convencional. Isto porque o primeiro apresenta um bom isolamento entre os dois barramentos e os níveis de tensão em relação aos dois barramentos podem ter uma diferença considerável, ao contrário do conversor CC-CC usado nesta dissertação. Além das topologias dos conversores, também os componentes poderiam ser modificados, nomeadamente os semicondutores de potência totalmente controlados. Nesta dissertação foram usados IGBTs, no entanto, os meus colegas de bancada usaram semicondutores com carboneto de silício (SiC) que permitem usar uma frequência de comutação na ordem das centenas de kHz apesar da tensão de operação não ser tão alta como a dos IGBTs. Estes semicondutores também têm a vantagem de terem um tamanho mais reduzido, o que poderá ser muito útil ao fazer as placas de circuito impresso (PCB). Outra forma de reduzir o tamanho do hardware seria criar uma PCB do circuito de controlo com componentes SMD pois este circuito não tem um consumo muito alto de energia.

7.2.3 Contexto *Smart-Grid*

O conceito *Smart-Grid* foi definido pela *Smart Grids European Technology Platform* como “*an electricity network that can intelligently integrate the actions of all users connected to it - generators, consumers and those that do both, in order to efficiently deliver sustainable, economic and secure electricity supply*” [118]. Ou seja, *Smart-Grid* é uma rede elétrica que permite que todas as entidades presentes nela possam comunicar. Desta forma, os produtores apenas produzem energia elétrica quando os consumidores necessitam de a usar, permitindo assim um melhor controlo do fluxo da energia elétrica [119]. No entanto, numa fase inicial, o custo para a criação de uma *Smart-Grid* pode ser elevado, pois é usado muito hardware para os conversores de potência e para a comunicação entre os mesmos. Porém, a longo-prazo, o investimento pode ter um retorno muito significativo porque podem ser prevenidos muitos problemas de QEE, melhorando assim a vida útil das cargas.

Numa *Smart-Grid* podem estar várias áreas específicas da eletrónica de potência, tais como: mitigação de problemas de QEE, monitorização de energia elétrica, armazenamento de energia elétrica, microgeração a partir de energia renováveis, transporte de energia elétrica, mobilidade elétrica e microrredes [120]–[125]. Na figura 7.2, está representado um diagrama de blocos de uma *Smart-Grid* em que várias entidades estão ligadas à rede elétrica. Em cada uma destas entidades podemos encontrar as áreas mencionadas acima. Por exemplo, as entidades E1 e E6 são constituídas por condicionadores ativos de potência, conseguindo assim mitigar problemas de QEE. A entidade E3 faz a interface entre painéis fotovoltaicos e a rede elétrica, permitindo assim microgeração de energia elétrica. E a entidade E4 usa as baterias de um veículo elétrico para fornecer energia às suas cargas ou para injetar energia na rede elétrica, estando aqui presentes os temas: armazenamento de energia elétrica e mobilidade elétrica. A grande vantagem de uma *Smart-Grid* é usar todas estas áreas em simultâneo para que cada entidade possa tirar benefício disso.

Para que os conversores de cada entidade possam fazer o que é pretendido, é necessário que estes enviem e recebam dados digitais de forma a saberem a sua função. Estes dados são geridos por uma infraestrutura de *Information and Communication Technologies* (ICT) desenvolvida especificamente para *Smart-Grids* [126]–[128]. Uma ICT pode ter arquiteturas diferentes, pois podem ser usados variados protocolos de comunicação.


 Figura 7.2 - Diagrama de blocos uma *Smart-Grid*.

Pela figura 7.2 verifica-se que o iUPQC-UPS, presente na entidade E1, pode operar no contexto *Smart-Grid*. Em baixo estão representados alguns casos em como entidade E1 comunica com as restantes entidades para que o iUPQC-UPS funcione neste contexto.

- O iUPQC-UPS encontra-se a funcionar no modo de funcionamento normal e entidade E1 comunica à entidade E4 que pretende comprar energia proveniente das suas baterias. Caso as entidades entrem em acordo, a entidade E4 terá de produzir potência ativa igual à potência ativa pretendida por E1.
- O iUPQC-UPS encontra-se a funcionar no modo de carregamento das baterias. Porém, a entidade E1 não pretende usar a energia da rede elétrica, mas sim comprar energia à entidade E3 a partir dos seus painéis fotovoltaicos. Ambas as entidades entram em acordo e a entidade E3 terá de injetar potência ativa igual ou à potência necessária para carregar as baterias do iUPQC-UPS.
- A entidade E2 pretende alimentar as suas cargas a partir da energia das baterias da entidade E1. Caso as entidades entrem em acordo, o iUPQC-UPS entra no modo de descarregamento das baterias e este terá de injetar potência ativa para as cargas de E1.

Ao longo desta dissertação verificou-se o funcionamento modo de carregamento e de descarregamento das baterias com as cargas do iUPQC-UPS a serem alimentadas em simultâneo, fazendo com que os três conversores estivessem em funcionamento. No entanto, a entidade E1 pode querer carregar ou descarregar as suas baterias sem alimentar as cargas. Isto requer um novo modo de funcionamento designado de modo de funcionamento no contexto *Smart-Grid*. Este modo não usa o CAP pois as cargas não são alimentadas, o que faz com que apenas estejam o CAS e o conversor CC-CC em funcionamento. O diagrama de blocos deste modo de funcionamento pode ser visualizado na figura 7.3.

Em suma, o iUPQC-UPS poderá funcionar no contexto *Smart-Grid* para trabalhos futuros. No entanto, estes trabalhos podem levar um tempo de execução muito grande. Isto porque inicialmente o iUPQC-UPS terá de estar a funcionar perfeitamente, o que obriga a que algumas sugestões de trabalhos futuros apresentadas nas secções anteriores necessitam de estar previamente realizadas. Além disso, para realizar os testes do iUPQC-UPS no contexto *Smart-Grid* são necessárias muitas tarefas, tais como: adquirir entidades com as mesmas características da figura 7.2 e desenvolver uma arquitetura de ICT fiável de forma a que os dados sejam transmitidos e processados de forma segura.

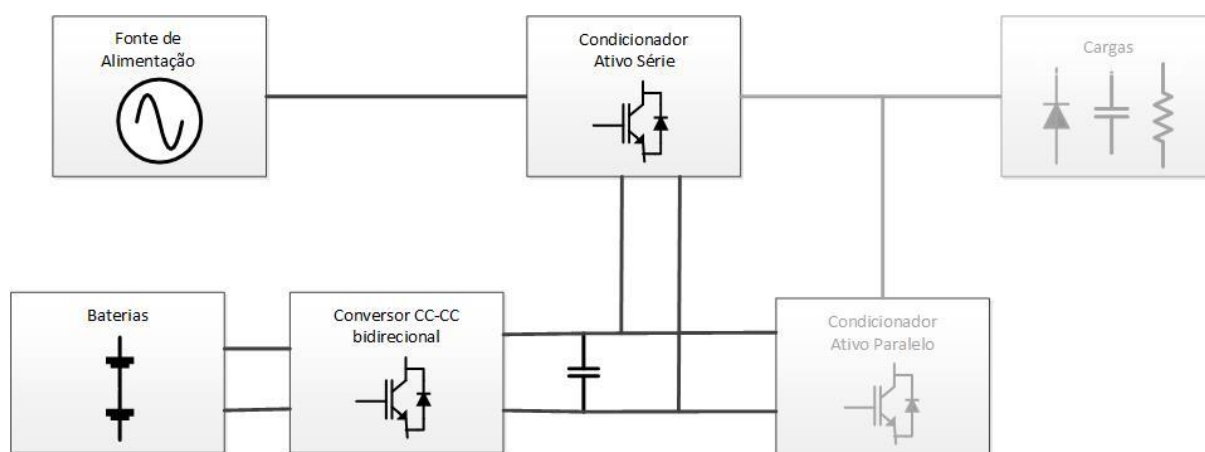


Figura 7.3 - Diagrama de blocos do iUPQC-UPS no modo de funcionamento em contexto *Smart-Grid*.

Referências

- [1] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, S. Santoso, e H. W. Beaty, «Electrical Power Systems Quality», *Electr. Power Syst. Qual.*, p. 525, 2004, doi: 10.1036/007138622X.
- [2] J. S. Martins, C. Couto, e J. L. Afonso, «Qualidade De Energia Eléctrica», *3º Congr. Luso-Moçambicano Eng.*, p. 14, 2003, doi: 10.1016/j.ijpsycho.2014.08.880.
- [3] P. L. M. Silva, J. A. Afonso, V. Monteiro, J. G. Pinto, e J. L. Afonso, «Development of a monitoring system for electrical energy consumption and power quality analysis», *Lect. Notes Eng. Comput. Sci.*, vol. 2229, pp. 327–332, 2017.
- [4] R. Alves, D. Gonçalves, J. G. Pinto, J. Batista, e J. L. Afonso, «Development of an electrical power quality monitor based on a PC», *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.*, n. November, pp. 3649–3653, 2009, doi: 10.1109/IECON.2009.5415142.
- [5] R. Christiansen, «Effects of high levels of harmonics from lighting equipment and systems», *1991 IEEE Industry Application Society Annual Meeting*. Publ by IEEE, pp. 1859–1862, 1991, doi: 10.1109/ias.1991.178114.
- [6] P. Basu, «Summary for Policymakers», em *Climate Change 2013 - The Physical Science Basis*, vol. 53, n. 9, Intergovernmental Panel on Climate Change, Ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2013, pp. 1–30.
- [7] L. Cividino, «Power factor, harmonic distortion; Causes, effects and considerations», em *INTELEC, International Telecommunications Energy Conference (Proceedings)*, 1992, pp. 506–513, doi: 10.1109/INTLEC.1992.268395.
- [8] J. E. Mitchell, «Distortion factor: The “new” problem of power factor», *INTELEC, Int. Telecommun. Energy Conf.*, pp. 514–516, 1992, doi: 10.1109/INTLEC.1992.268394.
- [9] J. G. Pinto, H. Gonçalves, e J. L. Afonso, «Condicionadores ativos de potência para mitigação de problemas de qualidade de energia elétrica em instalações industriais», *Robotica*, vol. 90, pp. 56–58, 2013, [Em linha]. Disponível em: <https://repositorium.sdum.uminho.pt/handle/1822/24146>.
- [10] A. Ghosh e G. Ledwich, *Power Quality Enhancement Using Custom Power Devices the Kluwer*

- International Series*. 2002.
- [11] K. R. Chaudhari e T. A. Trivedi, «Analysis on control strategy of Shunt Active Power Filter for three-phase three-wire system», *2014 IEEE PES Transm. Distrib. Conf. Expo. PES T D-LA 2014 - Conf. Proc.*, vol. 2014-October, pp. 1–6, 2014, doi: 10.1109/TDC-LA.2014.6955179.
- [12] B. Singh, K. Al-haddad, e A. Chandra, «Power Quality Improvement», *Ieee Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, n. 5, pp. 960–971, 1999, doi: 10.1109/ICECENG.2011.6057300.
- [13] S. G. Seifossadat, R. Kianinezhad, A. Ghasemi, e M. Monadi, «Quality improvement of shunt active power filter, using optimized tuned harmonic passive filters», *SPEEDAM 2008 - Int. Symp. Power Electron. Electr. Drives, Autom. Motion*, pp. 1388–1393, 2008, doi: 10.1109/SPEEDHAM.2008.4581063.
- [14] J. G. Pinto, P. Neves, D. Gonçalves, e J. L. Afonso, «Field results on developed three-phase four-wire shunt active power filters», *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 480–485, 2009, doi: 10.1109/IECON.2009.5414969.
- [15] P. Neves, D. Gonçalves, J. G. Pinto, R. Alves, e J. L. Afonso, «Single-phase shunt active filter interfacing renewable energy sources with the power grid», *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 3264–3269, 2009, doi: 10.1109/IECON.2009.5415208.
- [16] S. W. Han, S. Y. Lee, e G. H. Choe, «A 3-phase series active power filter with compensate voltage drop and voltage unbalance», em *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2001, vol. 2, pp. 1032–1037, doi: 10.1109/isie.2001.931617.
- [17] J. G. Pinto, H. Carneiro, B. Exposto, C. Couto, e J. L. Afonso, «Transformerless series active power filter to compensate voltage disturbances», *Power Electron. Appl. (EPE 2011), Proc. 2011-14th Eur. Conf.*, pp. 1–6, 2011.
- [18] J. G. Pinto, R. Pregitzer, L. F. C. Monteiro, C. Couto, e J. L. Afonso, «A combined series active filter and passive filters for harmonics, unbalances and flicker compensation», *POWERENG 2007 - Int. Conf. Power Eng. - Energy Electr. Drives Proc.*, pp. 54–59, 2007, doi: 10.1109/POWERENG.2007.4380200.
- [19] F. Z. Peng, H. Akagi, e A. Nabae, «A new approach to harmonic compensation in power systems», pp. 874–880, 2003, doi: 10.1109/ias.1988.25163.

- [20] L. Motta e N. Faúndes, «Active / passive harmonic filters: Applications, challenges & trends», *Proc. Int. Conf. Harmon. Qual. Power, ICHQP*, vol. 2016-Decem, n. 1, pp. 657–662, 2016, doi: 10.1109/ICHQP.2016.7783319.
- [21] B. Kedra, «Comparison of an active and hybrid power filter devices», *Proc. Int. Conf. Harmon. Qual. Power, ICHQP*, pp. 556–560, 2014, doi: 10.1109/ICHQP.2014.6842771.
- [22] A. Baitha e N. Gupta, «A comparative analysis of passive filters for power quality improvement», *Proc. IEEE Int. Conf. Technol. Adv. Power Energy, TAP Energy 2015*, pp. 327–332, 2015, doi: 10.1109/TAPENERGY.2015.7229640.
- [23] J. C. Das, «Passive Filters - Potentialities and Limitations», *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, n. 1, pp. 232–241, 2004, doi: 10.1109/TIA.2003.821666.
- [24] MGE UPS Systems, «UPS topologies and standards», *MGE UPS Syst.*, 1999.
- [25] M. Brenna, R. Faranda, e E. Tironi, «A new proposal for power quality and custom power improvement: OPEN UPQC», *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 24, n. 4, pp. 2107–2116, 2009, doi: 10.1109/TPWRD.2009.2028791.
- [26] A. Nasiri e A. Emadi, «Different Topologies for Single-Phase Unified Power Quality Conditioners», em *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, 2003, vol. 2, pp. 976–981, doi: 10.1109/ias.2003.1257657.
- [27] A. Jaya Laxmi, G. Tulasi Ram Das, K. Uma Rao, K. Sreekanthi, e K. Rayudu, «Different control strategies for Unified Power Quality Conditioner at load side», em *2006 1st IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2006, doi: 10.1109/ICIEA.2006.257270.
- [28] N. Loads, P. Das, G. K. Dubey, e S. Member, «Experimental Investigation of Performance of a Single Phase UPQC for Voltage Sensitive and non-linear loads», pp. 218–222.
- [29] T. Benslimane, K. Aliouane, e B. Chetate, «Voltage and Current Disturbances Elimination with Reactive Power Compensation Using Unified Power Quality Conditioner», *Int. Symp. Power Electron. Electr. Drives, Autom. Motion, 2006. SPEEDAM 2006.*, n. 1, pp. 780–784, 2006, doi: 10.1109/SPEEDAM.2006.1649875.
- [30] J. G. O. Pinto, «Nova Topologia de UPQC sem Transformadores para Compensação de Problemas de Qualidade de Energia Elétrica José Gabriel Oliveira Pinto Nova Topologia de UPQC sem

- Transformadores para Compensação de Problemas de Qualidade de Ener», 2011.
- [31] R. De Janeiro, «A Dual Topology of Unified Power Quality Conditioner : the iUPQC Mauricio Aredes UFRJ – Federal University of Rio de Janeiro COPPE – Graduate School of Engineering Keywords».
- [32] S. Paithankar, «Comparison between UPQC , iUPQC and improved iUPQC», pp. 61–64, 2017.
- [33] G. Mythily e S. V. R. L. Kumari, «Power Quality Improvement by IUPQC», *2018 Int. Conf. Inven. Res. Comput. Appl.*, n. Icirca, pp. 1280–1285, 2018.
- [34] S. Pettersson, M. Salo, e H. Tuusa, «Optimal DC current control for four-wire current source active power filter», *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 1163–1168, 2008, doi: 10.1109/APEC.2008.4522869.
- [35] Naito, Takeji, Nemoto, Hayashi, e Ueno, «1200V reverse blocking IGBT with low loss for matrix converter», pp. 125–128, 2008, doi: 10.1109/wct.2004.239842.
- [36] B. Exposto *et al.*, «Simulations of a Current-Source Shunt Active Power Filter with Carrier- Based PWM and Periodic Sampling Modulation Techniques Keywords Current-Source Active Filter Configuration», *Power*, pp. 1–8, 2008.
- [37] A. P. Filter, «Adaptive Controller for Reactive Power Compensation», pp. 1519–1523.
- [38] M. Salo e H. Tuusa, «A new control system with a control delay compensation for a current-source active power filter», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, n. 6, pp. 1616–1624, 2005, doi: 10.1109/TIE.2005.858711.
- [39] Huu-Phuc To, F. Rahman, e C. Grantham, «Sliding mode control of current-source active power filter with control delay compensation», vol. 00, pp. 552–557, 2005, doi: 10.1109/iecon.2004.1433368.
- [40] H.-P. To, M. Faz Rahman, e C. Grantham, «A current source active power filter with minimum requirement of current sensors», *Power Electron. Motion Control Conf. 2004. IPENC 2004. 4th Int.*, vol. 2, pp. 444-449 Vol.2, 2004.
- [41] C. Source, «Novel of filter», *Control*, 1988.
- [42] S. Fukuda e M. Yamaji, «Design and characteristics of active power filter using current source converter», pp. 965–970, 2002, doi: 10.1109/ias.1990.152301.

- [43] M. Routimo, M. Salo, e H. Tuusa, «Comparison of voltage-source and current-source shunt active power filters», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, n. 2, pp. 636–643, 2007, doi: 10.1109/TPEL.2006.890005.
- [44] Bor-Ren Lin e Tsung-Liang Hung, «Development of a single-phase half-bridge neutral point clamped converter and its applications», pp. III-835-III-838, 2003, doi: 10.1109/iscas.2002.1010354.
- [45] B. R. Lin, T. Y. Yang, e T. C. Wei, «Single-phase ac/ac converter based on half-bridge NPC topology», pp. III-340-III-343, 2003, doi: 10.1109/iscas.2003.1205025.
- [46] D. Sticea, M. Albu, e G. Chiriac, «Laboratory board for studying the half-bridge power electronic converters», *2017 11th Int. Conf. Electromechanical Power Syst. SIELMEN 2017 - Proc.*, vol. 2017-Janua, pp. 506–511, 2017, doi: 10.1109/SIELMEN.2017.8123380.
- [47] S. Y. Ou, H. P. Hsiao, e C. H. Tien, «Analysis and design of a prototype single-stage half-bridge power converter», *Proc. 2010 5th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2010*, pp. 1168–1173, 2010, doi: 10.1109/ICIEA.2010.5515882.
- [48] K. Shi, D. Zhang, Z. Zhou, M. Zhang, D. Zhang, e Y. Gu, «A Novel Phase-Shift Dual Full-Bridge Converter With Full Soft-Switching Range and Wide Conversion Range», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, n. 11, pp. 7747–7760, 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2512848.
- [49] H. N. Vu, D. D. Tran, e W. Choi, «A novel hybrid soft switching full-bridge PWM and full-bridge LLC converter for on-board battery charger applications», *2016 IEEE 8th Int. Power Electron. Motion Control Conf. IPEMC-ECCE Asia 2016*, pp. 2470–2473, 2016, doi: 10.1109/IPEMC.2016.7512686.
- [50] B. R. Lin e Y. K. Du, «Analysis, design and implementation of a wide ZVS full-bridge converter», *IEEE Reg. 10 Annu. Int. Conf. Proceedings/TENCON*, vol. 2016-Janua, pp. 1–6, 2016, doi: 10.1109/TENCON.2015.7372725.
- [51] B. R. Lin, G. Y. Wu, H. K. Chiang, e H. S. Syu, «Hybrid full-bridge converter with low switching loss and freewheeling current», *Proc. 2017 12th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2017*, vol. 2018-Febru, pp. 1079–1083, 2018, doi: 10.1109/ICIEA.2017.8283000.
- [52] J. Rodríguez, J. S. Lai, e F. Z. Peng, «Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, n. 4, pp. 724–738, 2002, doi:

- 10.1109/TIE.2002.801052.
- [53] F. Z. Peng, W. Qian, e D. Cao, «Recent advances in multilevel converter/inverter topologies and applications», *2010 Int. Power Electron. Conf. - ECCE Asia -, IPEC 2010*, pp. 492–501, 2010, doi: 10.1109/IPEC.2010.5544625.
- [54] Fang Zheng Peng, «A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing», *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, n. 2, pp. 611–618, 2001, doi: 10.1109/28.913728.
- [55] K. A. Corzine e J. R. Baker, «Multilevel voltage-source duty-cycle modulation: Analysis and implementation», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, n. 5, pp. 1009–1016, 2002, doi: 10.1109/TIE.2002.803203.
- [56] Xiaomin Kou, K. A. Corzine, e M. W. Wielebski, «Overdistention operation of cascaded multilevel inverters», *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, n. 3, pp. 817–824, 2006, doi: 10.1109/tia.2006.873654.
- [57] P. Panagis, F. Stergiopoulos, P. Marabeas, e S. Manias, «Comparison of state of the art multilevel inverters», *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 4296–4301, 2008, doi: 10.1109/PESC.2008.4592633.
- [58] K. Fujii, U. Schwarzer, e R. W. De Doncker, «Comparison of hard-switched multi-level inverter topologies for STATCOM by loss-implemented simulation and cost estimation», *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 2005, n. 1, pp. 340–346, 2005, doi: 10.1109/PESC.2005.1581646.
- [59] I. Elettrica, «Dipartimento di Ingegneria Elettrica - Universita di Genova Via all’Opera Pia, I l a 1-16145 Genova,» *Synthesis (Stuttg).*, 1992.
- [60] S. Kincic, A. Chandra, e S. Babic, «Five level diode clamped voltage source inverter and its application in reactive power compensation», *LESCOPE 2002 - 2002 Large Eng. Syst. Conf. Power Eng. Energy Futur. Conf. Proc.*, pp. 86–92, 2002, doi: 10.1109/LESCPE.2002.1020671.
- [61] S. Gauthier e F. Okou, «Transformer-less five-level diode-clamped converter based active power filter with auxiliary balancing circuit», *Can. Conf. Electr. Comput. Eng.*, 2010, doi: 10.1109/CCECE.2010.5575194.
- [62] H. Zhang, S. J. Finney, A. Massoud, e B. W. Williams, «An SVM algorithm to balance the capacitor

- voltages of the three-level NPC active power filter», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, n. 6, pp. 2694–2702, 2008, doi: 10.1109/TPEL.2008.2002820.
- [63] H. B. Zhang, S. J. Finney, T. C. Lim, A. M. Massoud, J. Yang, e B. W. Williams, «DC-link capacitor voltage balancing for a five-level diode-clamped active power filter using redundant vectors», *Aust. J. Electr. Electron. Eng.*, vol. 10, n. 2, pp. 137–148, 2013, doi: 10.7158/E11-109.2013.10.2.
- [64] J. Amini, «Flying capacitor multilevel inverter based shunt active power filter with trifling susceptibility to divisional voltages deregulation», *2011 10th Int. Conf. Environ. Electr. Eng. IEEEIC.EU 2011 - Conf. Proc.*, pp. 1–5, 2011, doi: 10.1109/IEEEIC.2011.5874610.
- [65] A. Mehdipour e S. Farhangi, «Comparison of three isolated bi-directional DC/DC converter topologies for a backup photovoltaic application», *2011 2nd Int. Conf. Electr. Power Energy Convers. Syst. EPECS 2011*, pp. 1–5, 2011, doi: 10.1109/EPECS.2011.6126822.
- [66] S. Masri, N. Mohamad, e M. H. M. Hariri, «Design and development of DC-DC buck converter for photovoltaic application», *2012 Int. Conf. Power Eng. Renew. Energy, ICPERE 2012*, n. July, pp. 1–5, 2012, doi: 10.1109/ICPERE.2012.6287236.
- [67] A. Thiyagarajan, S. G. Praveen Kumar, e A. Nandini, «Analysis and comparison of conventional and interleaved DC/DC boost converter», *2nd Int. Conf. Curr. Trends Eng. Technol. ICCTET 2014*, pp. 198–205, 2014, doi: 10.1109/ICCTET.2014.6966287.
- [68] Z. Liao e X. Ruan, «A novel power management control strategy for stand-alone photovoltaic power system», *2009 IEEE 6th Int. Power Electron. Motion Control Conf. IPEMC '09*, pp. 445–449, 2009, doi: 10.1109/IPEMC.2009.5157429.
- [69] Institute of Electrical and Electronics Engineers. e T. . Electrical Manufacturing Expo (2007 : Nashville, «2007 Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo : Nashville, TN, 22-24 October 2007.», p. 3, 2007.
- [70] L. H. P. N. Gunawardena e D. R. Nayanisiri, «Battery charger based on Bi-directional High Step-Up/Down DC-DC Converter», *2018 8th Int. Conf. Power Energy Syst. ICPEES 2018*, pp. 258–262, 2019, doi: 10.1109/ICPEESYS.2018.8626876.
- [71] D. Habumugisha, S. Chowdhury, e S. P. Chowdhury, «A DC-DC interleaved forward converter to step - Up DC voltage for DC Microgrid applications», *IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet.*, pp. 1–

- 5, 2013, doi: 10.1109/PESMG.2013.6672501.
- [72] D. C. Erb, O. C. Onar, e A. Khaligh, «Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles», *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 2066–2072, 2010, doi: 10.1109/APEC.2010.5433520.
- [73] A. Algaddafi, K. Elnaddab, A. Al Ma'Mari, e A. N. Esgiar, «Comparing the performance of bipolar and unipolar switching frequency to drive DC-AC Inverter», *Proc. 2016 Int. Renew. Sustain. Energy Conf. IRSEC 2016*, pp. 680–685, 2017, doi: 10.1109/IRSEC.2016.7984067.
- [74] A. Araujo, J. G. Pinto, B. Exposto, C. Couto, e J. L. Afonso, «Implementation and comparison of different switching techniques for shunt active power filters», *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 1519–1525, 2014, doi: 10.1109/IECON.2014.7048703.
- [75] D. Kalyanraj e S. L. Prakash, «Design and performance analysis of different current control strategies of voltage source inverter», *Proc. 2013 Int. Conf. Power, Energy Control. ICPEC 2013*, pp. 310–315, 2013, doi: 10.1109/ICPEC.2013.6527672.
- [76] N. A. Rahim, J. Selvaraj, e Krismadinata, «Hysteresis current control and sensorless MPPT for grid-connected photovoltaic systems», *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 572–577, 2007, doi: 10.1109/ISIE.2007.4374659.
- [77] E. M. Suhara e M. Nandakumar, «Analysis of hysteresis current control techniques for three phase PWM rectifiers», *2015 IEEE Int. Conf. Signal Process. Informatics, Commun. Energy Syst. SPICES 2015*, pp. 5–9, 2015, doi: 10.1109/SPICES.2015.7091434.
- [78] G. A. V. Cáceres, J. C. G. Lizarazo, M. A. M. Villalobos, e J. F. P. Suárez, «Active power filters: A comparative analysis of current control techniques», *2010 IEEE ANDESCON Conf. Proceedings, ANDESCON 2010*, 2010, doi: 10.1109/ANDESCON.2010.5631646.
- [79] D. N. Zmood, D. G. Holmes, e G. H. Bode, «Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators», *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, n. 2, pp. 601–610, 2001, doi: 10.1109/28.913727.
- [80] M. P. Kazmierkowski e L. Malesani, «Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: A survey», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, n. 5, pp. 691–703, 1998, doi: 10.1109/41.720325.

- [81] P. Correa, J. Rodriguez, I. Lizama, e D. Andler, «A predictive control scheme for current-source rectifiers», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, n. 5, pp. 1813–1815, 2009, doi: 10.1109/TIE.2008.2010116.
- [82] B. Boukezata, A. Chaoui, J. P. Gaubert, e M. Hachemi, «Implementation of predictive current control for Shunt Active Power Filter», *2017 6th Int. Conf. Syst. Control. ICSC 2017*, pp. 133–138, 2017, doi: 10.1109/ICoSC.2017.7958726.
- [83] Y. Komatsu e T. Kawabata, «Characteristics of three phase active power filter using extension pq theory», *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, vol. 2, n. 1, pp. 302–307, 1997.
- [84] A. Tool, F. O. R. Analyzing, e P. Relations, «Applicable tool for analyzing power relations», pp. 135–141.
- [85] J. Zhou, Z. Wang, e X. Fu, «Study on the improved harmonic detection algorithm based on FBD theory», *Asia-Pacific Power Energy Eng. Conf. APPEEC*, n. 1, pp. 1–4, 2011, doi: 10.1109/APPEEC.2011.5749145.
- [86] M. Karimi-Ghartemani e M. R. Iravani, «A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments», *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 19, n. 3, pp. 1263–1270, 2004, doi: 10.1109/TPWRS.2004.831280.
- [87] M. Karimi-Ghartemani, S. A. Khajehoddin, P. K. Jain, A. Bakhshai, e M. Mojiri, «Addressing DC component in pll and notch filter algorithms», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n. 1, pp. 78–86, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2158238.
- [88] M. Karimi-Ghartemani, S. A. Khajehoddin, P. K. Jain, e A. Bakhshai, «Derivation and design of in-loop filters in phase-locked loop systems», *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 61, n. 4, pp. 930–940, 2012, doi: 10.1109/TIM.2011.2172999.
- [89] M. R. Iravani, «A New Phase-Locked Loop (PLL) System», pp. 5–8, 2001.
- [90] S. Golestan, S. Member, e J. M. Guerrero, «Transactions on Power Electronics Three-Phase PLLs : A Review of Recent Advances», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8993, n. 1, pp. 1894–1907, 2016, doi: 10.1109/TPEL.2016.2565642.
- [91] S. A. Conger, J. Guo, S. M. Fulkerson, L. Pedigo, H. Chen, e D. R. Bassett, «Objective Assessment of Strength Training Exercises using a Wrist-Worn Accelerometer», *Med. Sci. Sports Exerc.*, vol.

- 48, n. 9, pp. 1847–1855, 2016, doi: 10.1249/MSS.0000000000000949.
- [92] M. Karimi-Ghartemani, H. Mokhtari, M. R. Iravani, e M. Sedighy, «A signal processing system for extraction of harmonics and reactive current of single-phase systems», *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 19, n. 3, pp. 979–986, 2004, doi: 10.1109/TPWRD.2004.829942.
- [93] A. Cataliotti, V. Cosentino, e S. Nuccio, «A phase-locked loop for the synchronization of power quality instruments in the presence of stationary and transient disturbances», *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 56, n. 6, pp. 2232–2239, 2007, doi: 10.1109/TIM.2007.908350.
- [94] A. Ortega e F. Milano, «Comparison of different PLL implementations for frequency estimation and control», *Proc. Int. Conf. Harmon. Qual. Power, ICHQP*, vol. 2018-May, pp. 1–6, 2018, doi: 10.1109/ICHQP.2018.8378935.
- [95] S. Khader, A. Hadad, e A. A. Abu-Aisheh, «The application of PSIM and Matlab/ Simulink in power electronics courses», *2011 IEEE Glob. Eng. Educ. Conf. EDUCON 2011*, pp. 118–121, 2011, doi: 10.1109/EDUCON.2011.5773124.
- [96] T. Ishigohka, K. Uno, e S. Nishimiya, «Experimental study on effect of In-rush current of superconducting transformer», *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 16, n. 2, pp. 1473–1476, 2006, doi: 10.1109/TASC.2005.864355.
- [97] S. G. Jeong e M. H. Park, «The Analysis and Compensation of Dead-Time Effects in PWM Inverters», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 38, n. 2, pp. 108–114, 1991, doi: 10.1109/41.88903.
- [98] SHANDONG WINA GREEN POWER e L. TECHNOLOGY CO., «Lithium-ion Battery Model: IFP 36230218–100Ah», 2015, [Em linha]. Disponível em: <http://www.winabattery.com>.
- [99] Texas Instruments Incorporated, «TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs) 1 Device Overview», *Texas Instruments*, p. 203, 2016.
- [100] Texas Instruments, «C2000™ DIMM100 Experimenter's Kit Overview», n. October, pp. 1–8, 2017.
- [101] Technologies GmbH, «Hall Effect Voltage Sensor CYHVS5-25A», vol. 49, n. May, pp. 2574100–2574102, 2016.
- [102] LEM, «Current Transducer LA 100-P Electrical data», pp. 1–3, 2010.

- [103] MAXIM, «MAX 1324», *Lect. Notes Energy*, vol. 38, pp. 11–37, 2017, doi: 10.1007/978-3-319-52311-8_2.
- [104] Texas Instruments, «CD4604B Types», n. September, 2003.
- [105] Texas Instruments, «TLV5610», n. May 2000, 2008.
- [106] Traco Power, «AC/DC Enclosed Power Supply TXL 060/070 Series, 50-70 Watt •», pp. 1–4.
- [107] SEMIKRON, «SkM50Gb063D», pp. 1–5, 2010.
- [108] SEMIKRON, «SKHI 21A», vol. 61, 2007.
- [109] EPCOS, «Aluminum electrolytic capacitors Capacitors with screw terminals», n. November, pp. 5–7, 2012.
- [110] EPCOS, «Metallized Polypropylene Film Capacitors (MKP)», pp. 132–157, 2000.
- [111] WEG, «CWM 10e», vol. 4, n. 1, pp. 9–10, 2012.
- [112] Schneider, «CL1D09BD», pp. 20–21, 2019, [Em linha]. Disponível em: file:///C:/Users/Ivanilda Cardoso/Downloads/Acti 9 série iEM3000_METSECT5CC020.pdf.
- [113] H. V. Luu, A. Punzet, V. Müller, e N. L. Phung, «Control of front-end Converter with Shunt active Filter using adaptive gain», *2005 Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, vol. 2005, 2005, doi: 10.1109/epe.2005.219216.
- [114] S. El Beid, S. Doubabi, e M. Chaoui, «Adaptive control of PWM Dc-to-Dc converters operating in continuous conduction mode», *2007 Mediterr. Conf. Control Autom. MED*, 2007, doi: 10.1109/MED.2007.4433922.
- [115] T. Nuchkrua e T. Leephakpreeda, «Control of DC-link by adaptive PID control for DC/DC boost converter», *2013 CACS Int. Autom. Control Conf. CACS 2013 - Conf. Dig.*, pp. 423–426, 2013, doi: 10.1109/CACS.2013.6734172.
- [116] M. Gonzalez, V. Cardenas, e R. Alvarez, «A Fast Detection Algorithm for Sags, Swells, and Interruptions Based on Digital RMS Calculation and Kalman Filtering», pp. 1–6, 2007, doi: 10.1109/ciep.2006.312121.
- [117] V. Monteiro, P. Alves, A. A. N. Meléndez, C. Couto, e J. L. Afonso, «A novel modular voltage

- balancing topology for active battery management system», *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, vol. 2016-Novem, n. June, pp. 793–798, 2016, doi: 10.1109/ISIE.2016.7744991.
- [118] C. Cecati, G. Mokryani, A. Piccolo, e P. Siano, «An overview on the Smart Grid concept», *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 3322–3327, 2010, doi: 10.1109/IECON.2010.5675310.
- [119] O. Elma e U. S. Selamoğullari, «An overview of demand response applications under smart grid concept», *2017 4th Int. Conf. Electr. Electron. Eng. ICEEE 2017*, pp. 104–107, 2017, doi: 10.1109/ICEEE2.2017.7935802.
- [120] A. Mokhtarpour, M. Bathaee, e H. A. Shayanfar, «Power quality compensation in smart grids with a single phase UPQC-DG», *2012 2nd Iran. Conf. Smart Grids, ICSG 2012*, 2012.
- [121] V. Monteiro, T. J. C. Sousa, J. G. Pinto, e J. L. Afonso, «A novel front-end multilevel converter for renewable energy systems in smart grids», *ECOS 2018 - Proc. 31st Int. Conf. Effic. Cost, Optim. Simul. Environ. Impact Energy Syst.*, 2018.
- [122] R. S. Leite, J. L. Afonso, e V. Monteiro, «A novel multilevel bidirectional topology for on-board EV battery chargers in smart grids», *Energies*, vol. 11, n. 12, 2018, doi: 10.3390/en11123453.
- [123] V. Monteiro, J. A. Afonso, J. C. Ferreira, e J. L. Afonso, «Vehicle electrification: New challenges and opportunities for smart grids», *Energies*, vol. 12, n. 1, 2019, doi: 10.3390/en12010118.
- [124] V. Monteiro, J. G. Pinto, e J. L. Afonso, «Operation Modes for the Electric Vehicle in Smart Grids and Smart Homes: Present and Proposed Modes», *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, n. 3, pp. 1007–1020, 2016, doi: 10.1109/TVT.2015.2481005.
- [125] V. Monteiro, J. C. Ferreira, J. G. Pinto, e J. L. Afonso, «New opportunities and perspectives for the electric vehicle operation in smart grids and smart homes scenarios», *VEHITS 2017 - Proc. 3rd Int. Conf. Veh. Technol. Intell. Transp. Syst.*, pp. 400–407, 2017, doi: 10.5220/0006386804000407.
- [126] B. Panajotovic, M. Jankovic, e B. Odadzic, «ICT and smart grid», *2011 10th Int. Conf. Telecommun. Mod. Satell. Cable Broadcast. Serv. TELSIS 2011 - Proc. Pap.*, pp. 118–121, 2011, doi: 10.1109/TELSIS.2011.6112018.
- [127] G. J. M. Smit, «Efficient ICT for efficient smart grids», *2012 IEEE PES Innov. Smart Grid Technol. ISGT 2012*, pp. 15–17, 2012, doi: 10.1109/ISGT.2012.6175578.

- [128] T. Kazičková e B. Buhnova, «ICT architecture for the Smart Grid: Concept overview», *2016 Smart Cities Symp. Prague, SCSP 2016*, pp. 16–19, 2016, doi: 10.1109/SCSP.2016.7501035.