

Universidade do Minho

Escola de Engenharia

Rui Filipe Oliveira Costa

**Desenvolvimento do Condicionador Paralelo de
um iUPQC com Armazenamento Local de
Energia Aplicado a uma Microrrede**

Dissertação de Mestrado

Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

Trabalho efetuado sob a orientação do

Professor Doutor José Gabriel Oliveira Pinto

dezembro de 2021

DIREITOS DE AUTOR E CONDIÇÕES DE UTILIZAÇÃO DO TRABALHO POR TERCEIROS

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

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

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

Licença concedida aos utilizadores deste trabalho



Atribuição-NãoComercial-SemDerivações
CC BY-NC-ND

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

Agradecimentos

A elaboração da presente dissertação de mestrado apenas foi possível com o apoio e contribuição de um conjunto de pessoas que de forma direta ou indireta foram muito importantes na realização da mesma.

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

Deixo um agradecimento especial ao aluno de doutoramento Luís Barros por todo o apoio prestado e pelos valiosos conselhos partilhados.

Agradeço, ainda, aos meus colegas de laboratório pela troca de opiniões, partilha de conhecimentos e bom convívio que se gerou, em especial ao aluno Daniel Fernandes.

Queira agradecer aos meus colegas de mestrado pelo ambiente de amizade proporcionado.

Agradeço à minha família, em especial aos meus pais, e a todos os meus amigos por todo o apoio incondicional fundamental para o meu desenvolvimento pessoal e profissional.

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 que tem vindo a tornar-se cada vez mais relevante, devido à necessidade de um fornecimento de energia elétrica com qualidade para um correto e eficiente funcionamento dos equipamentos eletrónicos cada vez mais sensíveis e complexos. Tem sido feito um maior investimento na investigação de soluções que possam melhorar a QEE de forma a reduzir os prejuízos provocados por estes problemas. Nessas soluções encontram-se equipamentos de eletrónica de potência que mitigam os problemas de QEE, entre eles o Condicionador Unificado de Qualidade de Energia com controlo invertido (iUPQC). Esta dissertação aborda parte desta topologia recente, sendo o foco principal de estudo o condicionador ativo paralelo trifásico de um iUPQC com interface com baterias para ser integrado numa microrrede.

O iUPQC é um equipamento constituído por um Filtro Ativo Série (FAS) e um Filtro Ativo Paralelo (FAP). A principal diferença entre esta topologia e o UPQC é que ao contrário do UPQC que utiliza o FAS para compensar problemas relativos à tensão e o FAP para compensar problemas relacionados com a corrente, o iUPQC utiliza um controlo invertido, utilizando assim o FAP para mitigar os problemas relacionados com a tensão e o FAS para mitigar os problemas da corrente. O objetivo principal deste controlo invertido é permitir que o este seja mais simples, pois irá utilizar referências sinusoidais, em vez de sintetizar as componentes de compensação, sendo estas não sinusoidais.

O objetivo principal desta dissertação é implementar algoritmos de controlo para o condicionador ativo paralelo trifásico do iUPQC, de forma a produzir tensões trifásicas com altos padrões de qualidade de energia elétrica, como também para o conversor CC-CC bidirecional que tem como função efetuar a carga/descarga das baterias. No conjunto, o sistema irá permitir gerar as tensões trifásicas para alimentar as cargas da microrrede, com energia proveniente das baterias.

Palavras-Chave: Baterias, Condicionador Ativo Paralelo, Condicionador Unificado de Qualidade de Energia com controlo invertido (iUPQC), Conversor CC-CC bidirecional, Qualidade de Energia Elétrica, Microrrede

Abstract

Power Quality (QEE) is a topic that has been growing in importance, due to the need for a good quality power supply for the correct and efficient operation of increasingly sensitive and complex electronic equipment. Therefore, there has been a greater investment in research into solutions that can improve the quality of electrical power in order to reduce the losses related to these problems. Among these solutions are power electronics equipment that mitigates power quality problems, among them the Unified Power Quality Conditioner with inverted control (iUPQC). This dissertation addresses part of this recent topology, the focus being the Shunt Active Filter (FAP) of an iUPQC interfaced with batteries to be integrated into a microgrid.

The iUPQC is a device consisting of a Series Active Filter (FAS) and a Shunt Active Filter (FAP). The main difference between this topology and the UPQC is that, unlike the UPQC which uses the FAS to compensate voltage related problems and the FAP to compensate current related problems, the iUPQC uses a reverse control, thus using the FAP to mitigate voltage related problems and the FAS to mitigate current problems. The main purpose of this inverted control is to allow the control to be simpler, as it will use sinusoidal references instead of synthesizing the compensation components, these being non-sinusoidal.

The main objective of this dissertation is to implement control algorithms for the iUPQC three-phase parallel active conditioner, to produce three-phase voltages with high power quality standards, as well as for the bidirectional DC-DC converter that has the function of charging/discharging the batteries. Altogether, the system will allow the generation of three-phase voltages to supply the microgrid loads, with energy from the batteries.

Keywords: Batteries, Bi-directional DC-DC Converter, Inverted Control Unified Power Quality Conditioner (iUPQC), Microgrid, Power Quality, Shunt Active Filter

ÍNDICE

| | |
|---|-------|
| Agradecimentos..... | iii |
| Resumo..... | v |
| Abstract | vi |
| Lista de Figuras..... | x |
| Lista de Tabelas | xv |
| Acrónimos e Siglas | xvii |
| Nomenclatura..... | xviii |
| Capítulo 1 Introdução | 21 |
| 1.1 Importância das Microrredes na Produção Descentralizada | 21 |
| 1.2 Problemas de Qualidade de Energia Elétrica..... | 22 |
| 1.2.1 Cavas de Tensão | 22 |
| 1.2.2 Sobretensão Temporária | 23 |
| 1.2.3 Sobretensão Transitória | 24 |
| 1.2.4 Variação da Amplitude da Tensão de Alimentação | 24 |
| 1.2.5 Variação da Frequência da Tensão de Alimentação..... | 25 |
| 1.2.6 Distorção Harmónica | 25 |
| 1.2.7 Flutuações da Tensão que Produzem Tremulação | 26 |
| 1.2.8 Interrupções de Alimentação | 27 |
| 1.2.9 Baixo Fator de Potência | 27 |
| 1.2.10 Desequilíbrio das Tensões de Alimentação | 28 |
| 1.3 Enquadramento e Motivações | 29 |
| 1.4 Objetivos | 30 |
| 1.5 Organização e Estrutura da Dissertação | 30 |
| Capítulo 2 Condicionadores Ativos de Potência para a Compensação de Problemas de Qualidade de Energia Elétrica..... | 32 |
| 2.1 Introdução | 32 |
| 2.2 Filtro Ativo Paralelo de Potência | 33 |
| 2.3 Filtro Ativo Série de Potência | 34 |
| 2.4 UPS..... | 36 |
| 2.4.1 UPS <i>Offline Passive Standby</i> | 36 |
| 2.4.2 UPS <i>Offline Line Interactive</i> | 37 |
| 2.4.3 UPS <i>Double Conversion</i> | 38 |
| 2.5 Condicionador Unificado de Qualidade de Energia – UPQC..... | 38 |
| 2.6 Condicionador Unificado de Qualidade de Energia com Controlo Invertido – iUPQC..... | 40 |
| 2.7 Conclusões..... | 42 |
| Capítulo 3 Tecnologias de Armazenamento de Energia e Conversores de Eletrónica de Potência de um iUPQC Aplicado a uma Microrrede..... | 43 |
| 3.1 Introdução às Tecnologias de Armazenamento de Energia | 43 |
| 3.2 Características das Baterias..... | 44 |
| 3.3 Modelos Elétricos das Baterias..... | 46 |
| 3.4 Tecnologias de Baterias | 48 |
| 3.4.1 Baterias de Chumbo-Ácido (<i>Lead Acid</i>) | 48 |
| 3.4.2 Baterias de Níquel-Cádmio (NiCd) | 49 |
| 3.4.3 Baterias de Níquel-Hidreto Metálico (NiMH) | 49 |
| 3.4.4 Baterias de Iões de Lítio (Li-ion)..... | 49 |
| 3.4.5 Baterias de Iões de Lítio-Polímero (Li-Pol) | 49 |
| 3.4.6 Baterias de Iões de Fosfato-Ferro-Lítio (LiFePO4) | 50 |
| 3.5 Métodos de Carregamento de Baterias | 52 |

Índice

| | | |
|------------|---|-----|
| 3.5.1 | Método de Carregamento por Corrente Constante | 52 |
| 3.5.2 | Método de Carregamento por Tensão Constante | 52 |
| 3.5.3 | Método de Carregamento por Corrente Constante/Tensão Constante | 53 |
| 3.5.4 | Método de Carregamento por Potência Constante | 54 |
| 3.5.5 | Método de Carregamento por Pulsos..... | 54 |
| 3.5.6 | Método de Carregamento Reflex..... | 55 |
| 3.6 | Introdução aos Conversores de Eletrónica de Potência | 55 |
| 3.6.1 | Conversores de Eletrónica de Potência CC-CC | 56 |
| 3.6.2 | Conversores de Eletrónica de Potência CC-CA | 66 |
| 3.7 | Controlo de Tensão aplicados a Condicionadores Ativos de Potência..... | 72 |
| 3.7.1 | Controlo por Histerese | 72 |
| 3.7.2 | Controlo por <i>Periodic Sampling</i> | 73 |
| 3.7.3 | Controlo Preditivo | 74 |
| 3.7.4 | Controlo Proporcional-Integral | 76 |
| 3.7.5 | Controlo Proporcional-Ressonante | 77 |
| 3.8 | Técnicas de Modulação para Conversores VSI | 79 |
| 3.8.1 | Modulação SPWM..... | 79 |
| 3.8.2 | Modulação SVPWM | 80 |
| 3.9 | Conclusões..... | 82 |
| Capítulo 4 | Simulações Computacionais | 84 |
| 4.1 | Introdução | 84 |
| 4.2 | Topologia Utilizada e Respetivo Funcionamento..... | 84 |
| 4.3 | Simulação do Conversor <i>Buck-Boost</i> Bidirecional na Topologia Convencional | 86 |
| 4.3.1 | Modo <i>Boost</i> | 88 |
| 4.3.2 | Modo <i>Buck</i> | 89 |
| 4.4 | Simulação do Conversor <i>Buck-Boost</i> Bidirecional na Topologia <i>Interleaved</i> | 91 |
| 4.4.1 | Modo <i>Boost</i> | 91 |
| 4.4.2 | Modo <i>Buck</i> | 93 |
| 4.4.3 | Comparação entre a Topologia Convencional e <i>Interleaved</i> | 95 |
| 4.5 | Regulação da Tensão do Barramento CC | 96 |
| 4.6 | Equilíbrio da Tensão do Barramento CC | 98 |
| 4.7 | Simulação do Condicionador Ativo Paralelo | 101 |
| 4.7.1 | Sistema de Sincronização com a Rede Elétrica (PLL) | 102 |
| 4.7.2 | Controlo PI..... | 104 |
| 4.7.3 | Controlo PR | 108 |
| 4.7.4 | Controlo Preditivo | 112 |
| 4.7.5 | Comparação entre as Diferentes Técnicas de Controlo | 117 |
| 4.8 | Simulação da Topologia Utilizada | 119 |
| 4.9 | Conclusões..... | 122 |
| Capítulo 5 | Descrição do <i>Hardware</i> Utilizado | 124 |
| 5.1 | Introdução | 124 |
| 5.2 | Baterias | 125 |
| 5.3 | Circuito de Potência..... | 127 |
| 5.3.1 | Módulo de IGBT | 128 |
| 5.3.2 | Dissipador associado aos IGBT..... | 129 |
| 5.3.3 | Condensador de <i>Snubber</i> | 130 |
| 5.3.4 | Barramento CC..... | 130 |
| 5.3.5 | Bobinas dos Conversores CC-CC e CC-CA | 131 |
| 5.3.6 | Resistências de Pré-carga | 132 |
| 5.4 | Circuito de Comando | 132 |
| 5.5 | Sistema de Controlo..... | 134 |
| 5.5.1 | Sensor de Tensão | 135 |
| 5.5.2 | Sensor de Corrente | 137 |
| 5.5.3 | Placa de Condicionamento de Sinal e Detecção de Erros..... | 139 |
| 5.5.4 | Placa de Comando..... | 141 |
| 5.5.5 | Placa de <i>Driver</i> dos IGBT | 142 |
| 5.5.6 | Placa de Proteção dos IGBT | 143 |
| 5.5.7 | Placa de DAC..... | 143 |
| 5.5.8 | DSC | 144 |
| 5.5.9 | Fonte de Alimentação | 145 |
| 5.6 | Conclusões..... | 145 |
| Capítulo 6 | Resultados Experimentais | 147 |

Índice

| | | |
|-------------|--|-----|
| 6.1 | Introdução | 147 |
| 6.2 | Resultados experimentais do Algoritmo PLL..... | 148 |
| 6.3 | Resultados Experimentais do Conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i> Bidirecional..... | 151 |
| 6.3.1 | Validação do modo <i>boost</i> do Conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i> Bidirecional | 152 |
| 6.3.2 | Validação do modo <i>Boost</i> do Conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i> Bidirecional | 154 |
| 6.3.3 | Regulação e Equilíbrio da tensão do barramento CC..... | 157 |
| 6.4 | Resultados Experimentais do Topologia Utilizada | 159 |
| 6.4.1 | Resultados Experimentais do Controlo PI..... | 160 |
| 6.4.2 | Resultados Experimentais do Controlo PR..... | 165 |
| 6.4.3 | Resultados experimentais do Controlo Preditivo | 169 |
| 6.4.4 | Comparação entre os Diferentes Algoritmos de Controlo..... | 173 |
| 6.5 | Conclusões..... | 175 |
| Capítulo 7 | Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro..... | 177 |
| 7.1 | Conclusões..... | 177 |
| 7.2 | Sugestões para Trabalho Futuro..... | 181 |
| Referências | | 182 |

Lista de Figuras

| | |
|--|----|
| Figura 1.1 – Cava de tensão. | 23 |
| Figura 1.2 – Sobretensão Temporária. | 24 |
| Figura 1.3 – Sobretensão transitória: (a) de comutação anormal; (b) de descarga atmosférica. | 24 |
| Figura 1.4 – Flutuação da tensão. | 26 |
| Figura 1.5 – Interrupção da tensão de alimentação. | 27 |
| Figura 1.6 – Desequilíbrio das tensões de alimentação. | 29 |
| Figura 2.1 – Diagrama de blocos de um filtro ativo paralelo. | 33 |
| Figura 2.2 – Diagrama de blocos de um filtro ativo paralelo com a adição de um filtro passivo em série. | 34 |
| Figura 2.3 – Diagrama de blocos de um Filtro Ativo Série. | 35 |
| Figura 2.4 – Diagrama de blocos de uma UPS Offline Passive Standby. | 36 |
| Figura 2.5 – Diagrama de blocos de uma UPS Offline Line Interactive. | 37 |
| Figura 2.6 – Diagrama de blocos de uma UPS Double Conversion. | 38 |
| Figura 2.7 – Diagrama de blocos de um Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC). | 39 |
| Figura 2.8 – Diagrama de blocos de um condicionador unificado de qualidade de Energia com controlo invertido (UPQC) com interface com energia renováveis e baterias. | 41 |
| Figura 2.9 – Diagrama de blocos do sistema desenvolvido. | 41 |
| Figura 3.1 – Modelo linear do circuito equivalente de uma bateria. | 47 |
| Figura 3.2 – Variante do modelo linear do circuito equivalente de uma bateria. | 47 |
| Figura 3.3 – Modelo equivalente Thévenin de uma bateria. | 48 |
| Figura 3.4 – Gráfico correspondente ao método de carregamento por corrente constante. | 52 |
| Figura 3.5 – Gráfico correspondente ao método de carregamento por tensão constante. | 53 |
| Figura 3.6 – Gráfico correspondente ao método de carregamento por corrente constante/tensão constante. | 54 |
| Figura 3.7 – Gráfico correspondente ao método de carregamento por potência constante. | 54 |
| Figura 3.8 – Gráfico correspondente ao método de carregamento por pulsos. | 55 |
| Figura 3.9 – Gráfico correspondente ao método de carregamento reflex. | 55 |
| Figura 3.10 – Esquema elétrico de um conversor step-up. | 57 |
| Figura 3.11 – Princípio de funcionamento do conversor step-up: (a) semicondutor $S1$ em condução; (b) semicondutor $S1$ ao corte. | 58 |
| Figura 3.12 - Esquema elétrico de um Conversor step-down. | 59 |
| Figura 3.13 – Princípio de funcionamento do conversor step-down: (a) semicondutor $S1$ em condução; (b) semicondutor $S1$ ao corte. | 59 |
| Figura 3.14 - Esquema elétrico de um Conversor step-up-down. | 60 |
| Figura 3.15 - Esquema elétrico de um Conversor bidirecional convencional. | 61 |
| Figura 3.16 – Princípio de funcionamento do conversor bidirecional convencional no modo step-up: (a) semicondutor $S2$ em condução; (b) semicondutor $S2$ ao corte. | 62 |
| Figura 3.17 – Princípio de funcionamento do conversor bidirecional convencional no modo step-down: (a) semicondutor $S1$ em condução; (b) semicondutor $S1$ ao corte. | 63 |

Lista de Figuras

| | |
|--|----|
| Figura 3.18 - Esquema elétrico de um Conversor bidirecional interleaved. | 64 |
| Figura 3.19 – Princípio de funcionamento do conversor bidirecional convencional no modo step-up: (a) semicondutor S_2 em condução; (b) semicondutor S_4 em condução. | 65 |
| Figura 3.20 – Princípio de funcionamento do conversor bidirecional convencional no modo step-down: (a) semicondutor S_1 em condução; (b) semicondutor S_3 em condução. | 66 |
| Figura 3.21 - Esquema elétrico de um inversor trifásico CSI. | 67 |
| Figura 3.22 - Esquema elétrico de um conversor de eletrônica de potência trifásico do tipo VSI. | 68 |
| Figura 3.23 - Esquema elétrico de um conversor de eletrônica de potência do tipo VSI trifásico de 4 fios com 4 braços. | 69 |
| Figura 3.24 - Esquema elétrico de um conversor de eletrônica de potência do tipo VSI trifásico de 4 fios com 3 braços e ponto médio no barramento CC. | 71 |
| Figura 3.25 – Diagrama do controlo de tensão por histerese aplicado a um condicionador ativo paralelo. | 72 |
| Figura 3.26 – Diagrama do controlo de tensão por periodic sampling aplicado a um condicionador ativo paralelo. | 74 |
| Figura 3.27 – Diagrama do controlo de tensão preditivo aplicado a um condicionador ativo paralelo. | 75 |
| Figura 3.28 – Esquema elétrico de um inversor monofásico. | 75 |
| Figura 3.29 – Diagrama do controlo de tensão proporcional-integral aplicado a um condicionador ativo paralelo. | 77 |
| Figura 3.30 – Diagrama de blocos do controlador proporcional-ressonante. | 78 |
| Figura 3.31 – Diagrama do controlo de tensão proporcional-ressonante aplicado a um condicionador ativo paralelo. | 78 |
| Figura 3.32 – Representação do princípio de operação da modulação SPWM: Onda Portadora (v_{tri}), tensões de referência (v_{refA} , v_{refB} , v_{refC}), sinais de gate dos IGBT superiores de cada braço (v_{compA} , v_{compB} , v_{compC}). | 80 |
| Figura 3.33 – Diagrama de espaço vetorial com vetores de comutação (baseado em [89]). | 81 |
| Figura 4.1- Diagrama de blocos do iUPQC com interface de energias renováveis e sistemas de armazenamento de energia. | 85 |
| Figura 4.2 – Esquema elétrico da topologia proposta. | 86 |
| Figura 4.3 – Modelo da bateria utilizado em simulação. | 86 |
| Figura 4.4 – Modelo de simulação do conversor CC-CC bidirecional convencional. | 87 |
| Figura 4.5 – Diagrama de blocos do controlo PI para potência constante. | 88 |
| Figura 4.6 – Sistema de controlo do conversor CC-CC bidirecional convencional. | 88 |
| Figura 4.7 – Simulação da descarga da bateria com potência constante: (a) tensão na bateria (V_{bat}); (b) corrente de referência (I_{ref}) e corrente na bateria (I_{Bat}). | 89 |
| Figura 4.8 - Simulação da descarga da bateria com potência constante: potência de referência (P_{ref}) e potência de descarga da bateria (P_{bat}). | 89 |
| Figura 4.9 – Simulação do carregamento da bateria com potência constante: (a) tensão na bateria (V_{bat}); (b) corrente de referência (I_{ref}) e corrente na bateria (I_{Bat}). | 90 |
| Figura 4.10 - Simulação do carregamento da bateria com potência constante: potência de referência (P_{ref}) e potência de descarga da bateria (P_{bat}). | 90 |
| Figura 4.11 – Modelo de simulação do conversor CC-CC bidirecional interleaved. | 91 |
| Figura 4.12 – Sistema de controlo do conversor CC-CC bidirecional interleaved. | 91 |
| Figura 4.13 – Simulação da descarga da bateria com potência constante: (a) tensão na bateria (V_{bat}); (b) corrente de referência (I_{ref}) e corrente na bateria (I_{Bat}). | 92 |
| Figura 4.14 – Simulação da descarga da bateria com potência constante: (a) correntes nas bobinas (i_{L1} e i_{L2}); (b) correntes nas bobinas (i_{L1} e i_{L2}) durante o intervalo [0,165 ; 0,1653] s. | 92 |

Lista de Figuras

| | |
|---|-----|
| Figura 4.15 - Simulação da descarga da bateria com potência constante: potência de referência (P_{ref}) e potência de descarga da bateria (P_{bat})..... | 93 |
| Figura 4.16 – Simulação do carregamento da bateria com potência constante: (a) tensão na bateria (V_{bat}); (b) corrente de referência (I_{ref}) e corrente na bateria (I_{Bat}). | 94 |
| Figura 4.17 – Simulação do carregamento da bateria com potência constante: (a) correntes nas bobinas (i_{L1} e i_{L2}); (b) correntes nas bobinas ($IL1$ e $IL2$) durante o intervalo [0,319 ; 0,3193] s. | 94 |
| Figura 4.18 - Simulação do carregamento da bateria com potência constante: potência de referência (P_{ref}) e potência de descarga da bateria (P_{bat})..... | 95 |
| Figura 4.19 – Comparação entres os resultados obtidos na corrente da bateria utilizando: (a) topologia convencional; (b) topologia interleaved..... | 96 |
| Figura 4.20 – Diagrama de blocos do controlo PI para a tensão do barramento CC. | 96 |
| Figura 4.21 – Regulação da tensão do barramento CC, sendo as seguintes etapas: 1) pré-carga do barramento CC; 2) aumento da tensão do barramento CC para o valor de referência; 3) regulação da tensão do barramento CC no valor de referência..... | 97 |
| Figura 4.22 – Potência de regulação (P_{reg}) e potência fornecida pela bateria (P_{bat}) durante a regulação da tensão do barramento CC. | 98 |
| Figura 4.23 - Modelo de simulação do conversor CC-CC bidirecional interleaved com o conversor CC-CC de meia ponte que realizam a regulação e equilíbrio da tensão do barramento CC | 99 |
| Figura 4.24 – Regulação da tensão do barramento CC com a ativação do equilíbrio das tensões. | 100 |
| Figura 4.25 – Equilíbrio da tensão do barramento CC. | 100 |
| Figura 4.26 – Equilíbrio da tensão do barramento CC em regime permanente..... | 101 |
| Figura 4.27 - Modelo de simulação do condicionador ativo paralelo. | 102 |
| Figura 4.28 – Diagrama de blocos da PLL implementada para o sincronismo com as tensões da rede elétrica. | 103 |
| Figura 4.29 – Tensão da rede elétrica por fase com o respetivo sinal da PLL..... | 104 |
| Figura 4.30 – Tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo para cargas resistivas utilizando controlo PI no intervalo [0,3 s; 0,4 s]. | 105 |
| Figura 4.31 – Correntes consumidas pelas cargas lineares no intervalo [0,3s; 0,4s]...... | 106 |
| Figura 4.32 – Tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo com a carga não linear trifásica utilizando controlo PI no intervalo [0,3 s; 0,4 s]...... | 106 |
| Figura 4.33 – Correntes consumidas pela carga não linear trifásica no intervalo [0,3 s; 0,4 s]. | 107 |
| Figura 4.34 – Tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo utilizando controlo PI e correntes consumidas pelas cargas no regime transitório. | 108 |
| Figura 4.35 – Tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo com cargas resistivas utilizando controlo PR no intervalo [0,3 s; 0,4 s]. | 109 |
| Figura 4.36 – Correntes consumidas pelas cargas lineares no intervalo [0,3 s; 0,4 s]...... | 110 |
| Figura 4.37 – Tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo com a carga não linear trifásica utilizando controlo PR no intervalo [0,3 s; 0,4 s]...... | 110 |
| Figura 4.38 – Correntes consumidas pela carga não linear trifásica no intervalo [0,3 s; 0,4 s]. | 111 |
| Figura 4.39 – Tensões produzidas utilizando controlo PR e correntes consumidas no regime transitório. | 112 |
| Figura 4.40 – Tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo com cargas resistivas utilizando controlo preditivo no intervalo [0,3 s; 0,4 s]. | 113 |
| Figura 4.41 – Correntes consumidas pelas cargas lineares no intervalo [0.3;0.4]. | 114 |
| Figura 4.42 – Tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo com a carga não linear trifásica utilizando controlo preditivo no intervalo [0.3;0.4]. | 115 |
| Figura 4.43 – Correntes consumidas pela carga não linear trifásica no intervalo [0.3;0.4]. | 116 |

Lista de Figuras

| | |
|--|-----|
| Figura 4.44 – Tensões produzidas utilizando controlo preditivo e correntes consumidas no regime transitório..... | 117 |
| Figura 4.45 - Modelo de simulação da topologia proposta. | 119 |
| Figura 4.46 - Regulação da tensão do barramento CC em regime permanente com a entrada de cargas alimentadas pelo condicionador ativo paralelo..... | 120 |
| Figura 4.47- Correntes presentes na bobinas do conversor CC-CC bidirecional interleaved durante a operação do topologia com a entrada de cargas. | 121 |
| Figura 4.48 - Potência de regulação (<i>P_{reg}</i>) e potência fornecida pela bateria (<i>P_{bat}</i>) durante a operação do topologia com a entrada de cargas. | 121 |
| Figura 4.49 – Tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo com as cargas lineares e a carga não linear trifásica presentes no sistema. | 122 |
| Figura 5.1 – Desenho em 2D do protótipo laboratorial. | 125 |
| Figura 5.2 – Exemplar de uma das baterias LiFePO4 presente no pack de 34 baterias. | 127 |
| Figura 5.3 – Desenho em 2D do circuito de potência do protótipo laboratorial. | 127 |
| Figura 5.4 – Desenho em 2D do conversor de potência do protótipo laboratorial. | 128 |
| Figura 5.5 – Módulo de IGBT SMK100GB12T4: (a) Módulo; (b) Esquema elétrico. | 129 |
| Figura 5.6 – Dissipador P3-330 Semikron..... | 129 |
| Figura 5.7 – Condensador de snubber B23656S Epcos. | 130 |
| Figura 5.8 - Esquema de ligação referente à configuração dos condensadores no barramento CC..... | 131 |
| Figura 5.9 – Bobina de núcleo partilhado. | 132 |
| Figura 5.10 – Resistências de pré-carga..... | 132 |
| Figura 5.11 – Interface entre o circuito de comando e o utilizador | 133 |
| Figura 5.12 – Esquema de comando dos conversores do sistema. | 133 |
| Figura 5.13 – Diagrama de blocos dos elementos constituintes do sistema de controlo. | 135 |
| Figura 5.14 – Esquema elétrico do sensor de tensão CHYHVS5-25A da ChenYang technologies [96]. | 136 |
| Figura 5.15 – Placa do circuito do sensor de tensão. | 137 |
| Figura 5.16 – Esquema elétrico do sensor de corrente LA 100-P da LEM [97]. | 138 |
| Figura 5.17 - Placa do circuito do sensor de corrente. | 138 |
| Figura 5.18 – Esquema elétrico do circuito amplificador inversor. | 139 |
| Figura 5.19 – Esquema elétrico do circuito de deteção de erros. | 140 |
| Figura 5.20 - Placa de Condicionamento de Sinal e Deteção de Erros. | 141 |
| Figura 5.21 – Placa de comando. | 142 |
| Figura 5.22 – Placa de driver dos IGBT..... | 142 |
| Figura 5.23 – Placa de proteção dos IGBT | 143 |
| Figura 5.24 – Placa de DAC. | 144 |
| Figura 5.25 – Controlador utilizado: (a) DSC TMS320F28335; (b) Placa de suporte. | 145 |
| Figura 5.26 – Fonte de Alimentação TXL035-1515D Series..... | 145 |
| Figura 6.1 – Protótipo laboratorial utilizado. | 148 |
| Figura 6.2 – Resposta da PLL em regime transitório: (a) Forma de onda da tensão da fase A e respetivo sinal de PLL; (b) Forma de onda da tensão da fase B e respetivo sinal de PLL; (c) Forma de onda da tensão da fase C e respetivo sinal de PLL | 149 |
| Figura 6.3 - Resposta da PLL em regime permanente: (a) Forma de onda da tensão da fase A e respetivo sinal de PLL; (b) Forma de onda da tensão da fase B e respetivo sinal de PLL; (c) Forma de onda da tensão da fase C e respetivo sinal de PLL | 150 |

Lista de Figuras

| | |
|---|-----|
| Figura 6.4 – Sinais de PLL gerados para as 3 fases. | 151 |
| Figura 6.5 – Esquema elétrico da montagem utilizada para validar o modo boost na topologia convencional..... | 152 |
| Figura 6.6 – Resultados obtidos da corrente da bateria e respetivo sinal de referência do modo boost na topologia convencional. | 153 |
| Figura 6.7 – Esquema elétrico da montagem utilizada para validar o modo boost na topologia interleaved. | 153 |
| Figura 6.8 – Resultados obtidos no modo boost na topologia interleaved: (a) corrente na bateria e respetivo sinal de referência; (b) correntes nas bobinas do conversor. | 154 |
| Figura 6.9 - Esquema elétrico da montagem utilizada para validar o modo buck na topologia convencional. | 155 |
| Figura 6.10 – Resultados obtidos da corrente da bateria e respetivo sinal de referência do modo buck na topologia convencional. | 155 |
| Figura 6.11 – Esquema elétrico da montagem utilizada para validar o modo buck na topologia interleaved. | 156 |
| Figura 6.12 – Resultados obtidos no modo buck na topologia interleaved: (a) corrente na bateria e respetivo sinal de referência; (b) correntes nas bobinas do conversor. | 156 |
| Figura 6.13 - Esquema elétrico da montagem utilizada para a validação da regulação e equilíbrio da tensão no barramento CC. | 157 |
| Figura 6.14 - Resultados experimentais da regulação e equilíbrio da tensão no barramento CC..... | 158 |
| Figura 6.15 - Esquema elétrico da montagem utilizada para a validação dos algoritmos de controlo aplicados ao condicionador ativo paralelo a operar com a energia proveniente das baterias..... | 160 |
| Figura 6.16 – Resultado obtido nas tensões produzidas alimentado cargas lineares utilizando controlo PI..... | 161 |
| Figura 6.17 – Resultados obtidos nas tensões produzidas com cargas lineares utilizando controlo PI: (a) THD% da tensão na fase A; (b) THD% da tensão na fase B; (c) THD% da tensão na fase C. | 161 |
| Figura 6.18 – Resultado obtido na tensão na fase A com controlo PI e respetiva corrente consumida pela carga linear. | 162 |
| Figura 6.19 – Resultado obtido nas tensões produzidas alimentado um carga não linear trifásica utilizando controlo PI..... | 163 |
| Figura 6.20 – Resultados obtidos nas tensões produzidas com uma carga não linear trifásica utilizando controlo PI: (a) THD% da tensão na fase A; (b) THD% da tensão na fase B; (c) THD% da tensão na fase C. | 163 |
| Figura 6.21 – Resultado obtido na tensão na fase A com controlo PI e respetiva corrente consumida pela carga não linear. | 164 |
| Figura 6.22 – Tensão do barramento CC em regime permanente com o condicionador ativo paralelo em operação. | 165 |
| Figura 6.23 – Resultado obtido nas tensões produzidas alimentado cargas lineares utilizando controlo PR..... | 166 |
| Figura 6.24 – Resultados obtidos nas tensões produzidas com cargas lineares utilizando controlo PR: (a) THD% da tensão na fase A; (b) THD% da tensão na fase B; (c) THD% da tensão na fase C. | 166 |
| Figura 6.25 – Resultado obtido na tensão na fase A com controlo PR e respetiva corrente consumida pela carga linear. | 167 |
| Figura 6.26 – Resultado obtido nas tensões produzidas alimentado um carga não linear trifásica utilizando controlo PR. | 168 |
| Figura 6.27 – Resultados obtidos nas tensões produzidas com uma carga não linear trifásica utilizando controlo PR: (a) THD% da tensão na fase A; (b) THD% da tensão na fase B; (c) THD% da tensão na fase C. | 168 |
| Figura 6.28– Resultado obtido na tensão na fase A com controlo PR e respetiva corrente consumida pela carga não linear. | 169 |
| Figura 6.29 – Resultado obtido nas tensões produzidas alimentado cargas lineares utilizando controlo preditivo..... | 170 |
| Figura 6.30 – Resultados obtidos nas tensões produzidas com cargas lineares utilizando controlo preditivo: (a) THD% da tensão na fase A; (b) THD% da tensão na fase B; (c) THD% da tensão na fase C. | 170 |
| Figura 6.31 – Resultado obtido na tensão na fase A com controlo preditivo e respetiva corrente consumida pela carga linear. | 171 |

Lista de Figuras

| | |
|--|-----|
| Figura 6.32 – Resultado obtido nas tensões produzidas alimentado um carga não linear trifásica utilizando controlo preditivo..... | 172 |
| Figura 6.33 – Resultados obtidos nas tensões produzidas com uma carga não linear trifásica utilizando controlo preditivo: (a) THD% da tensão na fase A; (b) THD% da tensão na fase B; (c) THD% da tensão na fase C. | 172 |
| Figura 6.34 – Resultado obtido na tensão na fase A com controlo preditivo e respetiva corrente consumida pela carga não linear. | 173 |

Lista de Tabelas

| | |
|--|-----|
| Tabela 1.1 – Limites da variação de frequência para redes elétricas de baixa tensão. | 25 |
| Tabela 3.1 – Comparação das diferentes tecnologias de baterias (baseado em [38]-[44]). | 51 |
| Tabela 3.2 – Representação dos estados permitidos pelo inversor trifásico do tipo CSI. | 67 |
| Tabela 3.3 – Representação dos estados permitidos pelo conversor de eletrónica de potência trifásico do tipo VSI..... | 68 |
| Tabela 3.4 – Representação dos estados permitidos pelo conversor de eletrónica de potência do tipo VSI trifásico de 4 fios com 4 braços. | 70 |
| Tabela 3.5 – Representação dos estados permitidos pelo conversor de eletrónica de potência do tipo VSI trifásico de 4 fios com 3 braços e ponto médio no barramento CC. | 71 |
| Tabela 3.6 – Combinações e vetores respondentes de um conversor CC-CA trifásico. | 81 |
| Tabela 4.1 – THD e valor eficaz das tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo para cargas resistivas com controlo PI. | 105 |
| Tabela 4.2 – THD e valor eficaz das tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo com a carga não linear trifásica com controlo PI. | 107 |
| Tabela 4.3– THD e valor eficaz das tensões para cargas resistivas com controlo PR. | 109 |
| Tabela 4.4 – THD e valor eficaz das tensões com a carga não linear trifásica com controlo PR. | 111 |
| Tabela 4.5 – THD e valor eficaz das tensões para cargas resistivas com controlo preditivo. | 113 |
| Tabela 4.6 – THD e valor eficaz das tensões com a carga não linear trifásica com controlo preditivo. | 115 |
| Tabela 4.7 – Comparação dos resultados obtidos em simulação com as diferentes técnicas de controlo. | 118 |
| Tabela 5.1 – Principais características da bateria LiFePO4. | 126 |
| Tabela 5.2 – Valores de indutâncias das bobinas para diferentes frequências. | 131 |
| Tabela 5.3 – Valores das resistências utilizadas nos sensores de tensão. | 137 |
| Tabela 6.1 – Comparação dos resultados experimentais obtidos com as diferentes técnicas de controlo. | 174 |

Acrónimos e Siglas

| Acrónimo/Sigla | Significado |
|-----------------------|--|
| CA | Corrente Alternada |
| CC | Corrente Contínua |
| CPD | <i>Custom Power Devices</i> Dispositivos de alimentação personalizados |
| CSI | <i>Current Source Inverter</i> Inversor Fonte de Corrente |
| DPF | <i>Displacement Power Factor</i> Fator de Potência de Deslocamento |
| DoD | <i>Depth of Discharge</i> Profundidade de Descarga |
| DSC | <i>Digital Signal Controller</i> Controlador Digital de Sinais |
| FACTS | <i>Flexible AC Transmission Systems</i> Sistema de transmissão flexível em corrente alternada |
| FAP | Filtro Ativo Paralelo |
| FAS | Filtro Ativo Série |
| GEPE | Grupo de Eletrónica de Potência e Energia |
| IEC | <i>International Electrotechnical Commission</i> Comissão Eletrotécnica Internacional |
| IGBT | <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> Transistor Bipolar de Porta Isolada |
| iUPQC | <i>Dual Unified Power Quality Conditioner</i> Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Elétrica com controlo invertido |

| | |
|---------|---|
| MOSFET | <i>Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> Transístor de Efeito de Campo Óxido-Metal Semicondutor |
| MPPT | <i>Maximum Power Point Tracker</i> Seguidor do Ponto de Máxima Potência |
| NP | Norma Portuguesa |
| PI | Proporcional-Integral |
| PR | Proporcional-Ressonante |
| QEE | Qualidade de Energia Elétrica |
| RB-IGBT | <i>Reverse-Blocking Insulated Gate Bipolar Transistor</i> Transístor Bipolar de Porta Isolada com Bloqueio Inverso |
| RMS | <i>Root Mean Square</i> Raiz Quadrada Média |
| RQS | Regulamento de Qualidade de Serviço |
| SEN | Sistema Elétrico Nacional |
| SoC | <i>State of Charge</i> Estado de carga |
| SPWM | <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> Modulação de Largura de Pulso Sinusoidal |
| SVPWM | <i>Space Vector Pulse Width Modulation</i> Modulação de Largura de Pulso Vetorial Espacial |
| THD | <i>Total Harmonic Distortion</i> Taxa de Distorção Harmónica |
| TPF | <i>Total Power Factor</i> Fator de Potência Total |
| UPQC | <i>Unified Power Quality Conditioner</i> Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Elétrica |
| UPS | <i>Uninterrupted Power Supply</i> Fonte de Alimentação Ininterrupta |
| VSI | <i>Voltage Source Inverter</i> Inversor Fonte de Tensão |

Nomenclatura

| Símbolo | Significado | Unidade |
|----------------|--|----------------|
| V_s | Tensão na rede elétrica | V |
| i_s | Corrente na rede elétrica | A |
| V_L | Tensão nas cargas | V |
| i_L | Corrente nas cargas | A |
| V_F | Tensão no condicionador ativo paralelo | V |
| i_F | Corrente no condicionador ativo paralelo | A |
| V_h | Tensão eficaz da componente harmónica de ordem h | V |
| V_{ref} | Tensão de referência | V |
| I_{ref} | Corrente de referência | A |
| K_p | Ganho Proporcional | |
| K_s | Ganho Ressonante | |
| K_i | Ganho Integral | |
| P_{reg} | Potência de regulação do barramento CC | W |
| P_{cargas} | Potência ativa das cargas | W |
| P_{Bat} | Potência das baterias | W |
| P_{ref} | Potência de referência | W |
| V_{Bat} | Tensão das baterias | V |
| I_{Bat} | Corrente nas baterias | A |
| I_L | Corrente na bobina | A |
| V_L | Tensão na bobina | V |
| V_{in} | Tensão de entrada do conversor CC-CC | V |
| V_{out} | Tensão de saída do conversor CC-CC | V |
| V_{cc} | Tensão do barramento CC | V |

Nomenclatura

| | | |
|-------|--------------------------|----|
| f | Frequência | Hz |
| f_c | Frequência de comutação | Hz |
| f_s | Frequência de amostragem | Hz |

Capítulo 1

Introdução

1.1 Importância das Microrredes na Produção Descentralizada

Nos primórdios da energia elétrica foi criado um modelo de produção e distribuição de energia conforme as necessidades. Foi elaborado um sistema de produção centralizado em que existem locais de produção de energia elétrica, redes de transporte e locais onde a energia é consumida. Isto significa que o sistema elétrico convencional era composto por 3 grandes setores: centrais elétricas, onde a energia é produzida; redes de transporte e distribuição de energia, sendo estas compostas por linhas de alta, média e baixa tensão responsáveis por fazer a ligação entre os pontos de produção e os pontos de consumo; e, por fim, os consumidores finais.

Nas últimas décadas, o paradigma de produção de energia tem-se alterado e surge o conceito de produção descentralizada. O desenvolvimento das energias renováveis, tecnologias de armazenamento de energia, sistemas de transmissão de corrente alternada flexíveis e microrredes, vieram possibilitar novos horizontes para o sistema elétrico convencional [1]. Os sistemas de produção descentralizada permitem uma operação mais eficiente e flexível. Estes sistemas são normalmente conectados nas redes de distribuição perto do consumidor, comparado com as centrais de produção de energia tradicionais, permitindo assim uma redução de perdas no transporte [1]. A adição de tecnologias de armazenamento de energia a sistemas de produção descentralizada permite melhorar a continuidade de fornecimento de energia permitindo assim locais de produção isolados, nomeadamente microrredes com produção local. Assim, as microrredes terão um papel importante no futuro das redes elétricas, principalmente em redes de distribuição de baixa tensão [1].

Uma microrrede é considerada uma rede de pequena escala formada por sistemas de produção descentralizada, dispositivos de armazenamento de energia e cargas que são controladas hierarquicamente, com a capacidade de operar como uma rede conectada ao sistema elétrico ou a operar como uma rede isolada [1]. Os painéis solares fotovoltaicos e as microeólicas são as fontes renováveis mais adequadas para serem integrados como produtores de energia elétrica em microrredes, por serem de tamanho pequeno e facilmente escaláveis [1].

Os sistemas descentralizados modernos apresentam maior controlabilidade e grau de operabilidade do que os sistemas tradicionais. Isto permitirá que estes sistemas desempenhem um papel importante e decisivo na estabilidade das redes elétricas do futuro [1].

1.2 Problemas de Qualidade de Energia Elétrica

A energia elétrica é, desde há muitos anos, fundamental no quotidiano das pessoas. No entanto, a preocupação com a qualidade da energia é ainda recente, tendo vindo a aumentar. Um fornecimento com qualidade de energia elétrica é cada vez mais relevante para que os equipamentos eletrónicos funcionem de forma correta e eficiente.

O conceito de qualidade de energia elétrica (QEE) tem vindo a sofrer alterações ao longo do tempo devido à grande evolução dos equipamentos e sistemas conectados à rede elétrica. Estes novos equipamentos originaram problemas anteriormente desconhecidos devido aos seus consumos de corrente não sinusoidal [2]. Atualmente, os problemas de QEE vão além do problema de fornecimento contínuo da energia, analisando também aspetos como a qualidade da forma de onda da tensão que é fornecido aos consumidores. Estes aspetos são difíceis de detetar aos olhos do consumidor, sendo por isso necessários equipamentos específicos para o efeito, como analisadores de qualidade de energia.

Estudos revelam que problemas de qualidade de energia acarretam prejuízos de vários milhões de euros por ano [3]. Devido a este problema tem existido um maior investimento na investigação de soluções que possam melhorar a qualidade de energia elétrica, de forma a reduzir os prejuízos.

Para regularizar a qualidade da energia elétrica, foram criadas diversas normas no sentido de estabelecer limites para as perturbações que ocorrem na forma de onda da tensão fornecida aos consumidores, que devem ser respeitadas pelos provedores de serviço. Em Portugal salienta-se o Regulamento de Qualidade de Serviço (RQS), que determina o relacionamento entre os diversos agentes do Sistema Elétrico Nacional (SEN), nomeadamente na definição de responsabilidades e no estabelecimento de obrigações [4]. Existe ainda uma norma portuguesa e europeia (NP EN 50160), que estabelece, no ponto de entrega ao cliente, os parâmetros de qualidade de tensão fornecidos por uma rede de distribuição em baixa ou média tensão [5].

De seguida são apresentados os principais problemas de qualidade de energia elétrica, bem como a sua classificação de acordo com as normas estabelecidas.

1.2.1 Cavas de Tensão

Uma cava de tensão pode ser definida como uma diminuição brusca da tensão de alimentação para um valor compreendido entre 90 % e 10 % da tensão declarada [5]. Após a ocorrência da cava de tensão, o

valor da tensão de alimentação nominal é restabelecido num intervalo de tempo. É considerada cava de tensão se o fenómeno perdurar entre 10 ms a 1 min [5]. Na Figura 1.1 está representada uma cava de tensão com a duração de 100 ms.

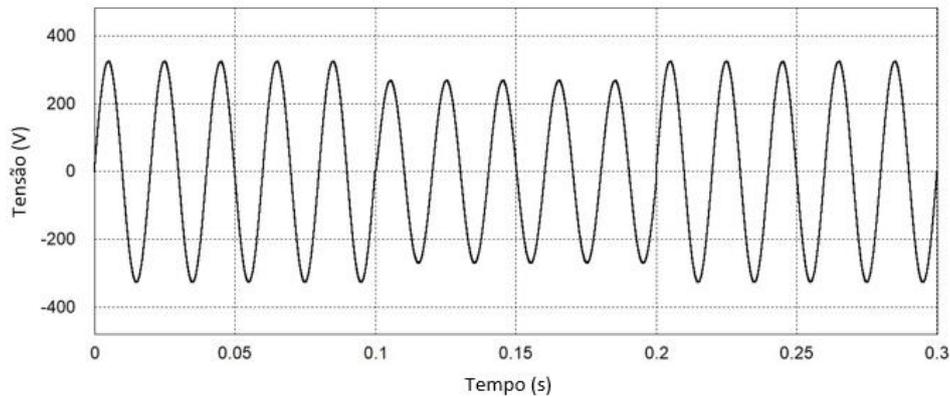


Figura 1.1 – Cava de tensão.

As cavas de tensão têm origens variadas. Estas podem ser provocadas pela entrada de funcionamento de cargas com elevado consumo de energia, curto-circuitos em ramais adjacentes, arranques de motores, entre outros [6]. Os principais problemas associados às cavas de tensão são a perturbação ou interrupção do funcionamento de equipamento sensível e variação do binário nos motores elétricos [7]. O valor de uma cava de tensão é definido como sendo a diferença entre a tensão eficaz durante a cava e a tensão declarada [5].

1.2.2 Sobretensão Temporária

Uma sobretensão temporária é um fenómeno que eleva os valores eficazes das tensões de alimentação durante um intervalo entre 10 ms a 1 min [5]. As principais causas deste fenómeno são a retirada de operação de cargas de grande consumo e falhas que ocorrem entre uma fase e a terra, influenciando as outras linhas. As principais consequências do aparecimento deste fenómeno nas tensões de alimentação são a possibilidade de equipamentos terem funcionamentos incorretos e a redução do tempo de vida dos equipamentos [7]. Na Figura 1.2 está representada uma sobretensão à frequência industrial, onde a tensão atinge os 375 V de valor de pico durante 100 ms.

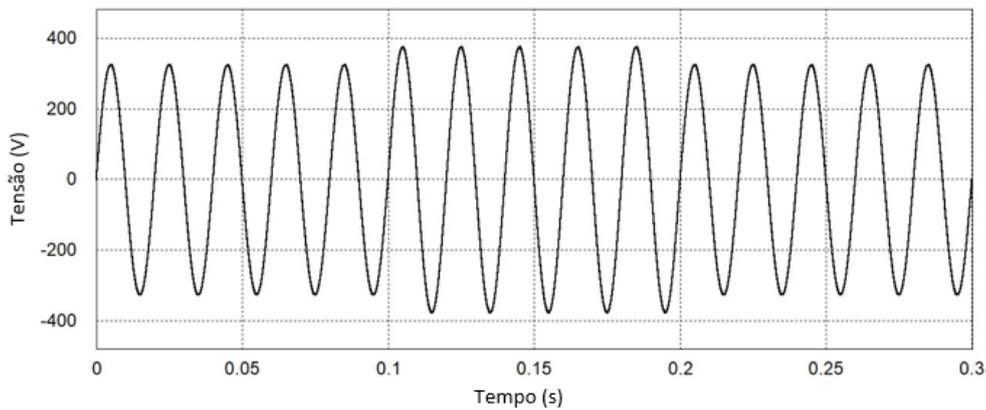


Figura 1.2 – Sobretensão temporária.

1.2.3 Sobretensão Transitória

Uma sobretensão transitória caracteriza-se pela curta duração, oscilatória ou não, e possui tempos de subida que podem ser inferiores a 1 μ s até alguns milissegundos [5]. De acordo com a causa, as sobretensões transitórias podem ser classificadas em três categorias: transitórios de descargas atmosféricas, transitórios de comutação normais e transitórios de comutação anormais [8]. As principais causas do aparecimento destes fenómenos são as descargas atmosféricas, energização de condensadores, microrredes comutando de ou para modo isolado, entre outros [7][8]. Por outro lado, os principais efeitos do fenómeno mencionado são a atuação dos circuitos de corte levando à ocorrência de falhas no sistema elétrico, dano de equipamentos eletrónicos, entre outros [7]. Na Figura 1.3 estão representadas duas sobretensões transitórias com diferentes causas. A primeira provocada por uma comutação anormal, dando origem a uma perturbação com uma duração de 5 ms, elevando o valor da tensão até aos 600 V. A segunda causada por uma descarga atmosférica, com a duração de 1 μ s, elevando o valor da tensão até aos 800 V.

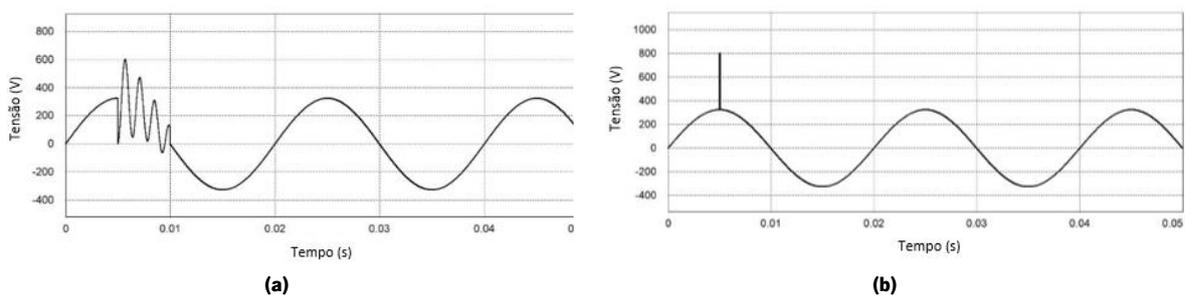


Figura 1.3 – Sobretensão transitória: (a) de comutação anormal; (b) de descarga atmosférica.

1.2.4 Variação da Amplitude da Tensão de Alimentação

As tensões de alimentação durante o seu período de operação sofrem variações no seu valor eficaz. A norma NP EN 50160 [5] é responsável por definir os limites dessas variações. Esta norma estabelece

que em condições normais de exploração, durante cada período semanal, 95 % dos valores eficazes médios de 10 min devem situar-se num intervalo de variação de 10 % ($V_f \pm 10\%$). Estabelece também que todos os valores eficazes médios de 10 min devem situar-se no intervalo de -15 % a +10 % de V_f [5].

1.2.5 Variação da Frequência da Tensão de Alimentação

Tal como a amplitude das tensões da rede elétrica podem variar, a sua frequência também. A norma NP EN 50160 [5] impõe limites às variações de frequência presentes na Tabela 1.1 para redes com ligação síncrona a redes interligadas e redes sem ligação síncrona a redes interligadas.

Tabela 1.1 – Limites da variação de frequência para redes elétricas de baixa tensão.

| Situação | Limites | |
|---|------------------|----------------------------|
| Rede com ligação síncrona a redes interligadas | 50 Hz $\pm 1\%$ | Durante 99,5 % de um ano |
| | 50 Hz +4 %/-6 % | Durante 100 % do tempo |
| Redes sem ligação síncrona a redes interligadas | 50 Hz $\pm 2\%$ | Durante 95 % de uma semana |
| | 50 Hz $\pm 15\%$ | Durante 100 % do tempo |

1.2.6 Distorção Harmónica

A distorção harmónica resulta da adição de vários sinais harmónicos ao sinal de frequência fundamental da tensão de alimentação. Estes sinais harmónicos caracterizam-se por serem sinais com frequências múltiplas da frequência fundamental e podem ser quantificados pelo seu valor de amplitude e pela sua ordem, em que essa é obtido perante a razão entre a sua frequência e a frequência fundamental. A distorção harmónica de um sinal pode ser calculada pela equação 1.1, em que V_h é o valor eficaz da componente harmónica de ordem h e V_1 é a componente fundamental. Segundo a NP EN 50160, para o cálculo do THD só são considerados os primeiros 40 harmónicos.

$$THD_{\%} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{40} V_h^2}}{V_1} 100\% \quad (1.1)$$

Uma das principais causas do aparecimento dos sinais harmónicos nas tensões de alimentação é a ligação de cargas não lineares ao sistema elétrico que consomem correntes não sinusoidais e provocam distorção harmónica nas tensões de alimentação [9].

Os problemas relacionados com a distorção harmónica podem ser classificados em duas categorias: efeitos instantâneos e efeitos a longo prazo. Os efeitos instantâneos estão associados a interferências, mau funcionamento de equipamentos eletrónicos, entre outros. Os efeitos a longo prazo estão relacionados com o aumento de perdas que causam a redução do tempo de vida de condensadores, transformadores, entre outros [9].

A norma NP EN 50160 [5] é responsável por estabelecer os limites para as tensões harmónicas presentes num sistema elétrico.

1.2.7 Flutuações da Tensão que Produzem Tremulação

As flutuações da tensão de alimentação causam variações da intensidade luminosa de lâmpadas, produzindo um fenómeno luminoso chamado tremulação. Esta tremulação é perceptível pelos seres humanos e pode resultar em desconforto e dores de cabeça. Além disso, este problema de qualidade de energia pode resultar em operação incorreta de equipamentos eletrónicos sensíveis, reduzindo assim o seu tempo de vida útil. Máquinas de solda a arco, arranque de motores, compressores, dispositivos de eletrónica de potência são exemplos de potenciais fontes destas tremulações [10]. Os impactos destes dispositivos dependem da sua potência e da localização da conexão à rede.

A norma IEC 61000-4-15 estabelece a classificação da tremulação de acordo com a severidade de curta duração, P_{st} , medida em intervalos de 10 min e a severidade de longa duração, P_{lt} , calculada sobre uma sequência de 12 valores de P_{st} (equivalente a 2 horas). A norma NP EN 50160 [5] estabelece em condições normais de exploração, para qualquer período de uma semana, a severidade de longa duração por flutuações de tensão deve ser $P_{st} \leq 1$ durante 95 % do tempo. Na Figura 1.4 está representada uma flutuação na tensão de alimentação.

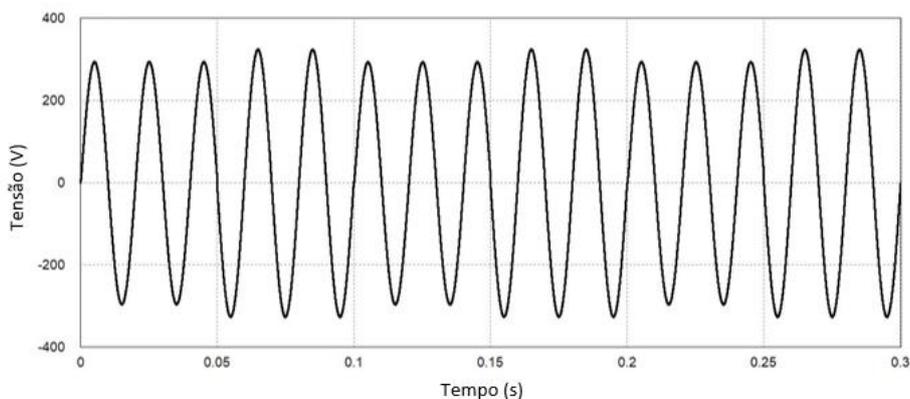


Figura 1.4 – Flutuação da tensão.

1.2.8 Interrupções de Alimentação

A norma NP EN 50160 [5] define uma interrupção como uma situação em que a tensão de alimentação no ponto de entrega atinge valores inferiores a 1 % da tensão declarada. As interrupções podem ser classificadas em duas categorias:

- Interrupção prevista, sendo esta interrupção previamente informada aos clientes;
- Interrupção acidental, quando são provocadas por problemas que ocorrem no sistema elétrico.

Estas interrupções podem ser classificadas perante a sua duração como:

- Interrupção longa, em que a sua duração é superior a 3 min;
- Interrupção breve, quando a sua duração não excede os 3 min.

As interrupções de alimentação podem ter diversas origens, em que as principais causas são descargas atmosféricas, quedas de árvores, contacto de animais com as linhas de transmissão, entre outros [11].

Na Figura 1.5 está representada uma interrupção da tensão de alimentação com uma duração de 100 ms.

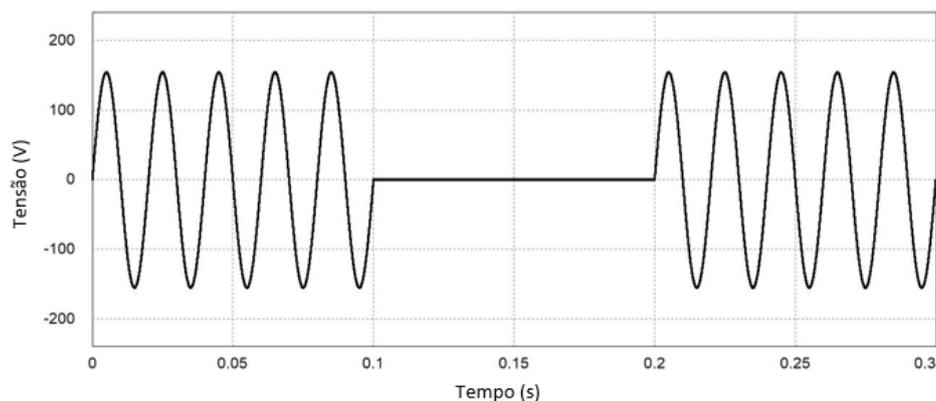


Figura 1.5 – Interrupção da tensão de alimentação.

1.2.9 Baixo Fator de Potência

No início da distribuição de energia elétrica em corrente alternada, os sistemas elétricos eram compostos maioritariamente por cargas lineares, isto é, cargas que consomem correntes sinusoidais. Estas cargas lineares ligadas ao sistema elétrico eram, nomeadamente, resistências, indutâncias e condensadores. Nesta altura a situação do fator de potência era avaliada analisando o desfasamento entre a tensão e a corrente consumida pelas cargas. O fator de potência neste caso assumia valores entre 0 e 1, sendo que, quanto mais alto, menor o desfasamento, e com um fator de potência de valor 1 significaria que os sinais se encontrariam em fase.

Com o aumento de cargas não lineares ligadas ao sistema elétrico, as correntes deixaram de ser sinusoidais e foi necessário desenvolver novos métodos para avaliar o fator de potência. Adotaram-se

duas equações, uma para calcular o fator de potência total (TPF) e outra para o fator de potência de deslocamento (DPF). O fator de potência de deslocamento pode ser calculado pela equação 1.2.

$$DPF = \frac{P_1}{S_1} = \frac{U_1 I_1 \cos \varphi_1}{U_1 I_1} = \cos \varphi_1 \quad (1.2)$$

Analisando a equação 1.2, verifica-se que para o cálculo do fator de potência de deslocamento apenas são consideradas as componentes fundamentais das tensões e correntes. Em relação ao fator de potência total, são contabilizados todos os harmônicos da tensão e da corrente. Por sua vez, o fator de potência total pode ser calculado pela equação 1.3, em que P_H é a potência ativa harmônica e S_N a potência aparente não fundamental.

$$TPF = \frac{P}{S} = \frac{P_1 + P_H}{\sqrt{S_1^2 + S_N^2}} \quad (1.3)$$

1.2.10 Desequilíbrio das Tensões de Alimentação

O desequilíbrio das tensões de alimentação ocorre quando os valores eficazes e/ou os ângulos de defasamento entre fases consecutivas são diferentes. Estes desequilíbrios são normalmente causados pela ligação de cargas monofásicas ao sistema elétrico. Se as cargas monofásicas não forem distribuídas igualmente pelas diferentes fases ou se não funcionarem todas em simultâneo, vão provocar desequilíbrios na circulação de corrente nas diferentes fases do sistema elétrico. Com correntes de valores diferentes a circular nas fases, surgem quedas de tensão diferentes nas impedâncias de linhas, provocando tensões desequilibradas [12].

Para verificar se o sistema elétrico apresenta desequilíbrio nas tensões de alimentação, pode decompor-se o sistema trifásico utilizando o teorema das componentes simétricas de *Fortescue* [13].

Aplicando este teorema ao sistema elétrico trifásico, obtemos 3 sistemas equilibrados:

- Componente de sequência positiva (possui a mesma sequência dos fasores originais);
- Componente de sequência negativa (possui a sequência oposta à dos fasores originais);
- Componente de sequência zero (possui ângulo zero entre fasores).

Para calcular as componentes de sequência positiva, negativa e zero das tensões de alimentação, aplica-se a equação 1.4.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_0 \\ \dot{V}_+ \\ \dot{V}_- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{j120^\circ} & e^{j240^\circ} \\ 1 & e^{j240^\circ} & e^{j120^\circ} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{V}_A \\ \dot{V}_B \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Em termos de desequilíbrios das tensões de alimentação, a norma NP EN 50160 [5] estabelece que, em condições normais de exploração, para cada período de uma semana 95 % dos valores eficazes

médios de 10 min da componente de sequência negativa das tensões não deve ultrapassar 2 % da correspondente componente de sequência positiva. Na Figura 1.6 está exemplificado um desequilíbrio nas tensões de uma rede elétrica trifásica, em que os valores eficazes das tensões são $v_A = 230$ V, $v_B = 233$ V e $v_C = 212$ V.

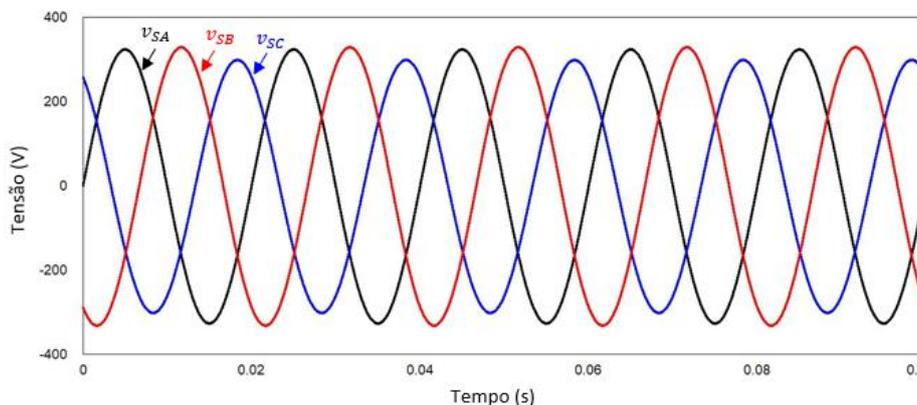


Figura 1.6 – Desequilíbrio das tensões de alimentação.

1.3 Enquadramento e Motivações

Nos países mais industrializados, os problemas com a qualidade de energia elétrica provocam prejuízos de vários milhões de euros por ano. No sentido de minimizar esses problemas, e os seus impactos, nos últimos anos, têm vindo a ser desenvolvidos equipamentos de eletrónica de potência para melhorar a qualidade da energia elétrica. Um exemplo de um equipamento de eletrónica de potência capaz de mitigar alguns problemas de qualidade de energia é o UPQC (Unified Power Quality Conditioner).

Esta dissertação foca no desenvolvimento do Condicionador Ativo Paralelo de um Condicionador Unificado de Qualidade de Energia com controlo Invertido (iUPQC) trifásico com armazenamento local de energia aplicado a uma microrrede.

O iUPQC permite mitigar os problemas da rede elétrica, sendo responsável por sintetizar três tensões equilibradas e com padrões elevados de qualidade de energia. Além do Condicionador Ativo Paralelo, foi também desenvolvido um conversor CC-CC bidirecional do tipo *interleaved* que permite a carga/descarga do sistema de armazenamento de energia de acordo com as necessidades da microrrede. De mencionar que esta abordagem de controlo invertida é inovadora, existindo pouco estudo na literatura. Como tal, pretende-se também com este trabalho de mestrado o contributo científico no desenvolvimento de modelos de simulação e algoritmos de controlo para os conversores de eletrónica de potência que constituem o protótipo iUPQC.

A possibilidade de desenvolver um equipamento inovador para mitigar problemas de qualidade de energia é um desafio estimulante e interessante. Como as microrredes serão uma parte fundamental do

futuro das redes de energia, o desenvolvimento de tecnologia para o potenciar torna este trabalho ainda mais aliciante.

1.4 Objetivos

Esta dissertação consiste no desenvolvimento do Condicionador Ativo Paralelo de um iUPQC trifásico com armazenamento local de energia. Foram implementados dois conversores de eletrónica de potência, o Condicionador Ativo Paralelo (conversor CC-CA) e o conversor CC-CC bidirecional do tipo *interleaved* para interface com as baterias. A operação dos dois conversores permite que a microrrede forneça tensões de alimentação com elevados padrões de qualidade, mitigando possíveis problemas nas tensões da rede elétrica, tendo ainda a possibilidade de operar em modo isolado devido ao armazenamento local de energia.

De seguida, são apresentadas os objetivos a realizar ao longo da dissertação, de forma a serem cumpridos os objetivos estabelecidos:

- Estudo dos problemas de qualidade de energia elétrica;
- Estudo das diferentes tecnologias de baterias existentes, bem como as suas características e métodos de carga e descarga;
- Estudo das diferentes topologias de condicionadores ativos e algoritmos de controlo para estes equipamentos;
- Realização de simulações computacionais de modo a validar as topologias, bem como os algoritmos de controlo a utilizar;
- Desenvolvimento do Condicionador Ativo Paralelo e do conversor CC-CC *interleaved* bidirecional;
- Validação do funcionamento do protótipo;

1.5 Organização e Estrutura da Dissertação

O trabalho desenvolvido nesta dissertação de mestrado está descrito em sete capítulos. No capítulo 1 é realizada uma introdução à importância da produção de energia descentralizada. É feita a descrição dos problemas de qualidade de energia elétrica que ocorrem no dia a dia e o respetivo enquadramento. Neste capítulo são ainda apresentadas motivações e objetivos para a realização desta dissertação.

No capítulo 2 é apresentado o estado da arte relativo aos condicionadores ativos de potência que permitem compensar problemas de qualidade de energia elétrica, descrevendo o seu funcionamento.

Nos condicionadores ativos de potência é apresentado o iUPQC, sendo que a topologia utilizada nesta dissertação se enquadra neste condicionador ativo de potência.

No capítulo 3 são apresentadas tecnologias de armazenamento de energia e os conversores utilizados nos condicionadores ativos de potência, bem como algoritmos de controlo que permitem que estes condicionadores funcionem da forma pretendida. São apresentadas várias tecnologias de armazenamento de energia, com o foco nas baterias do tipo *LiFEPO4* sendo esta a tecnologia utilizada no trabalho descrito nesta dissertação. Relativamente aos conversores de eletrónica de potência, o foco principal é no conversor CC-CC bidirecional *interleaved* e no conversor VSI de 4 Fios com 3 Braços e Ponto Médio no Barramento CC.

No capítulo 4 são apresentados os resultados obtidos em simulação do conversor CC-CC bidirecional, do condicionador ativo paralelo e da topologia proposta constituída pelos dois conversores apresentados anteriormente a operar em conjunto.

No capítulo 5 é realizada a descrição de todo o protótipo laboratorial utilizado, sendo descritos todos os elementos presentes no sistema de potência e no sistema de controlo do protótipo laboratorial. De referir que grande parte do *hardware* do protótipo laboratorial já estava construído.

No capítulo 6 são apresentados os resultados experimentais obtidos no conversor CC-CC bidirecional, no condicionador ativo paralelo e na topologia proposta com os dois conversores em simultâneo.

Por fim, no capítulo 7 são apresentadas as conclusões retiradas ao longo da realização desta dissertação. São ainda descritas algumas sugestões para trabalhos futuros, de forma a aperfeiçoar o trabalho desenvolvido.

Capítulo 2

Condicionadores Ativos de Potência para a Compensação de Problemas de Qualidade de Energia Elétrica

2.1 Introdução

Nas últimas décadas, o avanço nos semicondutores de potência permitiu a criação de dispositivos mais rápidos e com menores perdas de operação. A utilização destes componentes tem crescido exponencialmente e tem possibilitado otimizações ao nível de rendimento, controlabilidade e custo, permitindo a execução de tarefas que previamente não seriam possíveis [14]. Atualmente, estes semicondutores estão presentes na maioria dos equipamentos elétricos. Contudo, isto não acarreta apenas vantagens, visto que os equipamentos baseados em semicondutores de potência são responsáveis por provocar diversos problemas nos sistemas elétricos [14].

Para tentar mitigar muitos dos problemas de qualidade de energia elétrica, têm sido criadas topologias de equipamentos e sistemas de controlo. Nesses equipamentos encontram-se os condicionadores ativos de potência, sendo que estes permitem mitigar diversos problemas de qualidade de energia nas tensões e nas correntes do sistema elétrico, nomeadamente, subtensões, sobretensões, harmónicos, e desequilíbrios, contribuindo ativamente para um ambiente favorável à laboração de empresas e para a redução de prejuízos relacionados com os problemas de qualidade de energia elétrica [14].

Os condicionadores ativos podem ser divididos em duas categorias, os FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*) quando aplicáveis nos sistemas de energia elétrica, e os CPD (*Custom Power Devices*) quando aplicados em pontos de entrega dos distribuidores [15].

Neste capítulo é feita a apresentação dos principais condicionadores ativos da categoria dos CPD, sendo estes os condicionadores aplicados nas instalações em baixa tensão no lado dos consumidores.

2.2 Filtro Ativo Paralelo de Potência

O filtro ativo paralelo de potência (FAP) é um tipo de condicionador ativo paralelo que tem a capacidade de compensar harmônicos de corrente, o fator de potência e os desequilíbrios de corrente de uma carga ou um conjunto de cargas [14]. Este tipo de equipamento tem como função fornecer uma corrente que permite corrigir os problemas de qualidade energética, fornecendo a potência reativa e potência harmônica consumida pelas cargas. Com isto, as correntes provenientes da rede elétrica tornam-se sinusoidais, equilibradas e em fase com as tensões, sem comprometer o correto funcionamento das cargas.

Os FAP podem ter diversas topologias. Para sistemas monofásicos, utiliza-se o inversor em ponte H ou em meia ponte com barramento CC dividido [16][17]. Para sistemas trifásicos, podem ser utilizados topologias com três ou quatro braços, sendo esta última utilizada para compensar a corrente no neutro originada pelas cargas [18]. Na Figura 2.1 é apresentado o diagrama de blocos de um FAP trifásico colocado entre a rede e as cargas.

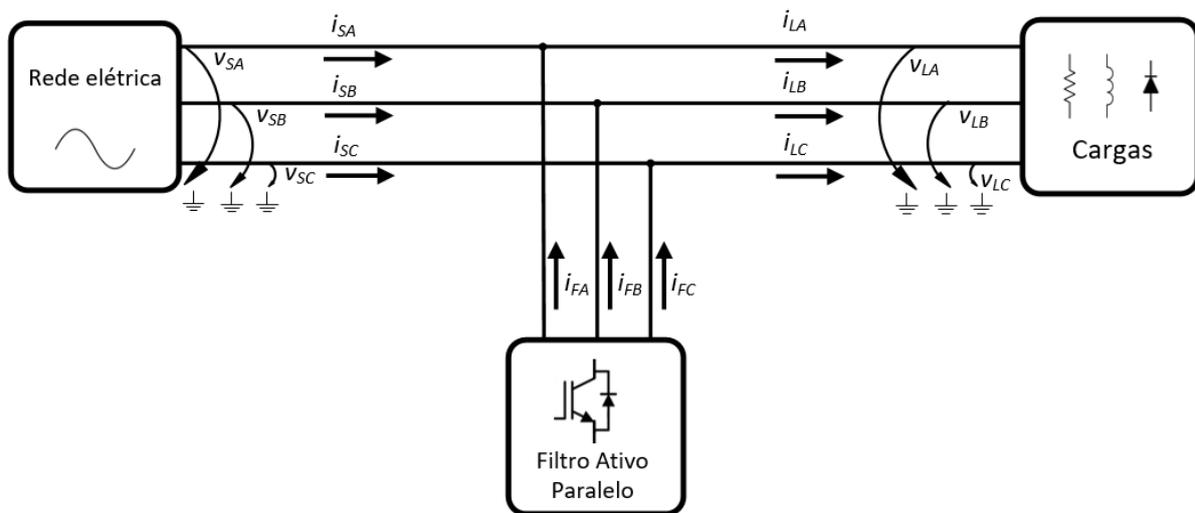


Figura 2.1 – Diagrama de blocos de um filtro ativo paralelo.

Existe também a possibilidade de associar filtros passivos de potência a um FAP, de forma a diminuir a potência do conversor eletrônico [14]. Os filtros passivos de potência são simples de implementar e têm um custo de produção baixo, assim como um ciclo de vida longo. Devido a isto, nos últimos anos tem sido implementada a combinação do FAP com filtros passivos de potência, em que permite mitigar os harmônicos de corrente, enquanto o seu custo é mais baixo comparado à solução anterior [19]. Na Figura 2.2 é apresentado o diagrama de blocos de um FAP trifásico com a adição de um filtro passivo em série.

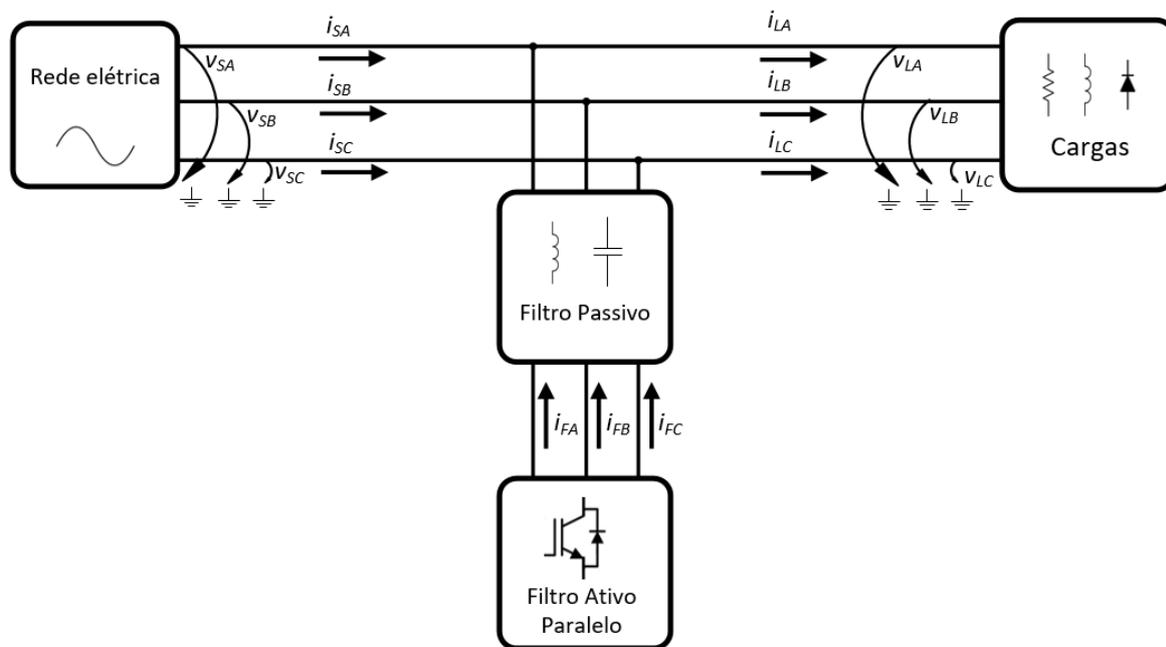


Figura 2.2 – Diagrama de blocos de um filtro ativo paralelo com a adição de um filtro passivo em série.

O FAP além de permitir a mitigação de problemas de QEE, pode ser integrado noutros contextos. Em [20] é utilizado um FAP trifásico com quatro braços que é capaz de compensar problemas de qualidade de energia elétrica e ainda fazer interface de fontes de energias renováveis com a rede elétrica, injetando correntes sinusoidais equilibradas. Em [21] é desenvolvido um FAP monofásico que integra as vertentes de mobilidade elétrica e QEE. O FAP possibilita três modos de operação distintos: operação de carregamento de baterias, operação como filtro ativo paralelo e operação simultânea dos dois modos. É assumido neste caso que existe um conversor CC-CC como elemento intermédio entre o conversor CA-CC e as baterias do veículo elétrico. Em [22] é feita uma validação experimental de um FAP num sistema avançado de *Load-Shift*, de forma a compensar os problemas de qualidade de energia elétrica, mais propriamente os relacionados com os harmónicos, desequilíbrios e fator de potência das correntes.

2.3 Filtro Ativo Série de Potência

Ao contrário de um FAP, que é responsável por compensar problemas relacionados com as correntes, um filtro ativo série (FAS) compensa problemas relacionados com a tensão. Nesses problemas estão incluídos harmónicos de tensão, subtensões momentâneas, sobretensões, transitórios, flutuações e desequilíbrios nas tensões de alimentação. O FAS funciona como uma fonte de tensão controlada, ligada em série com a tensão do sistema elétrico. Um FAS não possui elementos armazenadores de energia (como possui uma UPS) e, como tal, não consegue resolver problemas, como as interrupções de energia [14].

Um FAS, para ser colocado em série com a rede elétrica, utiliza um transformador de acoplamento entre a rede elétrica e o conversor CC-CA. No entanto, existem novas topologias implementadas que não necessitam destes transformadores, sendo substituídos por conversor comutados a alta frequência [23]. Em [24] é desenvolvido um FAS monofásico sem fontes de alimentação externas, sendo este conectado diretamente ao sistema elétrico sem utilizar transformadores de acoplamento. Uma vez que o FAS convencional sintetiza tensões com conteúdo harmônico através dos transformadores de acoplamento, estes vão apresentar uma baixa eficiência. Os transformadores apresentarão ruído audível, vão aquecer e o tempo de vida diminuirá. A eliminação dos transformadores de baixa frequência no acoplamento, permite assim mitigar essas desvantagens, apresentando uma solução mais eficiente. Além disso, a não existência dos transformadores de acoplamento e das fontes de alimentação externa tornam o equipamento menos volumoso e menos dispendioso. Na Figura 2.3 é apresentado o diagrama de blocos de um FAS trifásico colocado em série com a rede elétrica.

Tal como o FAP, o FAS costuma ter associado filtros passivos, neste caso, do tipo paralelo, melhorando o desempenho do FAS e mitigando certas frequências originadas pela carga [14]. Em [25] é utilizado um filtro híbrido, composto por um FAS com filtros passivos em paralelo aplicado a um sistema trifásico. O FAS é utilizado para minimizar os problemas observados no sistema elétrico, como desequilíbrios, harmônicos e *flicker*. Outra tarefa do FAS é amortecer possíveis ressonâncias relacionadas com o comportamento dos filtros passivos com as impedâncias do sistema. Os filtros passivos são projetados para absorver os harmônicos gerados pela carga.

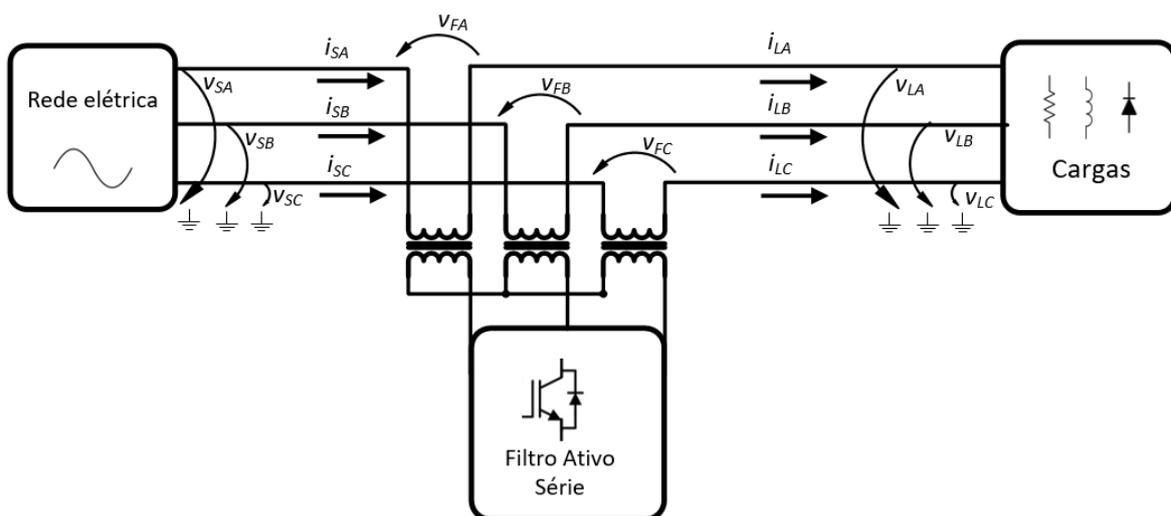


Figura 2.3 – Diagrama de blocos de um Filtro Ativo Série.

2.4 UPS

As interrupções de fornecimento de energia são um dos maiores problemas dos sistemas elétricos e podem causar prejuízos de grande dimensão ao consumidor. De forma a solucionar estes problemas, desenvolveram-se equipamentos de eletrónica de potência tais como as *Uninterruptible Power Supply* (UPS) que fornecem energia às cargas durante as interrupções de energia proveniente da rede elétrica [26]. Estes equipamentos podem variar entre as centenas de VA, para proteger um computador pessoal, até vários milhões de VA, para proteger centros informáticos [26].

A Comissão Eletrotécnica Internacional (IEC) estabelece *standards* para os diferentes tipos de UPS e os métodos utilizados para medir a sua performance. No *standard* IEC 62040-3 estão definidas três topologias diferentes de UPS: *Passive Standby*, *Line Interactive* e *Double Conversion* [26].

Em termos de utilização, as três topologias são utilizadas em aplicações de potências inferiores a 2 kVA, contudo, para potências superiores, a UPS *Double Conversion* é usada quase exclusivamente [26].

2.4.1 UPS *Offline Passive Standby*

A UPS *offline passive standby* é composta por um retificador, que permite o carregamento das baterias ligadas a um inversor que é responsável por sintetizar as tensões de alimentação das cargas. Este equipamento pode operar em dois modos: modo normal e modo de energia armazenada [26]. No modo normal, o comutador permite que as cargas sejam alimentadas pela rede elétrica, as tensões podem passar por um filtro de forma a eliminar certos distúrbios, porém, o *standard* não menciona este filtro, enquanto o retificador carrega as baterias. Quando é detetado algum problema com a tensão da rede elétrica, o equipamento troca para o modo de energia armazenada, em que o inversor é responsável por alimentar as cargas com a energia proveniente das baterias. Segundo a *standard*, o tempo de comutação entre os dois modos tem que ser menor que 10 ms [26]. Na Figura 2.4 é apresentado um diagrama de blocos que representa a constituição da UPS *offline passive standby*.

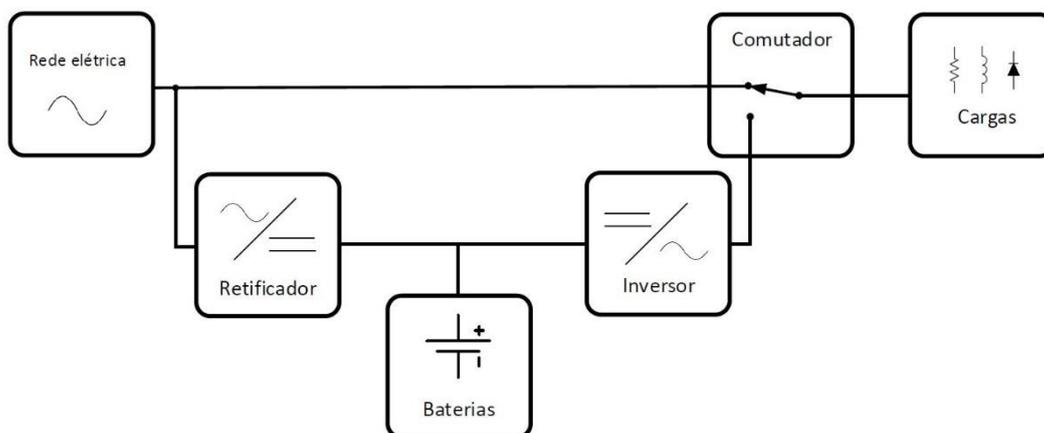


Figura 2.4 – Diagrama de blocos de uma UPS *Offline Passive Standby*.

Em termos de vantagens que este equipamento oferece, temos uma topologia simples, com baixo custo e pequeno tamanho. Por outro lado, não existe isolamento entre a rede elétrica e as cargas, apresenta tempos de comutação longos e não permite a regulação da tensão e frequência na sua saída, que depende do sistema CA em que está inserida [26].

Devido às suas desvantagens, esta UPS é apenas utilizada para aplicações de pequenas potências (inferiores a 2 kVA) [26].

2.4.2 UPS *Offline Line Interactive*

As UPS *Offline Line Interactive* são bastante similares às *passive standby*, tendo como principal diferença a possibilidade de regular a tensão entregue à carga através da adição de um autotransformador com comutação por *taps* [26]. Tal como a UPS *passive standby*, esta apresenta os mesmos modos de operação. No modo normal, esta UPS permite manter a tensão entregue próxima do valor nominal declarado, devido à comutação do seu autotransformador quando acontecem variações no valor eficaz da tensão que ultrapassam limites estabelecidos [26]. Quando ocorre algum problema na rede elétrica, entra em funcionamento o modo de energia armazenada, em que as cargas serão alimentadas com a energia presente nas baterias [26]. Na Figura 2.5 é apresentado um diagrama de blocos que representa a constituição da UPS *Offline Line Interactive*.

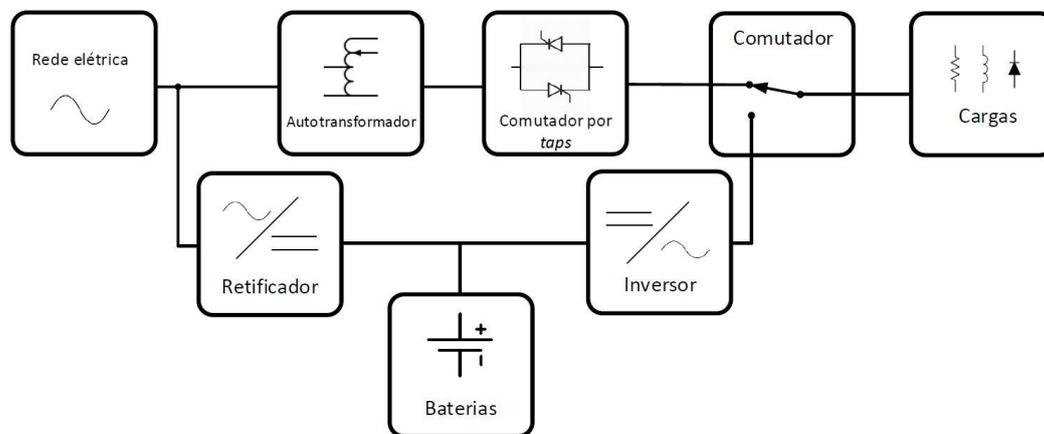


Figura 2.5 – Diagrama de blocos de uma UPS *Offline Line Interactive*.

Uma das principais vantagens que este equipamento apresenta é o seu custo ser inferior ao custo das UPS *Double Conversion*. Em termos de desvantagens, não apresenta isolamento entre a rede elétrica e as cargas, não permite a regulação da frequência do sinal de saída, apresenta fraca proteção contra sobretensões e transitórios e fraca eficiência em operação com cargas não-lineares [26].

Devido a esta UPS não apresentar regulação de frequência, não é utilizada em aplicações de média até alta potência em que é necessário alimentar cargas sensíveis.

2.4.3 UPS *Double Conversion*

As UPS *Double Conversion*, ao contrário das duas anteriores, operam em modo contínuo, ou seja, as cargas são sempre alimentadas pelo inversor presente na UPS e nunca alimentadas diretamente pela rede elétrica. No modo normal de operação, a tensão da rede elétrica é retificada criando um barramento CC entre os dois conversores. Este barramento CC irá alimentar o inversor de saída. Em caso de falha do sistema elétrico, é ativado o modo de energia armazenada, em que o inversor passa a ser alimentado pelas baterias. Esta UPS ainda contém um outro modo de operação, o modo *bypass*, em que liga as cargas diretamente à rede elétrica. Este modo é apenas utilizada para manutenção do equipamento, ao nível dos conversores de eletrónica de potência quer ao nível das baterias [26]. Na Figura 2.6 é apresentado um diagrama de blocos que representa a constituição da UPS *Double Conversion*.

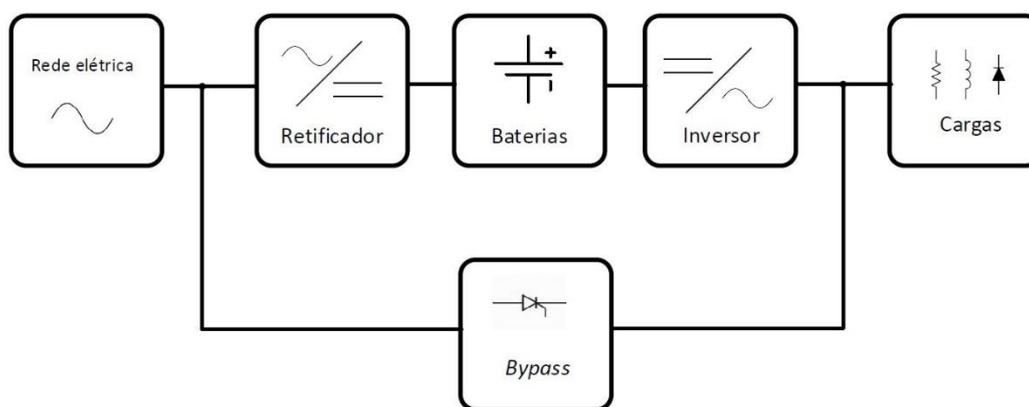


Figura 2.6 – Diagrama de blocos de uma UPS *Double Conversion*.

Esta UPS apresenta várias vantagens, tais como apresentar um bom isolamento entre a rede elétrica e as cargas, tempos rápidos de comutação entre os modos de operação, regulação da frequência e da tensão de saída e a possibilidade de fazer manutenção à UPS sem comprometer o funcionamento das cargas. A grande desvantagem que apresenta é o seu custo elevado [26].

Esta é a topologia mais completa ao nível de proteção das cargas, possibilidade de regulação e de níveis *performance*. Devido a todas as vantagens, estes equipamentos são quase exclusivamente utilizados para proteção de aplicações críticas de potências elevadas (de 10 kVA e superiores) [26]. Em [27] podemos ver um exemplo do desenvolvimento de uma UPS *Double Conversion*. Neste caso, foi desenvolvida uma UPS com diagnósticos de avarias e medidas de tolerância a falhas. O equipamento desenvolvido utiliza dois conversores NPC de 3 níveis e um conversor CC-CC de 3 níveis.

2.5 Condicionador Unificado de Qualidade de Energia – UPQC

De forma a resolver simultaneamente problemas relativos à corrente e tensão, foi desenvolvido um equipamento como o Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC). Este equipamento é

constituído por uma combinação de dois condicionadores ativos, sendo estes um FAS e um FAP. O FAP é responsável por resolver os problemas relacionados com as correntes, enquanto o FAS é responsável por resolver os problemas relacionados com a tensão. Assim, este equipamento apresenta várias vantagens, como resolver simultaneamente problemas de corrente e tensão, característica inexistente nos condicionadores ativos apresentados anteriormente. Uma das desvantagens deste equipamento, é o facto de não utilizar elementos armazenadores de energia o que não permite resolver problemas relacionados com interrupções de energia elétrica [14].

Como visto anteriormente, quer o FAS quer o FAP apresentam várias topologias. Por consequência, sendo o UPQC uma combinação destes dois equipamentos, este também apresenta várias topologias. Na Figura 2.7 é apresentado um diagrama de blocos que representa a constituição de um UPQC.

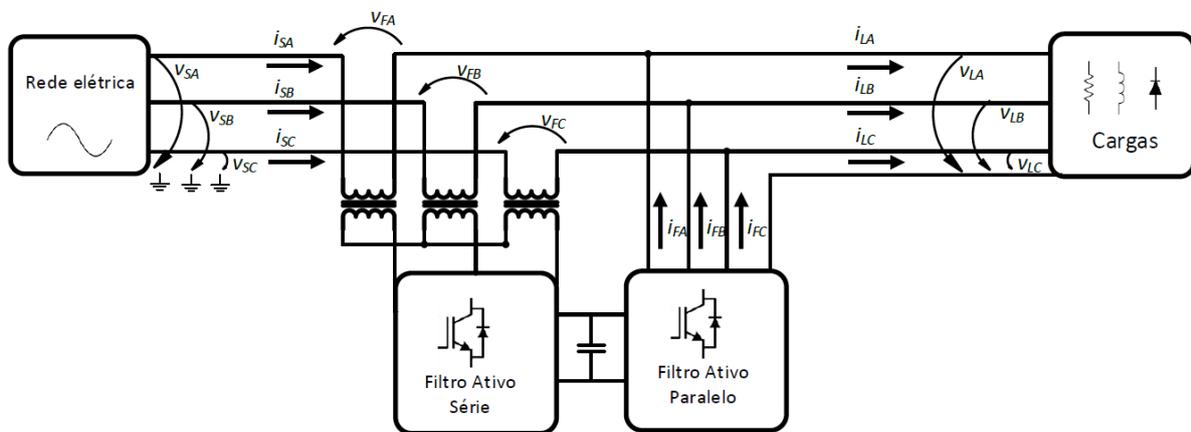


Figura 2.7 – Diagrama de blocos de um Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC).

Existem ainda topologias recentes que integram fontes de energias renováveis ao UPQC. Em [29] são integrados painéis solares fotovoltaicos a um UPQC trifásico. Os painéis solares fotovoltaicos são ligados ao barramento CC que interliga o FAS e o FAP, de forma a alimentar o mesmo, e, conforme a produção de energia, o UPQC irá injetá-la no sistema elétrico à medida que mitiga os problemas de qualidade de energia elétrica. O sistema fotovoltaico é ligado ao barramento através de um conversor CC-CC do tipo *boost* com um algoritmo MPPT. Em [30] é utilizado um sistema bastante similar ao anterior, com a adição de um sistema fotovoltaico ligado ao barramento CC. A única diferença é nos conversores utilizados no FAS e FAP, em que são utilizados conversores trifásicos multinível. Além de sistemas com painéis solares fotovoltaicos, existem também topologias com sistema de energia eólica. Em [29] é utilizado um sistema eólico ligado através de um conversor CC-CC do tipo *boost* ao barramento CC de forma a alimentá-lo. Com a adição de fontes de energia renováveis ao UPQC, aumenta a confiabilidade do sistema e ainda adiciona a capacidade de fornecer energia limpa ao sistema elétrico.

2.6 Condicionador Unificado de Qualidade de Energia com Controlo Invertido – iUPQC

O último condicionador ativo a ser apresentado é o iUPQC que apresenta uma topologia muito idêntica à do UPQC. Porém, a grande diferença reside ao nível do controlo dos seus dois condicionadores. Isto é, ao contrário do UPQC, que utilizava o FAS para corrigir problemas de tensão e o FAP para corrigir problemas de corrente, no iUPQC este controlo é invertido, sendo o FAS será responsável para corrigir problemas de corrente e o FAP responsável por corrigir problemas de tensão. Esta alteração no controlo dos dois condicionadores permite que o controlo implementado seja mais simples, pois este irá utilizar referências sinusoidais ao contrário do controlo do UPQC que trabalha com referências de de compensação não sinusoidais [31].

Tal como o UPQC, este equipamento permite resolver problemas de corrente e de tensão simultaneamente, sendo esta uma grande vantagem. Por outro lado, e devido ao facto de não apresentar tecnologias de armazenamento de energia, não consegue corrigir problemas relacionados com interrupções de energia elétrica. Na tentativa de resolver esses problemas relativos às interrupções de energia elétrica têm sido desenvolvidas topologias de iUPQC nesse sentido. Essas topologias continuam a apresentar os dois condicionadores ativos para compensar os problemas quer de corrente, quer de tensão, mas com a adição de fontes de energias renováveis, mais propriamente painéis solares fotovoltaicos e também tecnologias de armazenamento de energia, sendo as baterias as mais utilizadas. Com a inclusão destas duas tecnologias, estes equipamentos conseguem resolver todos os problemas relacionados com a qualidade de energia elétrica, inclusive os problemas relacionados com as interrupções de energia elétrica. Com estas duas tecnologias, permite ainda que o sistema opere de forma isolada da rede elétrica, podendo ser utilizadas em aplicações sem acesso a energia elétrica ou em sistemas que podem operar ligados/desligados da rede elétrica, como as microrredes, o que torna este equipamento bastante atrativo. Na Figura 2.8 é apresentado um diagrama de blocos que representa a constituição de um iUPQC com interface com energias renováveis e baterias.

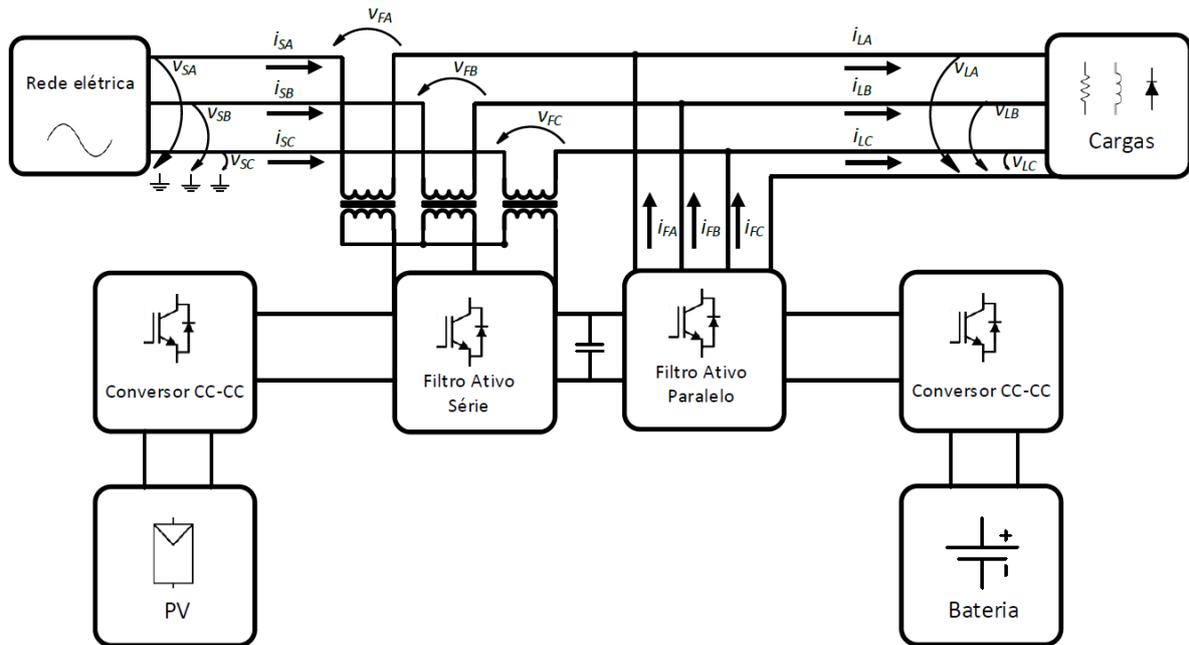


Figura 2.8 – Diagrama de blocos de um condicionador unificado de qualidade de Energia com controle invertido (UPQC) com interface com energia renováveis e baterias.

Nesta dissertação, o foco de estudo foi no desenvolvimento de uma parte do iUPQC, mais propriamente no desenvolvimento do FAP responsável pela mitigação dos problemas de qualidade de energia relacionados com a tensão, conseguindo assim alimentar as cargas do sistema com uma qualidade superior. Devido à topologia apresentar baterias, é necessário efetuar a carga/descarga das mesmas e, por isso, foi também desenvolvido o conversor CC-CC bidirecional, neste caso com a topologia *interleaved*, para melhorar a forma de onda da corrente utilizada na carga/descarga da bateria. Na Figura 2.9 pode observar-se o foco desta dissertação no desenvolvimento do iUPQC.

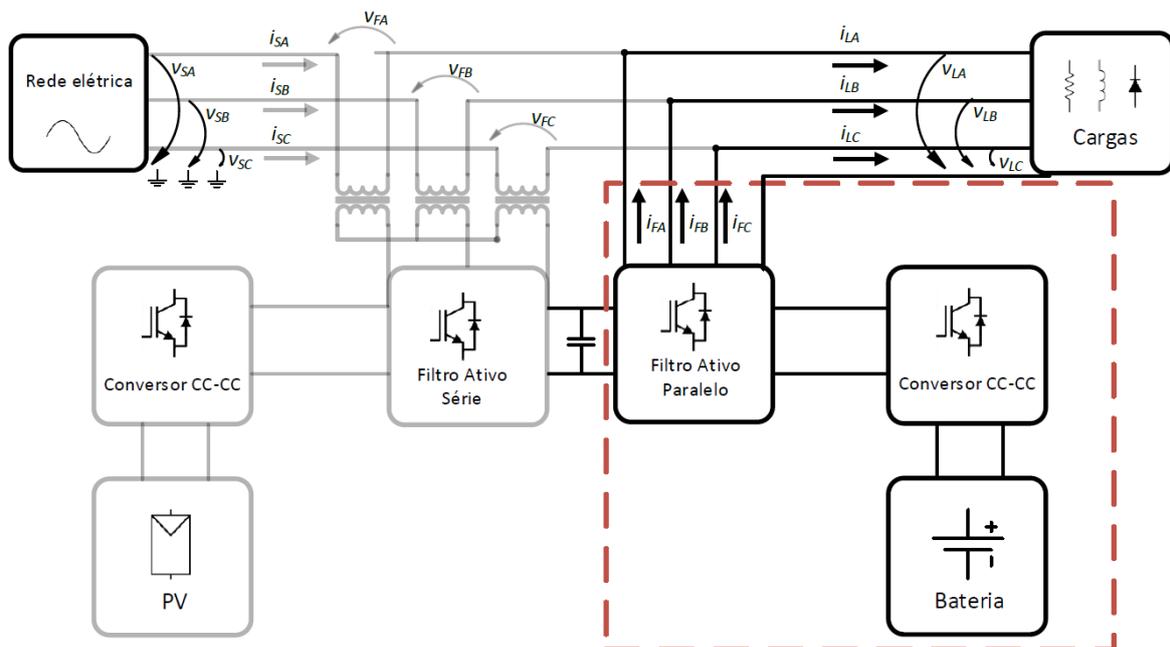


Figura 2.9 – Diagrama de blocos do sistema desenvolvido.

2.7 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados vários condicionadores ativos que têm vindo a ser utilizados para mitigar os problemas de qualidade de energia elétrica. Pode afirmar-se que a investigação nesta área tem vindo a intensificar-se, dada a quantidade significativa destes equipamentos.

Numa primeira parte do capítulo foram apresentados o filtro ativo paralelo, que é responsável por resolver problemas relacionados com correntes, e o filtro ativo série, que é responsável por resolver problemas relacionados com a tensão, operando como fonte de corrente e de tensão, respetivamente. A estes filtros podem ser adicionados filtros passivos de forma a melhorar o seu comportamento, filtrando frequências específicas.

Em seguida, foram apresentadas três topologias de UPS. A UPS *Double Conversion* é a que apresenta mais vantagens, como um bom isolamento entre a rede elétrica e as cargas, tempos rápidos de comutação, regulação da frequência e da tensão de saída.

Por último, foram apresentados o UPQC e o iUPQC, sendo estes a combinação de um FAS e de um FAP, conseguindo assim mitigar problemas relativos a corrente e tensão simultaneamente. A principal diferença entre o UPQC e o iUPQC é ao nível do controlo dos condicionadores presentes. Ao contrário do UPQC, que utiliza o FAS para corrigir problemas relativos à tensão e o FAP para corrigir problemas de corrente, o iUPQC utiliza um controlo invertido, em que o FAS corrige os problemas relativos à corrente e o FAP os problemas da tensão.

Com a adição de fontes de energias renováveis e tecnologias de armazenamento de energia a um iUPQC, este equipamento tem a capacidade de mitigar grande parte dos problemas de QEE descritos no primeiro capítulo.

Capítulo 3

Tecnologias de Armazenamento de Energia e Conversores de Eletrónica de Potência de um iUPQC Aplicado a uma Microrrede

3.1 Introdução às Tecnologias de Armazenamento de Energia

O armazenamento de energia é cada vez mais indispensável em diversos setores. Além do papel importante que têm em dispositivos como computadores portáteis, telemóveis e outros dispositivos móveis, esta tecnologia desempenha um papel importante nas indústrias, principalmente nas que necessitam de uma fonte de energia constante e estável. Estas tecnologias têm vindo a ser associadas a microrredes. Com a utilização destas tecnologias, as microrredes conseguem melhorar a sua performance ao armazenar os excedentes de energia provenientes das fontes renováveis e conseguindo ainda operar de forma autónoma e independente do sistema elétrico.

Existem várias tecnologias para o armazenamento de energia, tais como os volantes de inércia (*flywheels*), ultracondensadores, células de combustível (*fuel cells*) e baterias eletroquímicas. Em relação às baterias eletroquímicas, devido à sua eficiência e fácil modularidade tornam-se na tecnologia mais utilizada no armazenamento de energia [32]. Devido ao grande número de tecnologias de armazenamento de energia, nesta dissertação apenas as baterias eletroquímicas vão ser estudadas.

As baterias eletroquímicas são dispositivos que armazenam energia sob a forma química. Durante a descarga, devido a reações químicas que ocorrem na bateria, origina uma corrente elétrica que irá fluir por um circuito elétrico externo à bateria. As baterias podem ser classificadas em dois tipos: primárias e secundárias. As baterias primárias são baterias que não permitem serem recarregadas, por outro lado, as baterias secundárias já permitem que se efetuem recargas [33].

Neste capítulo é feita a apresentação das principais características das baterias, para conhecer melhor o comportamento e os aspetos necessários a monitorizar na utilização das mesmas. É feito também um estudo dos modelos elétricos existentes das baterias para ser utilizado em simulação de forma a

conseguir simular da melhor forma o seu comportamento. Além disto, é feito um estudo das diferentes tecnologias de baterias existentes, apresentando as suas aplicações, vantagens e desvantagens. Por fim, são apresentados os vários métodos que podem ser utilizados para efetuar a carga/descarga de uma bateria.

3.2 Características das Baterias

Uma bateria é caracterizada por vários parâmetros. É importante entender esses parâmetros para entender o comportamento da bateria e entender os aspetos que precisam ser monitorizados na utilização da bateria em segurança. Em seguida, são apresentados os parâmetros mais relevantes na caracterização de uma bateria.

- **Capacidade**

A capacidade é a carga elétrica com que uma bateria pode ser carregada ou descarregada sobre condições específicas. Tem como unidade Ampere-hora (Ah). A capacidade, C , é calculada multiplicando a corrente de descarga, i , (em Amperes) pelo tempo de descarga, Δt , (em horas). Este parâmetro diminui com o aumento da taxa-C [33].

$$C = i * \Delta t \quad (3.1)$$

- **Taxa-C (*C-rate*)**

A taxa-C ou *C-rate* é a taxa à qual a bateria é carregada ou descarregada relativamente à sua capacidade máxima [34]. Uma taxa de 1 C significa que a bateria, durante 1 hora, consegue fornecer a corrente nominal. Para uma bateria com capacidade de 100 Ah, isso equivale uma corrente de descarga de 100 A durante 1 h[33].

- **Estado de Carga (*State of Charge - SoC*) (%)**

O estado de carga (*State of Charge - SoC*) indica em percentagem a quantidade de energia que a bateria possui, ou seja, a capacidade atual da bateria relativamente à capacidade máxima da mesma [33][35]. Com base na equação 3.2 é possível calcular o estado da carga, em que C_{atual} corresponde à capacidade da bateria no momento e C_{total} corresponde à capacidade máxima da bateria.

$$SoC = \frac{C_{atual}}{C_{total}} 100\% \quad (3.2)$$

- **Profundidade de Descarga (*Depth of Discharge - DoD*)**

A profundidade de descarga (*Depth of Discharge - DoD*) é o oposto do estado de carga. Indica a percentagem da capacidade total da bateria que foi descarregada [33][35]. Na equação 3.3 é possível determinar o valor da profundidade de descarga.

$$DoD = 1 - SoC \quad (3.3)$$

Uma descarga profunda é considerada quando se obtém um *DoD* de pelo menos 80 % [34].

- **Tensão nominal**

A tensão nominal é a tensão que se encontra nos terminais da bateria durante a sua operação. Depende da tensão das células individuais e do número de células que estão presentes na bateria [33].

- **Tensão em circuito aberto**

A tensão em circuito aberto é a tensão medida nos terminais da bateria sem carga aplicada. Este parâmetro depende do estado de carga da bateria, aumentando com o valor do estado de carga [33].

- **Tensão de descarga mínima**

Tensão mínima permitida para a bateria funcionar corretamente. É essa tensão que geralmente define o estado "vazio" da bateria. Este valor é sempre definido pelo fabricante [34].

- **Densidade de energia**

Define a relação entre a quantidade de energia armazenada na bateria e o seu volume. Determina o tamanho da bateria necessário para atingir um desempenho determinado [33][34].

- **Resistência interna**

É uma resistência que é caracterizada como a oposição ao fluxo de corrente dentro da bateria. Este parâmetro não é constante, variando ao longo do processo de carga/descarga, onde a temperatura

também influencia o valor deste parâmetro, sendo que uma maior temperatura resulta numa menor resistência [33][35].

- **Tensão de carga**

Tensão na qual a bateria é carregada até à capacidade total. Normalmente, os esquemas de carregamento utilizam um carregamento de corrente constante até a tensão na bateria atingir a tensão de carga ou então utilizando uma tensão de carga constante permitindo que a corrente de carga seja diminuída [33].

- **Corrente de carga**

Corrente na qual a bateria é inicialmente carregada sob regime de carregamento de corrente constante antes da transição em carga para tensão constante [33].

- **Número de ciclos**

É o número de ciclos de carga/descarga que a bateria pode executar sem perder o desempenho esperado. A vida útil de uma bateria é afetada por vários fatores como a capacidade da bateria, temperatura, profundidade de descarga, idade, etc. Quanto maior o *DoD*, menor é o ciclo de vida [33][35].

- **Eficiência**

A eficiência da bateria é o rácio entre a energia armazenada e a energia devolvida. Idealmente a bateria deveria possuir um rendimento de 100 %, mas existem sempre valores inferiores que variam com o tipo de bateria, com a temperatura e o *SoC* [33].

3.3 Modelos Elétricos das Baterias

O modelo elétrico de uma dada bateria é o circuito equivalente que utiliza elementos passivos, como condensadores, resistências e elementos ativos, como é o caso das fontes de tensão, para modelar as características da bateria. O conhecimento acerca do correto modelo elétrico de uma dada bateria permite conhecer as principais características desta, podendo ser utilizado em simulações computacionais para prever o comportamento da bateria em determinadas condições de operação [36][37].

De seguida são apresentados três modelos elétricos, com ênfase dada ao modelo elétrico de *Thévenin*, um dos modelos mais utilizados no que diz respeito às baterias do tipo *LiFePO4* e o modelo optado para a simulação da bateria.

Modelo Simples

O modelo elétrico mais simples que existe é o modelo linear, sendo este composto apenas por uma resistência em série (*Equivalent Series Resistance - ESR*) e uma fonte de tensão (*Open Circuit Voltage - OCV*). A tensão *OCV* da bateria varia com parâmetros como o estado de carga e a temperatura. A resistência *ESR* representa a resistência interna da bateria. A tensão aos terminais da bateria é dada por V_{Bat} [36][37].

Este modelo apresenta várias desvantagens visto que não consegue replicar a variação do *SoC* da bateria nem a resposta a transitórios [36]. Na Figura 3.1 é apresentado o esquema elétrico do modelo linear de uma bateria.

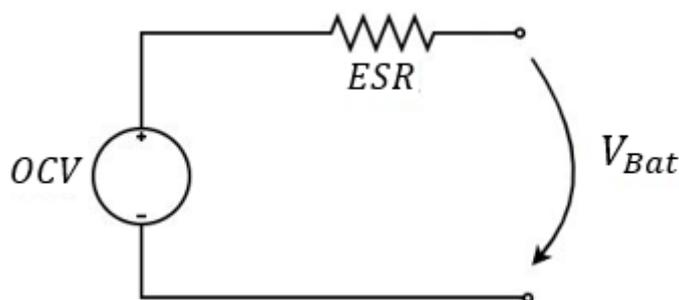


Figura 3.1 – Modelo linear do circuito equivalente de uma bateria.

Uma variante deste modelo consiste na adição de um condensador em série com a resistência *ESR* como pode ser observado na Figura 3.2. Deste modo, este modelo já permite modelar a variação do *SoC* [36].

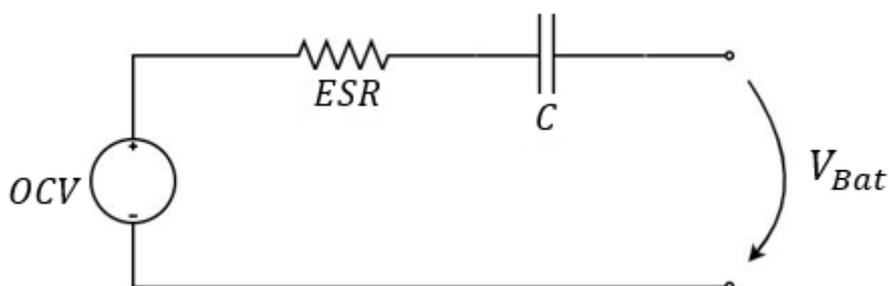


Figura 3.2 – Variante do modelo linear do circuito equivalente de uma bateria.

Apesar desta variante do modelo linear ser mais próxima da realidade, apresenta algumas limitações, como não modelar a resposta da bateria a transitórios [36]. A possibilidade deste modelo conseguir reproduzir a variação da tensão nos terminais da bateria faz com que seja adequado para pequenas simulações onde a qualidade das formas de onda não sejam fundamentais.

Modelo Baseado no Circuito Equivalente de *Thévenin* de primeira ordem

O modelo elétrico de *Thévenin* de primeira ordem permite analisar o comportamento elétrico das baterias e surge como um melhoramento do método anteriormente apresentado [36][37].

O modelo elétrico de *Thévenin* de primeira ordem é constituído por uma fonte de tensão OCV , que alimenta a resistência ESR em série com uma malha R_pC_p . A malha R_pC_p representa o comportamento da bateria durante transitórios, bem como a autodescarga da bateria [36][32]. Na Figura 3.3 é apresentado o esquema elétrico do modelo de *Thévenin* de primeira ordem.

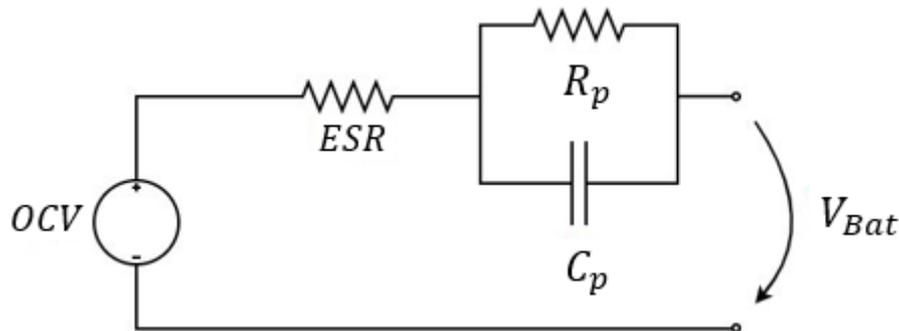


Figura 3.3 – Modelo equivalente *Thévenin* de primeira ordem de uma bateria.

A principal desvantagem do modelo de *Thévenin* de primeira ordem é que todos os parâmetros são considerados constantes. Todavia, esses mesmos parâmetros variam com o estado de carga (SoC), temperatura, taxa C, etc [36].

3.4 Tecnologias de Baterias

De forma a utilizar uma bateria como uma fonte de energia segura é necessário conhecer as especificações de cada tecnologia existente, para que o seu uso seja correto e não leve ao deterioramento da mesma. Assim, torna-se evidente a necessidade da realização de um estudo aprofundado das diferentes tecnologias de baterias para o seu correto funcionamento no sistema proposto. Analisando o estado de arte relacionado com as tecnologias de baterias, pode constatar-se que tem existido um avanço tecnológico das baterias em favor das necessidades para as diversas aplicações atuais.

3.4.1 Baterias de Chumbo-Ácido (*Lead Acid*)

As baterias de chumbo-ácido são consideradas as mais económicas para aplicações de energia maiores, onde o peso não seja uma limitação [38]. Não é adequada para descargas superiores a 20 % da sua capacidade nominal e quando exposta a uma taxa profunda de estado de carga (SoC), a bateria terá um ciclo de vida reduzido [39]. É bastante utilizada em veículos (utilizada como bateria de arranque nos veículos com motor de combustão e como baterias de tração em veículos elétricos), sistemas de alimentação ininterrupta (UPS) e em sistemas solares fotovoltaicos [40].

3.4.2 Baterias de Níquel-Cádmio (NiCd)

As baterias de níquel-cádmio têm a capacidade de fornecer grandes correntes por curtos instantes de tempo, o que permite grandes quantidades de potência. No entanto, não deverão ser efetuadas recargas caso as baterias estejam parcialmente descarregadas para evitar o efeito de memória [40]. É uma bateria já com bastante tempo no mercado e utilizada em rádios bidirecionais, equipamentos médicos de emergência, UPS e em arranques de geradores [38][40]. Quando comparada com as baterias mais recentes, por exemplo as baterias *LiFePO4*, possui uma baixa densidade de energia. Não obstante, de mencionar que o cádmio é um elemento químico altamente tóxico e hostil ao meio ambiente [38][41].

3.4.3 Baterias de Níquel-Hidreto Metálico (NiMH)

Quando comparadas com as anteriores, estas baterias possuem uma densidade de energia maior e não contêm nenhum elemento tóxico devido à utilização de hidreto metálico, em vez de cádmio. São seguras para operar com tensões altas, possuem ciclos de vida maiores, amplas faixas de temperatura de operação e uma boa robustez a sobrecargas [39]. Em contrapartida, descargas consecutivas com correntes elevadas fazem com que o tempo de vida das baterias diminua na ordem dos 200 a 300 ciclos. Apresentam uma alta taxa de autodescarga, tornando-as pouco eficientes em sistemas de armazenamento de energia a longo prazo [38][40][41]. Estas baterias vêm substituindo as de NiCd em mercados como comunicações sem fios e computação móvel [38].

3.4.4 Baterias de Iões de Lítio (Li-ion)

As baterias de iões de lítio são atualmente uma tecnologia incontornável na secção automobilística, nomeadamente em veículos elétricos ou híbridos, equipamentos portáteis e dispositivos médicos [39]. Estas, por sua vez, têm a capacidade de armazenar, por unidade de volume, mais energia que uma bateria NiMH e o triplo de uma NiCd. Outra grande vantagem é que estas baterias não correm o risco de sofrer do efeito de memória e têm uma vida útil grande (cerca de oito anos) com pouca manutenção [38]. No entanto, o seu custo é bastante superior comparativamente às anteriores tecnologias de baterias. Sobrecargas neste tipo de baterias podem provocar danos irreparáveis devido ao sobreaquecimento, muitas vezes originando incêndios e explosões [38][40].

3.4.5 Baterias de Iões de Lítio-Polímero (Li-Pol)

As baterias de iões de lítio de polímero (Li-Pol) têm o mesmo desempenho que as baterias Li-ion. Porém, esta tecnologia apresenta uma particularidade que impulsionou a sua aplicabilidade em diversas aplicações: a sua baixa espessura. Assim, conseguiu-se otimizar aparelhos como telemóveis e computadores portáteis devido ao dimensionamento das peças e ao espaço que estas baterias ocupam.

Outra grande vantagem, é o facto de não haver explosões relativas a sobrecargas, porém, sendo uma das melhores opções nas áreas dos dispositivos eletrónicos portáteis, possuem um custo mais elevado [38].

3.4.6 Baterias de Iões de Fosfato-Ferro-Lítio (LiFePO₄)

As baterias de Iões de Fosfato-Ferro-Lítio (LiFePO₄) oferecem um bom desempenho com baixa resistência, além da alta capacidade de corrente e um longo ciclo de vida [42]. Os materiais e químicos que a constituem são outra grande vantagem visto que são recicláveis e não-poluentes. Possuem uma boa estabilidade química e térmica, um rendimento mais elevado e não são afetadas pelo efeito de memória. Contudo, devido às suas inúmeras vantagens, são mais caras em comparação com outras tecnologias de baterias. Atualmente, estas baterias são utilizadas em inúmeras e diferentes áreas de aplicação, devido a uma ampla gama de características e à variedade de diferentes tamanhos e formatos de baterias que podem ser produzidas. Estas baterias desempenham um papel fundamental em diversas aplicações: carros elétricos, ferramentas de potência, comandos, equipamentos médicos, equipamentos portáteis e, por fim, armazenamento de energia eólica e equipamentos solares sendo um dos pontos fulcrais deste projeto [43][44].

Na tabela 3.1 é feita uma comparação a nível de custo inicial, de segurança, do impacto ambiental, do número de ciclos, da energia específica, da densidade de energia, do efeito de memória, da temperatura de operação, do tempo de carga e da tensão nominal por célula entre as diferentes tecnologias de baterias apresentadas anteriormente.

Tabela 3.1 – Comparação das diferentes tecnologias de baterias (baseado em [38]-[44]).

| | Chumbo-Ácido (Lead Acid) | Níquel-Cádmio (Ni-Cd) | Níquel-Hidreto Metálico (NiMH) | lões de Lítio (Li-ion) | lões de Lítio-Polímero (Li-Pol) | lões de Fosfato-Ferro-Lítio (LiFePO4) |
|-------------------------------------|---------------------------------|------------------------------|---------------------------------------|-------------------------------|--|--|
| Custo Inicial | Baixo | Médio | Médio | Médio | Alto | Médio/Alto |
| Segurança | Boa | Boa | Boa | Boa | Muito Boa | Excelente |
| Impacto Ambiental | Alto | Alto | Médio/Alto | Médio/Baixo | Baixo | Muito Baixo |
| Número de Ciclos | 200 | 250 | 400-500 | 400-600 | >1000 | >2000 |
| Energia Específica (Wh/Kg) | 35-50 | 45-80 | 60-120 | 110-160 | 100-180 | 90-120 |
| Densidade de Energia (Wh/L) | 90 | 120 | 200 | 280 | 320 | 270 |
| Efeito de Memória | Não | Sim | Raramente | Não | Não | Não |
| Temperatura de Operação (°C) | -15 até 50 | -20 até 60 | -20 até 60 | -20 até 60 | -20 até 60 | -45 até 70 |
| Tempo de Carga | Longo | Moderado | Moderado | Rápido | Rápido | Muito Rápido |
| Tensão Nominal (célula) | 2 V | 1,25 V | 1,25 V | 3,6 V | 3,6 V | 3,3 V |

É possível concluir que as baterias de lões de Fosfato-Ferro-Lítio (LiFePO4) apresentam várias vantagens comparativamente às outras tecnologias ao nível da sua excelente segurança, do seu baixo impacto ambiental, do seu grande número de ciclos, da sua grande gama de temperatura de operação e do seu tempo de carga ser muito rápido. Apresenta como desvantagem o seu custo inicial ser médio/grande.

3.5 Métodos de Carregamento de Baterias

As tecnologias de armazenamento de energia têm sido um grande foco de investigação nos últimos anos devido à necessidade de tecnologias melhores e mais avançadas. Isto deve-se à grande parte dos aparelhos eletrónicos dos dias de hoje necessitarem de uma bateria para serem alimentados e, com o uso sistemático, a bateria vai ficar descarregada. Assim, torna-se necessário que surjam carregamentos cada vez mais rápidos e eficientes. Para isso, é essencial utilizar o método de carga que se adequa a cada tipo de bateria, pois o carregamento não é um processo simples.

Seguidamente, são apresentados métodos de carregamento de baterias mais comuns, sendo que não existe um método geral para todas as baterias. De referir que estes métodos também podem ser utilizados para controlar a descarga das baterias.

3.5.1 Método de Carregamento por Corrente Constante

O método de corrente constante consiste em aplicar uma corrente constante até que a tensão máxima seja atingida, valor esse que é fornecido pelo fabricante. Quanto maior for o valor da corrente aplicada, menor será o tempo de carregamento da bateria. Por outro lado, esse mesmo valor elevado de corrente faz com que a temperatura da bateria aumente, levando assim a uma diminuição da eficiência do processo. Este processo é bastante simples e depende do utilizador para começar e terminar o processo de carga. Este método pode ser utilizado em baterias de chumbo, mas é sobretudo utilizado em baterias de NiCd e NiMH [45]. De modo a compreender melhor este método, na Figura 3.4 está representado o estágio de carga com o método de carregamento por corrente constante.

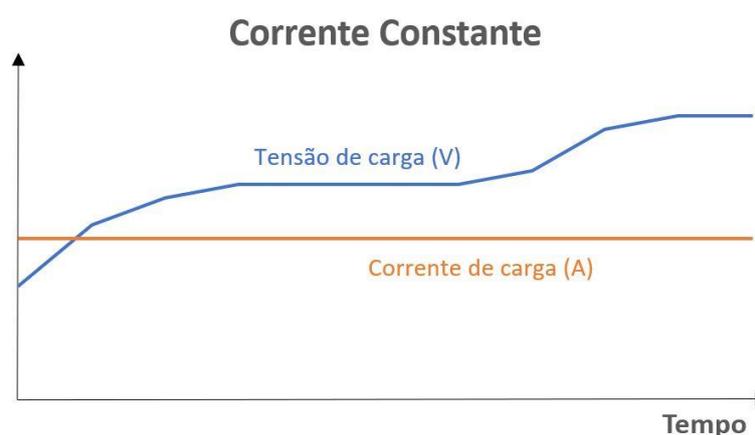


Figura 3.4 – Gráfico correspondente ao método de carregamento por corrente constante.

3.5.2 Método de Carregamento por Tensão Constante

O método da tensão constante consiste na aplicação de uma tensão constante aos terminais da bateria até que a corrente atinja valores residuais. Quando é aplicada uma corrente elevada à bateria, a

temperatura interna desta vai aumentar, o que leva à sua degradação, logo, é conveniente diminuir o valor da corrente para não danificar a bateria. Utilizando método de tensão constante, é possível controlar a temperatura interna [46]. Este método é normalmente utilizado em aplicações que permitem o tempo de carregamento elevado. É normalmente aplicado para efetuar o carregamento em baterias à base de chumbo. Na Figura 3.5 está representado o estágio de carga com o método de carregamento por tensão constante.

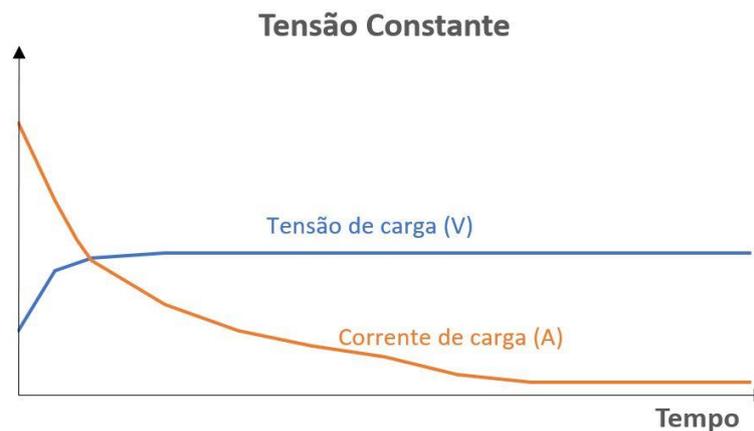


Figura 3.5 – Gráfico correspondente ao método de carregamento por tensão constante.

3.5.3 Método de Carregamento por Corrente Constante/Tensão Constante

O método corrente constante/tensão constante é uma conjugação dos dois métodos anteriores. Numa primeira fase, é utilizada uma corrente constante até ser atingida a tensão máxima da bateria. Depois de ser atingido esse ponto, é utilizada uma tensão constante e a corrente vai diminuindo progressivamente até atingir um valor muito próximo de 0 A, a partir do qual se considera que a bateria está totalmente carregada [46][47]. Este método de carregamento é o método *standard* utilizado nas baterias compostas por células de iões de lítios [48]. Este método é utilizados nas mais variadas aplicações em que o preço da bateria é um fator significativo e que é necessário preservar o tempo útil da bateria [47]. Na Figura 3.6 está representado o estágio de carga com o método de carregamento por corrente constante/tensão constante.

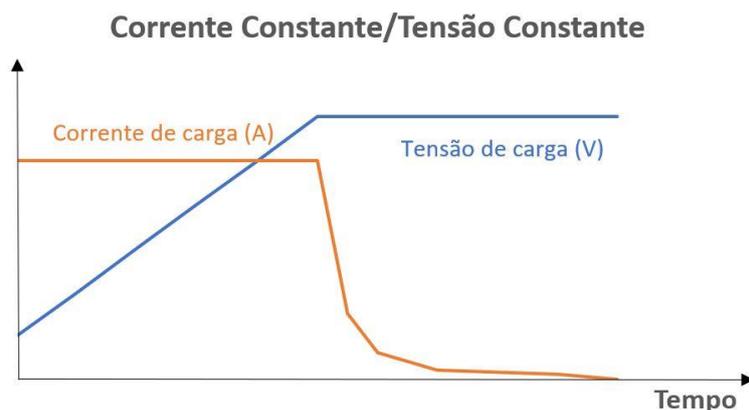


Figura 3.6 – Gráfico correspondente ao método de carregamento por corrente constante/tensão constante.

3.5.4 Método de Carregamento por Potência Constante

O método potência constante mantém uma potência constante durante a operação de carregamento da bateria. Com base num valor de potência de referência e na tensão da bateria, que se encontra constantemente a ser monitorizado, é definido um valor de corrente de carga. À medida que o valor de SoC aumenta, a tensão irá aumentar e, conseqüentemente, o valor de corrente de carga irá diminuir [47]. Quando a tensão chegar ao seu valor máximo é aplicada uma tensão constante para manter o seu nível. Este método de carga/descarga é utilizado em aplicações em que é necessário fornecer energia a cargas, visto que estas consomem uma potência constante, ou para armazenar o excedente de uma fonte de energia renovável, em intervalos curtos de tempo (alguns segundos ou até minutos). Na Figura 3.7 está representado o estágio de carga com o método de carregamento por potência constante.

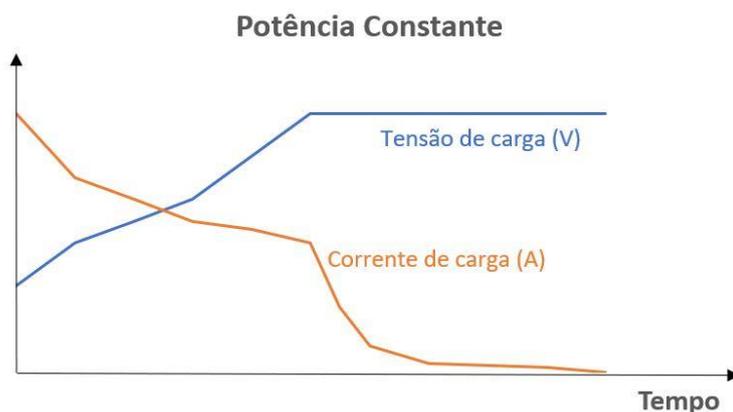


Figura 3.7 – Gráfico correspondente ao método de carregamento por potência constante.

3.5.5 Método de Carregamento por Pulsos

O método de carga por pulsos foi desenvolvido mais recentemente e consiste em aplicar periodicamente pulsos de corrente à bateria, permitindo que exista um tempo de relaxamento no processo de carga. Isto é necessário para que as reações químicas ocorram no tempo necessário, de forma que o carregamento

da bateria seja uniforme. Também faz com que a formação de dendrites na bateria seja neutralizada [46][49]. Na Figura 3.8 está representado o estágio de carga com o método de carregamento por pulsos.

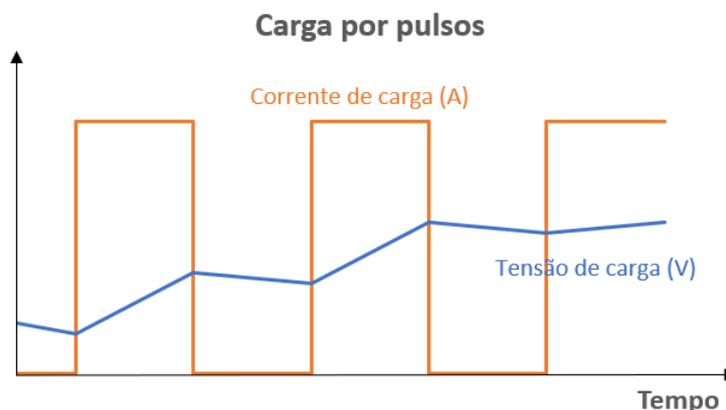


Figura 3.8 – Gráfico correspondente ao método de carregamento por pulsos.

3.5.6 Método de Carregamento Reflex

Por último, o método *reflex* é um aprimoramento do método de carga por pulsos e consiste em aplicar pulsos de corrente à bateria, mas em vez de existir um tempo de relaxamento, existe um período de descarga. A parte do período de descarga faz com as reações químicas estabilizem mais rápido, o que é benéfico para a bateria [46][49]. Em [50] podemos ver um exemplo de aplicação deste método de carregamento, em que é utilizado numa microrrede DC, em que tem como função efetuar o carregamento de veículos elétricos de forma a uma maior eficiência do carregamento, bem como prolongar a vida útil da bateria. Na Figura 3.9 está representado o estágio de carga com o método de carregamento *reflex*.

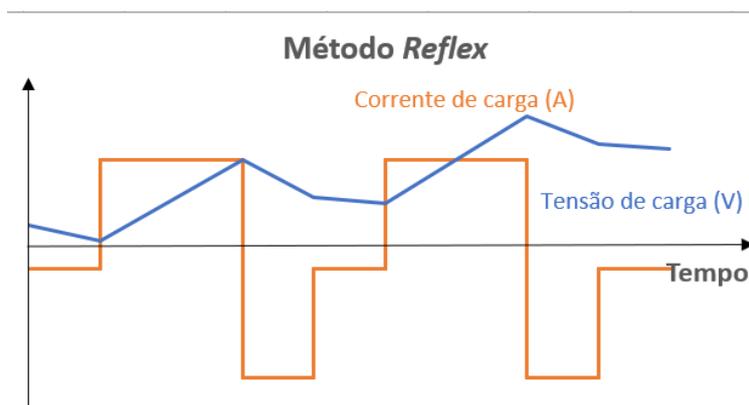


Figura 3.9 – Gráfico correspondente ao método de carregamento reflex.

3.6 Introdução aos Conversores de Eletrónica de Potência

Os condicionadores ativos apresentados no capítulo anterior são compostos por conversores de eletrónica de potência, bem como algoritmos de controlo adequados para funcionar como pretendido.

Posto isto, neste capítulo são abordadas as principais topologias de conversores de eletrónica de potência, técnicas de modulação e técnicas de controlo que podem ser aplicadas aos conversores de eletrónica de potência.

Inicialmente, são apresentadas as topologias mais simples de conversores CC-CC de forma a entender o seu funcionamento, facilitando assim a compreensão dos mais complexos desta topologia. Concluída essa explicação, são apresentadas as topologias possíveis a utilizar na interface com as baterias e também os seus modos de operação. Concluída a apresentação dos conversores CC-CC, são apresentadas topologias existentes de conversores CC-CA aplicáveis ao condicionador ativo paralelo trifásico. É feita uma análise do princípio de funcionamento de cada topologia apresentada.

Após a explicação do funcionamento dos conversores de eletrónica de potência, são apresentadas diferentes técnicas de controlo aplicáveis ao condicionador ativo paralelo de forma a garantir o seu correto funcionamento. São apresentadas as vantagens e desvantagens de cada técnica assim como o comportamento de cada uma. Por fim, são ainda apresentadas técnicas de modulação.

3.6.1 Conversores de Eletrónica de Potência CC-CC

Os conversores de eletrónica de potência CC-CC têm como finalidade ajustar o valor de tensão de saída de acordo com a aplicação em questão, em que esse valor pode ser superior ou inferior à tensão presente na entrada do conversor. Isto depende do tipo de conversor que esteja a ser utilizado na aplicação, podendo ser abaixadores de tensão (*step-down*), elevadores de tensão (*step-up*) ou elevadores e abaixadores de tensão (*step-up-down*) [51]. Estes conversores de eletrónica de potência podem ainda ser classificados por isolados ou não-isolados. Os conversores de eletrónica de potência isolados apresentam isolamento galvânico entre a entrada e a saída com a utilização de um transformador de alta-frequência [51]. De referir, que nesta dissertação apenas serão abordados os conversores de eletrónica de potência CC-CC não-isolados.

3.6.1.1 Conversor de Eletrónica de Potência CC-CC Unidirecional

Inicialmente é feito um estudo das topologias unidirecionais, de forma a entender o seu princípio de funcionamento para facilitar a compreensão das topologias mais complexas que se baseiam nestas topologias mais simples. As topologias unidirecionais apenas permitem que a corrente flua num único sentido. São de seguida apresentadas as topologias de conversores de eletrónica de potência não isoladas do tipo *step-up*, *step-down* e *step-up-down*.

Conversor *step-up*

O conversor *step-up*, também conhecido na literatura como conversor *boost*, consegue produzir uma tensão de saída com um valor superior ou igual à presente na entrada do conversor. As principais aplicações deste conversor de eletrónica de potência residem nas tecnologias de transporte (ferroviária e automóvel), aplicações industriais, interface com energias renováveis, em microrredes CC ou em serviços utilitários do sistema elétrico [52]. O circuito elétrico do conversor é constituído por uma bobina L , um diodo D_1 , um semicondutor totalmente controlado S_1 e um condensador C à saída do conversor de eletrónica de potência. Na Figura 3.10 é apresentado o esquema elétrico do conversor *step-up*.

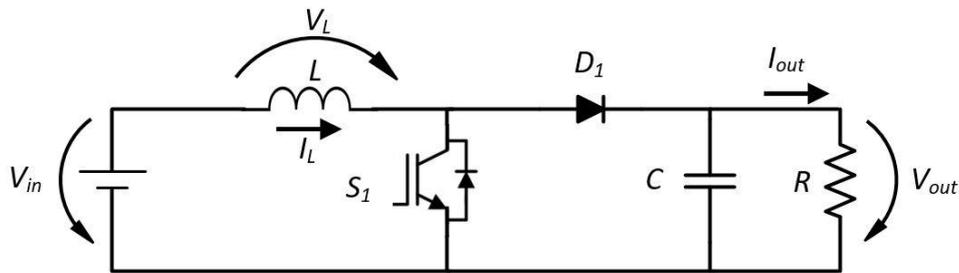


Figura 3.10 – Esquema elétrico de um conversor *step-up*.

O valor da tensão de saída é definido pelo *duty-cycle* de comutação do semicondutor S_1 . O conversor apresenta dois estados:

- Estado ON (Semicondutor em condução): Com o semicondutor S_1 em condução, a corrente passa apenas pela bobina L , pois o diodo D_1 fica inversamente polarizado. Analisando a Figura 3.11 (a), é possível verificar que a tensão na bobina L é igual à tensão de entrada V_{in} . Na equação 3.4 está representada a tensão aos terminais da bobina quando o semicondutor está em condução.

$$V_L = V_{in} \quad (3.4)$$

- Estado OFF (Semicondutor ao corte): Quando o semicondutor passa a estar ao corte, a corrente da bobina I_L passa pelo diodo D_1 . Analisando a Figura 3.11 (b) verifica-se que a carga passa a ser alimentada pela energia proveniente da bobina L e pela fonte de tensão V_{in} . Na equação 3.5 está representada a tensão aos terminais da bobina quando o semicondutor está ao corte.

$$V_L = V_{out} - V_{in} \quad (3.5)$$

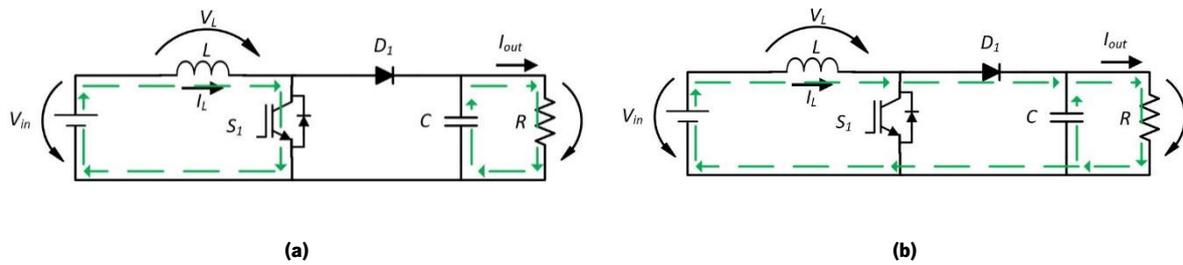


Figura 3.11 – Princípio de funcionamento do conversor *step-up*: (a) semicondutor S_1 em condução; (b) semicondutor S_1 ao corte.

Sendo a variação da corrente a mesma nos estados ON e OFF do conversor, conclui-se que a variação da tensão aos terminais da bobina em regime permanente é nula. Posto isto, pode considerar-se que a tensão média aos terminais do semicondutor é igual à tensão de entrada V_{in} , tal como representado na equação 3.6.

$$V_{in}t_{ON} = (V_{out} - V_{in})t_{OFF} \quad (3.6)$$

Considerando o *duty-cycle* D como sendo a relação entre t_{ON} e o período total da onda T , onde o período T é igual à soma de t_{ON} e t_{OFF} obtêm-se a equação 3.6 e a equação 3.7.

$$D = \frac{t_{ON}}{T} \quad (3.7)$$

$$T = t_{ON} + t_{OFF} \quad (3.8)$$

Substituindo as equações 3.7 e 3.8 na equação 3.6 e resolvendo em ordem à tensão de saída obtêm-se a equação 3.9. Analisando-a, verifica-se que, quanto maior o *duty-cycle*, maior é a tensão de saída em relação à tensão de entrada.

$$V_{out} = \frac{1}{1 - D} V_{in} \quad (3.9)$$

Conversor *step-down*

O conversor *step-down*, também conhecido na literatura como conversor *buck*, produz um valor de tensão de saída menor ou igual que o valor de entrada. As principais aplicação deste conversor residem na regulação de fontes de tensão CC, carregamento de baterias e controlo de velocidade de motores CC [51]. Na Figura 3.12 está apresentado o esquema elétrico do conversor *step-down*. Observando a Figura 3.12, podemos afirmar que este conversor apresenta os mesmos elementos que o conversor *step-up*, mas dispostos de forma diferente.

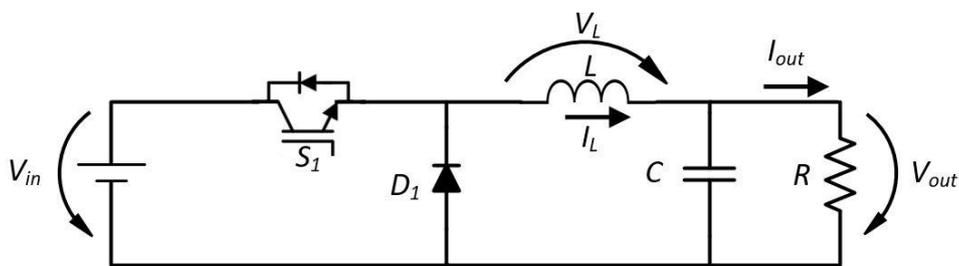


Figura 3.12 - Esquema elétrico de um Conversor *step-down*.

O valor da tensão de saída é definido pelo *duty-cycle* de comutação do semicondutor S_1 . O conversor apresenta dois estados.

- Estado ON (Semicondutor em condução): Durante o período que o semicondutor S_1 está a conduzir, o diodo D_1 fica inversamente polarizado, sendo a fonte de alimentação na entrada V_{in} que fornece energia para a carga e para a bobina L . Na Figura 3.13 (a) está ilustrado o funcionamento do modo ON deste conversor de eletrônica de potência. Na equação 3.10 está representada a tensão aos terminais da bobina quando o semicondutor está em condução.

$$V_L = V_{in} - V_{out} \quad (3.10)$$

- Estado OFF (Semicondutor ao corte): Quando o semicondutor S_1 passa a estar ao corte, a corrente da bobina passa pelo diodo D_1 , transferindo parte da energia armazenada para a carga na saída. Na Figura 3.13 (b) está ilustrado o funcionamento deste modo. Na equação 3.11 está representada a tensão aos terminais da bobina quando o semicondutor está ao corte.

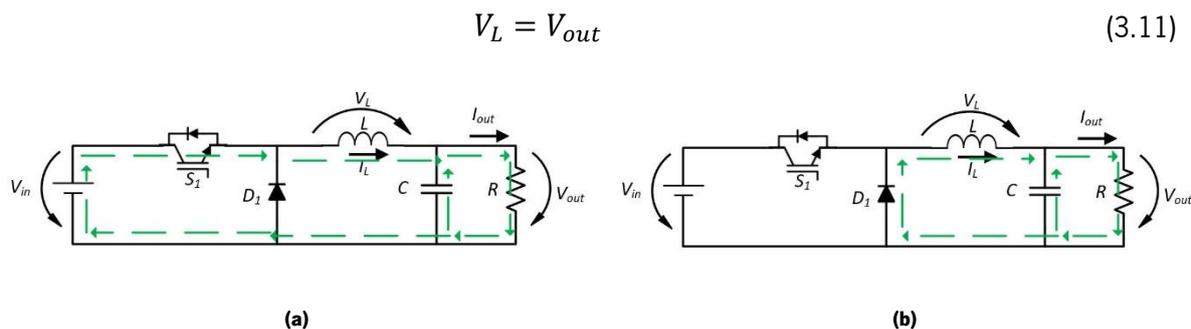


Figura 3.13 – Princípio de funcionamento do conversor *step-down*. (a) semicondutor S_1 em condução; (b) semicondutor S_1 ao corte

Procedendo à mesma sequência de cálculos realizada para o conversor *step-up*, é possível determinar a equação 3.11 que representa a tensão de saída do conversor *step-down*. Analisando a equação 3.12, verifica-se que a tensão de saída depende do valor do *duty-cycle* aplicado ao semicondutor S_1 , podendo este variar entre 0 e 1. Posto isto, conclui-se que a tensão de saída apresenta sempre um valor inferior ou igual à tensão de entrada.

$$V_{out} = DV_{in} \quad (3.12)$$

Conversor *step-up-down*

Por fim, o conversor *step-up-down* apresenta uma junção das funcionalidades presentes nos dois conversores previamente apresentados, isto é, produzindo um valor na saída superior ou inferior ao valor presente na entrada do conversor. Na Figura 3.14 está apresentado o esquema elétrico do conversor *step-up-down*.

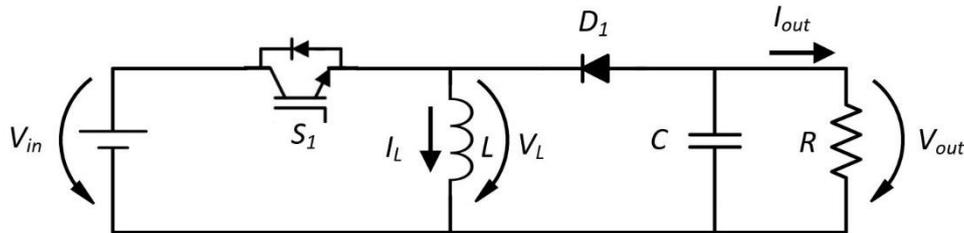


Figura 3.14 - Esquema elétrico de um Conversor *step-up-down*.

Tal como os conversores apresentados anteriormente, este conversor apresenta também dois estados, dependendo do estado do semicondutor S_1 .

- Estado ON (Semicondutor em condução): Durante o período que o semicondutor S_1 se encontra em condução, a tensão presente aos terminais da bobina é a tensão de entrada V_{in} do conversor. A carga durante este período é alimentada apenas pelo condensador C , visto que o diodo D_1 se encontra inversamente polarizado.
- Estado OFF (Semicondutor ao corte): No instante em que o semicondutor fica ao corte, o diodo D_1 fica diretamente polarizado. A energia armazenada na bobina no ciclo anterior, vai ser transmitida para a carga e para o condensador C .

Procedendo à sequência de cálculos realizados nos conversores anteriores, e deduzindo a equação final em relação a V_{out} , obtemos a seguinte equação.

$$V_{out} = \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (3.13)$$

3.6.1.2 Conversor CC-CC Bidirecional

De seguida são apresentadas topologias de conversores CC-CC bidirecionais. Estes conversores para além das características apresentadas nos conversores unidirecionais, criar uma tensão de saída superior ou inferior à tensão de entrada, têm ainda a vantagem de permitir o fluxo bidirecional de energia. Esta característica é especialmente importante quando se trata de aplicações com sistemas de armazenamento de energia, e.g. baterias, permitindo que seja armazenada energia através do carregamento das baterias,

bem como a utilização dessa energia armazenada através da descarga das mesmas. De seguida, são apresentadas duas topologias de conversores CC-CC bidirecionais e algumas das suas principais aplicações.

3.6.1.2.1 Conversor de eletrônica de potência CC-CC bidirecional Convencional

Na Figura 3.15 encontra-se representado um esquema elétrico do conversor de eletrônica de potência CC-CC bidirecional convencional. Devido ao fluxo bidirecional de energia, o conceito de “entrada” e de “saída” do conversor é dependente do modo de operação. Isto é, caso o conversor de eletrônica de potência opere no modo de *step-down*, o semicondutor S_1 irá comutar estando S_2 sempre ao corte, permitindo deste modo o fluxo de energia de V_1 para V_2 . Neste caso, V_1 funciona como “entrada” do conversor e V_2 como “saída”. Por sua vez, caso o conversor de eletrônica de potência opere no modo de *step-up*, o semicondutor S_2 irá comutar, estando S_1 sempre ao corte, permitindo deste modo o fluxo de energia de V_2 para V_1 . Neste caso, V_2 funciona como “entrada” do conversor e V_1 como “saída”. O conversor de eletrônica de potência CC-CC bidirecional convencional consegue produzir na saída um valor de tensão superior ou inferior ao valor presente na entrada do conversor.

Este tipo de conversor é bastante utilizado para efetuar a carga/descarga de baterias em diferentes aplicações. Em [53] é apresentada a topologia bidirecional convencional para efetuar o carregamento de veículos híbridos. Em [54] e [55] é apresentada a configuração de um conversor CA-CC monofásico bidirecional com um conversor CC-CC bidirecional convencional com o objetivo de transferir energia do sistema elétrico para um veículo elétrico e vice-versa, mantendo um fator de potência no sistema elétrico adequado. Além da sua importância em aplicações com sistemas de armazenamento de energia com baterias, também podem ser utilizados para o controlo de potência em painéis fotovoltaicos [56].

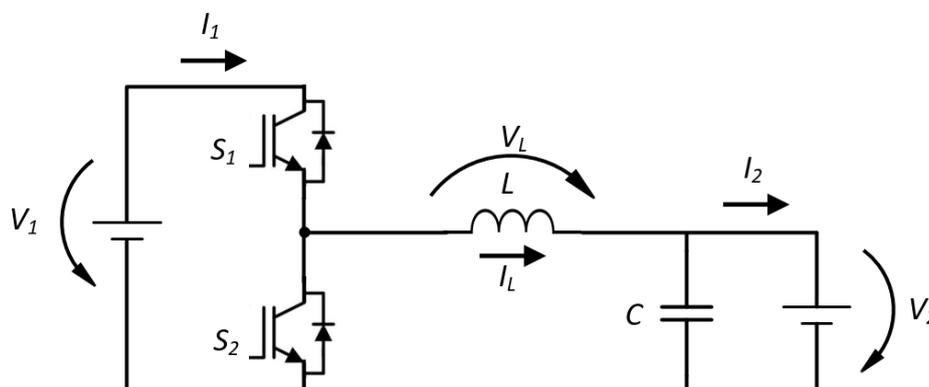


Figura 3.15 - Esquema elétrico de um Conversor bidirecional convencional.

Modo *step-up*

No modo de operação *step-up*, o princípio de funcionamento é bastante semelhante ao conversor *step-up* apresentado anteriormente. Neste modo, o conversor bidirecional apresenta na saída um valor de tensão V_1 superior ao valor presente na entrada V_2 . Tal como o conversor *step-up*, este também apresenta dois estados, sendo esses dois estados a comutação do semicondutor S_2 , estando o semicondutor S_1 sempre ao corte.

- Estado ON (Semicondutor S_2 em condução): Durante o período em que o semicondutor S_2 se encontra em condução, a tensão de entrada V_2 faz aumentar a corrente na bobina L , armazenando assim a energia proveniente de V_2 . Na Figura 3.16 (a) é possível observar o comportamento do conversor quando o semicondutor S_2 se encontra fechado.
- Estado OFF (Semicondutor S_2 ao corte): No instante que o semicondutor S_2 passa a estar ao corte, flui para a fonte saída V_1 energia da fonte de entrada V_2 e parte da energia armazenada na bobina L . Neste instante, mesmo com semicondutor S_1 ao corte, o diodo de *free-wheeling* presente em S_1 fica diretamente polarizado providenciando um caminho para a corrente circular até à saída V_1 . Na Figura 3.16 (b) é possível observar o comportamento do conversor assim que o semicondutor S_2 passa a estar ao corte.

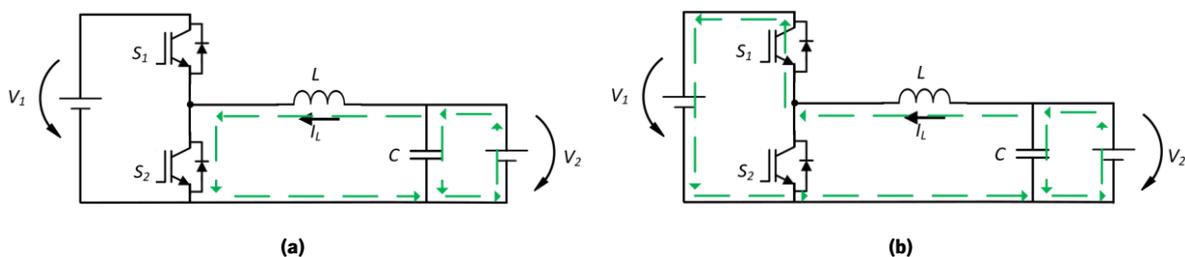


Figura 3.16 – Princípio de funcionamento do conversor bidirecional convencional no modo *step-up*: (a) semicondutor S_2 em condução; (b) semicondutor S_2 ao corte.

Modo *step-down*

No modo de operação *step-down*, o princípio de funcionamento é semelhante ao apresentado no conversor *step-down*. Neste modo, o conversor bidirecional apresenta na saída V_2 um valor inferior ao presente na entrada V_1 do conversor. Tal como o modo *step-up*, o modo *step-down* também apresenta dois estados, que são definidos pela comutação do semicondutor S_1 . O semicondutor S_2 mantém-se sempre ao corte na operação do conversor em modo *step-down*.

- Estado ON (Semicondutor S_1 em condução): Durante o período em que o semicondutor S_1 está em condução, a fonte de tensão na saída do conversor vai receber energia proveniente da fonte de tensão de entrada V_1 e a corrente na bobina L vai aumentar (a bobina armazena energia).

Na Figura 3.17 (a) pode ser observado este comportamento do conversor durante o estado de condução do semicondutor S_1 .

- Estado OFF (Semicondutor S_1 ao corte): No instante que o semicondutor S_1 deixa de estar em condução e passa a estar ao corte, o diodo de *free-wheeling* presente no semicondutor S_2 (estando o semicondutor S_2 ao corte) passa a estar diretamente polarizado providenciando um caminho para a corrente. Durante este período, a fonte de saída recebe parte da energia armazenada na bobina L e do condensador C .

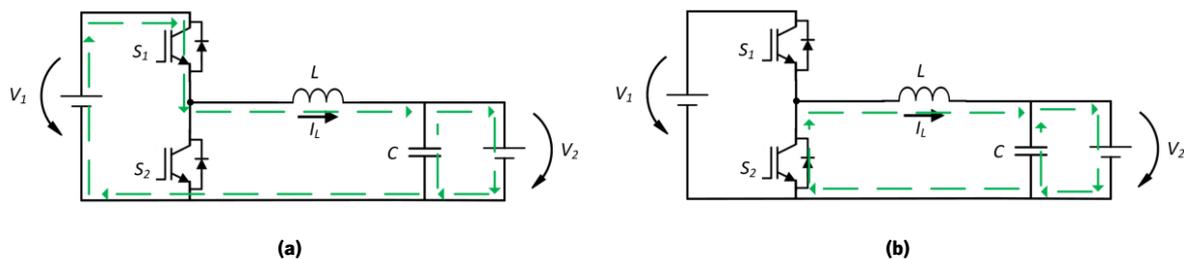


Figura 3.17 – Princípio de funcionamento do conversor bidirecional convencional no modo *step-down*: (a) semicondutor S_1 em condução; (b) semicondutor S_1 ao corte.

3.6.1.2.2 Conversor de Eletrônica de Potência CC-CC Bidirecional *Interleaved*

O conversor de eletrônica de potência CC-CC bidirecional *interleaved* apresenta as mesmas características do conversor bidirecional previamente apresentado. Consegue produzir na sua saída um valor de tensão superior ou inferior ao valor de entrada do conversor. O valor de tensão na saída depende do modo de operação do conversor. Caso esteja a operar no modo *step-up*, a tensão de saída V_1 terá um valor superior ao presente na entrada V_2 . Por outro lado, caso esteja a operar no modo *step-down*, a saída V_2 terá um valor inferior à entrada V_1 . Devido ao fluxo bidirecional de energia em ambos os sentidos, a entrada e saída dependem do modo em que o conversor possa estar a operar. Na Figura 3.18 está apresentado o esquema elétrico do conversor de eletrônica de potência CC-CC bidirecional *interleaved*. Pode ser observada a inclusão de mais dois semicondutores S_3 e S_4 , além de uma bobina L_2 na saída desse braço em relação ao esquema elétrico apresentado na Figura 3.15 do conversor bidirecional convencional. A topologia *interleaved* pode ser interpretada como dois conversores bidirecionais convencionais em paralelo, sendo que em cada modo de operação existirá a comutação de dois semicondutores com um desfasamento de 180° , ao contrário do que acontecia no conversor bidirecional convencional em que em cada modo apenas existia um semicondutor a comutar. Este desfasamento entre comutações faz com que o *ripple* presente na corrente de saída seja reduzido [57]. Este tipo de conversor pode ser utilizado em várias aplicações. Em [58] é apresentado o uso deste conversor no sistema de um veículo elétrico, em que permite fornecer energia ao motor, mas também armazenar energia através da travagem regenerativa. Com esta topologia é esperado um aumento da eficiência do

armazenamento de energia, bem como a diminuição de perda de energia [58]. Em [59] é integrado um conversor *interleaved* num carregador rápido CC, permitindo modos como G2V (*grid-to-vehicle*), V2G (*vehicle-to-grid*) e V2V (*vehicle-to-vehicle*). Em [60] é utilizado este conversor para efetuar a interface com baterias, num sistema de geração distribuída baseado em energia solar. Seguidamente, vai ser efetuada uma análise ao princípio de funcionamento do conversor em regime permanente, analisando os seus dois modos de operação.

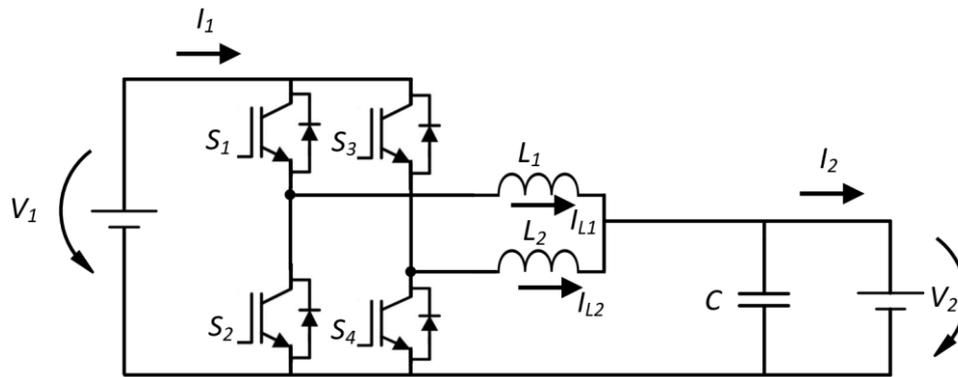


Figura 3.18 - Esquema elétrico de um Conversor bidirecional *interleaved*.

Modo *step-up*

No modo de operação *step-up* do conversor bidirecional *interleaved*, o princípio de funcionamento continua a ser bastante semelhante ao apresentado no conversor *step-up*. Neste modo, este conversor apresenta um valor de tensão na saída V_1 superior ao valor de tensão presente em V_2 . A grande diferença na operação deste modo em comparação ao conversor bidirecional convencional, é que neste caso há a comutação de dois semicondutores (S_2 e S_4) com um desfasamento de 180° . Os semicondutores S_1 e S_3 , neste modo de operação, vão estar sempre ao corte. Neste modo de operação vão ser analisados apenas dois estados, quando S_2 está em condução e quando S_4 está em condução.

- Estado 1 (Semicondutor S_2 em condução): Durante o período em que o semicondutor S_2 se encontra em condução, a fonte de tensão de saída V_1 recebe energia proveniente da tensão de entrada V_2 e parte da energia armazenada na bobina L_2 , visto que o diodo de *free-wheeling* presente no semicondutor S_1 fica diretamente polarizado, proporcionando assim um caminho para a corrente fluir. A bobina L_1 é ligada à fonte de tensão de entrada V_2 , armazenando energia. Na Figura 3.19 (a) é possível observar o comportamento descrito.
- Estado 2 (Semicondutor S_4 em condução): No instante em que o semicondutor S_2 passa a estar ao corte, o semicondutor S_4 entra em condução. Durante esse período, a tensão de saída recebe energia proveniente da fonte de tensão de entrada V_2 e parte da energia armazenada na bobina L_1 , devido ao facto do diodo de *free-wheeling* do semicondutor S_3 ficar diretamente polarizado,

proporcionando assim o caminho para a corrente. A bobina L_2 é ligada à fonte de tensão V_2 , armazenando energia. Na Figura 3.19 (b) é possível observar o comportamento descrito.

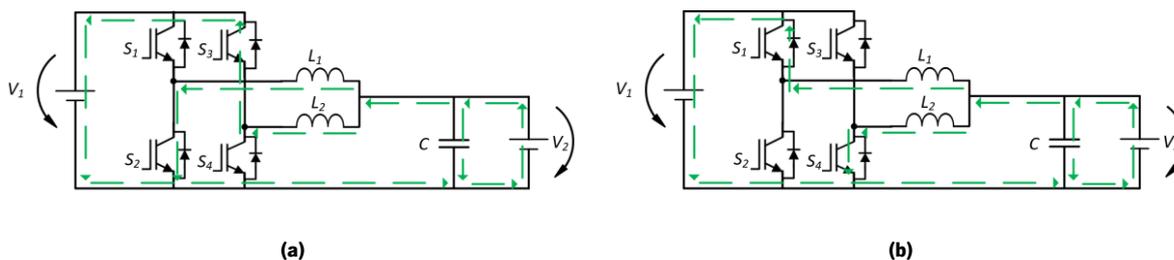


Figura 3.19 – Princípio de funcionamento do conversor bidirecional convencional no modo *step-up*. (a) semicondutor S_2 em condução; (b) semicondutor S_4 em condução.

Modo *step-down*

No modo de operação *step-down* do conversor bidirecional *interleaved*, o princípio de funcionamento é bastante semelhante ao apresentado no conversor *step-down*. Neste modo de operação, o conversor disponibiliza na saída um valor de tensão V_2 inferior ao valor de tensão V_1 na entrada. Neste caso, e tal como no modo *step-up*, existe a comutação de dois semicondutores (S_1 e S_3) com um desfasamento de 180° , proporcionando uma troca de estados entre eles. Os semicondutores S_2 e S_4 , durante este modo de operação, vão estar sempre ao corte. Neste modo de operação vão ser analisados apenas dois estados, quando S_1 e S_3 estão em condução.

- Estado 1 (Semicondutor S_1 em condução): Durante o período em que o semicondutor S_1 se encontra em condução, a fonte tensão de saída V_2 recebe energia proveniente da fonte de tensão de entrada V_1 e parte da energia armazenada na bobina L_1 . O diodo de *free-wheeling* do semicondutor S_4 fica diretamente polarizado, carregando a bobina L_2 . Na Figura 3.20 (a) é possível observar o comportamento descrito.
- Estado 2 (Semicondutor S_3 em condução): No instante em que o semicondutor S_1 passa a estar ao corte, o semicondutor S_3 entra em condução. Durante esse período, a fonte de tensão de saída V_2 recebe energia proveniente da fonte de tensão de entrada V_1 e parte da energia armazenada na bobina L_2 . O diodo de *free-wheeling* do semicondutor S_2 fica diretamente polarizado, carregando a bobina L_1 . Na Figura 3.20 (b) é possível observar o comportamento descrito.

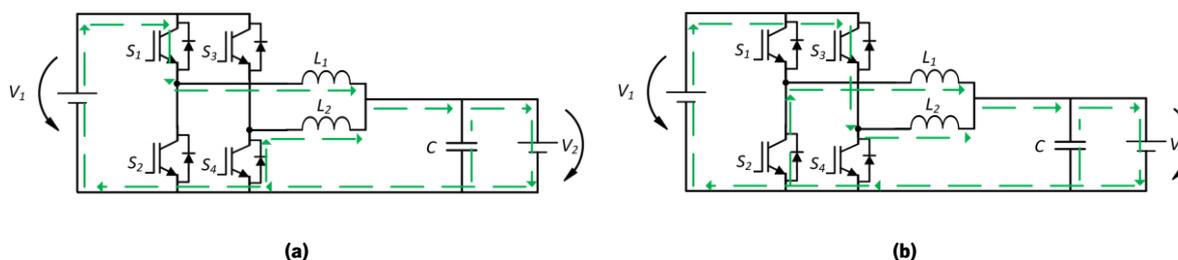


Figura 3.20 – Princípio de funcionamento do conversor bidirecional convencional no modo *step-down*: (a) semicondutor S_1 em condução; (b) semicondutor S_3 em condução.

Esta topologia apresenta como principal vantagem a redução do *ripple* presente na tensão de saída, devido à utilização de dois semicondutores a comutar com 180° de defasamento entre eles durante cada modo de operação do conversor. Além disso, esta topologia é geralmente utilizada em aplicações de maior potência, visto que a corrente é dividida pelos vários semicondutores e respectivas bobinas, permitindo um maior rendimento, dado que as perdas serão menores. Devido à corrente ser dividida pelos componentes, estes não precisam de possuir valores tão elevados para suportar as correntes [57].

3.6.2 Conversores de Eletrônica de Potência CC-CA

Existem diversas topologias de conversores de eletrônica de potência CC-CA que podem ser utilizados no condicionador ativo paralelo. Nos conversores CC-CA são utilizados semicondutores totalmente controlados (e.g. IGBT, MOSFET) que operam nas regiões de corte e condução plena. Com algoritmos de controlo e consequente acionamento dos semicondutores de potência, é possível controlar a amplitude e frequência do sinal sintetizado pelo conversor [51].

Os conversores de eletrônica de potência CC-CA podem ser divididos em várias categorias, de acordo com a composição do barramento CC do conversor. Podem ser classificados como inversores fonte de tensão (*Voltage Source Inverter - VSI*) ou como inversores fonte de corrente (*Current Source Inverter - CSI*). A topologia do condicionador ativo paralelo do iUPQC utilizado no trabalho apresentado nesta dissertação baseia-se em conversores de eletrônica de potência do tipo VSI.

3.6.2.1 Inversores Fonte de Corrente (CSI)

Os conversores de eletrônica de potência do tipo CSI utilizam no seu barramento CC uma fonte de corrente ou um elemento armazenador de energia do tipo indutivo [61]. Na Figura 3.21 está representado o esquema elétrico de um conversor de eletrônica de potência CC-CA trifásico do tipo CSI que utiliza como semicondutores IGBT. No esquema apresentado são colocados diodos em série com os IGBT de forma a bloquear a tensão reversa. Isto também seria solucionado se em vez de serem utilizados IGBT normais, fossem utilizados IGBT com capacidade de bloqueio reverso, denominados por *Reverse Blocking Insulated Gate Bipolar Transistor* (RB-IGBT) [62]. Para que este tipo de inversores funcione corretamente, a corrente no barramento CC não pode ser interrompida [63]. Os inversores do tipo CSI têm a vantagem de um maior tempo de vida útil do elemento armazenador, proteção contra sobrecorrentes e um controlo de corrente mais simples em relação aos utilizados em conversores do tipo VSI [63]. Na literatura, existem condicionadores ativos que utilizam o inversor trifásico do tipo CSI [64]-[68].

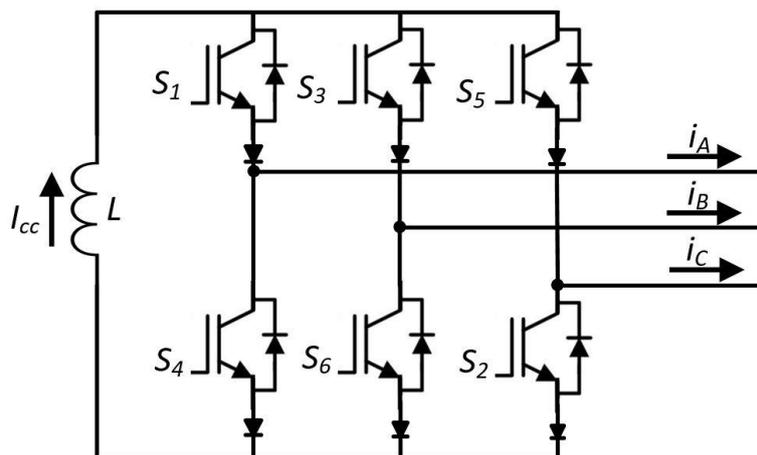


Figura 3.21 - Esquema elétrico de um inversor trifásico CSI.

Na tabela 3.2 são apresentados os estados válidos para um inversor trifásico do tipo CSI e a corrente de saída em cada uma das fases.

Tabela 3.2 – Representação dos estados permitidos pelo inversor trifásico do tipo CSI.

| S_1 | S_2 | S_3 | S_4 | S_5 | S_6 | i_A | i_B | i_C |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-----------|-----------|-----------|
| ON | ON | OFF | OFF | OFF | OFF | I_{CC} | 0 | $-I_{CC}$ |
| OFF | ON | ON | OFF | OFF | OFF | 0 | I_{CC} | $-I_{CC}$ |
| OFF | OFF | ON | ON | OFF | OFF | $-I_{CC}$ | I_{CC} | 0 |
| OFF | OFF | OFF | ON | ON | OFF | $-I_{CC}$ | 0 | I_{CC} |
| OFF | OFF | OFF | OFF | ON | ON | 0 | $-I_{CC}$ | I_{CC} |
| ON | OFF | OFF | OFF | OFF | ON | I_{CC} | $-I_{CC}$ | 0 |
| ON | OFF | OFF | ON | OFF | OFF | 0 | 0 | 0 |
| OFF | OFF | ON | OFF | OFF | ON | 0 | 0 | 0 |
| OFF | ON | OFF | OFF | ON | OFF | 0 | 0 | 0 |

3.6.2.2 Inversores Fonte de Tensão (VSI)

Os conversores de eletrônica de potência do tipo VSI utilizam no barramento CC uma fonte de tensão ou elementos armazenadores de energia do tipo capacitivo. Na Figura 3.22 está representado o esquema elétrico de um conversor de eletrônica de potência CC-CA trifásico do tipo VSI que utiliza IGBT como semicondutor. Este tipo de VSI providencia um sistema trifásico de tensão, com amplitude, frequência e fase controladas [63]. Ao contrário dos inversores do tipo CSI, os inversores VSI apresentam como desvantagem um tempo de vida útil limitado do elemento armazenador de energia. Por outro lado, estes apresentam menor peso, custo, volume e uma maior eficiência em relação aos inversores CSI [63]. Os inversores do tipo VSI são o tipo de conversores mais utilizados em condicionadores ativos de potência. Os conversores do tipo VSI podem ser utilizados em filtros ativos paralelos que melhoram a qualidade de

energia elétrica [69]. Outra aplicação deste tipo de conversores são condicionadores ativos que realizam o interface de energias renováveis com o sistema elétrico [70][71]. Estes conversores podem ser utilizados em várias topologias de UPQC, nos dois condicionadores ativos que constituem o equipamento, partilhando o barramento CC entre eles [72].

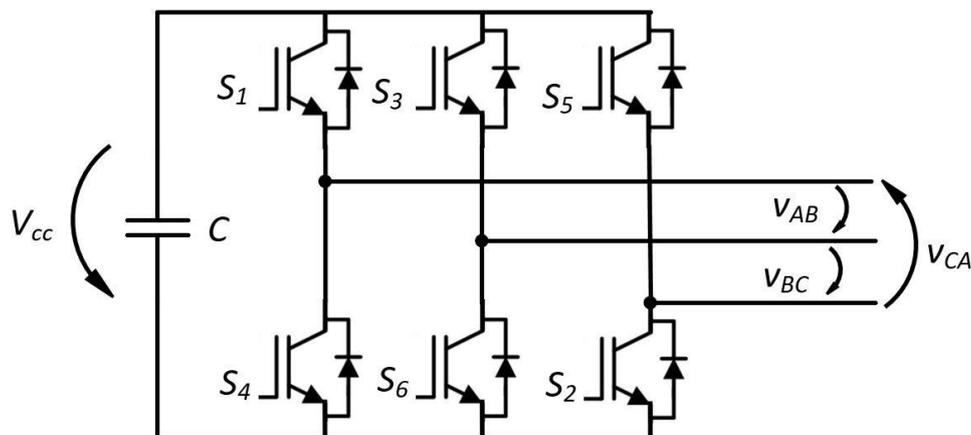


Figura 3.22 - Esquema elétrico de um conversor de eletrônica de potência trifásico do tipo VSI.

Na tabela 3.3 são apresentados os estados válidos para um conversor de eletrônica de potência trifásico do tipo VSI e as tensões de saída do inversor.

Tabela 3.3 – Representação dos estados permitidos pelo conversor de eletrônica de potência trifásico do tipo VSI.

| S_1 | S_2 | S_3 | S_4 | S_5 | S_6 | v_{AB} | v_{BC} | v_{CA} |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-----------|-----------|-----------|
| ON | ON | OFF | OFF | OFF | ON | V_{CC} | 0 | $-V_{CC}$ |
| ON | ON | ON | OFF | OFF | OFF | 0 | V_{CC} | $-V_{CC}$ |
| OFF | ON | ON | ON | OFF | OFF | $-V_{CC}$ | V_{CC} | 0 |
| OFF | OFF | ON | ON | ON | OFF | $-V_{CC}$ | 0 | V_{CC} |
| OFF | OFF | OFF | ON | ON | ON | 0 | $-V_{CC}$ | V_{CC} |
| ON | OFF | OFF | OFF | ON | ON | V_{CC} | $-V_{CC}$ | 0 |
| ON | OFF | ON | OFF | ON | OFF | 0 | 0 | 0 |
| OFF | ON | OFF | ON | OFF | ON | 0 | 0 | 0 |

3.6.2.2.1 Conversor de Eletrônica de Potência do tipo VSI de 4 Fios com 4 Braços

Existem topologias multinível de conversores CC-CA que não vão ser abordadas devido à aplicação ser de uma microrrede de baixa tensão. As topologias multinível são utilizadas em aplicações de unidades de grande potência, evitando semicondutores em paralelo, ou em aplicações muito exigentes ao nível de qualidade de forma de onda produzida.

Visto que a topologia desta dissertação tem de ser capaz de compensar problemas relativos ao ponto de ligação elétrica de neutro, foi necessária a escolha de uma topologia VSI de 4 fios. Dentro das topologias de conversores de eletrônica de potência do tipo VSI a 4 fios existem duas alternativas, conversor de eletrônica de potência do tipo VSI de 4 fios com 4 braços ou conversor de eletrônica de potência do tipo VSI de 4 fios com 3 braços e ponto médio no barramento CC.

Na Figura 3.23 é apresentado o esquema elétrico de um conversor de eletrônica de potência do tipo VSI trifásico de 4 fios com 4 braços a IGBT. Em relação ao esquema elétrico apresentado do conversor de eletrônica de potência do tipo VSI apresentado na Figura 3.22, verifica-se que existe o acréscimo de um quarto braço, formado por S_7 e S_8 .

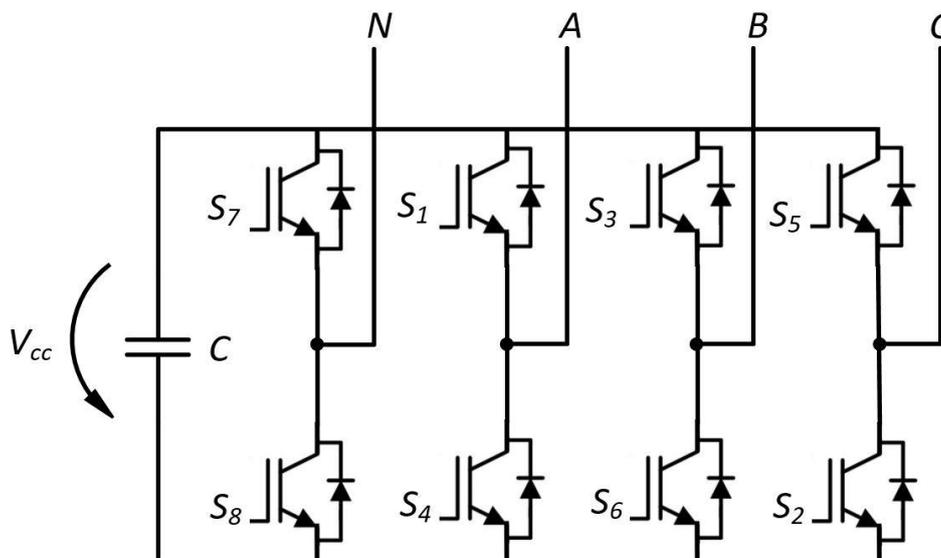


Figura 3.23 - Esquema elétrico de um conversor de eletrônica de potência do tipo VSI trifásico de 4 fios com 4 braços.

Com a adição do quarto braço, o conversor de eletrônica de potência permite o dobro das combinações apresentadas no conversor de três braços. Passam a existir 16 estados válidos, em que o conversor de eletrônica de potência é capaz de produzir tensões de saída entre fases (tensões compostas) e tensões de saída entre fase e neutro (tensões simples). Na literatura, existem várias publicações sobre a utilização de conversores VSI de 4 fios com 4 braços em condicionadores ativos presentes em sistemas trifásicos com neutro [73],[74],[75].

Na tabela 3.4 são apresentados os estados válidos para um conversor de eletrônica de potência do tipo VSI trifásico de 4 fios com 4 braços e as respectivas tensões de saída.

Tabela 3.4 – Representação dos estados permitidos pelo conversor de eletrônica de potência do tipo VSI trifásico de 4 fios com 4 braços.

| S_1 | S_2 | S_3 | S_4 | S_5 | S_6 | S_7 | S_8 | v_{AB} | v_{BC} | v_{CA} | v_{AN} | v_{BN} | v_{CN} |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| ON | ON | OFF | OFF | OFF | ON | ON | OFF | V_{CC} | 0 | $-V_{CC}$ | 0 | $-V_{CC}$ | $-V_{CC}$ |
| ON | ON | ON | OFF | OFF | OFF | ON | OFF | 0 | V_{CC} | $-V_{CC}$ | 0 | 0 | $-V_{CC}$ |
| OFF | ON | ON | ON | OFF | OFF | ON | OFF | $-V_{CC}$ | V_{CC} | 0 | $-V_{CC}$ | 0 | $-V_{CC}$ |
| OFF | OFF | ON | ON | ON | OFF | ON | OFF | $-V_{CC}$ | 0 | V_{CC} | $-V_{CC}$ | 0 | 0 |
| OFF | OFF | OFF | ON | ON | ON | ON | OFF | 0 | $-V_{CC}$ | V_{CC} | $-V_{CC}$ | $-V_{CC}$ | 0 |
| ON | OFF | OFF | OFF | ON | ON | ON | OFF | V_{CC} | $-V_{CC}$ | 0 | 0 | $-V_{CC}$ | 0 |
| ON | OFF | ON | OFF | ON | OFF | ON | OFF | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| OFF | ON | OFF | ON | OFF | ON | ON | OFF | 0 | 0 | 0 | $-V_{CC}$ | $-V_{CC}$ | $-V_{CC}$ |
| ON | ON | OFF | OFF | OFF | ON | OFF | ON | V_{CC} | 0 | $-V_{CC}$ | V_{CC} | 0 | 0 |
| ON | ON | ON | OFF | OFF | OFF | OFF | ON | 0 | V_{CC} | $-V_{CC}$ | V_{CC} | V_{CC} | 0 |
| OFF | ON | ON | ON | OFF | OFF | OFF | ON | $-V_{CC}$ | V_{CC} | 0 | 0 | V_{CC} | 0 |
| OFF | OFF | ON | ON | ON | OFF | OFF | ON | $-V_{CC}$ | 0 | V_{CC} | 0 | V_{CC} | V_{CC} |
| OFF | OFF | OFF | ON | ON | ON | OFF | ON | 0 | $-V_{CC}$ | V_{CC} | 0 | 0 | V_{CC} |
| ON | OFF | OFF | OFF | ON | ON | OFF | ON | V_{CC} | $-V_{CC}$ | 0 | V_{CC} | 0 | V_{CC} |
| ON | OFF | ON | OFF | ON | OFF | OFF | ON | 0 | 0 | 0 | V_{CC} | V_{CC} | V_{CC} |
| OFF | ON | OFF | ON | OFF | ON | OFF | ON | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

3.6.2.2.2 Inversor VSI de 4 Fios com 3 Braços e Ponto Médio no Barramento CC

Na Figura 3.24 é apresentado o esquema elétrico de um conversor de eletrônica de potência do tipo VSI trifásico de 4 fios com 3 braços e ponto médio no barramento CC utilizando IGBT. Em relação à topologia de 3 braços apresentada na Figura 3.22, esta topologia utiliza dois condensadores no barramento CC de forma a permitir a ligação do neutro no ponto médio dos dois condensadores. Nesta topologia, são utilizados apenas 3 braços, pois, devido à ligação do ponto médio do barramento CC, não é necessário um quarto braço para a ligação do neutro [76].

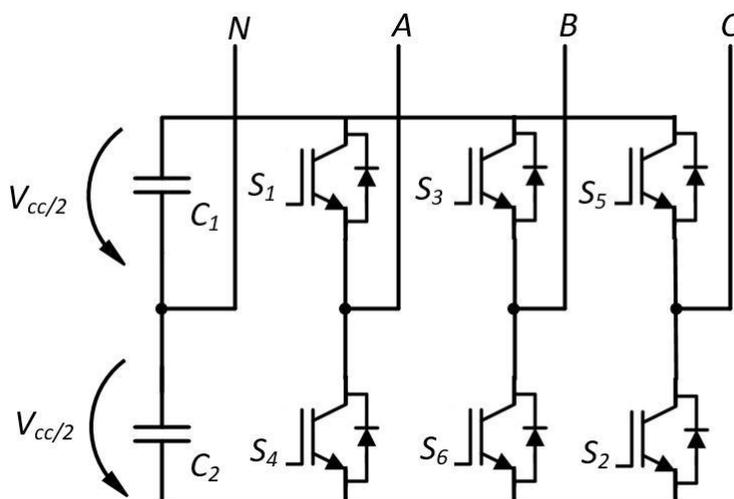


Figura 3.24 - Esquema elétrico de um conversor de eletrônica de potência do tipo VSI trifásico de 4 fios com 3 braços e ponto médio no barramento CC.

Este tipo de inversor VSI permite o mesmo número de combinação do inversor VSI de 3 braços. Para esta topologia funcionar corretamente a tensão em cada condensador necessita de ser regulada para $V_{cc}/2$. Posto isto, é possível controlar a tensão das fases em relação ao neutro. Na literatura também existem várias publicações sobre a utilização de conversores de eletrônica de potência do tipo VSI de 4 fios com 3 braços e ponto médio no barramento CC em condicionadores ativos presentes em sistemas trifásicos com neutro [76],[77],[78].

Na tabela 3.5 são apresentados os estados válidos para um conversor de eletrônica de potência do tipo VSI trifásico de 4 fios com 3 braços e ponto médio no barramento CC.

Tabela 3.5 – Representação dos estados permitidos pelo conversor de eletrônica de potência do tipo VSI trifásico de 4 fios com 3 braços e ponto médio no barramento CC.

| S_1 | S_2 | S_3 | S_4 | S_5 | S_6 | v_{AB} | v_{BC} | v_{CA} | v_{AN} | v_{BN} | v_{CN} |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-----------|-----------|-----------|-------------|-------------|-------------|
| ON | ON | OFF | OFF | OFF | ON | V_{CC} | 0 | $-V_{CC}$ | $V_{CC}/2$ | $-V_{CC}/2$ | $-V_{CC}/2$ |
| ON | ON | ON | OFF | OFF | OFF | 0 | V_{CC} | $-V_{CC}$ | $V_{CC}/2$ | $V_{CC}/2$ | $-V_{CC}/2$ |
| OFF | ON | ON | ON | OFF | OFF | $-V_{CC}$ | V_{CC} | 0 | $-V_{CC}/2$ | $V_{CC}/2$ | $-V_{CC}/2$ |
| OFF | OFF | ON | ON | ON | OFF | $-V_{CC}$ | 0 | V_{CC} | $-V_{CC}/2$ | $V_{CC}/2$ | $V_{CC}/2$ |
| OFF | OFF | OFF | ON | ON | ON | 0 | $-V_{CC}$ | V_{CC} | $-V_{CC}/2$ | $-V_{CC}/2$ | $V_{CC}/2$ |
| ON | OFF | OFF | OFF | ON | ON | V_{CC} | $-V_{CC}$ | 0 | $V_{CC}/2$ | $-V_{CC}/2$ | $V_{CC}/2$ |
| ON | OFF | ON | OFF | ON | OFF | 0 | 0 | 0 | $V_{CC}/2$ | $V_{CC}/2$ | $V_{CC}/2$ |
| OFF | ON | OFF | ON | OFF | ON | 0 | 0 | 0 | $-V_{CC}/2$ | $-V_{CC}/2$ | $-V_{CC}/2$ |

3.7 Controlo de Tensão aplicados a Condicionadores Ativos de Potência

A sintetização dos sinais de saída (corrente ou tensão) dos condicionadores ativos de potência depende do controlador que esteja a ser utilizado. Os controladores são aplicados aos conversores que constituem os condicionadores ativos de potência, garantindo que os sinais de saída seguem os sinais de referência dados ao controlador. Estes controladores, além de serem capazes de controlar as tensões ou correntes na saída dos condicionadores ativos, podem também ser utilizados para efetuar o controlo das tensões do barramento CC dos conversores constituintes dos condicionadores ativos.

Nos itens seguintes, são apresentadas e descritas as principais técnicas de controlo de tensão aplicadas aos condicionadores ativos. As técnicas apresentadas utilizam todas uma realimentação no sistema de controlo, criando uma malha fechada, que permite determinar a tensão gerada pelo conversor presente no condicionador ativo de potência.

3.7.1 Controlo por Histerese

A técnica de controlo por histerese utiliza uma comparação permanente do sinal de referência da tensão desejada com a tensão à saída do conversor. Na Figura 3.25 é possível observar um diagrama deste tipo de controlo aplicado a um aplicado a um condicionador ativo paralelo.

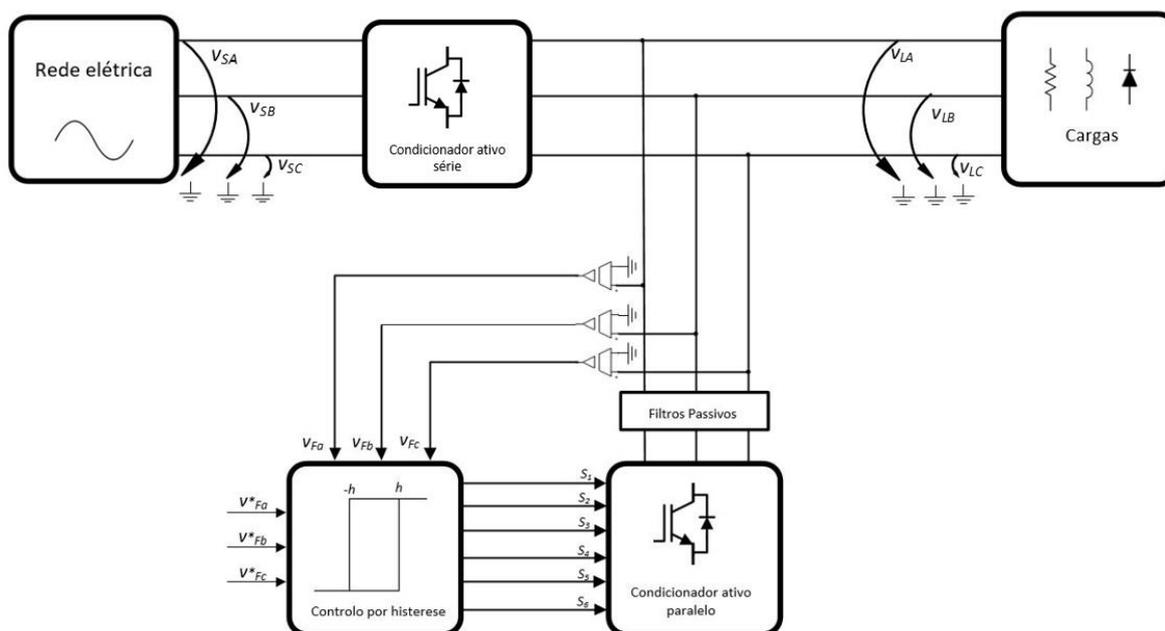


Figura 3.25 – Diagrama do controlo de tensão por histerese aplicado a um condicionador ativo paralelo.

Em conversores trifásicos, esta comparação é feita para cada valor de tensão simples à saída do conversor. Essa comparação é feita através de duas referências, em que é adicionado e subtraído um

valor correspondente a metade da histerese (h) ao sinal de referência. Neste exemplo, será utilizada o braço do inversor ligado à fase a do sistema elétrico.

$$\Delta_1 = i_{Fa}^* + h \quad (3.14)$$

$$\Delta_2 = i_{Fa}^* - h \quad (3.15)$$

O estado dos interruptores de potência presentes no braço do inversor ligado à fase a do sistema elétrico (S_1 e S_4) é dado pela seguinte condição.

$$\begin{cases} S_1 = 1 \text{ e } S_4 = 0, \text{ se } i_{Fa} < \Delta_2 \\ S_4 = 1 \text{ e } S_1 = 0, \text{ se } i_{Fa} > \Delta_1 \end{cases} \quad (3.16)$$

O controlo por histerese é um controlo simples e robusto, no entanto, a frequência de comutação pode variar muito ao longo de um ciclo, não assegurando uma frequência de comutação fixa. Este problema leva a que o espetro do conteúdo harmónico proveniente da comutação seja maior, dificultando o dimensionamento de um filtro passivo de modo a filtrar a frequência de comutação [79].

Na tentativa de resolver este problema, garantindo uma frequência de comutação fixa, têm surgido na literatura modificações a este tipo de controlo. Em [80] apresentam uma modificação neste controlo, de forma a garantir essa frequência de comutação fixa, alterando a banda de histerese ao longo do período da onda de referência.

3.7.2 Controlo por *Periodic Sampling*

A técnica de controlo por *Periodic Sampling* é bastante semelhante à técnica de controlo apresentada anteriormente, utilizando também uma comparação onde o valor da histerese é 0. A comparação é feita diretamente entre o sinal de referência da tensão desejada com a tensão à saída do conversor.

Esta técnica tanto pode ser implementada analogicamente como digitalmente. Analogicamente, utiliza-se um *flip-flop* do tipo D à saída do comparador dos sinais de tensão, que limita a frequência de comutação dos IGBT através do seu sinal de relógio, evitando que os semicondutores comutem a frequências superiores às permitidas [81]. No caso de uma implementação digital, a frequência de comutação é limitada pela frequência de amostragem dos sinais das tensões que serão comparados. Nesta técnica de controlo existe uma limitação da frequência máxima de comutação, mas a frequência de comutação pode variar ao longo de um ciclo, não mantendo uma frequência de comutação fixa. Na Figura 3.26 é apresentado um diagrama deste tipo de controlo aplicado a um condicionador ativo paralelo.

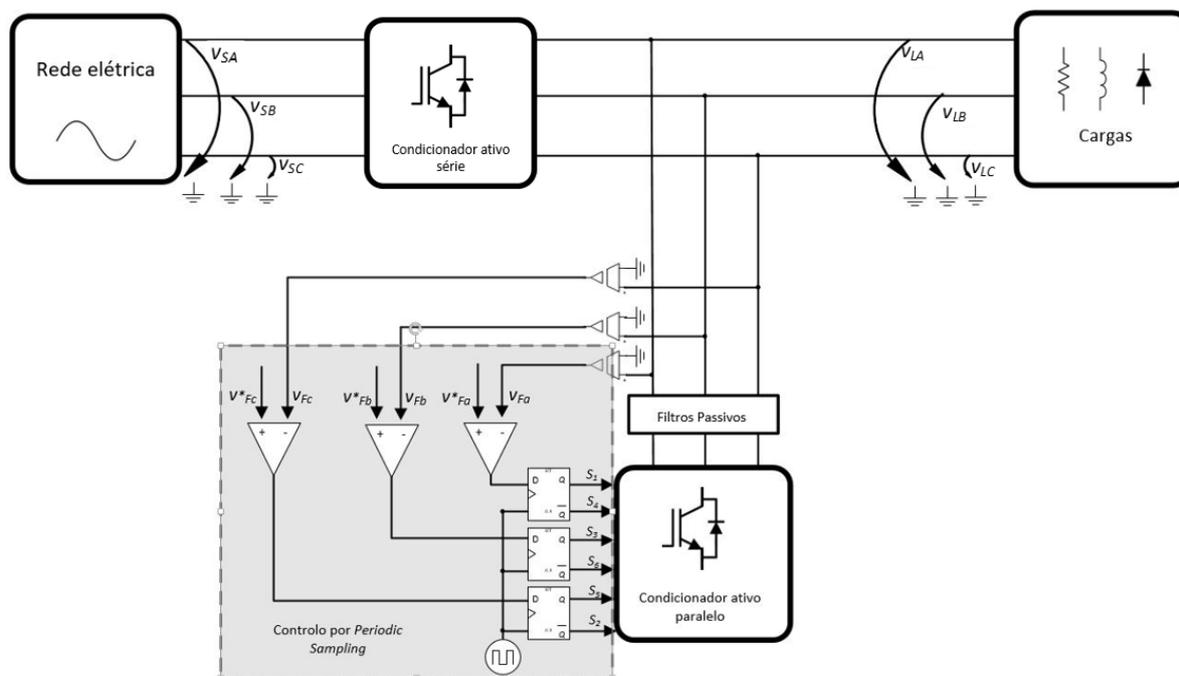


Figura 3.26 – Diagrama do controlo de tensão por *periodic sampling* aplicado a um condicionador ativo paralelo.

Tal como o controlo por histerese, o controlo por *periodic sampling* também atua diretamente nos semicondutores de potência. Neste exemplo, será utilizado o braço de semicondutores (S_1 e S_4) do inversor ligado à fase *a* do sistema elétrico.

$$\begin{cases} S_1 = 1 \text{ e } S_4 = 0, \text{ se } i_{Fa}^* > i_{Fa} \\ S_4 = 1 \text{ e } S_1 = 0 \text{ se } i_{Fa}^* < i_{Fa} \end{cases} \quad (3.17)$$

Esta técnica apresenta um melhor desempenho quando são utilizadas frequências de amostragem mais elevadas, aumentando assim a qualidade de onda de saída com uma menor taxa de conteúdo harmónico. Este controlo apresenta como vantagens a simplicidade de implementação, a robustez e a resposta rápida a variações das referências e das cargas [82]. A principal desvantagem é não possuir uma frequência de comutação fixa [82].

3.7.3 Controlo Preditivo

A técnica de controlo preditivo baseia-se no modelo eléctrico em que o conversor está inserido. Com isto, o sistema de controlo consegue prever o comportamento futuro das variáveis a controlar, providenciando uma resposta dinâmica e rápida no controlo da tensão produzida pelo conversor [83].

Uma das principais vantagens desta técnica de controlo é não possuir ganhos no seu modelo, dependendo apenas dos elementos constituintes do inversor trifásico, permitindo uma boa resposta do sistema independentemente das cargas ligadas ao sistema [83]. Por outro lado, apresenta, como desvantagem, cálculos mais complexos, necessitando de uma capacidade de processamento elevado

[82][83]. A eficácia desta técnica de controlo está diretamente ligada à qualidade do modelo utilizado, sendo que quanto mais próximo o modelo elétrico estiver do sistema real, melhor será o seu comportamento e os resultados obtidos [83]. Na Figura 3.27 é apresentado o diagrama deste tipo de controlo aplicado a um condicionador ativo paralelo.

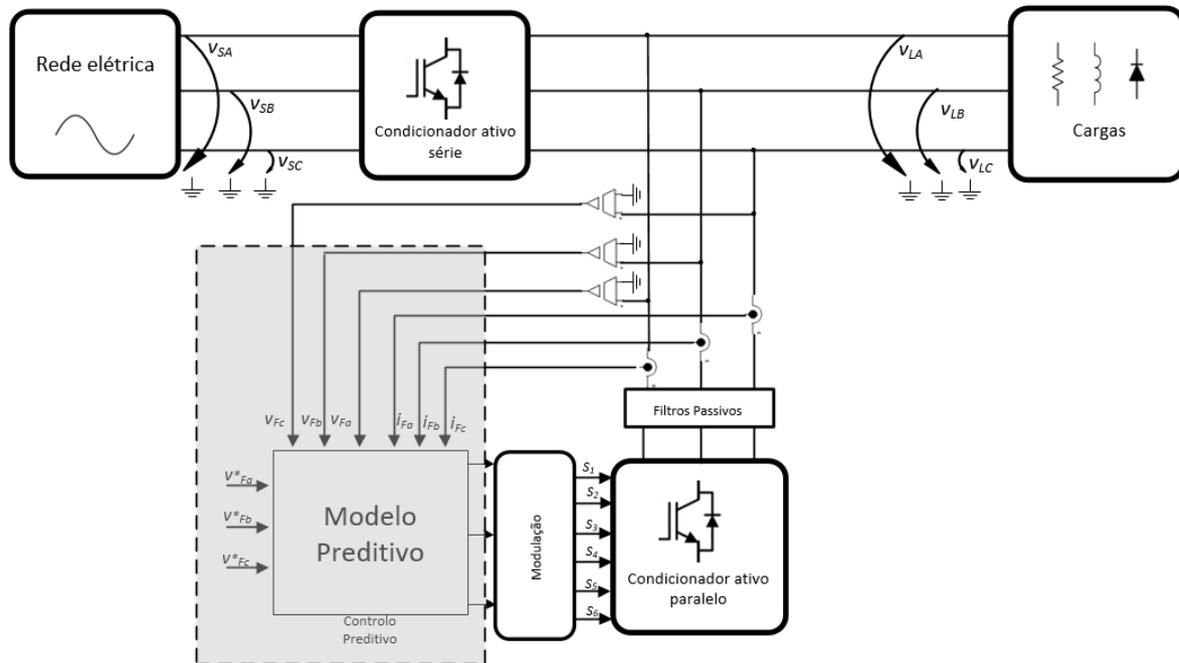


Figura 3.27 – Diagrama do controlo de tensão preditivo aplicado a um condicionador ativo paralelo.

Na saída do conversor e de forma a melhorar a tensão de saída, é normalmente utilizado um filtro passivo passa-baixo do tipo LC a cada braço do inversor trifásico.

Na Figura 3.28 é apresentado o esquema elétrico de um inversor monofásico com a representação de todas variáveis necessária à modelização do sistema. A utilização de um inversor monofásico permite uma análise simplificada que corresponde a um braço de um inversor trifásico.

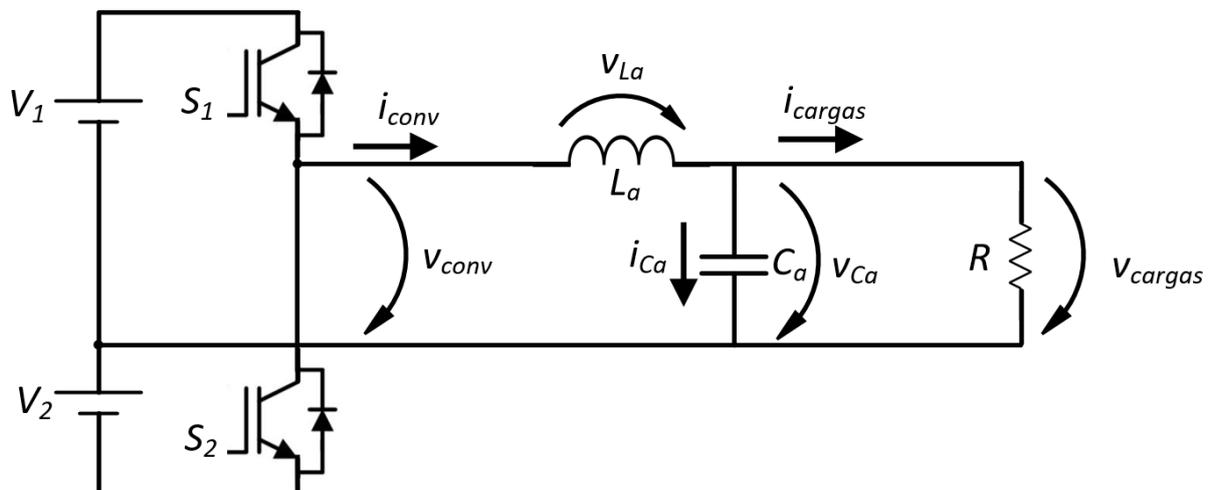


Figura 3.28 – Esquema elétrico de um inversor monofásico

De modo a estabelecer o modelo matemático é aplicada a lei dos nós, estabelecendo a relação entre a corrente do braço do inversor (i_{conv}), a corrente do condensador presente no filtro passivo (i_c) e a corrente nas cargas (i_{cargas}).

$$i_{conv} = i_{Ca} + i_{cargas} \quad (3.18)$$

De seguida, é aplicada a lei das malhas de forma a estabelecer a relação entre a tensão produzida pelo conversor (v_{conv}), a tensão aplicada à indutância (v_{La}) e a tensão das cargas (v_{cargas}).

$$v_{conv} = v_{La} + v_{cargas} \quad (3.19)$$

A tensão na indutância é dada pela equação 3.19.

$$v_{La} = L_a \frac{di_{conv}}{dt} \quad (3.20)$$

Substituindo a equação 3.19 na equação 3.18 obtém-se a equação 3.20:

$$v_{conv} = L_a \frac{di_{conv}}{dt} + v_{cargas} \quad (3.21)$$

A corrente no condensador é dada pela equação 3.21.

$$i_{Ca} = C_a \frac{dV_{Ca}}{dt} \quad (3.22)$$

Substituindo na equação 3.20 obtém a seguinte expressão.

$$v_{conv} = L_a C_a \frac{d^2 V_{Ca}}{dt^2} + L_a \frac{di_{cargas}}{dt} + v_{cargas} \quad (3.23)$$

Como a frequência de amostragem que se utiliza nesta técnica de controlo é bastante superior à frequência da tensão das cargas, admite-se as derivadas de corrente e tensão como variações lineares. Sendo assim, para calcular a tensão de forma digital, é apresentada a equação 3.23 em tempo discreto.

$$v_{conv}[k] = \frac{L_a C_a}{T_a^2} (v_{ref}[k] - 2v_{cargas}[k] + v_{cargas}[k - 1]) + \frac{L_a}{T_a} (i_{cargas}[k] - i_{cargas}[k - 1]) + v_{cargas} \quad (3.24)$$

3.7.4 Controlo Proporcional-Integral

Nesta técnica de controlo de tensão é utilizado o erro entre o sinal de referência da tensão desejada e a tensão à saída do conversor, sendo o resultado desse erro a entrada do controlador PI (Proporcional e

Integral). A saída do controlador PI é posteriormente utilizada para sintetizar os sinais de comando que controlam os semicondutores de potência presentes no inversor, através de uma técnica de modulação. Na Figura 3.29 é apresentado um diagrama deste tipo de controlo, aplicado a um condicionador ativo paralelo.

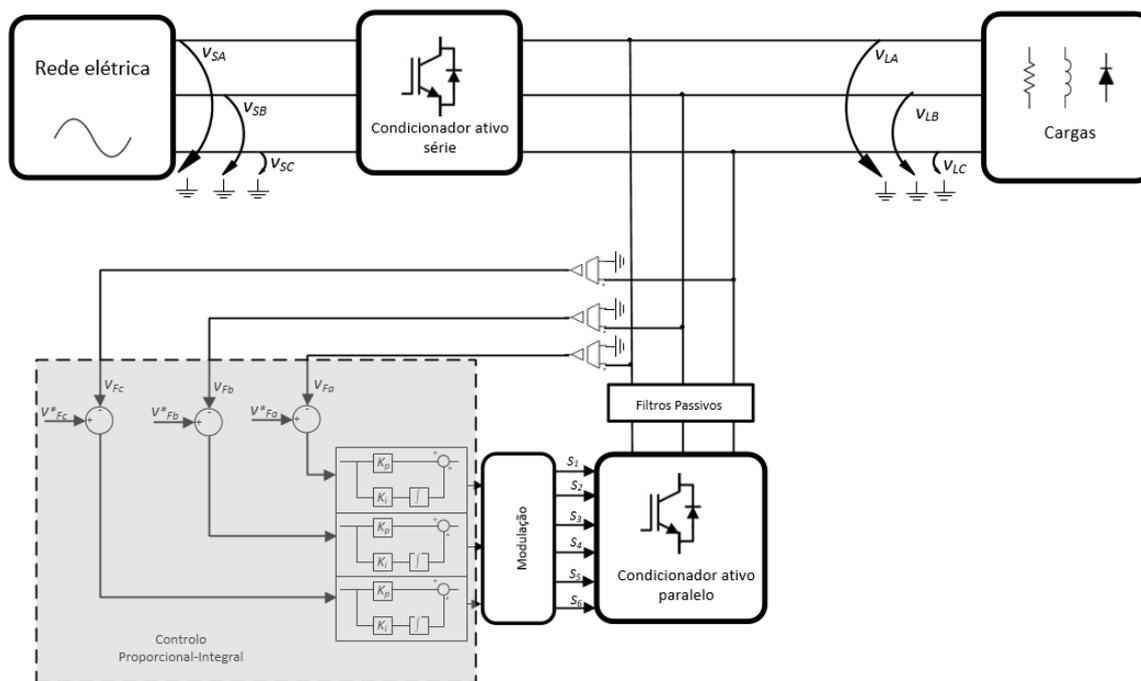


Figura 3.29 – Diagrama do controlo de tensão proporcional-integral aplicado a um condicionador ativo paralelo.

Esta técnica de controlo apresenta um grau de complexidade superior às técnicas de controlo mais simples apresentadas anteriormente, devido a um maior número de cálculos. Por outro lado, esta técnica de controlo permite uma frequência de comutação fixa para os semicondutores de potência. Isto facilita o dimensionamento dos filtros passivos, reduzindo o conteúdo harmónico provocado pela comutação dos semicondutores de potência. Este tipo de controlo apresenta ainda como vantagem a simplicidade de implementação e possuir uma boa rejeição a perturbações que ocorram no sistema [84].

3.7.5 Controlo Proporcional-Ressonante

O controlo proporcional-ressonante é geralmente utilizado em aplicações que sintetizam tensões que apenas possuem uma componente harmónica. No entanto, podem ser aplicados diversos controladores deste tipo, de forma a sintetizar sinais com várias componentes harmónicas (1^a , 3^a , 5^a , 7^a , ..., N). Para isso, é necessário ajustar cada controlador utilizado no controlo proporcional-ressonante de forma a que cada um sintetize a componente harmónica específica [86]. Na equação 3.25 é dada a função de transferência geral do controlo proporcional-ressonante.

$$C(s) = K_p + \sum_{h=1}^n \frac{K_{sh}s}{s^2 + (hw_0)^2} \quad (3.25)$$

No caso de o controlo de tensão apenas necessitar de sintetizar a componente fundamental, portanto $h=1$, o controlador proporcional-ressonante pode ser representado pelo diagrama de blocos presente na Figura 3.30.

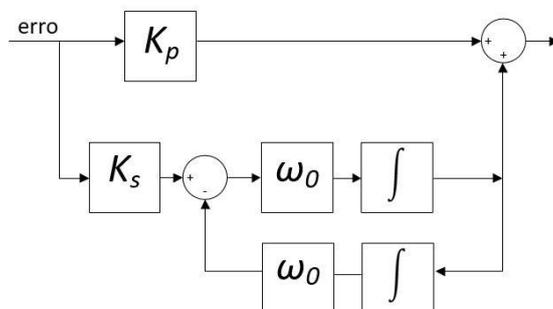


Figura 3.30 – Diagrama de blocos do controlador proporcional-ressonante

Na Figura 3.31 é apresentado um diagrama deste tipo de controlo aplicado a um condicionador ativo paralelo.

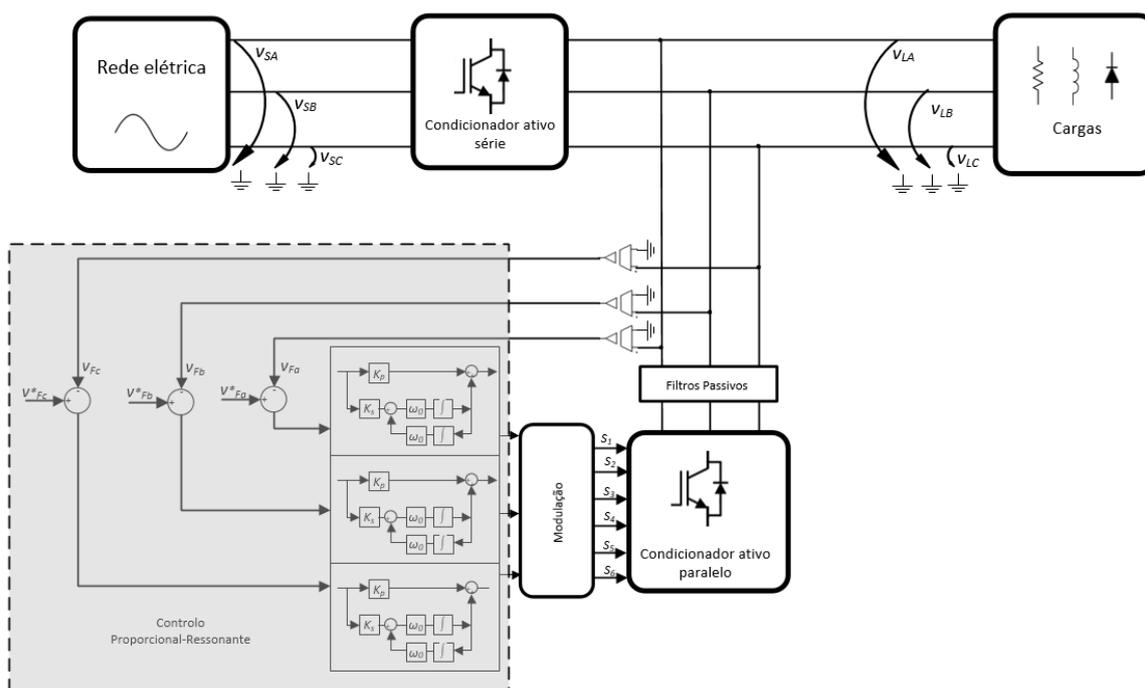


Figura 3.31 – Diagrama do controlo de tensão proporcional-ressonante aplicado a um condicionador ativo paralelo.

Das técnicas de controlo apresentadas, esta é que apresenta níveis superiores de complexidade, principalmente se for necessário utilizar vários controladores para sintetizar várias componentes harmónicas, sendo esta a principal desvantagem do controlo proporcional-ressonante [87]. Por outro lado, esta técnica de controlo apresenta várias vantagens: um seguimento do sinal de referência e rejeição de perturbações no sistema, levando a que se obtenha um erro zero em regime permanente [86].

3.8 Técnicas de Modulação para Conversores VSI

Os conversores CC-CA convertem tensão contínua em tensão alternada. Durante a análise ao funcionamento destes conversores, concluiu-se que estes produzem apenas níveis de tensão conforme os estados dos IGBT. Para produzir um sinal sinusoidal na saída, é necessário que os IGBT comutem a frequências altas e que sejam utilizados filtros passivos com uma frequência de corte apropriada de forma que a tensão de saída seja o mais sinusoidal possível.

As técnicas de modulação são responsáveis por gerar os sinais de comando de forma a acionarem corretamente os IGBT. Posto isto, são apresentadas duas técnicas de modulação, as técnicas de largura de pulso (*Sinusoidal Pulse Width Modulation - SPWM*) bipolar e unipolar, para serem utilizadas em conjunto com as técnicas de controlo apresentadas anteriormente.

3.8.1 Modulação SPWM

A técnica de modulação de largura de pulso sinusoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation - SPWM*) consiste na comparação de três sinais sinusoidais de referência, desfasados 120° entre si, com um sinal de onda portadora, usualmente uma onda triangular, que determina a frequência de comutação dos IGBT. O resultado desta comparação são sinais de comando que são aplicados às *gates* dos IGBT do conversor de eletrônica de potência. Na Figura 3.32 podem ser observadas as formas de onda dos sinais de referências (v_{refA} , v_{refB} , v_{refC}), da onda portadora triangular (v_{tri}) e dos sinais resultantes da comparação entre as ondas de referência com a onda portadora (v_{compA} , v_{compB} , v_{compC}), correspondentes aos sinais de comando aplicados aos IGBT superiores de cada braço do conversor de eletrônica de potência. Aos IGBT inferiores de cada braço são aplicados os sinais complementares dos sinais utilizados nas *gates* dos IGBT superiores.

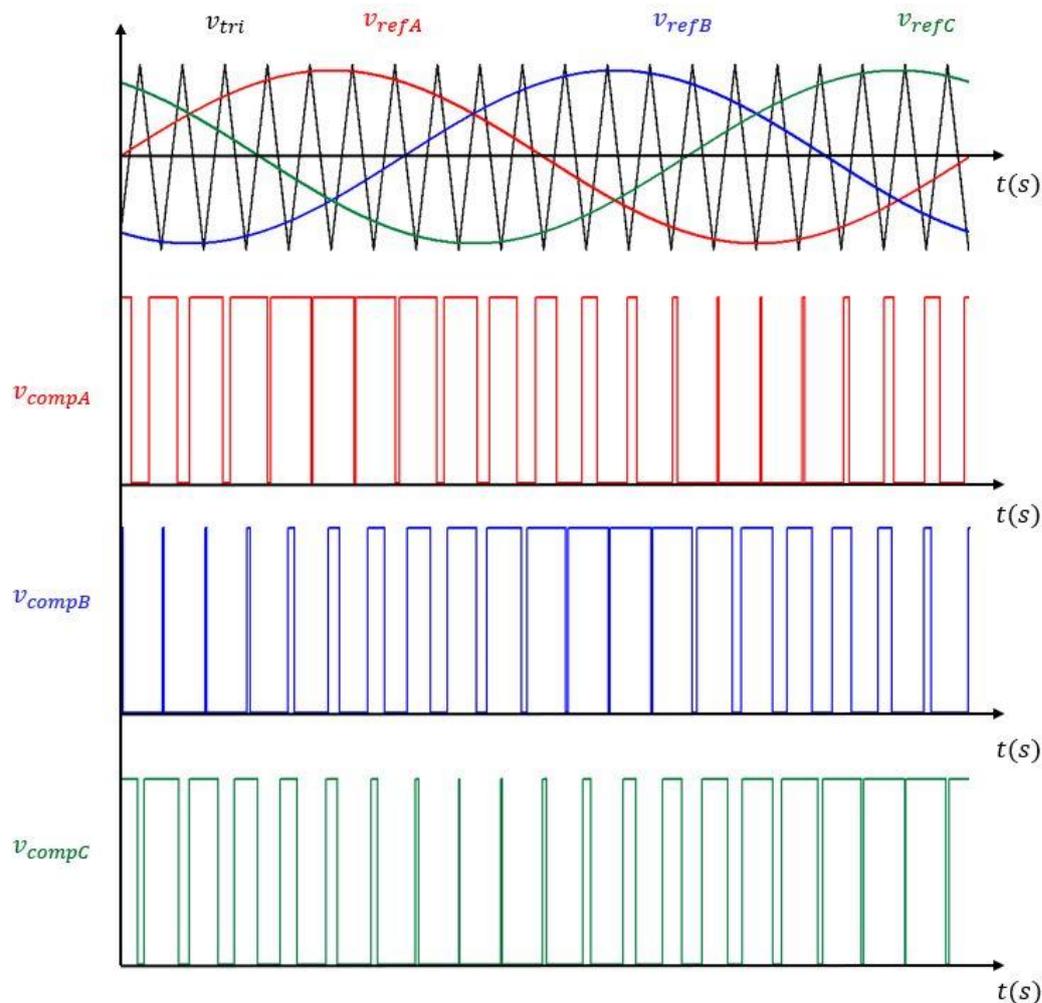


Figura 3.32 – Representação do princípio de operação da modulação SPWM: Onda Portadora (v_{tri}), tensões de referência (v_{refA} , v_{refB} , v_{refC}), sinais de gate dos IGBT superiores de cada braço (v_{compA} , v_{compB} , v_{compC}).

Esta técnica de modulação apresenta como principal vantagem a sua simplicidade de implementação. Uma das desvantagens que apresenta é a necessidade de utilizar filtros passivos para o conteúdo harmónico introduzido pelas comutações dos semicondutores de potência do conversor [51].

3.8.2 Modulação SVPWM

A técnica de modulação vetorial, também designada por SVPWM (*Space Vector Pulse Width Modulation*), consiste na transformação vetorial da tensão de referência que se pretende sintetizar na saída do conversor através do espaço vetorial. Na tabela 3.6 apresenta os estados permitidos num conversor CC-CA trifásico do tipo VSI e os respetivos vetores de comutação. Analisando a tabela, obtém-se um espaço composto por 8 vetores, sendo que apenas 6 estados são ativos (produzem uma tensão diferente de zero) e 2 estados são nulos (produzem uma tensão igual a zero) [88].

Tabela 3.6 – Combinações e vetores respondentes de um conversor CC-CA trifásico.

| S_1 | S_2 | S_3 | S_4 | S_5 | S_6 | Vetor |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------------|
| ON | ON | OFF | OFF | OFF | ON | \vec{v}_1 |
| ON | ON | ON | OFF | OFF | OFF | \vec{v}_2 |
| OFF | ON | ON | ON | OFF | OFF | \vec{v}_3 |
| OFF | OFF | ON | ON | ON | OFF | \vec{v}_4 |
| OFF | OFF | OFF | ON | ON | ON | \vec{v}_5 |
| ON | OFF | OFF | OFF | ON | ON | \vec{v}_6 |
| ON | OFF | ON | OFF | ON | OFF | \vec{v}_7 |
| OFF | ON | OFF | ON | OFF | ON | \vec{v}_0 |

Para utilizar a técnica de modulação SPWM, é necessário realizar a transformação das tensões de coordenadas $a-b-c$ para o eixo de coordenadas $\alpha-\beta$, através da equação 3.26 [88].

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Perante isto, qualquer sinal de referência pode ser dado por um vetor no plano complexo, tal como na equação 3.27 [88].

$$\vec{v}_{ref} = v_\alpha + jv_\beta \quad (3.27)$$

Na Figura 3.33 apresenta-se uma representação do espaço vetorial e dos vetores de comutação. A área delimitada por dois vetores de comutação consecutivos é designada por setor. Os vetores de comutação encontram-se desfasados 60° entre si.

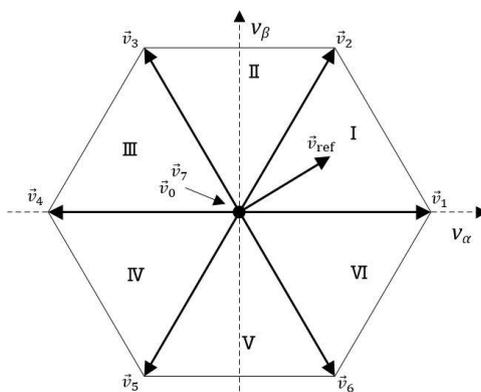


Figura 3.33 – Diagrama de espaço vetorial com vetores de comutação (baseado em [89]).

O vetor de saída, \vec{v}_{ref} , é obtido através da equação 3.28, onde t_0, t_1, \dots, t_7 são os tempos de duração da aplicação dos respetivos vetores de comutação durante um período de comutação T_s [89]. Para sintetizar um determinado vetor de tensão de saída do conversor existem diversas combinações dos vetores de comutação.

$$\vec{v}_{ref} = \frac{t_0}{T_s} \vec{v}_0 + \frac{t_1}{T_s} \vec{v}_1 + \dots + \frac{t_7}{T_s} \vec{v}_7 \quad (3.28)$$

A técnica de modulação SVPWM apresenta a vantagem de controlar o inversor trifásico como um todo em vez de controlar individualmente cada um dos braços para cada fase [88]. Apresenta ainda um desempenho superior à técnica SPWM e a sua tensão de saída apresenta baixo conteúdo harmónico [89]. Por outro lado, esta técnica apresenta um grau de complexidade ao nível da implementação bastante superior ao da técnica SPWM.

3.9 Conclusões

Neste capítulo foram abordadas diferentes tecnologias de baterias e os seus principais métodos de carregamento e também conversores de potência e os algoritmos de controlo para serem aplicados a um iUPQC numa microrrede.

Inicialmente, foram apresentadas as principais características de uma bateria. É essencial ter conhecimento destas, de forma a conseguir utilizar uma bateria de forma adequada à sua aplicação.

De seguida, foram estudados os diferentes modelos elétricos que podem simular o comportamento correto de uma bateria. Verifica-se que o modelo baseado no circuito equivalente de *Thévenin* é o que irá ser utilizado para simular o comportamento da bateria, pois, apesar de não ser um modelo muito complexo, permite replicar com bastante exatidão o comportamento de uma bateria, ao contrário dos modelos mais simples.

Foram também apresentadas várias tecnologias existentes de baterias, bem como as suas aplicações, respetivas vantagens e desvantagens. Fazendo uma comparação das diferentes tecnologias, conclui-se que, para a aplicação desta dissertação, a tecnologia que apresenta maiores vantagens é a bateria de Iões de Fosfato-Ferro-Lítio (LiFePO4).

Para finalizar, foram estudados diferentes métodos de carregamento de baterias. Apesar do carregamento de corrente constante/ tensão constante ser o método mais adequado para manter a longevidade da vida da bateria, o método escolhido para a aplicação desta dissertação é o método de carregamento por potência constante, devido à necessidade da bateria fornecer energia às cargas, bem como armazenar excedentes provenientes de fontes renováveis. Finalizado o tópico das baterias, foi introduzido o tópico dos conversores de eletrónica de potência e respetivos algoritmos de controlo. Inicialmente é feito um estudo bibliográfico aos conversores CC-CC, começando pelas topologias unidirecionais *buck* e *boost*. Estas topologias unidirecionais apenas permitem que a corrente flua num único sentido. Posto isto, são apresentadas as topologias bidirecionais que conseguem operar em modo *buck* ou modo *boost*. Nas topologias bidirecionais situam-se a topologia convencional e a topologia *interleaved*. Desta forma, é possível realizar a interface entre as baterias e o barramento CC da topologia, efetuando a carga/descarga da mesma. Em relação aos conversores de eletrónica de potência CC-CA, realizou-se uma comparação entre o tipo VSI e tipo CSI, sendo que a topologia adotada no trabalho desta dissertação utiliza um conversor CC-CA do tipo VSI. Dentro dos conversores de eletrónica de potência CC-CA do tipo VSI, foram apresentados conversores CC-CA para sistemas trifásicos com neutro, em que se encontram o inversor VSI de 4 fios com 4 braços e o inversor VSI de 4 fios com 3 braços e ponto médio no barramento CC, tendo sido dado maior foco a este último, visto ser a topologia utilizada no condicionador ativo paralelo.

Em relação aos algoritmos de controlo, começaram por ser apresentadas cinco técnicas de controlo de tensão. Verificou-se que as técnicas de controlo de tensão por *Periodic Sampling* e por Histerese apresentam uma frequência de comutação variável, apresentando como vantagem a sua simplicidade de implementação. As técnicas de controlo PI, PR e preditivo apresentam uma maior complexidade na sua implementação, no entanto, apresentam resultados bastante superiores às anteriores. Estas técnicas de controlo necessitam de técnicas de modulação de forma a gerar os sinais de PWM que são aplicados aos semicondutores. As técnicas de modulação apresentadas foram a modulação SPWM e SVPWM. A técnica de modulação SVPWM apresenta resultados melhores relativamente à SPWM, mas, como desvantagem, apresenta um grau de dificuldade de implementação bastante elevado.

Capítulo 4

Simulações Computacionais

4.1 Introdução

As simulações computacionais têm um papel fundamental no desenvolvimento de qualquer projeto na área de eletrônica de potência, uma vez que permitem estudar o comportamento do sistema em determinadas condições. As ferramentas de simulação, como é o caso do PSIM, auxiliam no dimensionamento dos componentes do sistema e na implementação dos algoritmos de controlo, de forma a validar o sistema a implementar e a serem obtidos melhores resultados experimentais.

Neste capítulo é apresentada a topologia implementada no trabalho desta dissertação, bem como o seu princípio de funcionamento. De seguida, são apresentadas as simulações do conversor CC-CC bidirecional convencional e *interleaved*, de forma a comparar o comportamento de cada topologia. São também apresentadas as simulações do condicionador ativo paralelo com os diferentes algoritmos de controlo apresentados no capítulo anterior. Posteriormente, é feita uma comparação entre os resultados dos diferentes algoritmos. Após apresentadas as simulações dos dois sistemas separados, são apresentadas as simulações da topologia proposta que associa o conversor CC-CC bidirecional *interleaved* e o condicionador ativo paralelo.

4.2 Topologia Utilizada e Respetivo Funcionamento

Com a realização deste projeto de dissertação, pretende desenvolver-se um condicionador ativo paralelo, capaz de gerar tensões trifásicas com altos padrões de qualidade de energia, com um conversor CC-CC bidirecional *interleaved*, responsável por realizar a interface com baterias. A combinação destes dois conversores de eletrônica de potência será incorporada num iUPQC aplicado a uma microrrede. Na Figura 4.1 é apresentado num diagrama de blocos do iUPQC para a microrrede, com destaque na topologia desenvolvida.

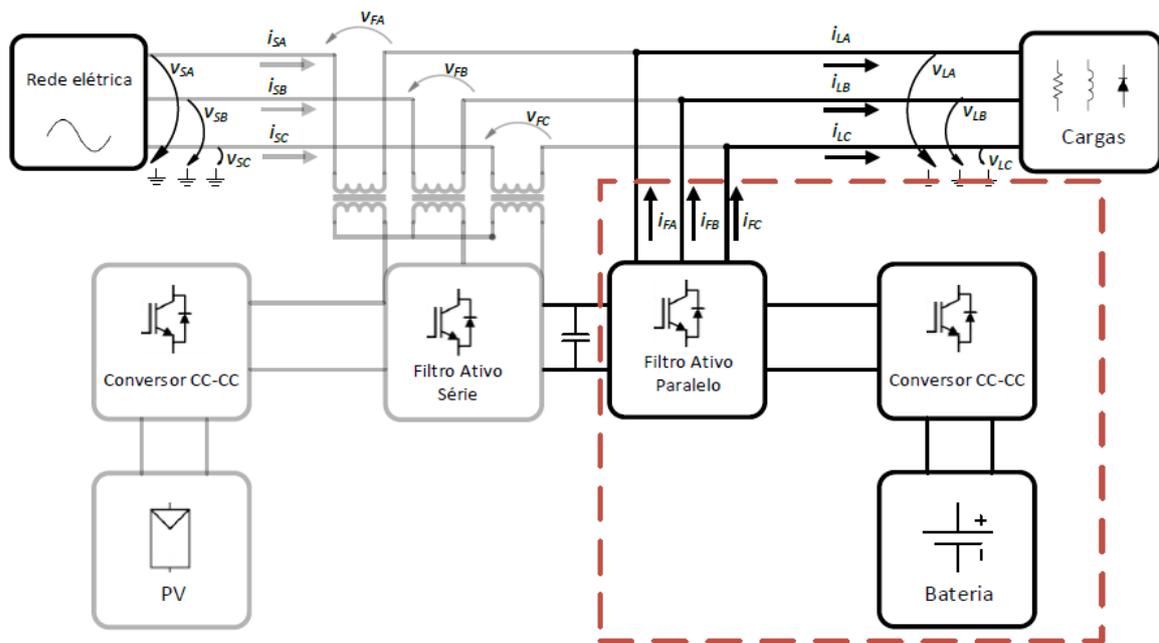


Figura 4.1- Diagrama de blocos do iUPQC com interface de energias renováveis e sistemas de armazenamento de energia.

Com a topologia utilizada, pretende-se que seja possível fornecer energia às cargas, através da energia armazenada nas baterias. O condicionador ativo paralelo é responsável por gerar as tensões trifásicas equilibradas que alimentam as cargas presentes na microrrede, através do barramento CC presente na sua entrada. Para o condicionador ativo paralelo funcionar corretamente, a tensão no barramento CC necessita de ser constante, sendo a responsabilidade do conversor CC-CC *interleaved* regular essa tensão com a energia presente nas baterias. Com isto, é possível alimentar as cargas com a energia presente nas baterias, diminuindo a dependência do sistema elétrico.

O esquema da topologia utilizada está representado na Figura 4.2. Pode constatar-se que no condicionador ativo paralelo é utilizada a topologia de um conversor de eletrônica de potência do tipo VSI trifásico de 4 fios com 3 braços e ponto médio no barramento CC. Para realizar a interface com as baterias é utilizada a topologia *interleaved*. É ainda adicionado um braço com 2 semicondutores (S_7 e S_8), de forma a equilibrar a tensão nos dois condensadores, de forma a ambos terem a mesma tensão. Verifica-se que a topologia não está ligada ao sistema elétrico, visto que consegue operar independentemente devido à presença das baterias, sendo que a rede elétrica é apenas utilizada para obter os sinais de referência que são utilizados nos algoritmos de controlo do condicionador ativo paralelo. Para melhorar o funcionamento da topologia são ainda adicionados filtros passivos na saída do condicionador ativo paralelo.

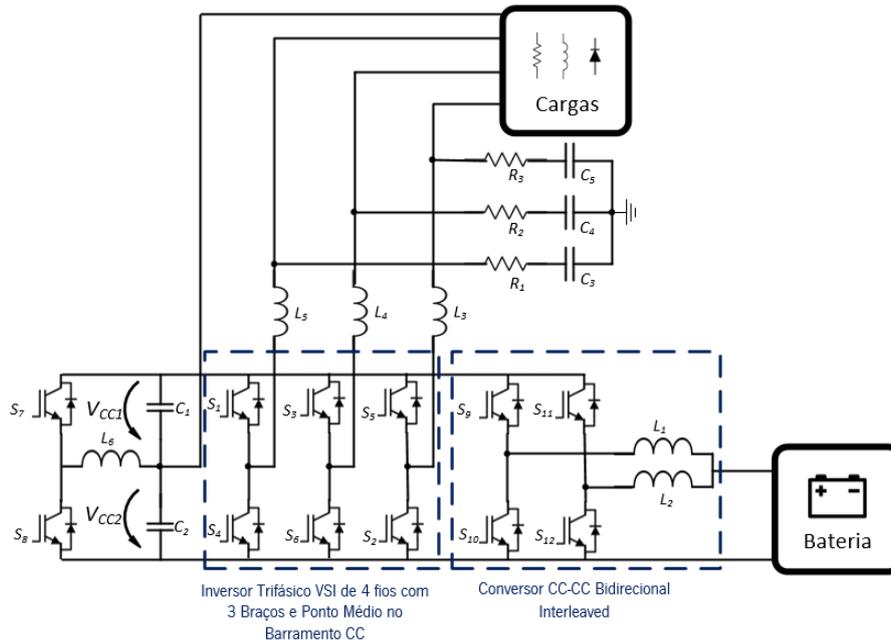


Figura 4.2 – Esquema elétrico da topologia desenvolvida.

4.3 Simulação do Conversor *Buck-Boost* Bidirecional na Topologia Convencional

Inicialmente, é apresentada a simulação do conversor *buck-boost* bidirecional na topologia convencional, isto é, apenas contendo 1 braço. A primeira simulação serve para fazer a comparação com a topologia *interleaved* que é utilizada, de forma a demonstrar as vantagens dessa topologia. Irá ser utilizado o método de carga/descarga por potência constante, visto que esta topologia é aplicada a uma microrrede, sendo necessário que armazene ou forneça potência conforme as necessidades da mesma.

O PSIM não contém nenhum modelo de bateria, pelo que é necessário implementar um modelo que permita modular o comportamento da bateria ao longo do tempo, de forma a tornar a simulação mais próxima da realidade. Na Figura 4.3 é apresentada o modelo da bateria utilizado.

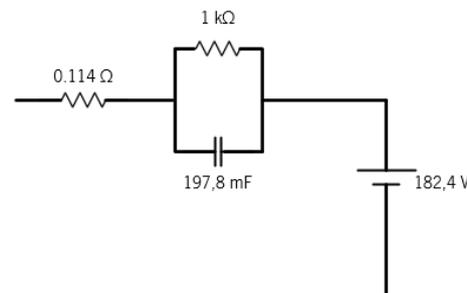


Figura 4.3 – Modelo da bateria utilizado em simulação.

Para o dimensionamento do modelo foram consideradas 57 células $LiFePO_4$ em série. Com base no *datasheet* [90] procedeu-se ao dimensionamento dos valores do modelo da bateria. Consultando o *datasheet*, verifica-se que cada célula apresenta uma resistência interna de 2 mΩ e, sendo utilizadas 57 células, a resistência interna do modelo é de 0,114 Ω. Cada célula apresenta ainda uma tensão nominal de 3,2 V, tensão mínima de 2,5 V e tensão máxima de 3,7 V. Passando estes valores para o modelo elétrico, dá uma tensão mínima de 142,5 V, uma tensão nominal de 182,4 V e uma tensão máxima de 210,9 V. Verifica-se que a capacidade de bateria é de 100 Ah. Assim, é possível obter o valor de condensador do modelo elétrico através da equação 4.1.

$$C_{bat} = \frac{Q}{V} = \frac{100 * 3600}{3,2 * 57} = 1978 F \quad (4.1)$$

De forma a simplificar o modelo e diminuir o tempo de simulação, foi considerada uma relação de 1:10000, obtendo um valor para o condensador de 197,8 mF. Assim, se a bateria demorar 2 segundos a carregar na simulação, isso significa que na realidade demoraria 10000 vezes esse tempo. Na Figura 4.4 é apresentado o circuito de simulação para validar o conversor CC-CC bidirecional convencional.

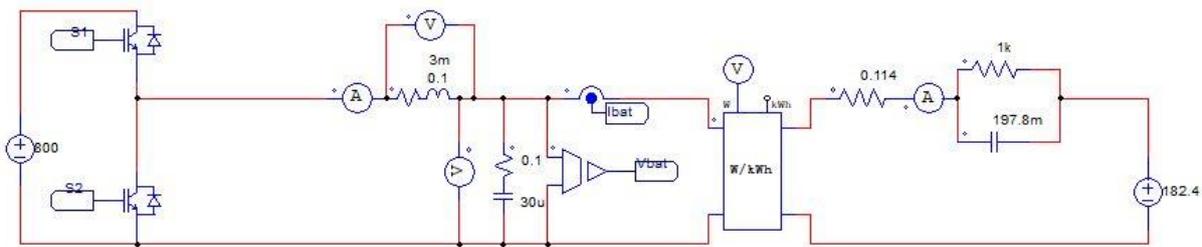


Figura 4.4 – Modelo de simulação do conversor CC-CC bidirecional convencional.

O conversor é constituído por uma bobina de 3 mH, um condensador de 30 µF e dois IGBT. É utilizada uma fonte de tensão constante de 800 V no barramento CC. Relativamente ao sistema de controlo, foi implementado com uma frequência de amostragem de 40 kHz e uma frequência de comutação de 20 kHz nos semicondutores. Como referido anteriormente, o método utilizado para efetuar a carga/descarga de bateria é o de potência constante. Para implementar este algoritmo, foi utilizado um controlo PI. Na Figura 4.5 é apresentado o diagrama de blocos do controlo utilizado para este conversor de eletrónica de potência.

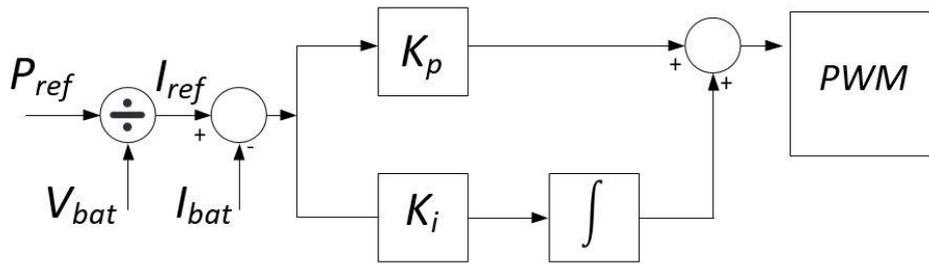


Figura 4.5 – Diagrama de blocos do controle PI para potência constante.

A referência de corrente utilizada para efetuar a carga/descarga da bateria depende do sinal de referência de potência, que sinaliza a potência necessária a armazenar ou a fornecer pela bateria, a dividir pela tensão da bateria. A esse sinal de referência é subtraído o valor real da corrente da bateria obtendo um erro que irá ser utilizado no controle PI. O resultado do controle PI é depois aplicado à técnica de modulação PWM. Dependendo do sinal do P_{ref} o conversor opera no modo *boost* ou no modo *buck*. Na Figura 4.6 é apresentado o bloco C, ferramenta do PSIM que permite implementar o controle PI em linguagem C, simulando o comportamento do microprocessador. Também estão esquematizados o circuito de controlo do conversor CC-CC bidirecional convencional, com as ondas portadoras, e a lógica combinacional, de maneira a obter os sinais de PWM.

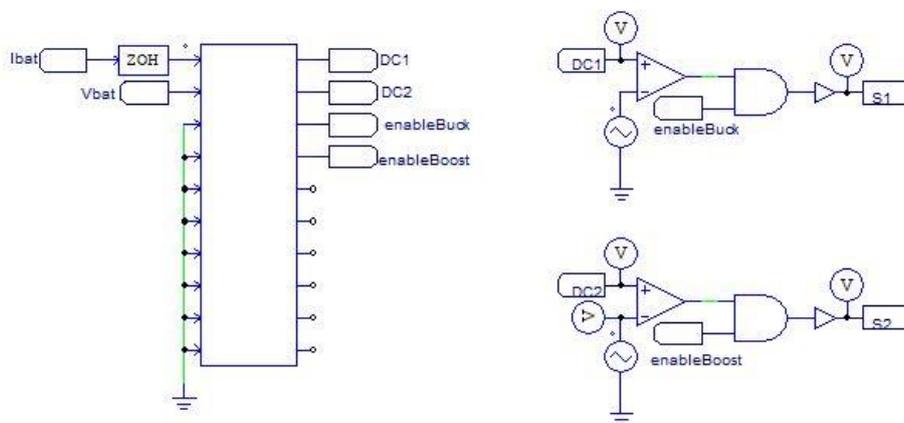


Figura 4.6 – Sistema de controlo do conversor CC-CC bidirecional convencional.

4.3.1 Modo *Boost*

No modo *boost* do conversor CC-CC bidirecional convencional, a energia flui da bateria para o barramento CC, descarregando-a. De forma a validar este modo de operação, é utilizada uma tensão de 800 V no barramento CC. A bateria neste modo de operação começa totalmente carregada, apresentando a sua tensão máxima de 210,9 V. O valor escolhido para a potência de referência é de 5 kW. Na Figura 4.7 são apresentadas a tensão na bateria (V_{bat}), a corrente na bateria (I_{Bat}) e a corrente de referência (I_{ref}) durante a descarga da bateria.

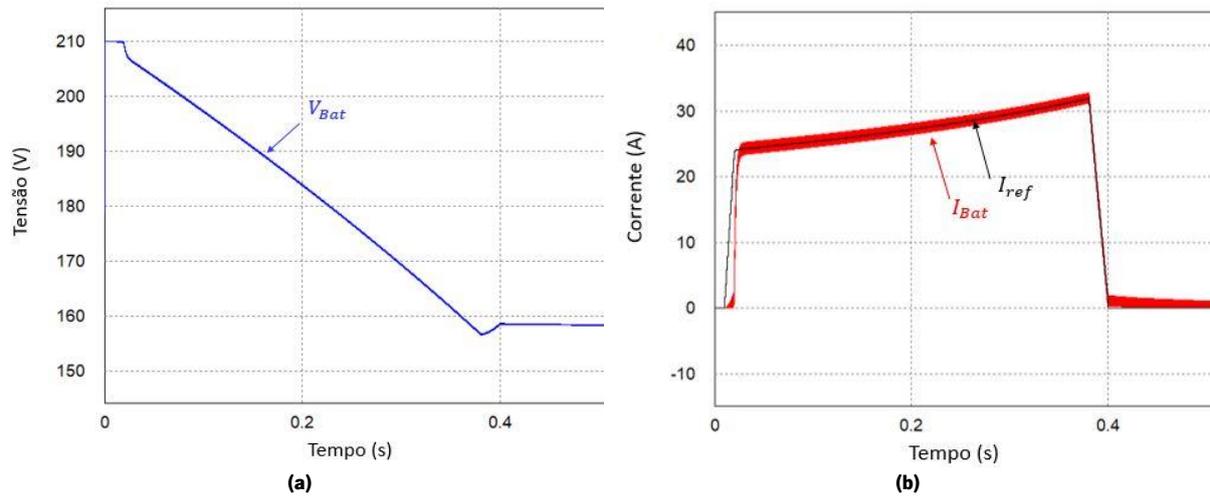


Figura 4.7 – Simulação da descarga da bateria com potência constante: (a) tensão na bateria (V_{bat}); (b) corrente de referência (I_{ref}) e corrente na bateria (I_{Bat}).

Analisando a Figura 4.7 verifica-se que a tensão da bateria baixa dos 210,9 V para os 158 V. À medida que a tensão da bateria diminui, a corrente de descarga da bateria aumenta chegando ao valor de 31 A de valor máximo, mantendo assim a potência constante durante a descarga da bateria. Na Figura 4.8 pode observar-se a potência de referência (P_{ref}) fornecida pelo controlo e a potência de descarga da bateria (P_{bat}) durante a descarga.

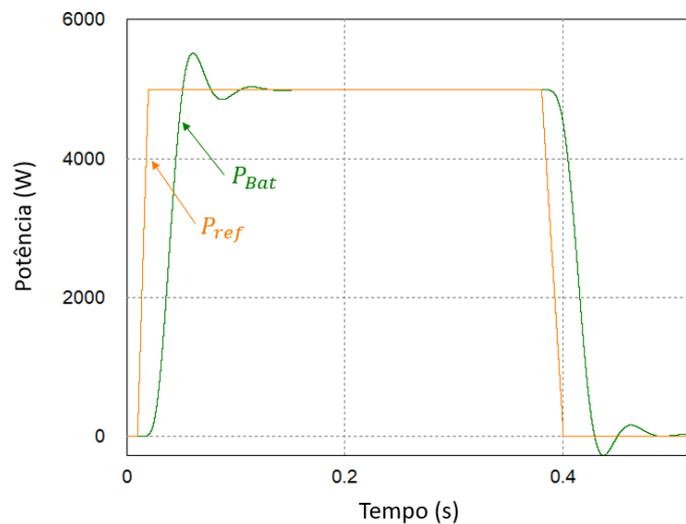


Figura 4.8 - Simulação da descarga da bateria com potência constante: potência de referência (P_{ref}) e potência de descarga da bateria (P_{bat}).

4.3.2 Modo *Buck*

No modo *buck* do conversor CC-CC bidirecional convencional, a energia flui do barramento CC para a bateria, carregando-a. Para validar este modo de operação, é utilizada uma tensão de 800 V no barramento. Como este modo tem como função carregar a bateria, esta inicialmente apresenta-se

descarregada, apresentando a sua tensão mínima de 142,5 V. O valor de potência de referência utilizado para a validação deste modo é de -5 kW, sendo que o valor negativo significa que a corrente é fornecida pela fonte de entrada de 800 V. Na Figura 4.9 são apresentadas a tensão na bateria (V_{bat}), a corrente na bateria (I_{Bat}) e a corrente de referência (I_{ref}) durante o carregamento da bateria.

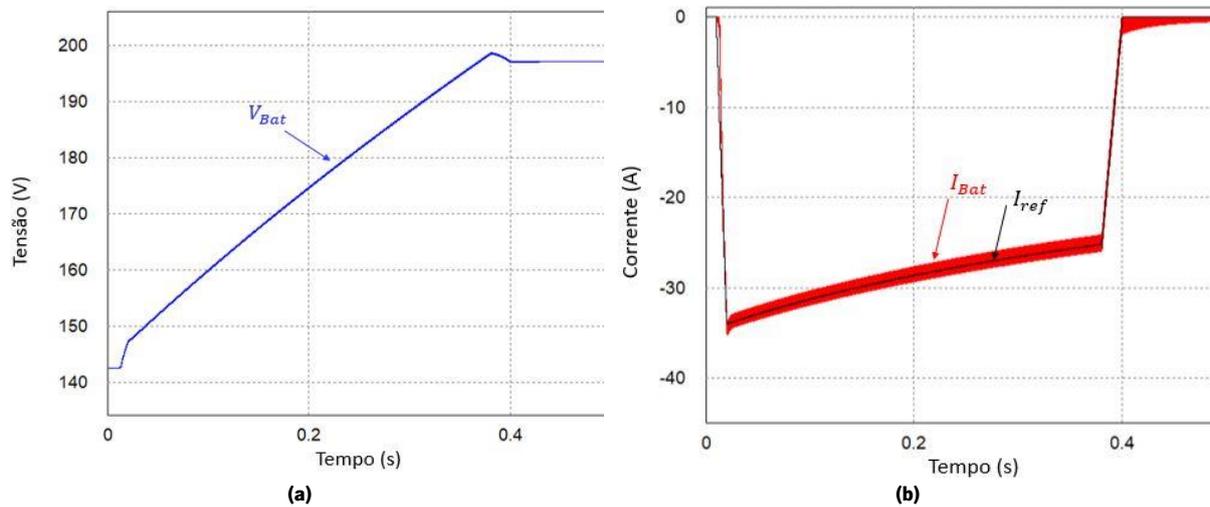


Figura 4.9 – Simulação do carregamento da bateria com potência constante: (a) tensão na bateria (V_{bat}); (b) corrente de referência (I_{ref}) e corrente na bateria (I_{Bat}).

Analisando a Figura 4.9 observa-se que a bateria foi carregada visto que a sua tensão subiu dos 142,5 V iniciais para os 198 V. À medida que a tensão na bateria aumenta, o módulo da corrente na bateria diminuí, mantendo assim uma potência de carregamento constante. Na Figura 4.10 observam-se a potência de referência (P_{ref}), fornecida pelo controle, e a potência da bateria (P_{bat}) durante o carregamento.

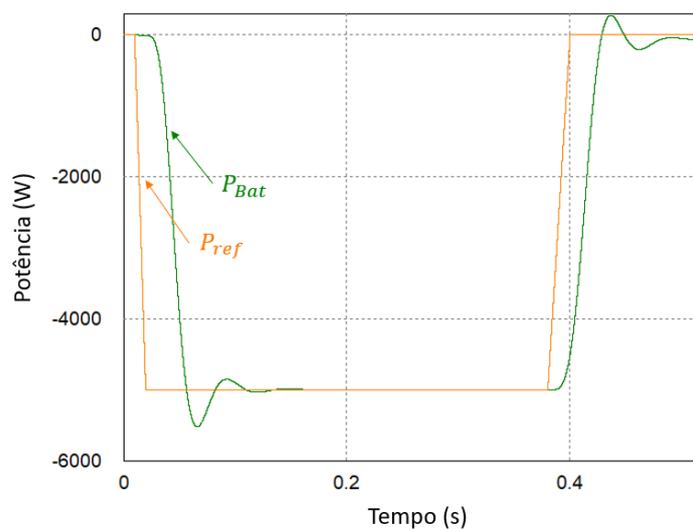


Figura 4.10 - Simulação do carregamento da bateria com potência constante: potência de referência (P_{ref}) e potência de descarga da bateria (P_{bat})

4.4 Simulação do Conversor *Buck-Boost* Bidirecional na Topologia *Interleaved*

Neste ponto é apresentada a simulação do conversor *buck-boost* bidirecional *interleaved*, contendo 2 braços. O modelo da bateria utilizado nesta simulação foi o mesmo modelo apresentado na figura 4.3, em que o dimensionamento foi referido anteriormente. Sendo o conversor constituído por 2 braços, apresenta 4 IGBT. Cada braço de IGBT é ligado a uma bobina de 3 mH. Na sua saída está ainda presente um condensador de 30 μ F. No barramento CC é utilizada uma fonte de tensão de 800 V. Na Figura 4.11 é apresentado o modelo de simulação do conversor CC-CC bidirecional *interleaved*.

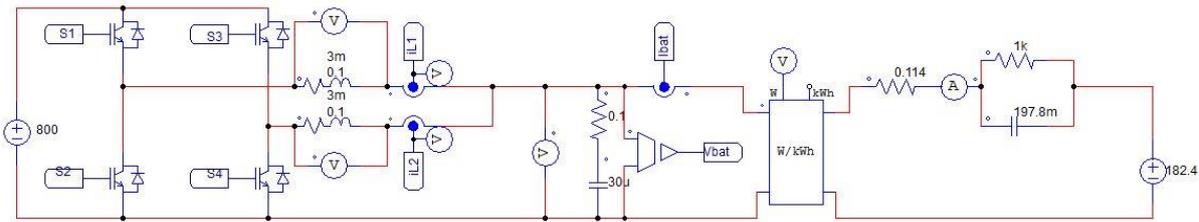


Figura 4.11 – Modelo de simulação do conversor CC-CC bidirecional *interleaved*.

Relativamente ao sistema de controlo, o algoritmo utilizado nesta simulação é o de potência constante, já apresentado no diagrama de blocos presente na Figura 4.5. Foi utilizada uma frequência de amostragem de 40 kHz e uma frequência de comutação para os IGBT de 20 kHz. Devido a esta topologia ser composta por 4 IGBT, o circuito de controlo necessita de gerar 4 sinais de PWM para serem aplicados aos IGBT. Na Figura 4.12 é apresentado o bloco C, ferramenta do PSIM que permite implementar o controlo PI digitalmente. Também se encontra representado o bloco de controlo do conversor CC-CC bidirecional convencional, bem como as ondas portadoras e a lógica combinacional de maneira a obter os sinais de PWM.

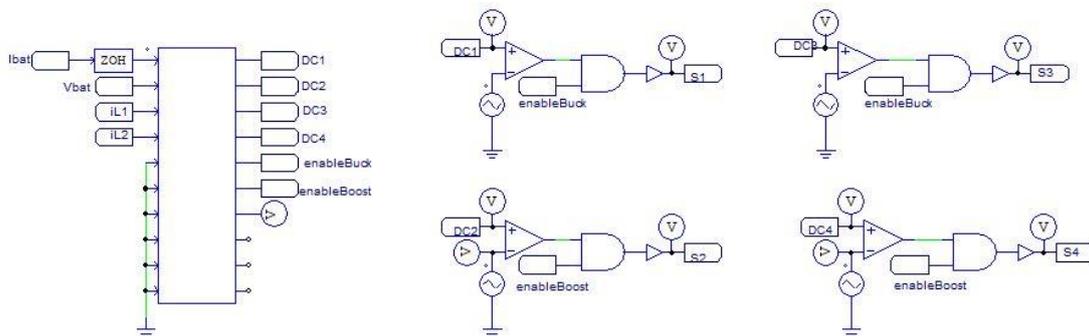


Figura 4.12 – Sistema de controlo do conversor CC-CC bidirecional *interleaved*.

4.4.1 Modo Boost

Tal como na topologia convencional, o conversor CC-CC na topologia *interleaved* a operar no modo boost, a energia flui da bateria para o barramento CC, efetuando assim a descarga da bateria. No início da

simulação, a bateria apresenta uma tensão de 210,9 V, estando totalmente carregada. O valor utilizado para o valor de potência de referência é de 5 kW. Na Figura 4.13 são apresentadas a tensão na bateria (V_{bat}), a corrente na bateria (I_{Bat}) e a corrente de referência (I_{ref}) durante a descarga da bateria.

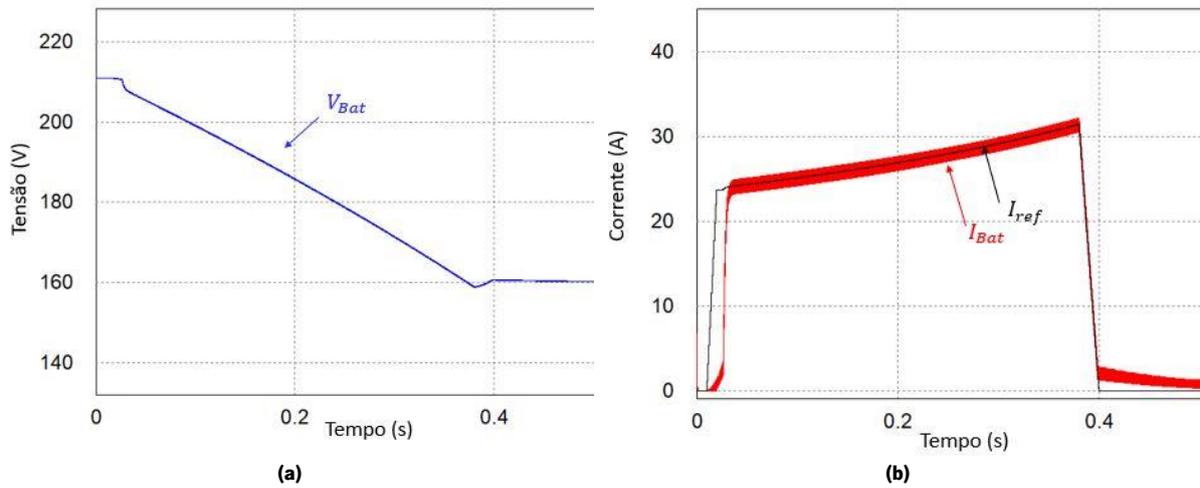


Figura 4.13 – Simulação da descarga da bateria com potência constante: (a) tensão na bateria (V_{bat}); (b) corrente de referência (I_{ref}) e corrente na bateria (I_{Bat}).

Analisando a Figura 4.13 verifica-se que a tensão da bateria baixa dos 210 V para os 158 V. À medida que a tensão da bateria diminuí, a corrente de descarga da bateria aumenta, chegando a um valor de 31 A de máximo, mantendo assim a potência constante durante a descarga da bateria. Como a topologia *interleaved* utiliza dois IGBT a comutar desfasados 180° , a corrente da bateria divide-se pelas bobinas presentes na saída de cada braço. Na Figura 4.14 podemos observar as correntes nas bobinas (i_{L1} e i_{L2}) presentes na topologia *interleaved*.

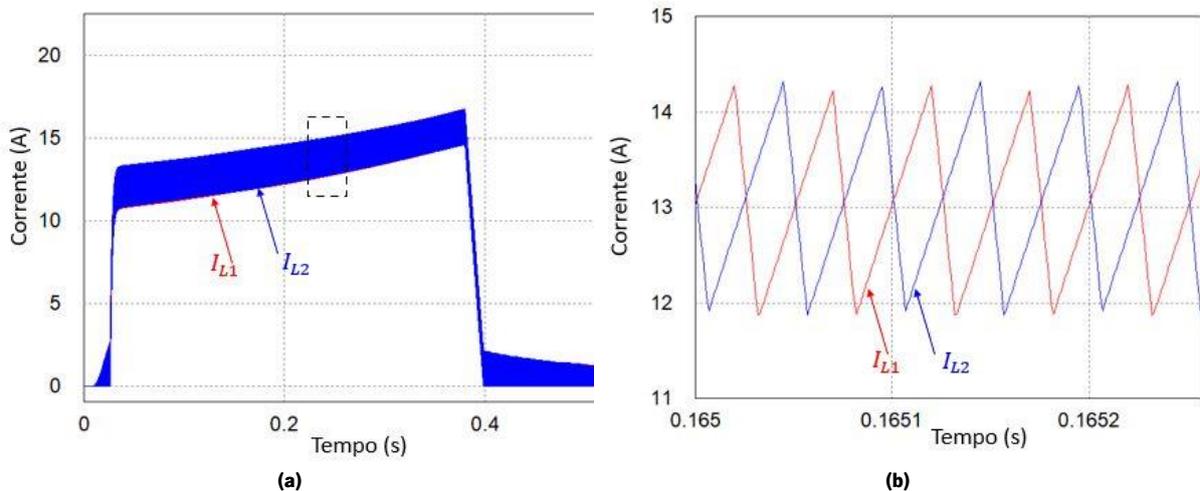


Figura 4.14 – Simulação da descarga da bateria com potência constante: (a) correntes nas bobinas (i_{L1} e i_{L2}); (b) correntes nas bobinas (i_{L1} e i_{L2}) durante o intervalo [0,165 ; 0,1653] s.

Analisando a Figura 4.14 (a), verifica-se que a corrente utilizada para efetuar a descarga da bateria é dividida de igual forma pelas duas bobinas do conversor CC-CC. A corrente em cada bobina aumenta ao

longo do tempo chegando a um valor máximo de 15,5 A. Na Figura 4.14 (b) observa-se o desfasamento de 180° no *ripple* das correntes das bobinas devido à comutação desfasada dos dois braços da topologia *interleaved*. Esse desfasamento faz com que o *ripple* presente na corrente de saída seja menor.

De forma a validar o algoritmo de potência constante, na Figura 4.15 é apresentado o sinal de potência de referência (P_{ref}), fornecido pelo controlo, e a potência da bateria (P_{bat}) durante o carregamento da bateria.

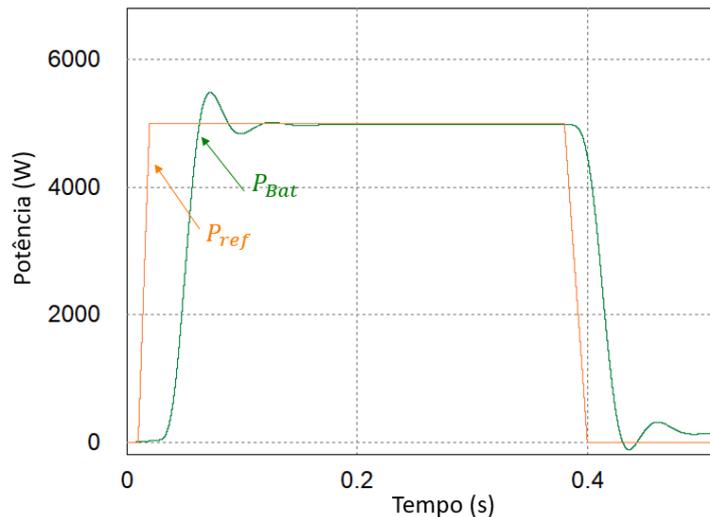


Figura 4.15 - Simulação da descarga da bateria com potência constante: potência de referência (P_{ref}) e potência de descarga da bateria (P_{bat}).

4.4.2 Modo *Buck*

No modo *buck* do conversor CC-CC na topologia *interleaved* a energia flui do barramento CC para a bateria, efetuando a carga da mesma. Inicialmente, para esta simulação, é considerada uma tensão de 142,5 V (tensão mínima da bateria) para efetuar o seu carregamento. O valor de potência de referência utilizado para a validação deste modo é de -5 kW, sendo que o valor negativo significa que a corrente é fornecida pela fonte de entrada de 800 V. Na Figura 4.16 são apresentadas a tensão na bateria (V_{bat}), a corrente na bateria (I_{Bat}) e a corrente de referência (I_{ref}) durante o carregamento da bateria.

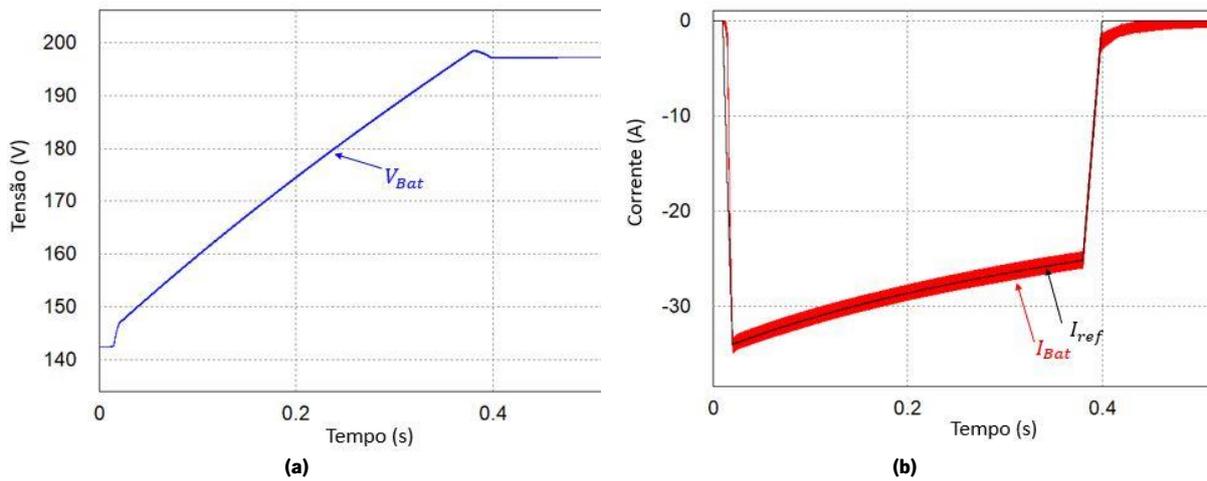


Figura 4.16 – Simulação do carregamento da bateria com potência constante: (a) tensão na bateria (V_{bat}); (b) corrente de referência (I_{ref}) e corrente na bateria (I_{Bat}).

Analisando a Figura 4.16, verifica-se que a tensão na bateria aumenta dos 142,5 V até aos 198 V. À medida que a tensão da bateria aumenta, devido ao carregamento, a corrente utilizada para efetuar a carga diminui em módulo, mantendo assim a potência constante do carregamento. Devido a ser utilizada a topologia *interleaved*, a corrente utilizada para efetuar a carga da bateria divide-se de igual forma pelas duas bobinas ligadas a cada um dos braços presentes no conversor. Na Figura 4.17 podemos observar as correntes nas bobinas (I_{L1} e I_{L2}) presentes na topologia *interleaved*.

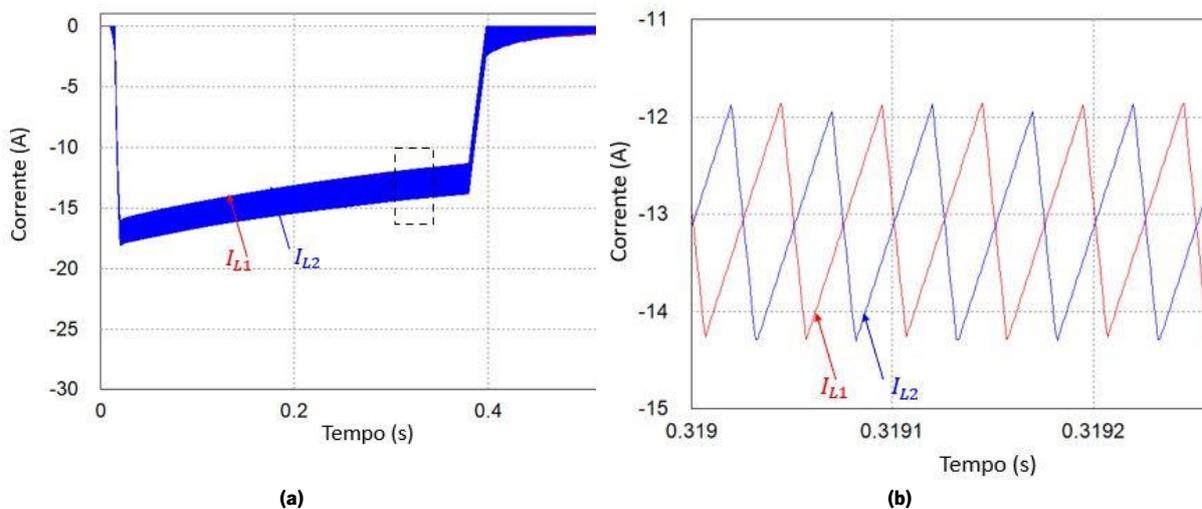


Figura 4.17 – Simulação do carregamento da bateria com potência constante: (a) correntes nas bobinas (i_{L1} e i_{L2}); (b) correntes nas bobinas (I_{L1} e I_{L2}) durante o intervalo [0,319; 0,3193] s.

Analisando a Figura 4.17 (a), verifica-se que a corrente utilizada para efetuar o carregamento da bateria é dividida de igual forma pelas duas bobinas do conversor CC-CC. A corrente em cada bobina diminui em módulo ao longo do tempo, chegando a um valor mínimo médio de -13,5 A. Na Figura 4.17 (b) observa-se o desfasamento de 180° no *ripple* das correntes das bobinas devido à comutação desfasada dos dois braços da topologia *interleaved*. Na Figura 4.18 é apresentado o sinal de potência de referência (P_{ref}) fornecido pelo controlo e a potência da bateria (P_{bat}) durante o carregamento da bateria de

forma a validar o algoritmo de potência constante.

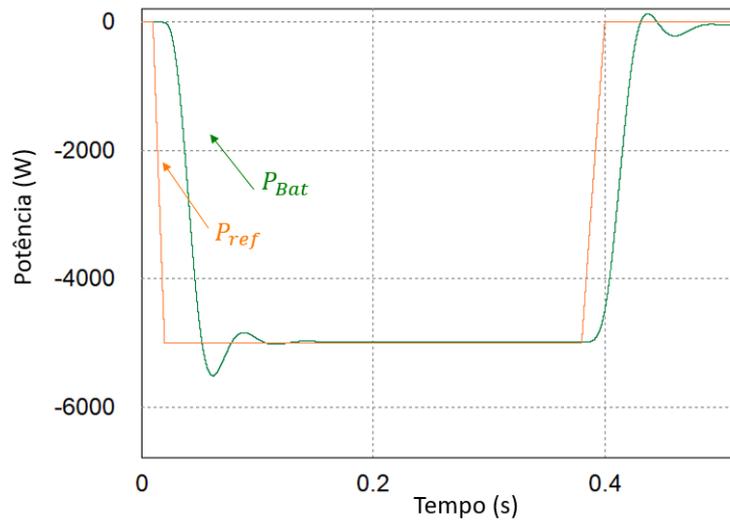


Figura 4.18 - Simulação do carregamento da bateria com potência constante: potência de referência (P_{ref}) e potência de descarga da bateria (P_{bat})

4.4.3 Comparação entre a Topologia Convencional e *Interleaved*

Apresentadas as simulações do conversor CC-CC na topologia convencional e na topologia *interleaved*, pode ser feita uma comparação entre ambas.

Na topologia convencional conclui-se que a corrente utilizada para efetuar a carga/descarga da bateria passa toda pela única bobina presente no conversor de eletrônica de potência. Nesta topologia, em cada modo de operação só comuta um IGBT e o outro permanece desligado, devido a esta topologia ser constituída por um braço de dois IGBT. Isto faz com que cada braço do conversor de eletrônica de potência e a bobina na sua saída tenham de ser capazes de suportar toda a corrente utilizada para a carga/descarga da bateria.

Na topologia *intrerleaved* verifica-se que, devido a esta topologia ser constituída por dois braços de IGBT, em que na saída de cada braço está presente uma bobina, a corrente utilizada para efetuar a carga/descarga da bateria divide-se de igual forma por cada braço do conversor. Isto faz com que cada braço de IGBT e cada bobina apenas tenham de suportar metade da corrente utilizada na carga/descarga da bateria. Como em cada modo de operação são utilizados dois IGBT a comutar com um desfasamento de 180° entre si, permite que a corrente presente na saída apresente um *ripple* mais baixo. Na Figura 4.19 são apresentados os *ripples* presentes na corrente da bateria na topologia convencional e na topologia *interleaved*.

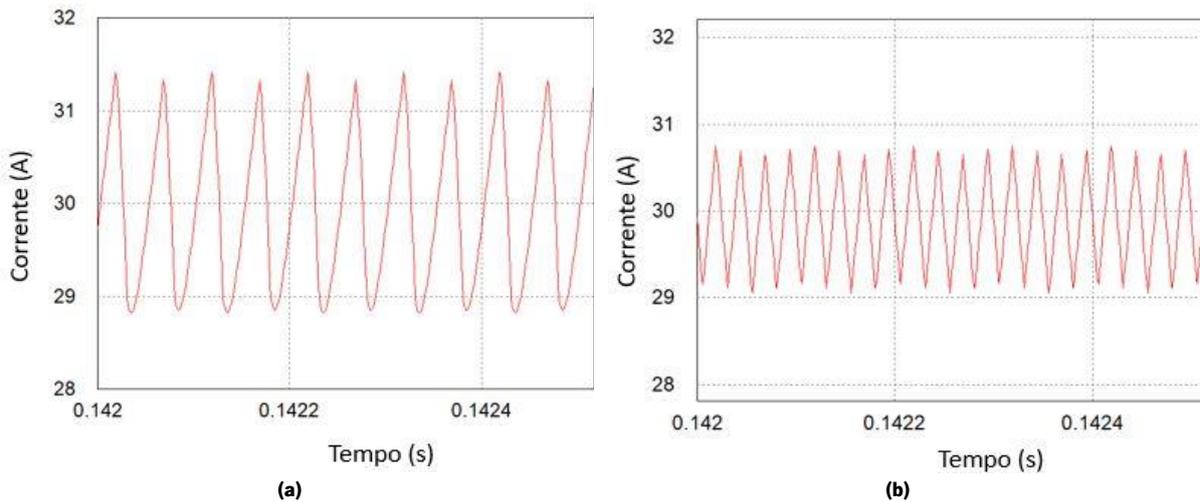


Figura 4.19 – Comparação entres os resultados obtidos na corrente da bateria utilizando: (a) topologia convencional; (b) topologia *interleaved*.

Analisando a Figura 4.19, verifica-se que o *ripple* presente na topologia convencional é superior ao *ripple* na topologia *interleaved*. Também se verifica que, na topologia *interleaved*, o *ripple* apresenta o dobro da frequência do *ripple* presente na topologia convencional, devido à comutação dos dois IGBT.

4.5 Regulação da Tensão do Barramento CC

A regulação da tensão do barramento CC é uma tarefa importante para que o sistema completo funcione corretamente. Esse controlo do barramento CC é feito pelo conversor CC-CC bidirecional *interleaved* através da bateria. Para que o conversor CC-CA trifásico funcione corretamente, a tensão no barramento CC deve ser superior ao pico da tensão composta das tensões geradas pelo condicionador ativo paralelo. Posto isto, foi definido um valor de 800 V para o valor de referência para a tensão do barramento CC de forma que o condicionador ativo paralelo seja capaz de gerar tensões de 230 V.

Para o controlo do barramento CC foi utilizado um controlador PI que determina a potência de regulação (P_{reg}) necessária a ser injetada ou absorvida pelas baterias de forma a regular a tensão do barramento CC. Na Figura 4.20 é apresentado o gráfico do diagrama de blocos do controlador PI aplicado à tensão do barramento CC.

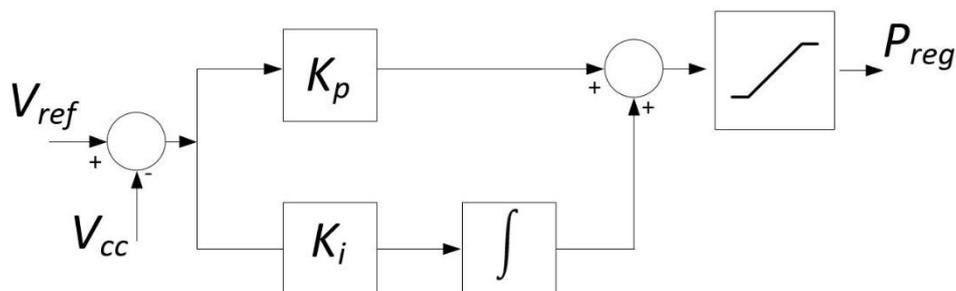


Figura 4.20 – Diagrama de blocos do controlo PI para a tensão do barramento CC.

Analisando o diagrama de blocos, é possível observar que é realizada a diferença entre o valor de tensão de referência para o barramento CC (V_{ref}) e o valor de tensão medida no barramento CC (V_{cc}). A essa diferença é aplicado um controlador PI, que gera a potência de regulação (P_{reg}) necessária para controlar a tensão no barramento. Na saída, é aplicado um limitador de modo a estabelecer um valor máximo e mínimo à potência de regulação. Calculado o P_{reg} , este vai ser utilizado para calcular a corrente de carga/descarga da bateria, conforme o seu valor, utilizando o algoritmo apresentado no diagrama de blocos da Figura 4.5.

O resultado da simulação da regulação da tensão do barramento CC é apresentado na Figura 4.21. A regulação da tensão do barramento CC é efetuada em três etapas.

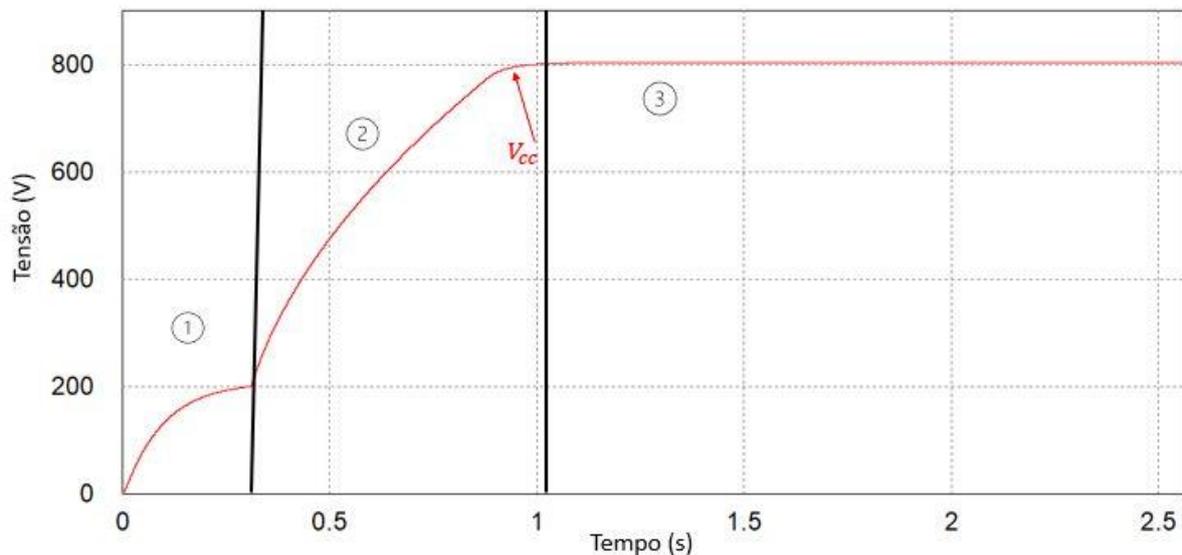


Figura 4.21 – Regulação da tensão do barramento CC, sendo as seguintes etapas: 1) pré-carga do barramento CC; 2) aumento da tensão do barramento CC para o valor de referência; 3) regulação da tensão do barramento CC no valor de referência.

Na etapa 1 é realizada a pré-carga dos condensadores do barramento CC através da bateria. De forma a limitar a corrente fornecida pela bateria na pré-carga é utilizada uma resistência na saída da bateria. O valor de resistência de pré-carga utilizada foi de 6Ω . Nesta etapa, as comutações do conversor CC-CC estão desligadas, mas os díodos antiparalelo presentes no IGBT do conversor permitem que a corrente flua da bateria para o barramento CC, carregando-o com a mesma tensão da bateria. Analisando a Figura 4.21, podemos verificar que a etapa 1, neste caso, demora cerca de 0,25 s e carrega o barramento CC até aos 200 V.

Finalizada a pré-carga do barramento CC é feito o bypass das resistências utilizadas no processo de forma que não influenciem a energia proveniente da bateria para a regulação do barramento CC. Na etapa 2 é ativado o controlo PI, apresentado na Figura 4.20, sendo ativadas as comutações do conversor CC-CC nesta etapa. É calculada a potência de regulação necessária para aumentar a tensão do barramento CC até ao valor pretendido. Na Figura 4.21, esta etapa é iniciada assim que a tensão do

barramento CC chega aos 200 V. Aplicando o controlo é possível aumentar a tensão do barramento CC até aos 800 V.

Na etapa 3, a tensão do barramento já se encontra nos 800 V, sendo este o valor de referência fornecido ao controlo. Nesta etapa, o sistema entra em regime permanente, fixando a tensão do barramento CC nos 800 V.

Na Figura 4.22 é apresentada a potência de regulação calculada pelo controlador PI aplicado à tensão do barramento CC (P_{reg}), bem como a potência fornecida pela bateria ao longo do processo de regulação do barramento CC (P_{bat}).

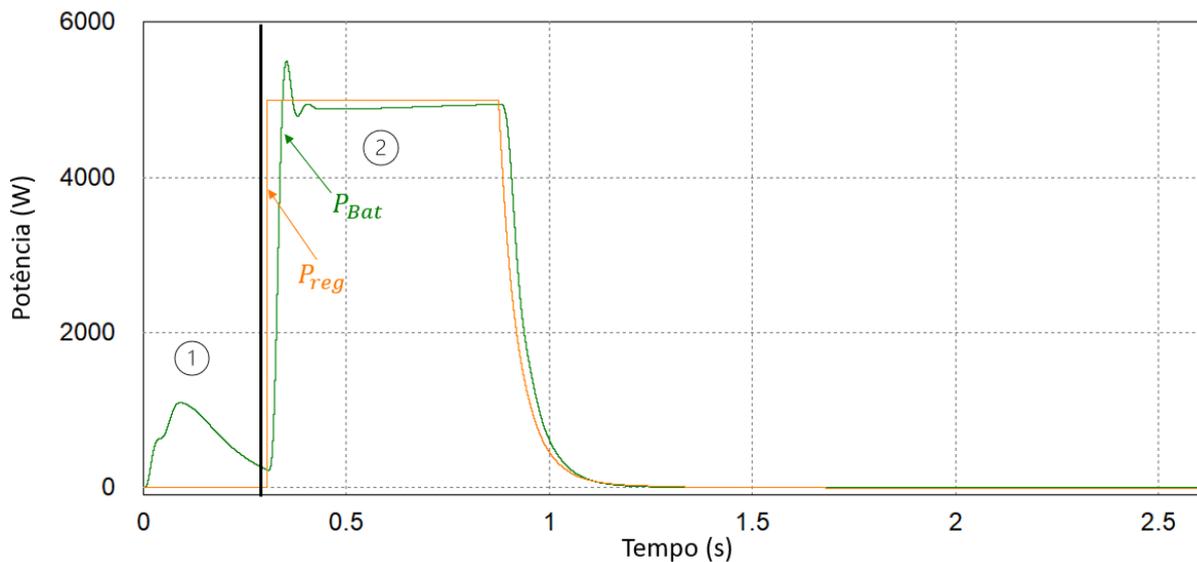


Figura 4.22 – Potência de regulação (P_{reg}) e potência fornecida pela bateria (P_{bat}) durante a regulação da tensão do barramento CC.

Analisando a Figura 4.22, verifica-se, no início da regulação da tensão do barramento CC, que o P_{reg} apresenta o valor 0. Isto deve-se à pré-carga do barramento CC, sendo que, nesta fase, o controlo PI se encontra desligado. Durante a pré-carga verifica-se que a bateria fornece uma potência até esta terminar. Finalizada a pré-carga, é ativado o controlo PI e o valor do P_{reg} deixa de ser 0 e passa a ter o valor necessário para controlar a tensão do barramento. O P_{reg} vai servir como potência de referência necessária à bateria. Sendo assim, verifica-se que a potência da bateria (P_{bat}) acompanha o valor de P_{reg} .

4.6 Equilíbrio da Tensão do Barramento CC

O equilíbrio da tensão do barramento CC é essencial para o bom funcionamento do sistema. O barramento CC apresenta um ponto médio, sendo composto por uma parte superior e uma parte inferior. A tensão dos condensadores da parte superior deve ser sempre igual à tensão dos condensadores da

parte inferior. De forma a garantir que existe esse equilíbrio entre as duas tensões é implementado um algoritmo de equilíbrio, em que utiliza os semicondutores S_7 e S_8 , que formam um conversor CC-CC de meia-ponte.

Na Figura 4.23 é apresentado o modelo de simulação do conversor CC-CC bidirecional *interleaved* com o conversor CC-CC de meia ponte que realiza a regulação e equilíbrio da tensão do barramento CC.

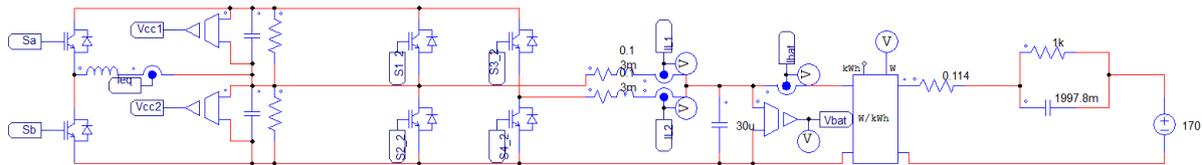


Figura 4.23 - Modelo de simulação do conversor CC-CC bidirecional *interleaved* com o conversor CC-CC de meia ponte que realizam a regulação e equilíbrio da tensão do barramento CC.

Com cada parte constituinte do barramento CC, é colocada uma carga resistiva em paralelo, com valores diferentes, de forma a provocar um desequilíbrio entre as tensões de cada parte. Deste modo, será possível observar e validar o funcionamento do algoritmo de equilíbrio das tensões. A resistência utilizada na parte superior apresenta um valor de 100Ω e a resistência utilizada na parte inferior apresenta um valor de 50Ω . Adicionalmente, os condensadores utilizados são de 5 mF e a bobina presente no circuito de equilíbrio do barramento CC é de 5 mH .

Para o funcionamento do algoritmo de equilíbrio das tensões do barramento CC é necessário monitorizar as tensões da parte superior e inferior. O conversor CC-CC de meia ponte apresenta dois modos de operação. No caso de $V_{CC1} > V_{CC2}$, o conversor CC-CC de meia ponte opera no modo *buck*, de forma a diminuir a tensão V_{CC2} . No caso $V_{CC1} < V_{CC2}$, o conversor CC-CC de meia ponte opera no modo *boost*, aumenta a tensão V_{CC2} .

Na Figura 4.24 é apresentado, inicialmente, o comportamento da tensão do barramento CC, V_{cc} , durante a regulação da tensão para os 800 V . Neste caso, a simulação começou com V_{cc} a descer de forma gradual até um valor mínimo de 630 V . Neste instante, o algoritmo de regulação do barramento CC é ativado, regulando o barramento para o valor definido de 800 V .

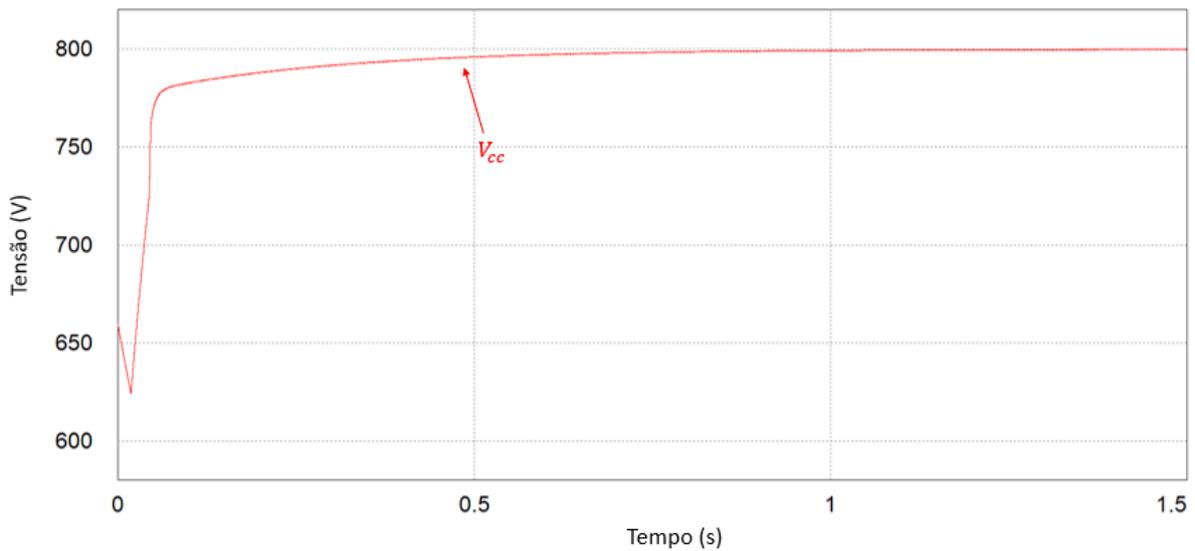


Figura 4.24 – Regulação da tensão do barramento CC com a ativação do equilíbrio das tensões.

Na Figura 4.25 é apresentada a tensão de cada condensador que constitui o barramento CC. De realçar que o barramento inferior, uma vez que possui a resistência em paralelo de menor valor, apresenta uma taxa de descarga maior, descarregando mais rapidamente. O algoritmo de equilíbrio dos barramentos é ativado aos 0,1 s, podendo constatar-se a correta regulação dos dois barramentos CC para 400 V. Neste instante, o valor total do barramento CC, V_{CC} , é de 800 V.

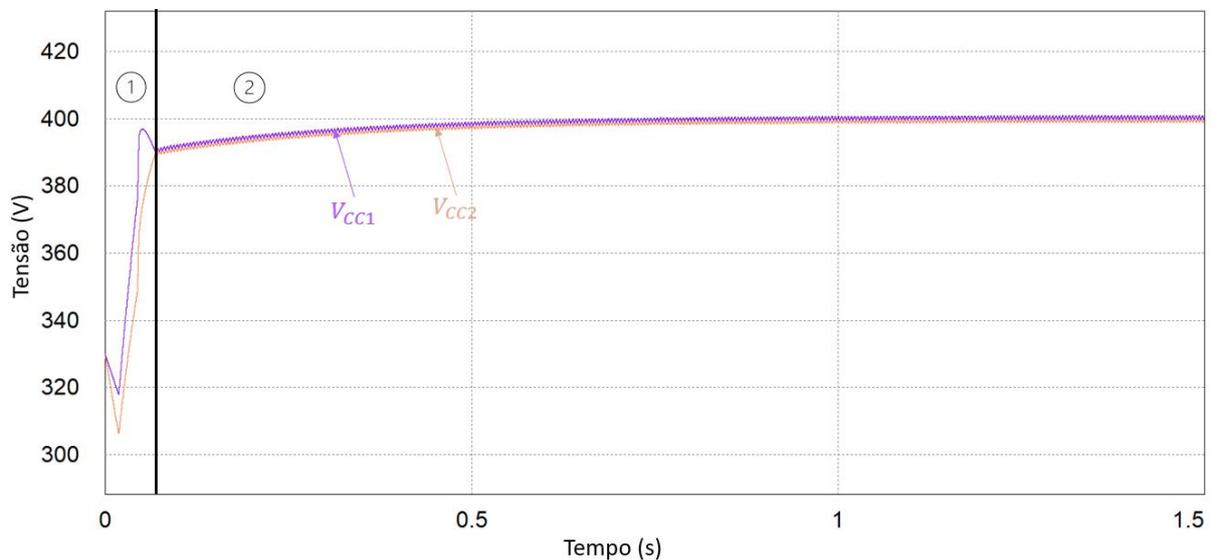


Figura 4.25 – Equilíbrio da tensão do barramento CC.

Na Figura 4.26 são apresentados os resultados obtidos das tensões em regime permanente. O algoritmo de controlo monitoriza as tensões do barramento CC, e ativa os semicondutores apenas quando a diferença entre as tensões é superior a 2 V. Quando a diferença é superior a 2 V, é aplicada uma modulação de 50 % ao semicondutor S_7 . Quando a diferença é inferior a -2 V, é aplicada uma modulação de 50% ao semicondutor S_8 . Quando as tensões apresentam um valor igual ou inferior a 2 V, os sinais

de PWM são desligados.

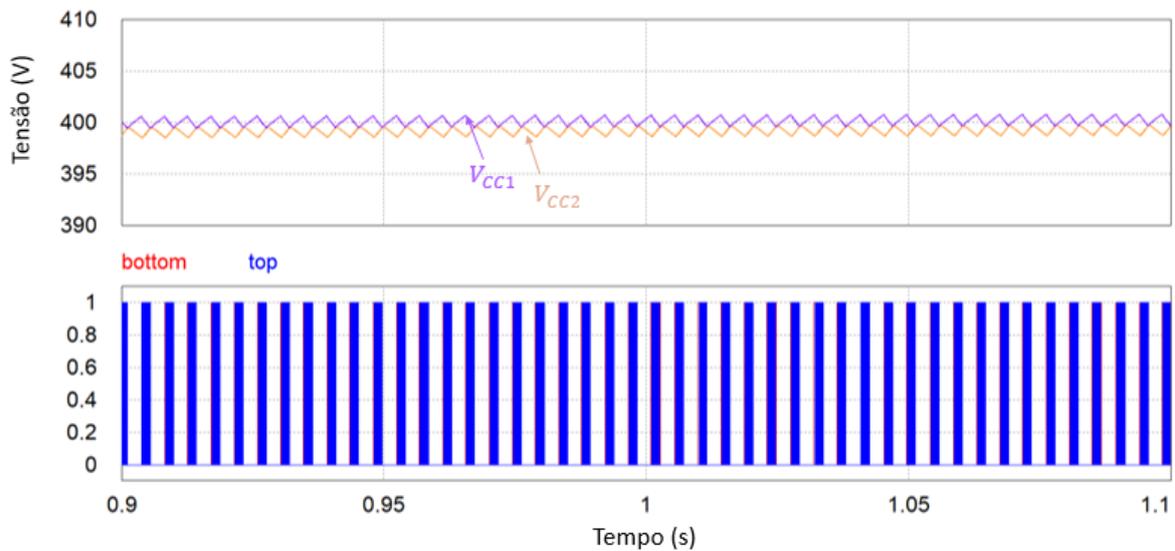


Figura 4.26 – Equilíbrio da tensão do barramento CC em regime permanente.

4.7 Simulação do Condicionador Ativo Paralelo

O condicionador ativo paralelo, constituído por um conversor de eletrónica de potência do tipo VSI trifásico com a topologia de 4 fios com 3 braços e ponto médio no barramento CC, tem a função de gerar tensões trifásicas a partir de controlos de tensão. O condicionador ativo paralelo opera de modo isolado da rede elétrica. No entanto a rede elétrica é utilizada de forma a obter os sinais sinusoidais de referência para serem utilizados nos diferentes algoritmos de controlo, utilizando o algoritmo de PLL trifásico. Com a utilização do algoritmo de PLL nesta fase permite que num futuro a incorporação do condicionador ativo paralelo no iUPQC se torne mais simples. Para a simulação do condicionador ativo paralelo são utilizados diferentes algoritmos de controlo de tensão, de forma a perceber qual apresenta o melhor comportamento. Na Figura 4.27 é apresentado o modelo de simulação do condicionador ativo paralelo.

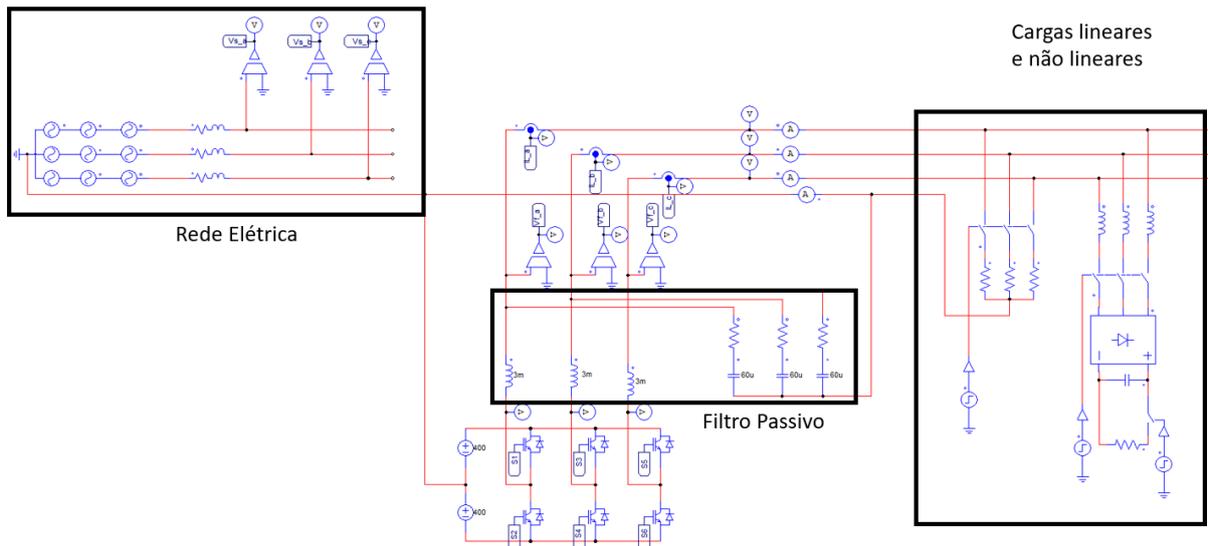


Figura 4.27 - Modelo de simulação do condicionador ativo paralelo.

Analisando o modelo utilizado na simulação do condicionador ativo paralelo, pode verificar-se a presença da rede elétrica no sistema. Nesta simulação, a rede elétrica apenas tem a função de fornecer os sinais de referência, sincronizados com a rede elétrica, para serem utilizados no controlo de tensão. As cargas presentes no modelo de simulação são apenas alimentadas pelas tensões geradas pelo condicionador ativo paralelo e não pelas tensões da rede elétrica. De forma que as tensões trifásicas apresentem uma grande qualidade de energia elétrica, é adicionado na saída do condicionador ativo paralelo um filtro passivo. Este é responsável por eliminar o ruído presente nas tensões de saída geradas pelo condicionador ativo paralelo, nomeadamente provocadas pelas comutações dos IGBT. O filtro passivo é constituído por uma resistência de 4 Ω , um condensador de 15 μF e uma bobina de 3 mH, o que faz com que o filtro passivo tenha uma frequência de corte próxima dos 750 Hz.

4.7.1 Sistema de Sincronização com a Rede Elétrica (PLL)

Para o sistema total onde será inserido (o iUPQC), é necessário que o sistema de controlo tenha um algoritmo de sincronização com a rede elétrica de forma a fornecer sinais de referência sincronizados com as tensões para serem utilizados pelos algoritmos de controlo. Neste caso, como o condicionador ativo paralelo opera de forma isolada da rede elétrica, utilizando a energia das baterias, é utilizado o algoritmo de sincronização com a rede elétrica apenas para obter sinais sinusoidais de referência para serem utilizados nos algoritmos de controlo. Este algoritmo de sincronização é conhecido na literatura como *Phase-Locked Loop* (PLL) e consiste em gerar um sinal sinusoidal em fase com a tensão da rede, podendo esta conter distorção harmónica [91]. Visto que o condicionador ativo paralelo é um conversor trifásico, a PLL utilizada é também trifásica. Na Figura 4.28 é apresentado o diagrama de blocos do

algoritmo PLL utilizado.

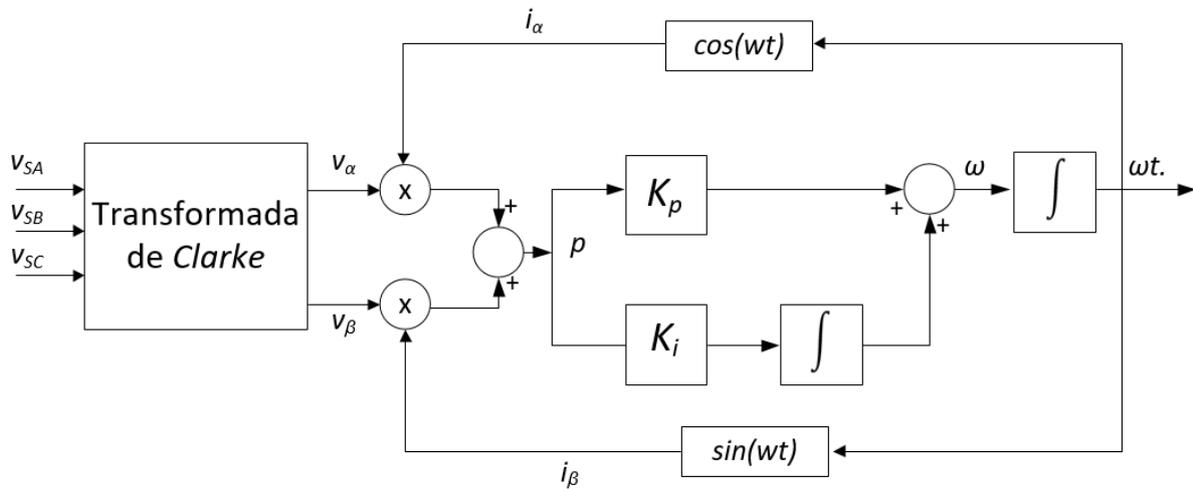


Figura 4.28 – Diagrama de blocos da PLL implementada para o sincronismo com as tensões da rede elétrica.

Analisando o diagrama de blocos apresentado, verifica-se que o algoritmo utiliza como entrada as tensões da rede elétrica (v_{SA} , v_{SB} e v_{SC}). Essas são convertidas para o referencial $\alpha\beta$ através da transformada de Clarke. De seguida, são geradas duas correntes fictícias (i_α e i_β) desfasadas 90° relativamente às suas tensões (v_α e v_β). Posteriormente, é calculada a potência instantânea fictícia (p), a que é aplicada um controlo PI para minimizar o seu valor médio e na saída do controlo corresponder a uma frequência angular das tensões de entrada ($\omega t.$) [91].

Desta forma, procedeu-se à implementação deste algoritmo e à sua respetiva simulação. Uma vez que a PLL implementada não apresenta nenhuma malha de amplitude, apenas de frequência, a amplitude é dada manualmente no algoritmo, multiplicando o sinal de saída pelo valor de pico da tensão simples da rede elétrica. Na Figura 4.29 é apresentado o resultado obtido em simulação, em que se pode constatar que os sinais da PLL estão em fase com a tensão respetiva presente na rede elétrica. As tensões da rede elétrica utilizadas na simulação apresentam um $THD\%$ aproximadamente de 5 %. Estes resultados foram obtidos com um ganho proporcional (K_p) de 1 e um ganho integral (K_i) de 0,01 no controlo PI presente no algoritmo PLL, com um período de integração de 0.000025.

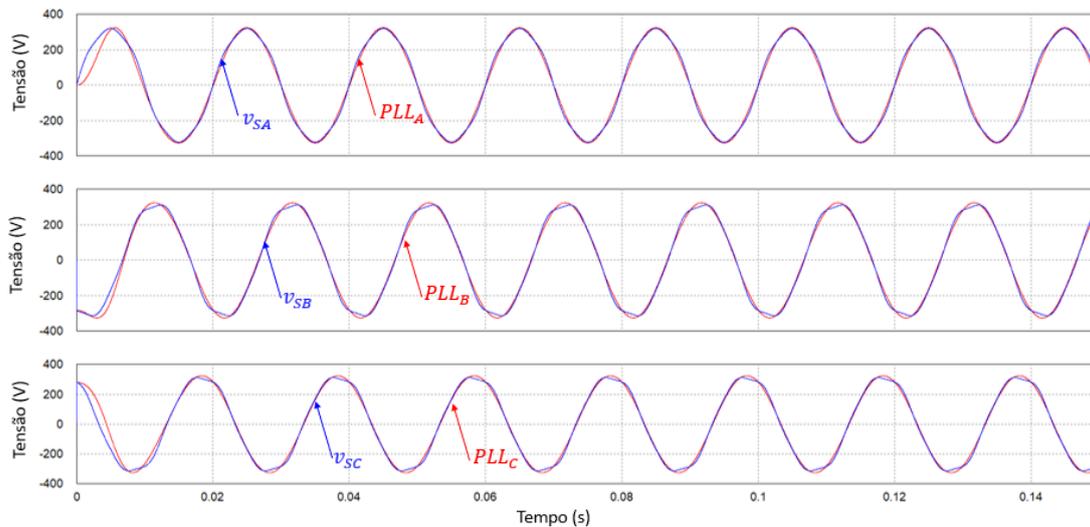


Figura 4.29 – Tensão da rede elétrica por fase com o respetivo sinal da PLL.

4.7.2 Controlo PI

Após a implementação do algoritmo PLL, já é possível implementar os algoritmos de controlo de tensão a serem aplicados ao condicionador ativo paralelo. No capítulo 3 foram apresentadas várias técnicas de controlo de tensão, bem como várias técnicas de modulação que podem ser aplicadas a conversores de eletrónica de potência CC-CA. Dos algoritmos de controlo apresentados, foram escolhidos para implementação o controlo proporcional-integral (PI), proporcional-ressonante (PR) e preditivo. A técnica de modulação escolhida para estes algoritmos de controlo foi a SPWM, de forma a gerar os sinais de PWM dos IGBT.

Inicialmente, foi implementado o algoritmo de controlo PI como controlo de tensão para ser aplicado ao condicionador ativo paralelo. Na Figura 3.29 está representado o diagrama de blocos desta técnica de controlo com a modulação SPWM aplicado a um conversor de eletrónica de potência CC-CA. Este controlo permite uma frequência de comutação fixa para os IGBT. Além desta vantagem, apresenta ainda uma simples implementação e possui uma boa rejeição a perturbações. Para a simulação desta técnica de controlo a frequência de comutação foi de 20 kHz e o barramento CC foi substituído por duas fontes de 400 V de forma a simplificar a simulação do condicionador ativo paralelo. Na saída do conversor foi ainda utilizado o filtro passivo LRC anteriormente mencionado, de forma a diminuir a distorção harmónica presente nas tensões de saída.

Na Figura 4.30 é apresentado o resultado da simulação do controlo PI com apenas cargas lineares, neste caso foram utilizadas resistências com ligação em estrela, com um valor de 50 Ω .

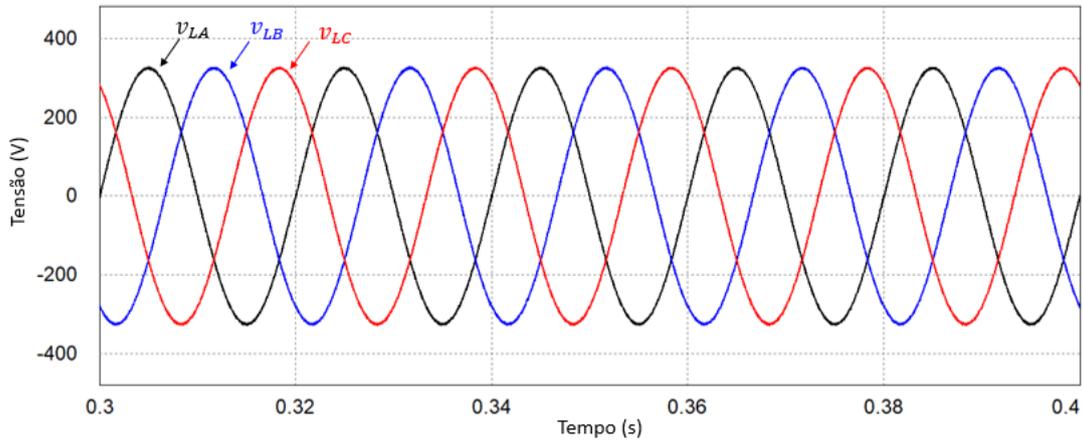


Figura 4.30 – Tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo para cargas resistivas utilizando controlo PI no intervalo [0,3 s; 0,4 s].

Na tabela 4.1 são apresentados os valores obtidos de THD% nas tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo utilizando controlo PI na presença de cargas resistivas, bem como o seu respetivo valor eficaz.

Tabela 4.1 – THD e valor eficaz das tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo para cargas resistivas com controlo PI.

| Carga Resistiva | | |
|----------------------------|-----------------------------|------------------------------|
| Tensão | V_{RMS} | $THD_{\%}$ |
| v_{LA} | 229,83 V | 1,21 % |
| v_{LB} | 229,55 V | 1,17 % |
| v_{LC} | 229,70 V | 1,16 % |

Na Figura 4.31 são apresentadas as correntes consumidas pelas cargas resistivas utilizadas.

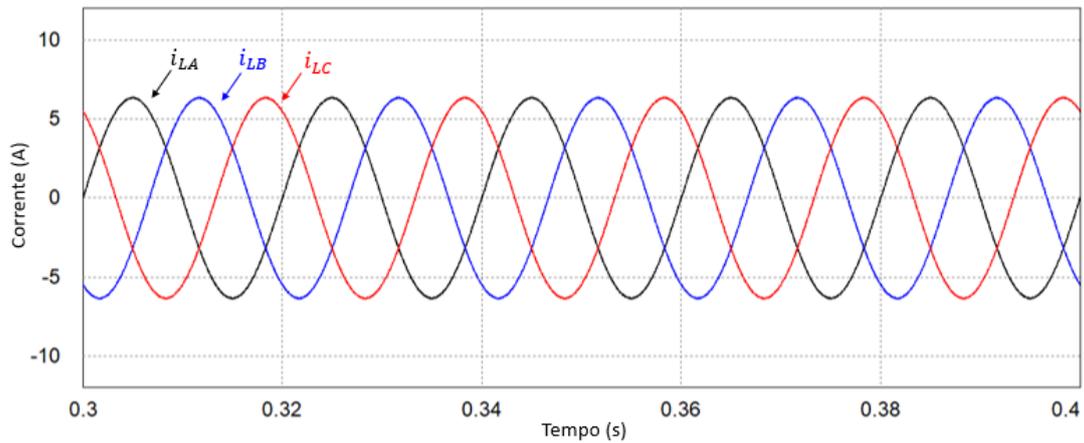


Figura 4.31 – Correntes consumidas pelas cargas lineares no intervalo [0,3s; 0,4s].

Analisando a Figura 4.31, pressupõe-se a presença de cargas lineares presentes na saída, uma vez que as correntes consumidas apresentam forma sinusoidal. É possível concluir que as correntes consumidas se encontram em fase com as tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo, comprovando que as cargas lineares utilizadas são cargas resistivas.

De forma a verificar o comportamento do controlo PI numa situação diferente, decidiu utilizar-se uma carga não linear trifásica de forma que fossem consumidas correntes distorcidas do sistema. Para esta simulação, utilizou-se uma ponte retificadora trifásica com carga RC, em que o valor do condensador é 500 μF e a resistência de 500 Ω . Na Figura 4.32 é apresentado o resultado obtido nas tensões com a carga não linear trifásica com carga RC. São ainda colocadas bobinas em série com a carga não linear trifásica de forma a limitar os picos de corrente consumidos pela carga. Na tabela 4.2 são apresentados os valores obtidos nos sinais de tensão produzidos de $THD\%$ de valor eficaz (V_{RMS}) com a carga não linear trifásica.

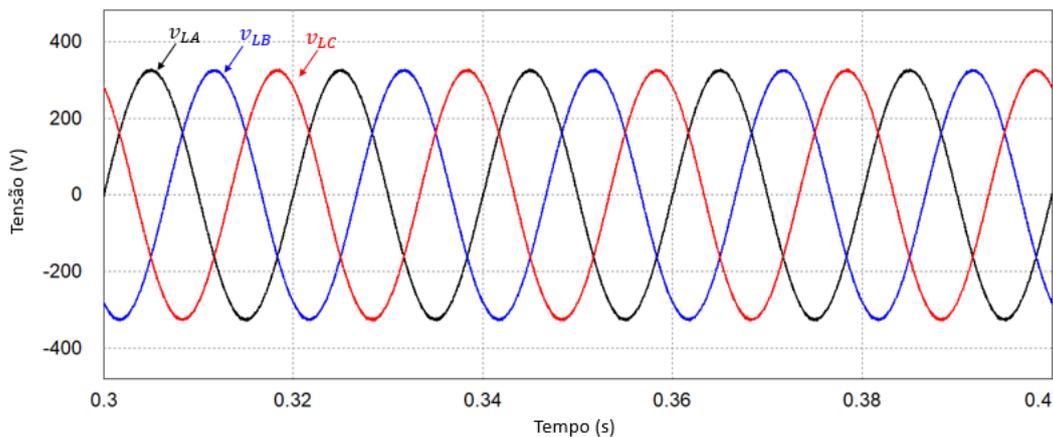


Figura 4.32 – Tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo com a carga não linear trifásica utilizando controlo PI no intervalo [0,3 s; 0,4 s].

Na tabela 4.2 são apresentados os valores obtidos de THD% e valor eficaz das tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo utilizando controlo PI na presença da carga não linear trifásica.

Tabela 4.2 – THD e valor eficaz das tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo com a carga não linear trifásica com controlo PI.

| Retificador trifásico com Carga RC | | |
|---|-----------|------------|
| Tensão | V_{RMS} | $THD_{\%}$ |
| v_{LA} | 229,83 V | 1,32 % |
| v_{LB} | 229,55 V | 1,27 % |
| v_{LC} | 229,70 V | 1,27 % |

Na Figura 4.33 são apresentadas as formas de onda das correntes consumidas pela carga não linear trifásica.

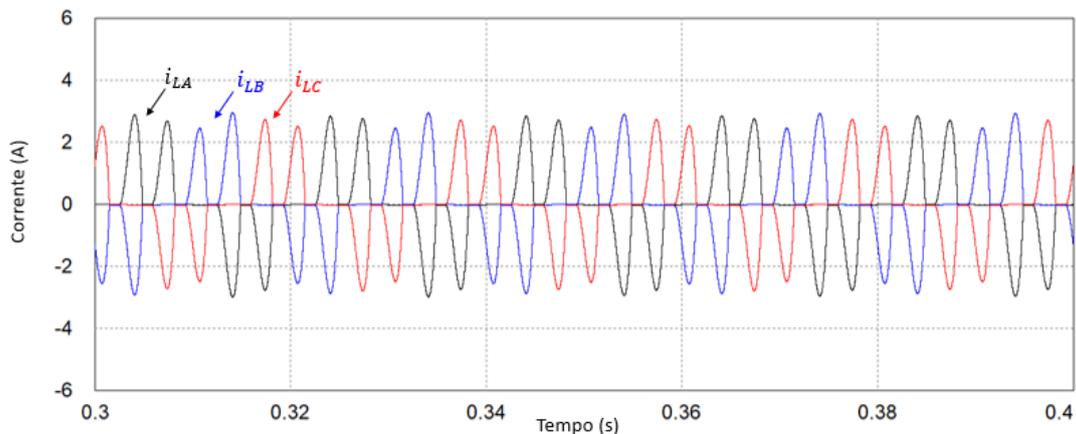


Figura 4.33 – Correntes consumidas pela carga não linear trifásica no intervalo [0,3 s; 0,4 s].

Analisando a Figura 4.33, verifica-se a presença da carga não linear na saída do condicionador ativo paralelo. É possível observar a grande distorção harmónica presente nas correntes consumidas pela carga não linear trifásica. As correntes consumidas pela carga não linear trifásica apresentam um THD% de 99 % na fase *A*, 101 % na fase *B* e 101 % na fase *C*.

Realizada a análise em regime permanente do controlo PI com cargas lineares e com uma carga não linear trifásica, conclui-se o bom funcionamento do controlo em ambas as situações. Em ambos os casos, o grau de distorção harmónica é baixo, sendo que com a carga não linear trifásica os valores subiram

ligeiramente em comparação com os obtidos com as cargas lineares.

Realizada a análise em regime permanente do controlo PI, é necessário realizar a análise em regime transitório, isto é, verificar o comportamento do controlo PI quando é adicionada uma carga ao sistema. Para esta análise são selecionadas as cargas utilizadas previamente, as cargas resistivas e a ponte retificadora trifásica com carga RC. Inicialmente, o condicionador ativo paralelo apenas alimenta as cargas lineares, e, num instante, a ponte retificadora trifásica com carga RC é ligada ao sistema e é analisado o comportamento do algoritmo. Na Figura 4.34 são apresentados os resultados obtidos nas tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo e as correntes consumidas pelas cargas presentes no sistema.

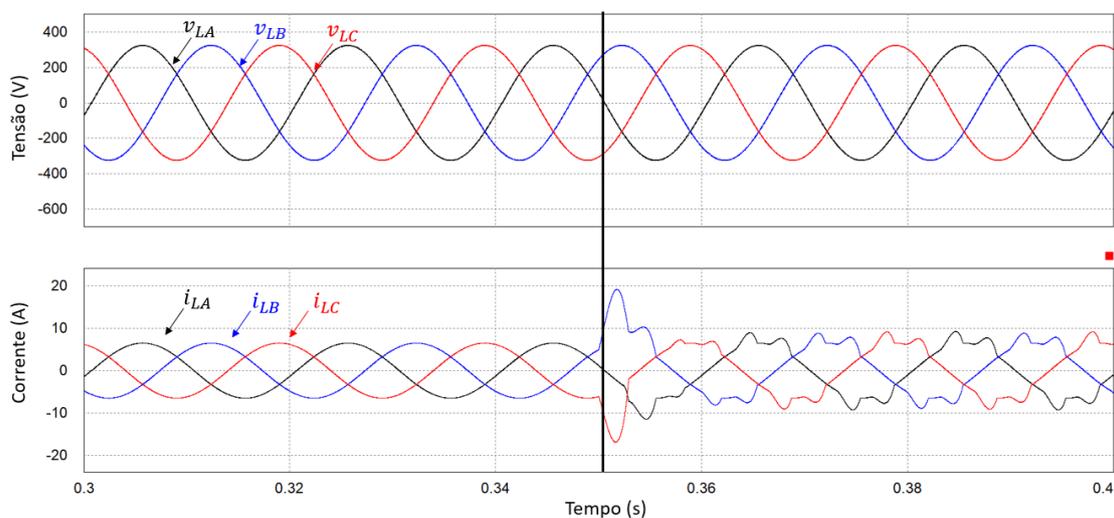


Figura 4.34 – Tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo utilizando controlo PI e correntes consumidas pelas cargas em regime transitório.

Analisando a Figura 4.34 é possível observar a presença da carga linear até aos 0,35 s. Nesse instante, a carga não linear trifásica é conectada ao sistema. Verifica-se que ao longo do tempo de simulação, e com a entrada da carga não linear trifásica, as tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo não sofreram qualquer perturbação, validando o correto funcionamento do controlo PI de tensão em regime transitório.

4.7.3 Controlo PR

O segundo controlo implementado foi o algoritmo de controlo PR. Na Figura 3.31 está representado o diagrama de blocos deste algoritmo de controlo com modulação SPWM aplicado a um conversor de eletrónica de potência CC-CA trifásico.

De forma a ser feita uma comparação com a técnica de controlo PI apresentada anteriormente, foram

utilizados os mesmos valores na frequência de comutação dos semicondutores e na tensão do barramento CC. Na saída do conversor foi utilizado o mesmo filtro LRC.

Na Figura 4.35 é apresentado o resultado da simulação do controle PR com apenas cargas lineares. Neste caso, e de forma semelhante às simulações anteriores, foram utilizadas resistências com ligação em estrela, com um valor de 50Ω . Na tabela 4.3 são apresentados os valores obtidos nos sinais de tensão produzidos de $THD\%$ e de valor eficaz (V_{RMS}).

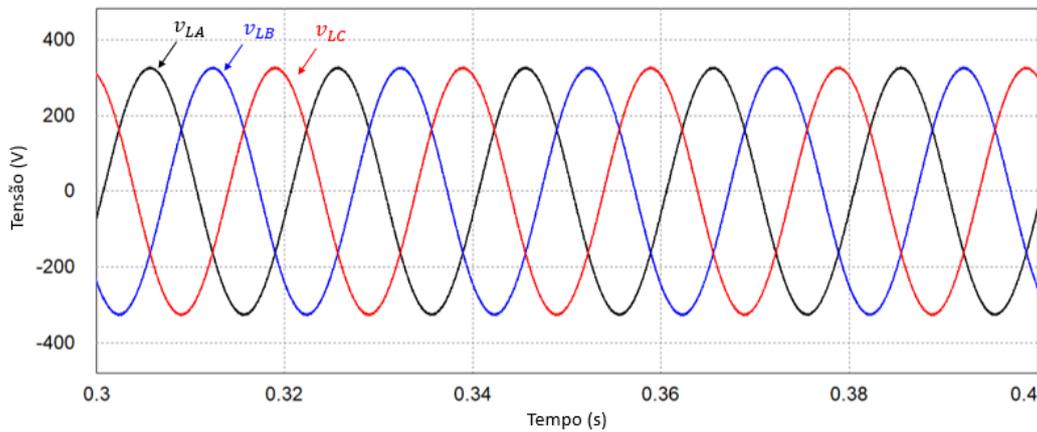


Figura 4.35 – Tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo com cargas resistivas utilizando controle PR no intervalo [0,3 s; 0,4 s].

Na tabela 4.3 são apresentados os valores obtidos de THD% e valor eficaz das tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo utilizando controle PR na presença das cargas resistivas.

Tabela 4.3– THD e valor eficaz das tensões para cargas resistivas com controle PR.

| Carga Resistiva | | |
|------------------------|-----------|---------|
| Tensão | V_{RMS} | $THD\%$ |
| v_{LA} | 229,90 V | 0,91 % |
| v_{LB} | 229,32 V | 0,87 % |
| v_{LC} | 229,65 V | 0,88 % |

Na Figura 4.36 são apresentadas as formas de onda das correntes consumidas pelas cargas resistivas presentes no sistema.

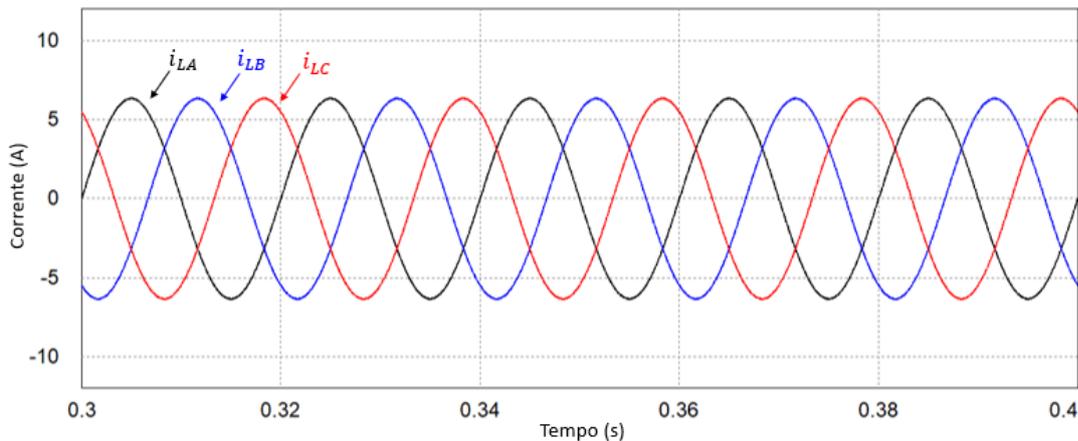


Figura 4.36 – Correntes consumidas pelas cargas lineares no intervalo [0,3 s; 0,4 s].

Através da Figura 4.36, verifica-se a presença das cargas lineares em todas as fases, visto que as correntes consumidas pelas mesmas apresentam forma sinusoidal. As correntes consumidas por estas cargas lineares encontram-se em fase com as tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo, comprovando que as cargas lineares são do tipo resistivo.

Tal como utilizado para validar o controlo PI, decidi utilizar-se uma carga não linear trifásica de forma que fossem consumidas correntes distorcidas, de maneira a verificar o comportamento do controlo PR nesta situação. Utilizou-se uma ponte retificadora trifásica com carga RC, em que o valor do condensador é 500 μF e a resistência de 500 Ω . Na Figura 4.37 é apresentado o resultado obtido nas tensões com a carga não linear trifásica com carga RC. Na tabela 4.4 são apresentados os valores obtidos nos sinais de tensão produzidos de $THD\%$ e de valor eficaz (V_{RMS}) com a carga não linear trifásica.

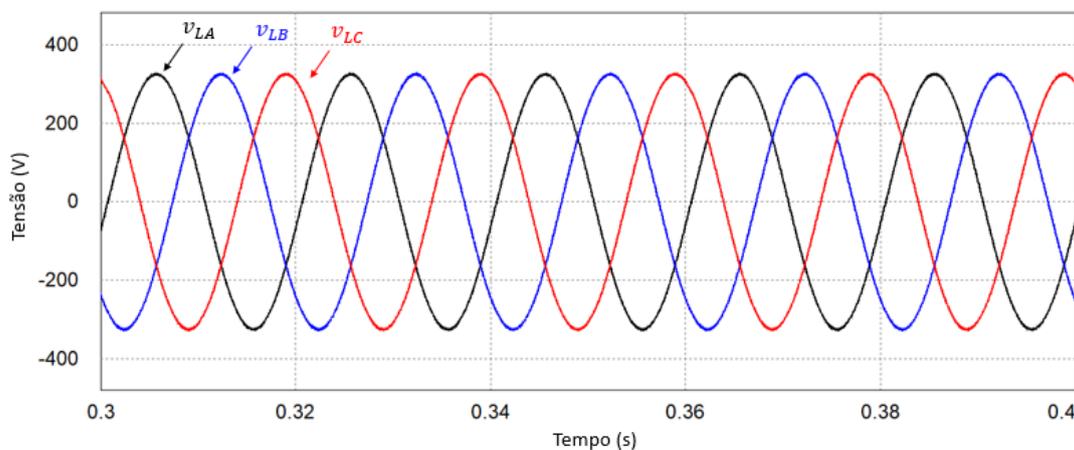


Figura 4.37 – Tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo com a carga não linear trifásica utilizando controlo PR no intervalo [0,3 s; 0,4 s].

Na tabela 4.4 são apresentados os valores obtidos de THD% e valor eficaz das tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo utilizando controlo PR na presença da carga não linear trifásica.

Tabela 4.4 – THD e valor eficaz das tensões com a carga não linear trifásica com controlo PR.

| Retificador trifásico com Carga RC | | |
|---|-----------|------------|
| Tensão | V_{RMS} | $THD_{\%}$ |
| v_{SA} | 229,83 V | 0,96 % |
| v_{SB} | 229,55 V | 0,92 % |
| v_{SC} | 229,70 V | 0,92 % |

Na Figura 4.38 são ainda apresentadas as correntes consumidas pela carga não linear trifásica.

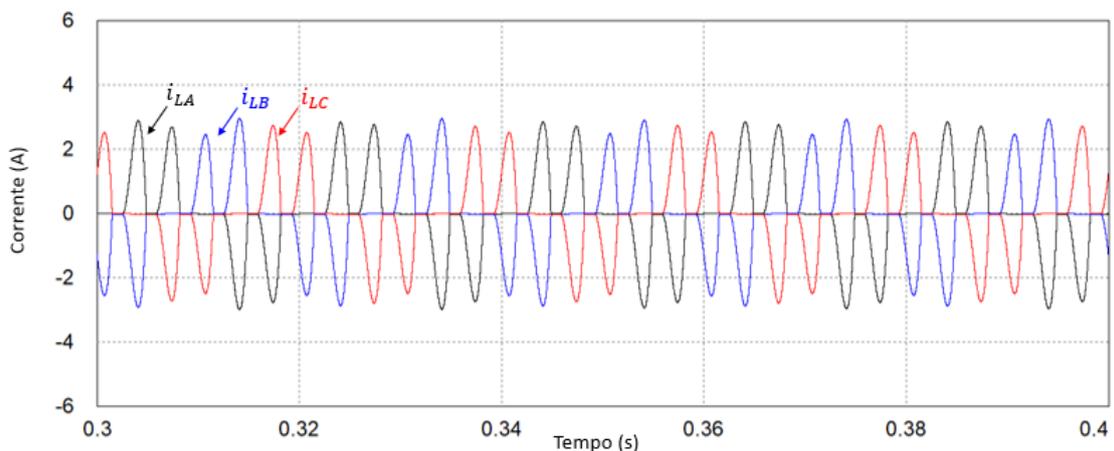


Figura 4.38 – Correntes consumidas pela carga não linear trifásica no intervalo [0,3 s; 0,4 s].

A Figura 4.38 confirma a presença da carga não linear trifásica no sistema na obtenção dos resultados apresentados nas tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo. Verifica-se que, ao contrário das correntes consumidas pelas cargas lineares, as correntes consumidas pela carga não linear trifásica apresentam uma elevada percentagem de distorção harmónica.

Analisando os resultados obtidos em regime permanente do controlo PR com cargas lineares e com a carga não linear trifásica, valida-se o controlo em ambas as situações. O grau de distorção harmónica obtida em ambos os casos é bastante baixo (menor que os valores obtidos com o controlo PI), rondando os 0,9 %.

Validado o comportamento do controlo PR em regime permanente, é necessário realizar a análise em regime transitório com a adição de uma nova carga com o condicionador ativo paralelo já em funcionamento. De forma a validar, são utilizadas as cargas lineares ligadas inicialmente ao sistema e, num dado instante da simulação, é feita a ligação da ponte retificadora trifásica com carga RC. Na Figura 4.39 são apresentados os resultados obtidos nas tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo e as correntes consumidas pelas cargas presentes no sistema.

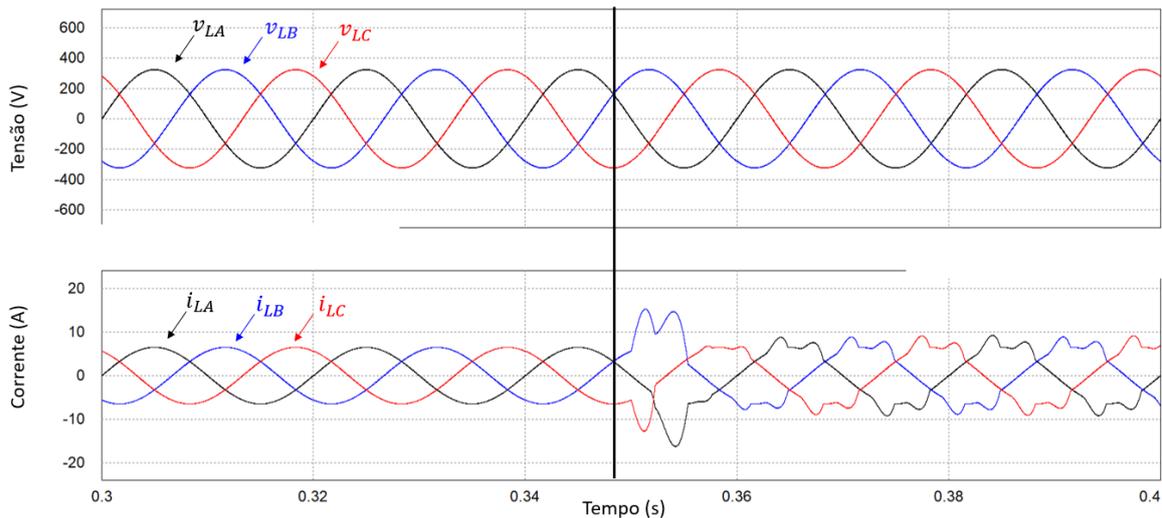


Figura 4.39 – Tensões produzidas utilizando controlo PR e correntes consumidas em regime transitório.

A carga não linear trifásica é ligada ao sistema aos 0,35 s. Verifica-se que a ligação desta carga não provoca qualquer perturbação nas tensões trifásicas produzidas pelo condicionador ativo paralelo utilizando o controlo PR, mantendo assim os elevados padrões de qualidade de energia elétrica obtidos em regime permanente.

4.7.4 Controlo Preditivo

Por último, foi implementado o algoritmo de controlo preditivo. No capítulo 3 foi feita a dedução do modelo elétrico a ser utilizado nesta técnica de controlo. Na Figura 3.27 é apresentado o diagrama de blocos utilizado para implementar este algoritmo de controlo, com a equação 3.23 referente ao modelo elétrico do sistema.

A técnica de controlo preditivo baseia-se no modelo elétrico em que o conversor está inserido. Com isto, o sistema de controlo consegue prever o comportamento futuro das variáveis a controlar, providenciando uma resposta dinâmica e rápida no controlo da tensão pelo conversor. Perante isto, a eficácia desta técnica de controlo está diretamente ligada à qualidade do modelo utilizado.

Tal como na implementação das técnicas de controlo PI e PR, na implementação da técnica de controlo

preditivo foi utilizada uma frequência de comutação de 20 kHz. O filtro RLC utilizado nesta simulação foi o utilizado nas simulações das outras técnicas já apresentadas.

Na Figura 4.40 é apresentado o resultado da simulação do controlo preditivo com apenas cargas lineares, neste caso foram utilizadas resistências com ligação em estrela, com um valor de 50 Ω. Na tabela 4.5 são apresentados os valores obtidos nos sinais de tensão produzidos de $THD\%$ e de valor eficaz (V_{RMS}).

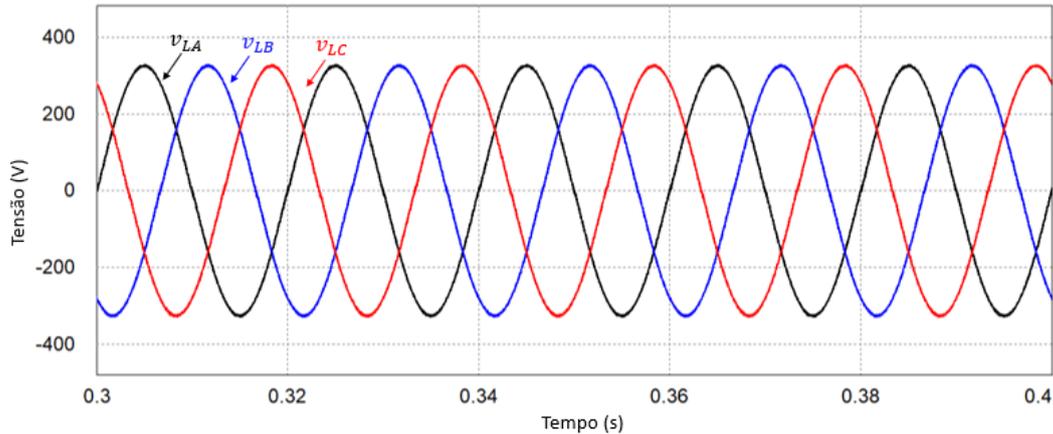


Figura 4.40 – Tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo com cargas resistivas utilizando controlo preditivo no intervalo [0,3 s; 0,4 s].

Na tabela 4.5 são apresentados os valores obtidos de THD% e valor eficaz das tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo utilizando controlo preditivo na presença das cargas resistivas.

Tabela 4.5 – THD e valor eficaz das tensões para cargas resistivas com controlo preditivo.

| Carga Resistiva | | |
|------------------------|-----------|---------|
| Tensão | V_{RMS} | $THD\%$ |
| v_{LA} | 229,10 V | 0,79 % |
| v_{LB} | 229,62 V | 0,74 % |
| v_{LC} | 229,45 V | 0,77 % |

Na Figura 4.41 são apresentadas as correntes consumidas pelas cargas resistivas utilizadas.

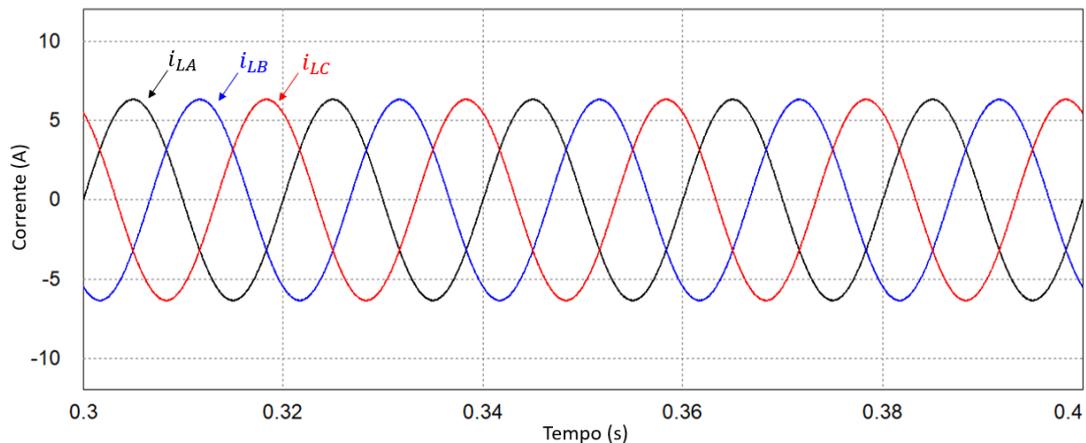


Figura 4.41 – Correntes consumidas pelas cargas lineares no intervalo [0,3 s; 0,4 s].

Através da Figura 4.41, verifica-se a presença das cargas lineares em todas as fases, visto que as correntes consumidas pelas mesmas apresentam forma sinusoidal. As correntes consumidas por estas cargas lineares apresentam-se ainda em fase com as tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo, comprovando que as cargas lineares utilizadas são resistências.

Tal como utilizado para validar o controlo PI e controlo PR, de forma a validar o controlo preditivo, é utilizada uma carga não linear trifásica ligada ao conversor, para que sejam consumidas correntes distorcidas. Com esta carga não linear conectada ao sistema, é possível observar as diferenças que podem ocorrer com diferentes tipos de cargas. Utilizou-se uma ponte retificadora trifásica com carga RC, em que o valor do condensador é $500 \mu\text{F}$ e a resistência de 500Ω . Na Figura 4.42 é apresentado o resultado obtido nas tensões com a carga não linear trifásica com carga RC. Na tabela 4.6 são apresentados os valores obtidos nos sinais de tensão produzidos de $THD\%$ e de valor eficaz (V_{RMS}) com a carga não linear trifásica.

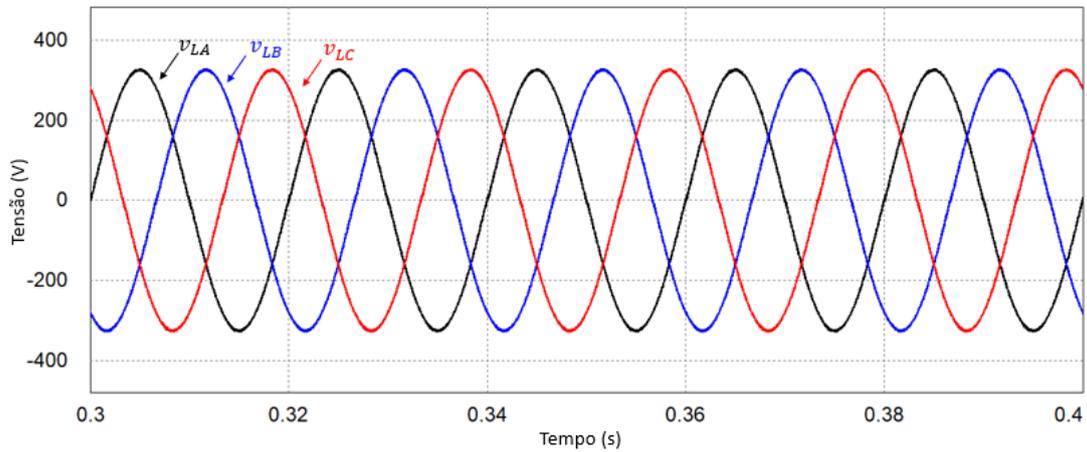


Figura 4.42 – Tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo com a carga não linear trifásica utilizando controlo preditivo no intervalo [0,3 s; 0,4 s].

Na tabela 4.6 são apresentados os valores obtidos de THD% e valor eficaz das tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo utilizando controlo PR na presença da carga não linear trifásica.

Tabela 4.6 – THD e valor eficaz das tensões com a carga não linear trifásica com controlo preditivo.

| Retificador trifásico com Carga RC | | |
|---|-----------------------------|------------------------------|
| Tensão | V_{RMS} | $THD_{\%}$ |
| v_{LA} | 229,83 V | 0,85 % |
| v_{LB} | 229,55 V | 0,82 % |
| v_{LC} | 229,70 V | 0,83 % |

Na Figura 4.43 são apresentadas as correntes consumidas pela carga trifásica não linear.

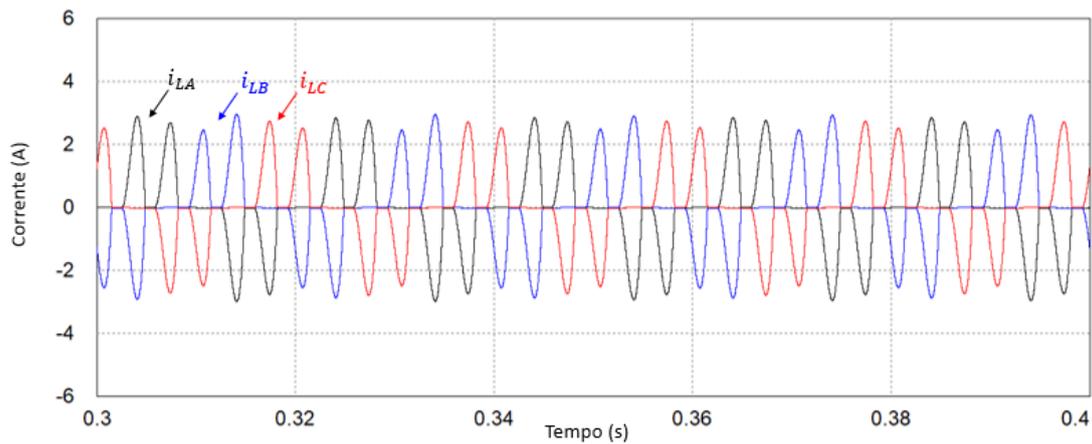


Figura 4.43 – Correntes consumidas pela carga não linear trifásica no intervalo [0.3;0.4].

Analisando a Figura 4.43, verifica-se a presença da carga não linear na saída do condicionador ativo paralelo, devido à elevada percentagem de distorção harmónica presente nas correntes apresentadas.

Considerando os resultados obtidos em regime permanente com o algoritmo de controlo preditivo na presença de cargas lineares e de uma carga não linear trifásica, é possível validar o controlo preditivo, consoante os bons resultados apresentados. Em ambos os casos, as tensões produzidas apresentam um grau de distorção harmónica bastante baixo.

Validado o comportamento do controlo preditivo em regime permanente, é necessário realizar a validação para o regime transitório, adicionando uma nova carga com o condicionador ativo paralelo já em funcionamento. Inicialmente, o condicionador ativo paralelo alimenta as cargas resistivas. Para validar o regime transitório, é feita a ligação da ponte retificadora trifásica com carga RC e é analisado o comportamento do algoritmo de controlo. Na Figura 4.44 são apresentados os resultados obtidos nas tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo e as correntes consumidas pelas cargas presentes no sistema.

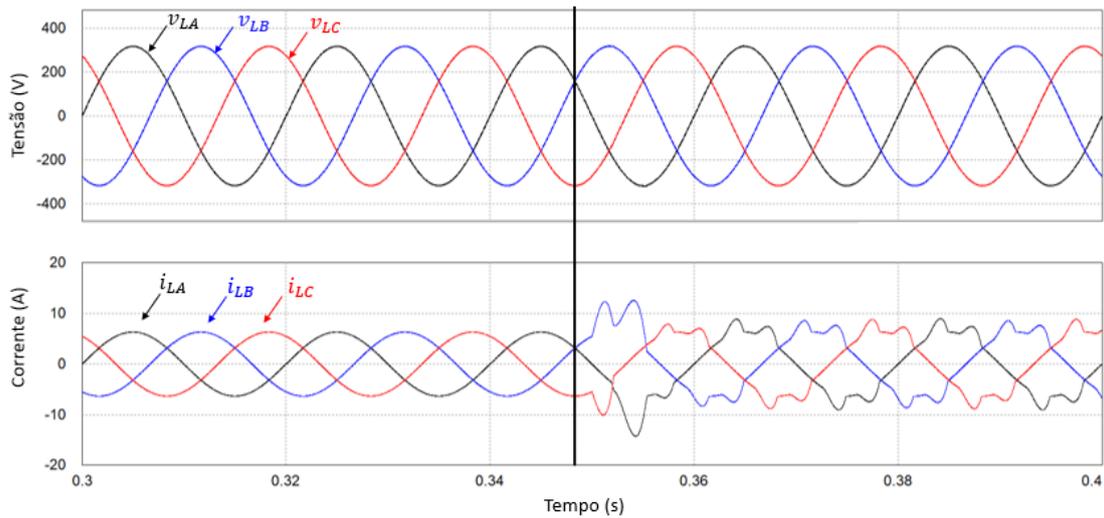


Figura 4.44 – Tensões produzidas utilizando controlo preditivo e correntes consumidas em regime transitório.

A ligação da carga não linear trifásica é feita aos 0,35 s de tempo de simulação. A partir dos 0,35 s o condicionador ativo paralelo passa a alimentar as cargas lineares e a carga não linear trifásica. Verifica-se que no instante da ligação da carga não linear não existe qualquer perturbação nas tensões produzidas utilizando o controlo preditivo. Com isto, é possível validar o controlo preditivo no regime transitório, bem como em regime permanente.

4.7.5 Comparação entre as Diferentes Técnicas de Controlo

Finalizadas as implementações das diferentes técnicas de controlo anteriormente apresentadas, foi feita uma comparação no sentido de verificar qual das diferentes técnicas apresentaram melhor comportamento com as diferentes cargas. Na tabela 4.7 estão apresentados os resultados de THD% e de valor eficaz das tensões produzidas pelos diferentes algoritmos de controlo e com as diferentes cargas ligadas ao sistema (cargas lineares e cargas não lineares).

Tabela 4.7 – Comparação dos resultados obtidos em simulação com as diferentes técnicas de controlo.

| | Carga Resistiva | | | Carga retificadora RC | | |
|--------------------|-----------------|-----------|------------|-----------------------|-----------|------------|
| | Tensão | V_{RMS} | $THD_{\%}$ | Tensão | V_{RMS} | $THD_{\%}$ |
| Controlo PI | v_{LA} | 229,8 V | 1,21 % | v_{LA} | 229,8 V | 1,32 % |
| | v_{LB} | 229,55 V | 1,17 % | v_{LB} | 229,55 V | 1,27 % |
| | v_{LC} | 229,70 V | 1,16 % | v_{LC} | 229,70 V | 1,27 % |
| Controlo PR | v_{LA} | 229,10 V | 0,91 % | v_{LA} | 229,10 V | 0,96 % |
| | v_{LB} | 229,62 V | 0,87 % | v_{LB} | 229,62 V | 0,92 % |
| | v_{LC} | 229,45 V | 0,88 % | v_{LC} | 229,45 V | 0,92 % |
| Controlo Preditivo | v_{LA} | 229,10 V | 0,79 % | v_{LA} | 229,10 V | 0,85 % |
| | v_{LB} | 229,62 V | 0,74 % | v_{LB} | 229,62 V | 0,82 % |
| | v_{LC} | 229,45 V | 0,77 % | v_{LC} | 229,45 V | 0,83 % |

Analisando os resultados apresentados na tabela 4.7, pode concluir-se que todas as técnicas de controlo implementadas apresentam um bom desempenho, apresentando tensões sinusoidais equilibradas com uma baixa distorção harmónica.

Verifica-se que os resultados obtidos de $THD_{\%}$ com a carga não linear trifásica são sempre ligeiramente superiores aos resultados obtidos com as cargas lineares, mas sendo que essa diferença não apresenta valores muito altos. O controlo PI apresenta os valores mais altos em termos de $THD_{\%}$, chegando a apresentar como valor mais alto 1,21 %, com as cargas lineares, e 1,32 %, com a carga não linear trifásica. O controlo PR apresenta resultados mais satisfatórios, chegando ao valor mais alto de 0,91 %, com as cargas lineares, e 0,96 %, com a carga não linear trifásica. O controlo preditivo é o algoritmo que

apresenta melhores resultados, com os valores mais baixos de THD%. Com as cargas lineares apresenta 0,79 % como valor mais alto e 0,85 % com a carga não linear.

Em relação ao regime transitório, todos os controlos apresentaram bons resultados, sendo que no instante de ligação da carga não linear, as tensões produzidas por qualquer controlo não apresentaram perturbações e mantiveram-se sinusoidais e equilibradas.

4.8 Simulação da Topologia Utilizada

Apresentadas e validadas as simulações do conversor CC-CC bidirecional *interleaved* e do condicionador ativo paralelo a operarem individualmente, é necessário validar a topologia utilizada nesta dissertação. É necessário que o condicionador ativo paralelo consiga gerar as tensões trifásicas que alimentam as cargas do sistema, utilizando o barramento CC composto por condensadores que é controlado pela energia que vem da bateria através do conversor CC-CC bidirecional *interleaved*. Na Figura 4.45 é apresentado o modelo utilizado para a simulação da topologia utilizada.

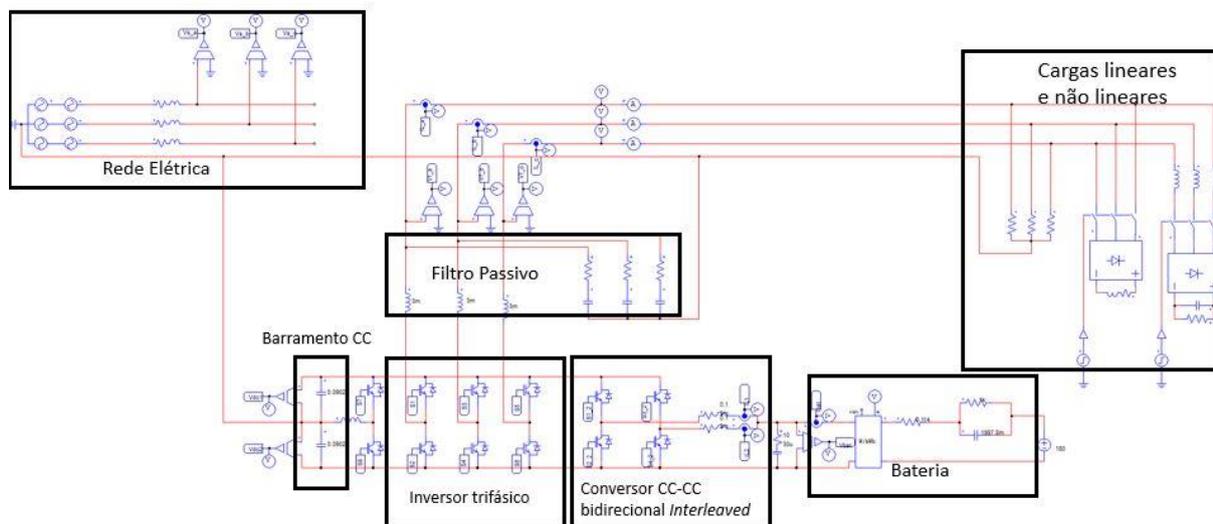


Figura 4.45 - Modelo de simulação da topologia proposta.

Nesta simulação, o conversor CC-CC bidirecional *interleaved* é responsável por efetuar a pré-carga do barramento CC e fazer o controlo da sua tensão. Além do controlo da tensão total, é ainda necessário efetuar o equilíbrio das duas tensões parciais utilizadas no barramento, devido ao inversor trifásico utilizar uma topologia a 4 fios e 3 braços com ponto médio no barramento CC. A partir do momento em que o barramento está controlado para a tensão pretendida, neste caso 800 V, o condicionador ativo paralelo encontra-se na condição de entrar no seu modo de operação. Nesta simulação a técnica utilizada para o controlo deste conversor foi o preditivo.

Na Figura 4.46 é apresentado o resultado obtido na regulação da tensão do barramento CC ao longo da

operação do condicionador ativo paralelo com a entrada das cargas lineares e da carga não linear. Neste resultado não está presente a pré-carga do barramento, sendo que no início da simulação o barramento já se encontra com um valor muito próximo dos 800 V de modo que o condicionador ativo paralelo conseguisse operar. O condicionador ativo paralelo entra em funcionamento aos 0,1 s de tempo de simulação sem qualquer carga ligada ao sistema. Aos 0,2 s as cargas resistivas são conectadas ao sistema sendo estas alimentadas pelas tensões geradas pelo condicionador ativo paralelo. Aos 0,65 s é adicionada uma nova carga ao sistema, sendo esta a carga não linear trifásica.

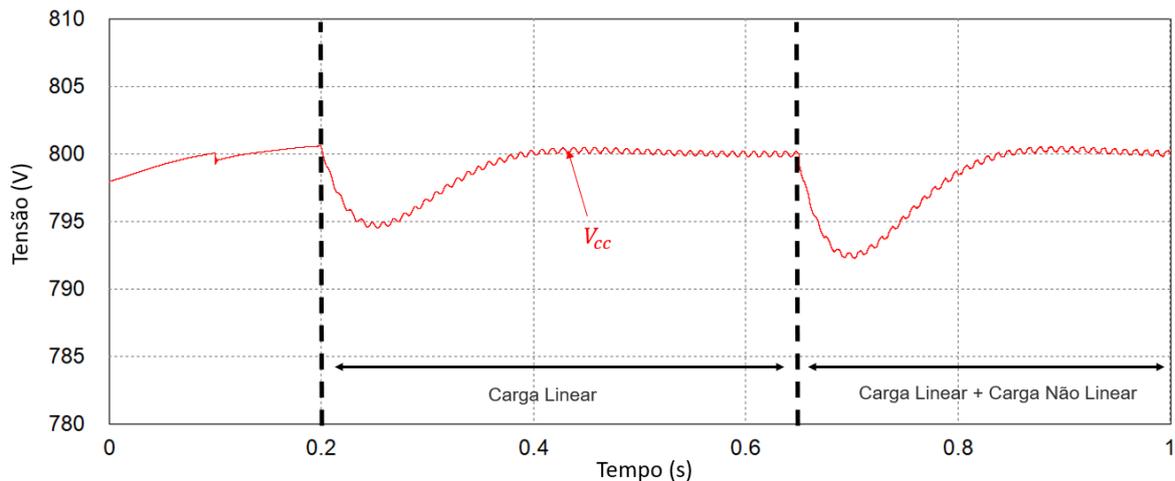


Figura 4.46 - Regulação da tensão do barramento CC em regime transitório com a entrada de cargas alimentadas pelo condicionador ativo paralelo.

Observando a Figura 4.46, pode-se ver a ligação das cargas resistivas ao condicionador ativo paralelo aos 0,2 s. Esta ligação faz com que a tensão do barramento CC diminua ligeiramente, sendo o algoritmo de regulação de tensão capaz de compensar essa diminuição e voltar a regular a tensão nos 800 V. Com a entrada, aos 0,65 s, da carga não linear trifásica a diminuição da tensão do barramento CC é ainda maior, ainda assim o algoritmo de regulação de tensão é novamente capaz de regular a tensão para os 800 V, validando assim este algoritmo com o condicionador ativo paralelo em funcionamento.

Na Figura 4.47 são apresentadas as correntes nas bobinas do conversor CC-CC bidirecional *interleaved* durante a regulação da tensão do barramento CC. A corrente fornecida pela bateria é dividida igualmente pelas duas bobinas e é utilizada para fazer a regulação do barramento CC.

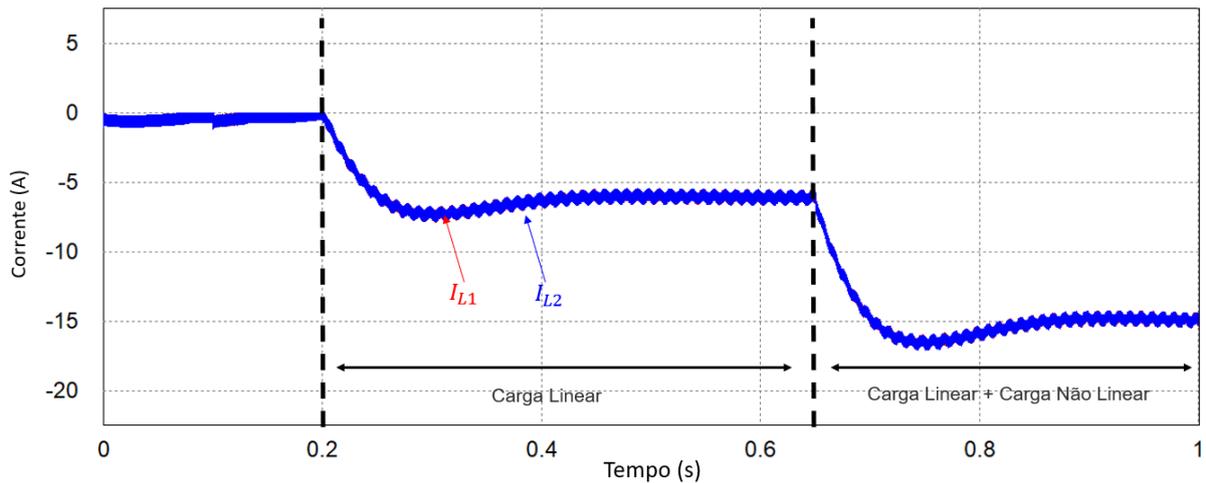


Figura 4.47- Correntes presentes nas bobinas do conversor CC-CC bidirecional *interleaved* durante a operação da topologia com a entrada de cargas.

Analisando a Figura 4.47, verifica-se que as correntes das bobinas do conversor CC-CC bidirecional *interlaved* aumentam, em módulo, com a adição das diferentes cargas ao sistema. Com a adição das cargas resistivas aos 0,2 s, as correntes passam a ter um valor de -6 A sendo a corrente total fornecida pela bateria de -12 A. Aos 0,65 s as correntes das bobinas passam para um valor de -15 A, passando a corrente total fornecida pela bateria para um valor de -30 A.

Na Figura 4.48 é apresentada a potência de regulação calculada pelo controlador PI aplicado à tensão do barramento CC (P_{reg}), bem como a potência fornecida pela bateria durante a operação da topologia com a adição de diferentes cargas.

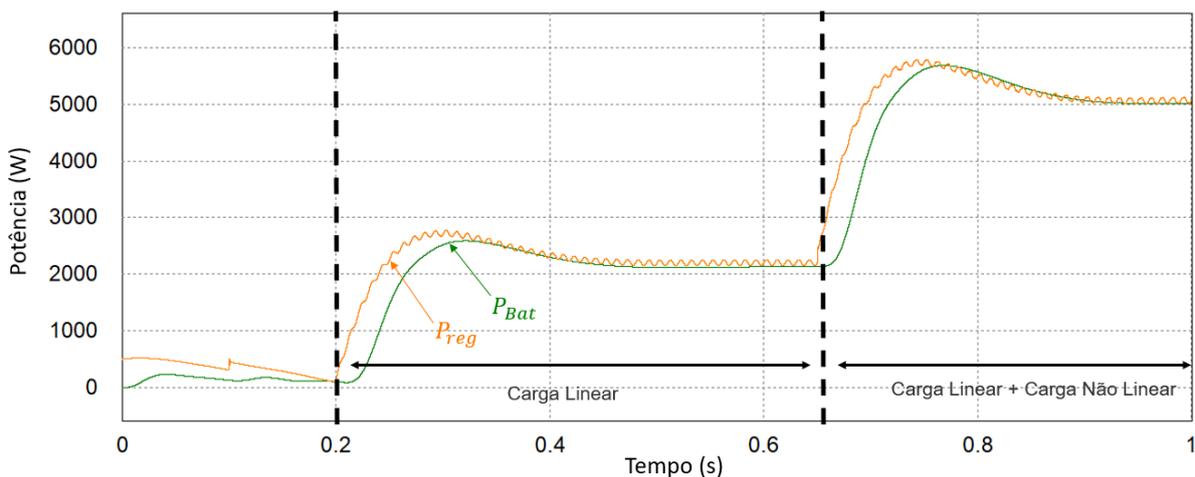


Figura 4.48 - Potência de regulação (P_{reg}) e potência fornecida pela bateria (P_{bat}) durante a operação da topologia com a entrada de cargas.

Verifica-se que a potência fornecida pela bateria acompanha a potência de regulação do barramento CC, fazendo com que o barramento CC mantenha a sua tensão nos 800 V e fornecendo a energia necessária para alimentar as cargas adicionadas ao longo do tempo ao sistema.

Na Figura 4.49 é apresentado o resultado obtido nas tensões geradas pelo condicionador ativo paralelo alimentando as cargas lineares e a carga não linear trifásica com energia proveniente da bateria.

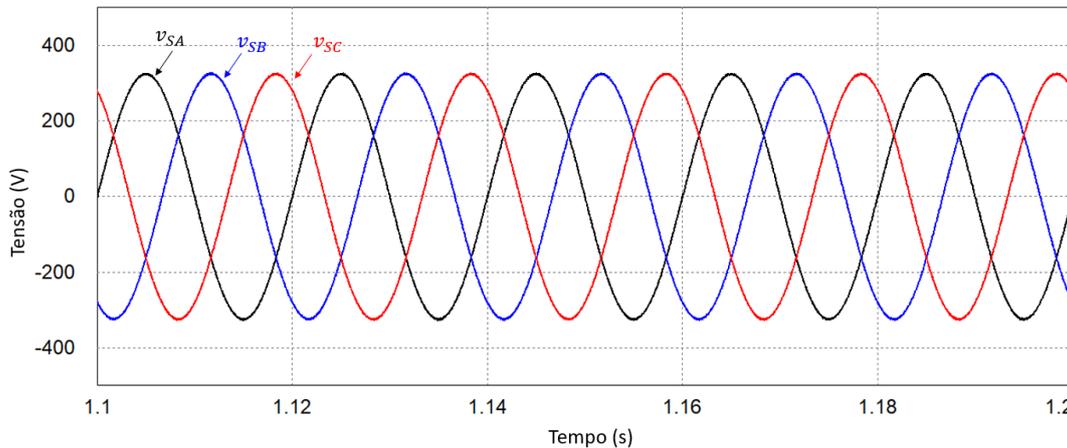


Figura 4.49 – Tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo com as cargas lineares e a carga não linear trifásica presentes no sistema.

Verifica-se que a topologia utilizada funciona corretamente, sendo possível gerar tensões sinusoidais trifásicas com altos padrões de qualidade de energia alimentando cargas lineares e cargas não lineares ligadas ao sistema com a energia proveniente da bateria.

4.9 Conclusões

Ao longo deste capítulo foram apresentados os resultados de simulação obtidos individualmente de cada conversor integrante da topologia proposta, bem como da topologia utilizada completa.

Primeiramente, foram apresentados os resultados obtidos com o conversor CC-CC bidirecional com a topologia convencional e com a topologia *interleaved*. Foram apresentados os resultados obtidos nos dois modos de operação do conversor CC-CC bidirecional, de forma a validar a carga e descarga da bateria na topologia proposta. Para a validação dos modos de operação, foi utilizado o algoritmo de potência constante. A potência de referência para esta validação foi de 5 kW. Realizada a validação dos dois modos com a topologia convencional e *interleaved*, foi possível efetuar uma comparação entre os resultados das diferentes topologias. É possível concluir que a topologia *interleaved* apresenta resultados melhores, com uma corrente com menor *ripple* comparativamente aos resultados obtidos com a topologia convencional.

Realizada a validação dos dois modos de operação do conversor CC-CC bidirecional e verificado que a topologia *interleaved* apresenta melhores resultados, foi utilizada esta topologia de forma a regular o barramento CC. A regulação do barramento CC é efetuada através de um controlo PI, que fornece uma potência de regulação (P_{reg}), que é fornecida ao algoritmo de potência constante do conversor CC-CC

interleaved na topologia *interleaved*. Neste caso, a regulação da tensão do barramento CC foi efetuada para os 800 V. Além da regulação da tensão do barramento CC, foram ainda apresentados os resultados obtidos no equilíbrio da tensão do barramento CC. Visto que a topologia proposta utiliza um barramento CC com ponto médio, é necessário garantir que os dois condensadores apresentam a mesma tensão para a topologia proposta funcionar corretamente. Este equilíbrio de tensão do barramento CC é feito através do conversor CC-CC de meia ponte constituído pelos semicondutores S_7 e S_8 .

De seguida, foram apresentados os resultados obtidos na implementação do algoritmo PLL, que fornece os sinais de referência que são utilizados pelos algoritmos de controlo de tensão. Posto isto, são apresentados os resultados obtidos no condicionador ativo paralelo com os diferentes algoritmos de tensão aplicados. De forma a validar todos os algoritmos de tensão de forma igual, foi realizada uma análise em regime permanente e em regime transitório. Nestas análises foram utilizadas cargas lineares e cargas não lineares de forma a simular diferentes cenários e comportamentos possíveis do condicionador ativo paralelo. No final, foi apresentada uma comparação entre os resultados obtidos entre os diferentes algoritmos de tensão, sendo possível concluir que todos os algoritmos apresentam resultados bastante satisfatórios. Contudo, de realçar os resultados obtidos com o algoritmo de controlo preditivo apresentando um THD% de 0,8 % na presença da carga não linear trifásica.

Por fim, foram apresentados os resultados obtidos com a topologia utilizada, utilizando o conversor CC-CC bidirecional na topologia *interleaved* para efetuar a regulação e equilíbrio da tensão do barramento CC através da energia proveniente de baterias e o condicionador ativo paralelo com o controlo preditivo aplicado a gerar as tensões trifásicas que alimentam as cargas presentes na sua saída. As cargas presentes são alimentadas com a energia proveniente das baterias. Verifica-se que o conversor CC-CC bidirecional consegue manter a tensão regulada nos 800 V, com o condicionador ativo paralelo a gerar tensões trifásicas de 230 V com uma baixa percentagem de distorção harmónica.

Capítulo 5

Descrição do *Hardware* Utilizado

5.1 Introdução

Ao logo deste capítulo são apresentados os elementos presentes no sistema de potência e no sistema de controlo utilizados no protótipo laboratorial. No início do capítulo são apresentadas as baterias utilizadas, bem como as suas principais características. De seguida, são apresentados os elementos que pertencem ao circuito de potência do protótipo laboratorial, desde os semicondutores de potência, condensadores do barramento CC, placas de *drive* dos IGBT, condensador de *snubber*, bobinas e dissipador. Numa segunda parte deste capítulo são apresentados os elementos utilizados no sistema de controlo, desde os sensores e todas as placas de circuito impresso (PCB). É também descrito o princípio de funcionamento de cada elemento, bem como o procedimento efetuado para os dimensionamentos efetuados. É ainda apresentado o sistema de proteções que o protótipo laboratorial contém, bem como o seu circuito de comando que serve de interface entre o utilizador e o protótipo laboratorial. De referir que o *hardware* do protótipo laboratorial já se encontrava disponível, bem como todos os componentes que o constituem. Deste modo, não foi necessário efetuar o desenvolvimento do *hardware*, mas sim um estudo sobre o funcionamento de cada elemento constituinte do protótipo, bem como o estudo do protótipo laboratorial na sua totalidade. Na Figura 5.1 é apresentado um desenho em 2D da constituição do protótipo laboratorial utilizado no desenvolvimento desta dissertação.

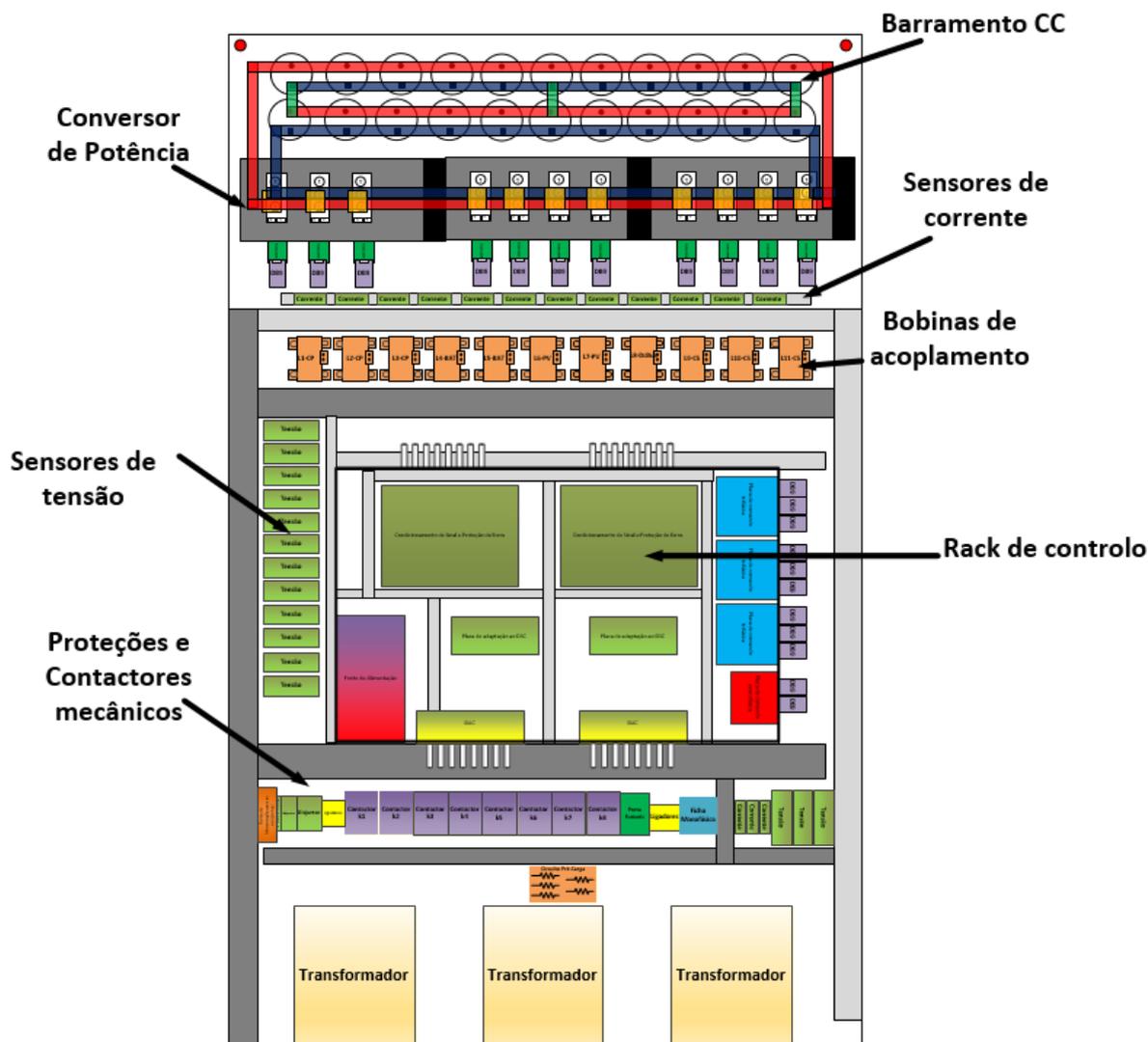


Figura 5.1 – Desenho em 2D do protótipo laboratorial.

5.2 Baterias

No capítulo 3 foram apresentadas várias tecnologias de baterias. Dessas tecnologias apresentadas, as escolhidas para serem utilizadas na topologia proposta foram as baterias de lões de Fosfato-Ferro-Lítio (LiFePO₄) devido à sua existência no laboratório de investigação do GEPE. O *pack* de baterias utilizado é constituído por 34 células ligadas em série. Estas possuem uma capacidade de 100 Ah. O fabricante sugere a utilização de uma corrente de carga/descarga de cerca 1/3 C, ou seja, 33,3 A de forma a garantir a durabilidade das baterias. Na tabela 5.1 são apresentas as principais características de uma bateria deste tipo. Estas informações foram retiradas do *datasheet* fornecido pelo fabricante [90].

Tabela 5.1 – Principais características da bateria LiFePO4.

| Caraterística | Valor |
|---|-----------------|
| Tensão nominal | 3,2 V |
| Capacidade nominal | 100 Ah |
| Tensão máxima por célula | 3,7 V |
| Tensão mínima por célula | 2,5 V |
| Tensão de operação | 2,5 V a 3, 7V |
| Corrente padrão de carga/descarga | 1/3C (33,33 A) |
| Corrente máxima de descarga instantânea | 3C (300 A), 10s |
| Corrente máxima de descarga contínua | 1C (100 A) |
| Resistência Interna | < 2 mΩ |
| Taxa auto descarga (% por mês) | < 5 % |
| Temperatura operação na carga | 0 a 45°C |
| Temperatura operação na descarga | -20 a 55°C |
| Dimensões (mm) | 36 x 230 x 218 |
| Peso (tolerância +/- 50g) | 3,35 kg |

Na Figura 5.2 é apresentada uma das baterias que constituem o pack de 34 baterias que são utilizadas no protótipo laboratorial.



Figura 5.2 – Exemplar de uma das baterias LiFePO4 presente no pack de 34 baterias.

5.3 Circuito de Potência

Nesta parte do capítulo, vai ser apresentado o circuito de potência presente no protótipo laboratorial. Este circuito de potência é constituído pelos conversores de eletrónica de potência, condensadores do barramento CC e bobinas de acoplamento. Na Figura 5.3 é apresentado um desenho em 2D do circuito de potência presente no protótipo laboratorial.

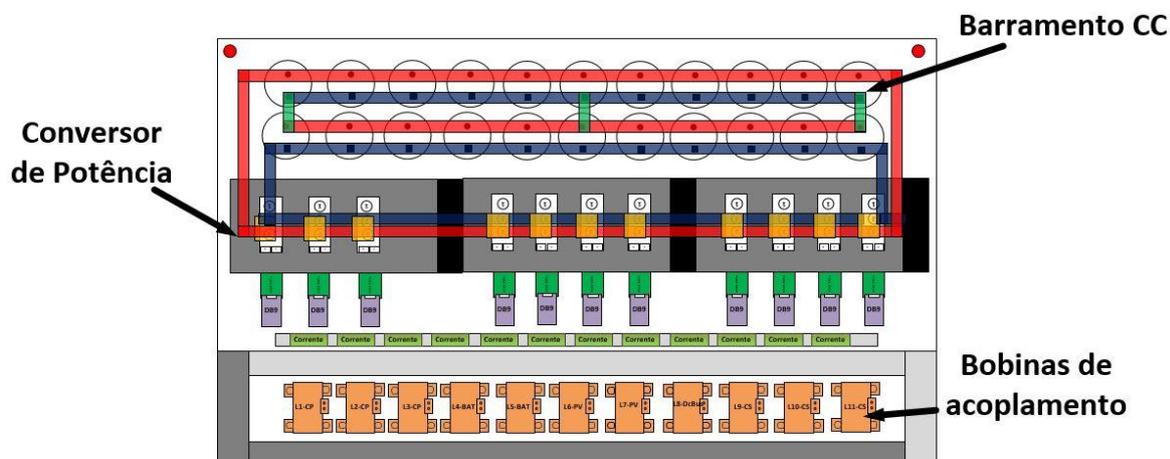


Figura 5.3 – Desenho em 2D do circuito de potência do protótipo laboratorial.

Na Figura 5.4 é ainda apresentado um desenho em 2D, mais detalhado, do conversor de eletrónica de potência presente no protótipo laboratorial, podendo observar-se os componentes que fazem parte do conversor de potência, como o módulo de IGBT, dissipador, condensador de *snubber*, bem como as ligações do conversor ao barramento CC.

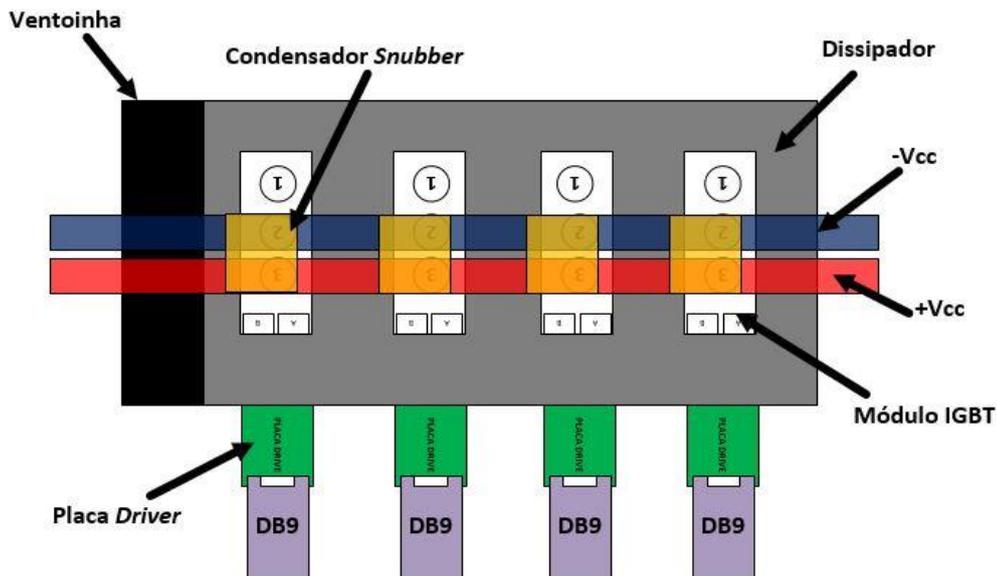


Figura 5.4 – Desenho em 2D do conversor de potência do protótipo laboratorial.

Ao longo desta parte do capítulo vão ser apresentados todos os elementos presente no circuito de potência presente no protótipo laboratorial, bem como as caraterísticas principais de cada um.

5.3.1 Módulo de IGBT

No protótipo laboratorial foram utilizados os módulos dos semicondutores da *Semikron* com a referência *SMK100GB12T4*. Cada módulo é constituído por 2 dispositivos IGBT, cada um com o respetivo diodo em antiparalelo. Estes módulos são compostos por 2 IGBT capazes de suportar tensões até 1200 V e correntes de coletor até 160 A [92]. Além destas características, são adequados para conversores até uma frequência de comutação de 20 kHz [92]. Apesar de apresentarem uma baixa frequência de comutação, têm a grande vantagem de suportar tensões e correntes elevadas, sendo mais vantajoso numa aplicação de microrrede. Visto que a tensão utilizada no barramento CC deve ser de 800 V, estes módulos apresentam ainda uma margem de tensão para que não sejam danificados caso haja um aumento de tensão momentâneo no barramento CC, acabando por ser uma solução adequada e segura. Na Figura 5.5 (a) é apresentado o modelo físico (encapsulamento) do módulo de IGBT utilizado e em (b) é apresentado o seu esquema elétrico interno.

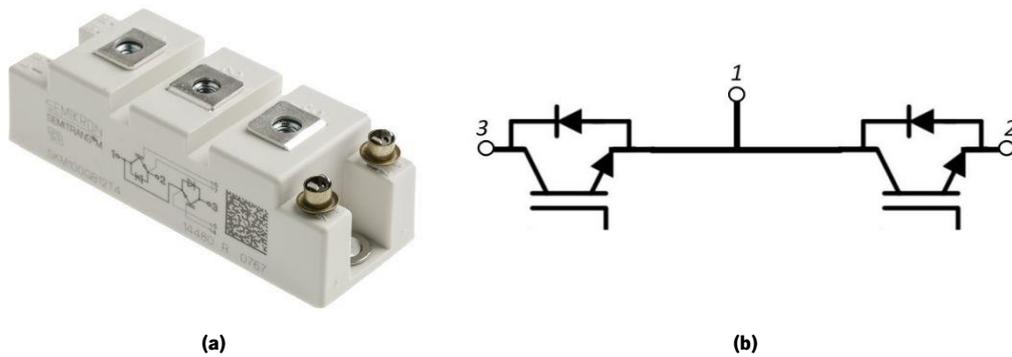


Figura 5.5 – Módulo de IGBT SMK100GB12T4: (a) Módulo; (b) Esquema elétrico.

No protótipo são utilizados 6 módulos de IGBT para a topologia, sendo 3 deles para o conversor CC-CA do condicionador ativo paralelo, 2 deles para o conversor CC-CC que realiza a interface com as baterias e 1 módulo para realizar o equilíbrio do barramento CC. Para o resto do iUPQC são ainda utilizados mais 5 módulos, 3 deles pertencentes ao conversor de eletrónica de potência CC-CA do condicionador ativo série e mais 2 módulos para o conversor CC-CC, que realiza a interface com os painéis solares fotovoltaicos.

5.3.2 Dissipador associado aos IGBT

De forma a manter a temperatura dos semicondutores de potência dentro dos valores recomendados pelo seu fabricante, é necessária a utilização de um dissipador associado aos IGBT, de forma a salvaguardar o bom funcionamento de todo o sistema. Os dissipadores utilizados são os P3-300 fabricados pela *Semikron* [93]. Na Figura 5.6 é apresentado um exemplar do dissipador utilizado no protótipo laboratorial.



Figura 5.6 – Dissipador P3-300 *Semikron*.

No total são utilizados 3 dissipadores no protótipo laboratorial. Um para os módulos do conversor CC-CA do condicionador ativo paralelo, outro partilhado pelos módulos pertencentes aos conversores CC-CC

que realizam interface com as baterias e os painéis solares fotovoltaicos e, por último, outro dissipador para os módulos do conversor CC-CA do condicionador ativo série.

5.3.3 Condensador de *Snubber*

A *Semikron*, com o intuito de salvaguardar os seus semicondutores, recomenda que sejam utilizados condensadores de *snubber* diretamente conectados sobre os terminais dos módulos de IGBT em que se encontram conectados ao barramento CC, de forma a prevenir possíveis picos de tensão aos terminais dos IGBT. Este condensador de *snubber* funciona com um filtro passa baixo e tem como principal função evitar a degradação do módulo [94]. O modelo dos condensadores de *snubber* presente no protótipo laboratorial é o *B23656S*, sendo o seu fabricante a *Epcos*. Este condensador é do tipo filme de polipropileno e apresenta uma capacidade de 0,1 μF , suportando tensões até 1600 V. Apresenta ainda uma resposta rápida a variações de tensão [94]. Na Figura 5.7 é apresentado um exemplar do condensador de *snubber* utilizado.



Figura 5.7 – Condensador de *snubber* *B23656S* *Epcos*.

5.3.4 Barramento CC

Conforme referido anteriormente, a tensão do barramento CC foi definida para 800 V. Os condensadores utilizados no barramento CC do protótipo laboratorial são condensadores eletrolíticos de alumínio modelo *B43723* do fabricante *Epcos* [95]. Estes condensadores eletrolíticos apresentam uma capacidade de 8200 μF , suportando uma tensão até 450 V com uma tolerância de 20%. Como o barramento é dividido por um ponto médio para estabelecer a ligação ao neutro, este é constituído por dois paralelos de 11 condensadores em cada metade do barramento CC, perfazendo um total de 22 condensadores utilizados no barramento CC. Estes 22 condensadores presentes no barramento perfazem uma capacitância total de 45,1 mF. Na Figura 5.8 é apresentado o esquema de ligação referente à configuração dos condensadores no barramento CC.

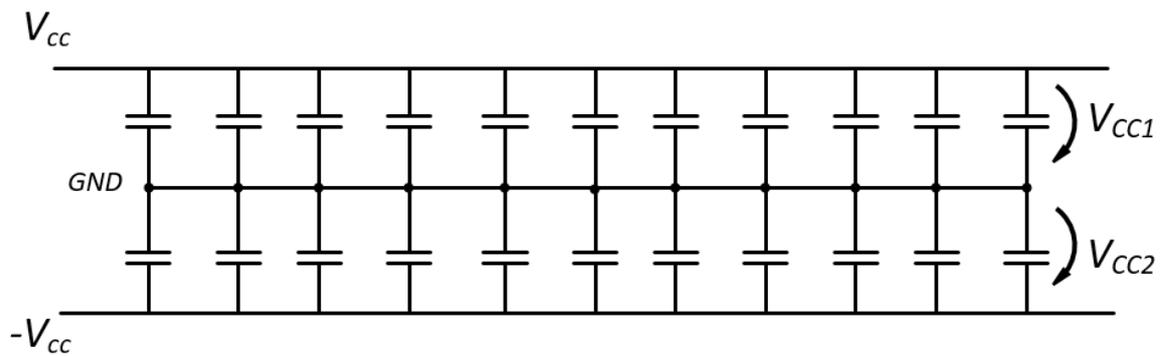


Figura 5.8 - Esquema de ligação referente à configuração dos condensadores no barramento CC

5.3.5 Bobinas dos Conversores CC-CC e CC-CA

São utilizadas bobinas para fazer o acoplamento aos diversos conversores de potências presentes no protótipo laboratorial. As bobinas utilizadas são do tipo acoplado, com um valor de indutância de 3 mH. Estas bobinas apresentam núcleo de ferro. Com o intuito de avaliar a evolução do valor de indutância perante diferentes frequências, submeteu-se a bobina a um ensaio numa ponte RLC *Hioki 3532-50LCR Hitester*. Foi efetuada a medição da indutância com dois enrolamentos e os resultados obtidos são apresentados na tabela.

Tabela 5.2 – Valores de indutâncias das bobinas para diferentes frequências.

| Frequência | Valor de indutância |
|------------|---------------------|
| 10 kHz | 2,90 mH |
| 20 kHz | 2,28 mH |
| 40 kHz | 1,72 mH |

Observando os resultados obtidos, verifica-se que o valor de indutância da bobina varia com a frequência a que é submetida. Visto que, na aplicação, os semicondutores vão comutar a 20 kHz, o valor de indutância que a bobina irá apresentar é de 2,28 mH. Na Figura 5.9 é apresentado um exemplar de uma bobina de acoplamento dos conversores de potência.

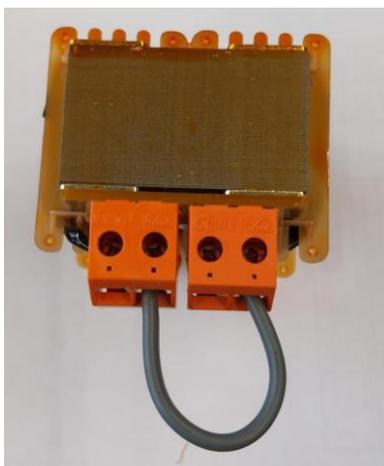


Figura 5.9 – Bobina de núcleo partilhado.

5.3.6 Resistências de Pré-carga

O protótipo laboratorial contém várias resistências de pré-carga. Utiliza 2 resistências de forma que seja possível efetuar a pré-carga do barramento CC pelas baterias. Tem ainda 3 resistências de pré-carga de forma que seja possível efetuar a pré-carga utilizando o condicionador ativo série. Isto permite que, numa fase de testes, exista a possibilidade de utilizar diferentes formas de pré-carga do barramento CC, independentemente da topologia que esteja a ser utilizada no protótipo laboratorial. Estas resistências têm a função de limitar o pico das correntes, garantindo uma pré-carga suave do barramento CC, sem o acionamento das proteções. Na Figura 5.10 são apresentadas as resistências de pré-carga presentes no protótipo laboratorial.



Figura 5.10 – Resistências de pré-carga.

5.4 Circuito de Comando

O circuito de comando permite que seja feita a ligação dos conversores de eletrónica de potência presentes no protótipo laboratorial, quer individualmente quer em grupo. Também permite que os conversores sejam desligados do protótipo. Esta funcionalidade permite que seja desenvolvido trabalho em partes específicas do protótipo laboratorial em segurança, não sendo necessário utilizar todos os componentes presentes no protótipo laboratorial. Estas ações são efetuadas recorrendo a uma interface

com botoneiras ligadas aos contactores que permitem ligar/desligar várias partes do sistema. Na Figura 5.11 é apresentada a caixa que realiza a interface entre o circuito de comando e o utilizador.

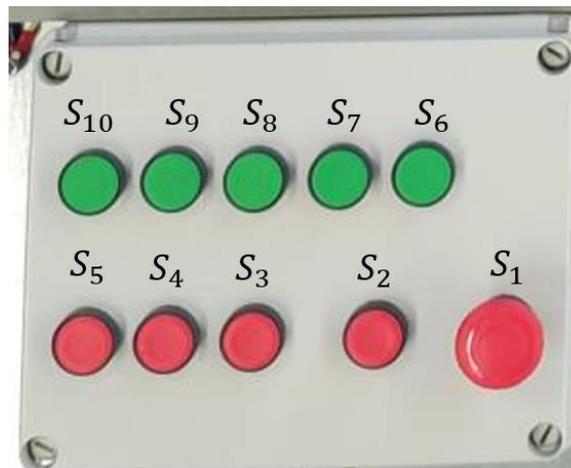


Figura 5.11 – Interface entre o circuito de comando e o utilizador

Na Figura 5.12 é apresentado o esquema elétrico do circuito de comando presente no protótipo laboratorial.

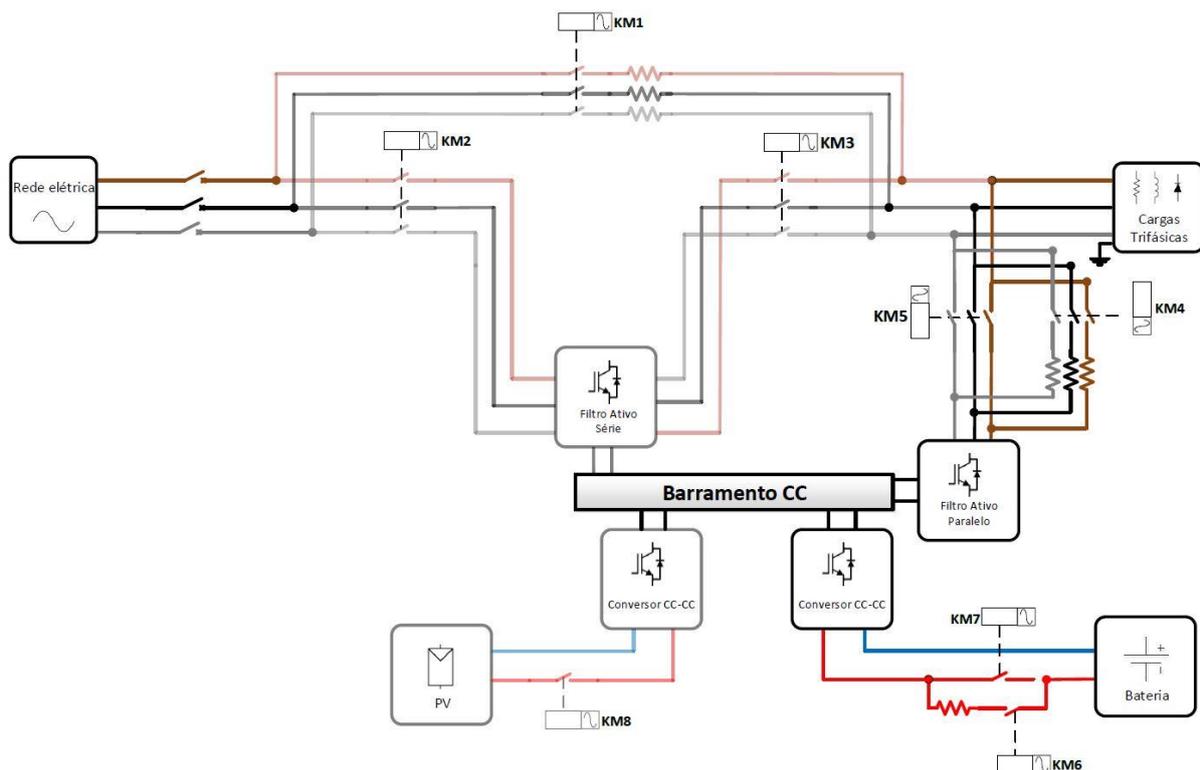


Figura 5.12 – Esquema de comando dos conversores do sistema.

Analisando a Figura 5.12, é possível observar que são utilizados 8 contactores, sendo ativados pelas respetivas botoneiras. O contactor KM1 é responsável por um *bypass* entre a rede elétrica e as cargas do sistema. Este contactor é ligado quando a botoneira S8 é pressionada. O condicionador ativo série é conectado pressionando a botoneira S7, que faz o atracamento dos contactores KM2 e KM3. Quando

KM2 e KM3 estão ativados, KM1 está obrigatoriamente desligado, através de um encravamento elétrico entre os contactores.

As baterias são ligadas ao sistema utilizando a botoneira S9, que faz atracar o contactor KM6, que permite que seja feita a pré-carga do barramento CC através das baterias, utilizando resistências de pré-carga. Ao fim de 5 s é feito o *bypass* dessas resistências, utilizando o contactor KM7. A ligação dos painéis solares fotovoltaicos é feita pela botoneira S10, que atraca o contactor KM8.

O condicionador ativo paralelo é acionado utilizando a botoneira S8, que faz atracar o contactor KM4, fazendo a pré-carga. Após 3 segundo, é acionado KM5, ligando diretamente o condicionador ativo paralelo.

De forma a desligar todos os contactores do sistema, basta pressionar a botoneira de emergência S1. Para desligar individualmente os painéis fotovoltaicos é utilizada a botoneira S5, que desliga o contactor KM8. Para desligar as baterias é utilizada a botoneira S4. As botoneiras S2 e S3 servem para desligar o condicionador ativo série e o condicionador ativo paralelo, respetivamente.

5.5 Sistema de Controlo

O sistema de controlo tem um papel fundamental no funcionamento dos conversores de eletrónica de potência, visto que é responsável por controlar e monitorizar as variáveis presentes no sistema, tais como tensões e correntes. Com essas variáveis, são implementados os algoritmos de controlo de forma que o sistema funcione de maneira adequada. Neste item, são abordados todos os elementos presentes no sistema de controlo do protótipo laboratorial, tais como os sensores de corrente e tensão, placa de comando, placa de condicionamento de sinal e deteção de erros, placa de DAC, placas de *drivers* e DSC. Estes elementos presentes no sistema de controlo já estavam disponíveis no protótipo laboratorial, contendo já o dimensionamento e soldadura de cada elemento. Posto isto, foi realizado um estudo de cada elemento presente no sistema de controlo de forma a entender o seu funcionamento e a sua função no protótipo laboratorial. Na Figura 5.13 é apresentado um diagrama de blocos relativo aos elementos constituintes do sistema de controlo, realçando a forma como se processam os dados entre os diferentes elementos.

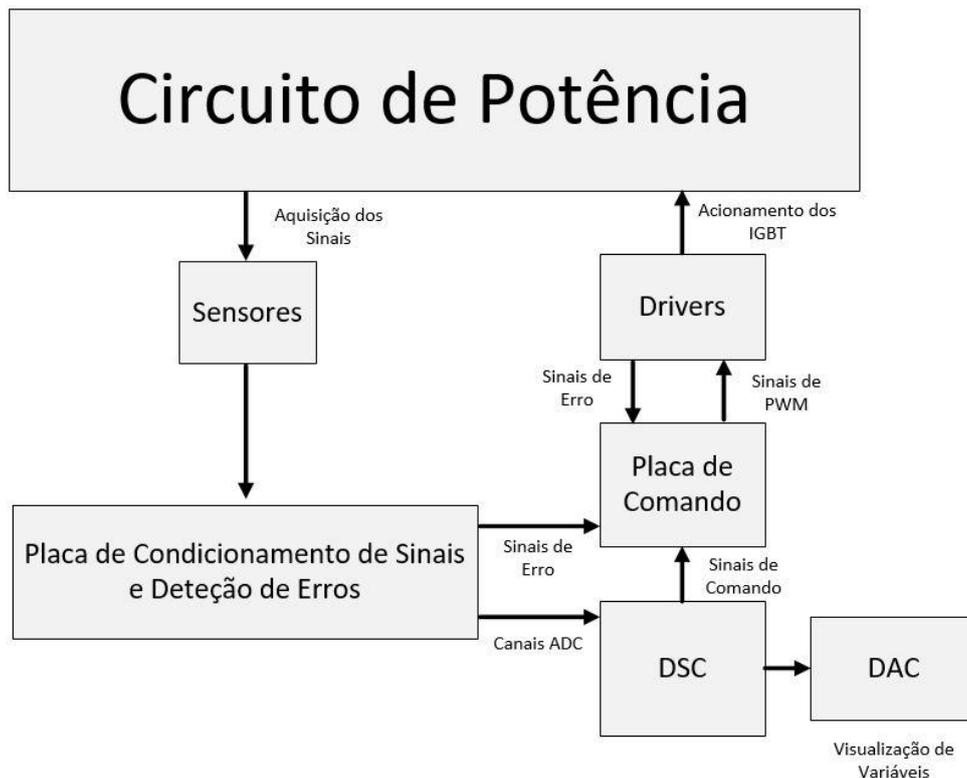


Figura 5.13 – Diagrama de blocos dos elementos constituintes do sistema de controlo.

5.5.1 Sensor de Tensão

O sistema de controlo necessita de monitorizar certos valores de tensão presentes no sistema, tais como tensão das cargas, tensão das baterias, tensão no barramento CC e tensão na rede elétrica. De forma a que o sistema de controlo tenha acesso a estas variáveis do sistema, é necessário utilizar sensores de tensão para adquirir estes sinais de tensão e convertê-los em níveis de tensão adequados, que serão lidos pelo ADC do sistema de controlo. Os sensores de tensão presentes no protótipo laboratorial são sensores de efeito de Hall, modelo *CHYHVS5-25A*, fabricados pela *ChenYang technologies*. Estes sensores permitem a medição de tensões contínuas e alternadas com capacidade de efetuar medições até tensões de 2000 V [96]. Apresentam ainda isolamento galvânico, boa linearidade e precisão. O comportamento deste sensor é semelhante ao comportamento de um transformador. Posto isto, apresentam uma corrente nominal no primário de 5 mA e uma relação de 5000:1000. Isto é, a corrente no secundário é 5 vezes superior à corrente presente no primário [96]. Para dimensionar a gama de medição do sensor de tensão, é necessário inserir uma resistência em série R_i com o enrolamento primário [96]. A Figura 5.14 é apresentado o esquema elétrico do sensor de tensão.

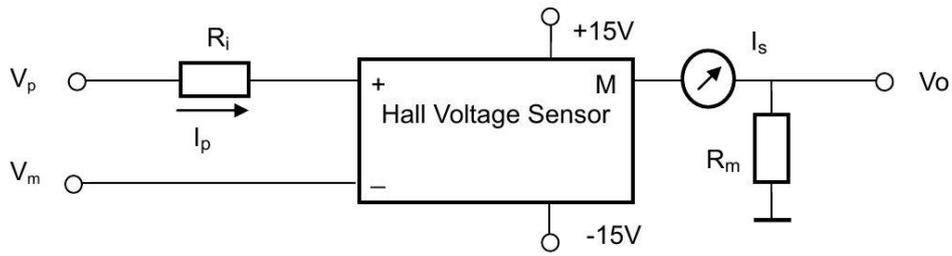


Figura 5.14 – Esquema elétrico do sensor de tensão *CHYHVS5-25A* da *ChenYang technologies* [96].

Para o dimensionamento de R_i , é utilizada a equação 5.1, considerando o valor máximo de tensão de entrada e o valor nominal de corrente no lado do primário de 5 mA.

$$R_i = \frac{V_{max}}{5 \text{ mA}} \quad (5.1)$$

Tal como a entrada do sensor é em corrente, a saída tem o mesmo funcionamento. Posto isto, é utilizada uma resistência na saída de forma a obter-se uma saída em tensão. Esta resistência de medida deve assumir valores entre 100 Ω e 350 Ω . Estes valores são fornecidos pelo fabricante no *datasheet* [96]. Esta resistência de medida está incluída na placa de condicionamento de sinal, de forma a evitar interferências externas. Para o cálculo desta resistência é utilizada a equação 5.2.

$$R_m = \frac{V_{saída}}{25 \text{ mA}} \quad (5.2)$$

No protótipo laboratorial são utilizados 3 sensores de tensão para a medição das tensões aos terminais das cargas, 3 sensores para a medição das tensões da rede elétrica, 2 para medir a tensão em cada metade do barramento CC e 1 para medir a tensão aos terminais da bateria. Contém ainda outro sensor para a tensão nos painéis solares, mas não será abordado, visto não ser desenvolvido nenhum trabalho utilizando esse sensor. Na tabela 5.3 estão representados os valores de tensão máxima considerados para o dimensionamento das resistências dos sensores de tensão, bem como os valores de resistência dimensionados. De referir novamente que estes dimensionamentos foram feitos durante a construção do protótipo laboratorial.

Tabela 5.3 – Valores das resistências utilizadas nos sensores de tensão.

| Ponto de Medição | Valor Máximo | R_i | Valor Dimensionado |
|-------------------------------|---------------------|-------------------------------|---------------------------|
| Baterias | 120 V | 30 k Ω | 150 V |
| Barramento CC | 400 V + 400 V | 94 k Ω + 94 k Ω | 470 V + 470 V |
| Rede Elétrica (Valor de pico) | 325 V | 57 k Ω | 400 V |
| Cargas (Valor de pico) | 325 V | 57 k Ω | 400 V |

A placa do sensor de tensão encontra-se na Figura 5.15, que contém o sensor de tensão, a resistência do lado primário e os condensadores de desacoplamento que permitem filtrar possíveis ruídos que surjam na alimentação do sensor. Analisando a figura, verifica-se que a resistência do lado primário se encontra dividida em duas resistências associadas em série de forma que a potência dissipada em cada uma seja menor.

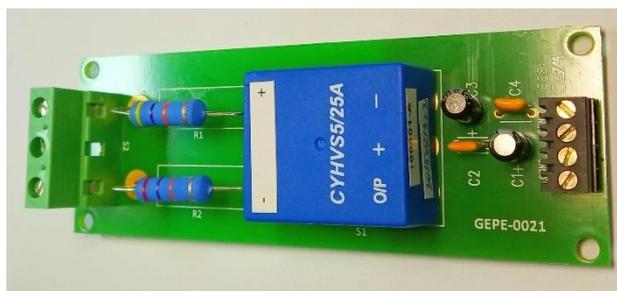


Figura 5.15 – Placa do circuito do sensor de tensão.

5.5.2 Sensor de Corrente

Tal como o sistema necessita monitorizar certos valores de tensão, também necessita de monitorizar certos valores de corrente presentes no sistema. Desta forma, são utilizados sensores de corrente de efeito de Hall, modelo *LA 100-P*, fabricados pela *LEM*, no protótipo laboratorial [97]. À semelhança dos sensores de tensão, os sensores de corrente também apresentam boa linearidade, precisão e ainda

isolamento galvânico. Estes sensores permitem a medição de corrente alternada e contínua, apresentando uma gama de medição entre 0 a 100 A (valor eficaz). A corrente nominal de saída do sensor é de 50 mA, o que perfaz uma relação de transformação de 1:2000. Uma vez que as correntes medidas pelo sensor são inferiores ao seu valor máximo medido (100 A), de forma a aumentar a sensibilidade do sensor, são inseridas espiras pela janela do sensor [97]. O número de espiras N pode ser calculado pela equação 5.3, que estabelece uma relação entre a corrente do primário I_p e a corrente do lado secundário I_s .

$$I_s = \frac{I_p}{2000} N \quad (5.3)$$

Na Figura 5.16 é apresentado o esquema elétrico do sensor de corrente.

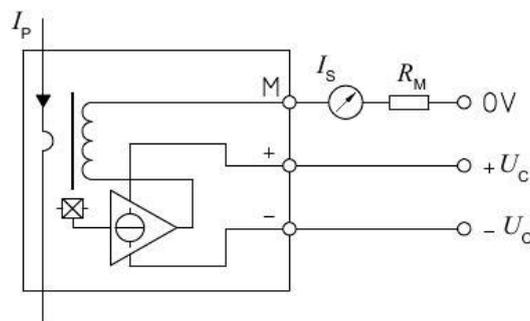


Figura 5.16 – Esquema elétrico do sensor de corrente *LA 100-P* da LEM [97].

Analisando o esquema elétrico, verifica-se ainda que, no sensor de corrente, existe uma resistência de medida, que, neste caso, está inserida na placa de condicionamento de sinal. No protótipo laboratorial são utilizados 3 sensores para medir as correntes nas cargas, 2 sensores para medir as correntes nas baterias e ainda 1 sensor de corrente utilizado no braço, que faz o equilíbrio do barramento CC. Na Figura 5.17 é apresentada a placa do sensor de corrente.

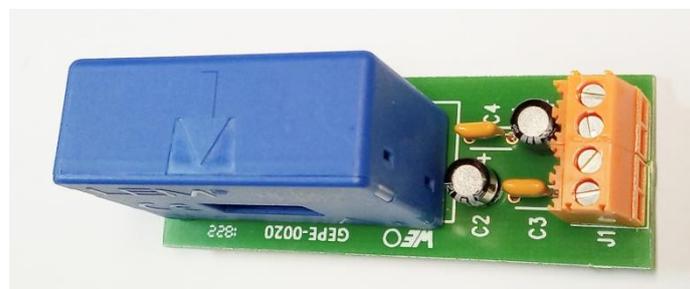


Figura 5.17 - Placa do circuito do sensor de corrente.

5.5.3 Placa de Condicionamento de Sinal e Detecção de Erros

A placa de condicionamento de sinal desempenha um papel fundamental no sistema de controlo, uma vez que consegue adquirir os sinais bipolares (± 10 V) lidos pelos sensores que não podiam ser adquiridos pelos ADC internos do DSC, que apresentam uma gama de leitura de 0 V até 3 V. Para além disso, é importante que o funcionamento do conversor seja interrompido no caso de algum problema e, por isso, esta placa contém ainda um conjunto de comparadores em janela, para deteção de erros, com atuação direta nos circuitos de *drivers* dos IGBT.

A placa de condicionamento de sinal utilizada possui dois ADC *MAX1324* [98], cada um com oito entradas bipolares e com resolução de 14 bits. Estes ADC externos efetuam a conversão de sinais bipolares entre ± 10 V. Em conjunto, os dois ADC disponibilizam 16 canais de entrada para o sistema de controlo.

Os sensores do sistema de controlo utilizados no protótipo laboratorial fornecem saídas em corrente. Posto isto, é necessário que a placa de condicionamento de sinal seja capaz de efetuar a conversão para sinais de tensão de forma que os ADC externos consigam efetuar a conversão do sinal analógico para digital. Os sinais gerados pelos sensores são aplicados a um circuito amplificador inversor, utilizando o circuito integrado *LM358* [99], com ganho 3, de forma a aumentar a amplitude do sinal de entrada do ADC. Por fim, os sinais de entrada do ADC são ainda previamente filtrados utilizando um filtro passa-baixo de forma a reduzir os ruídos presentes no sinal. Na Figura 5.18 é apresentado o circuito elétrico presente na placa de condicionamento de sinal responsável por este procedimento apresentado.

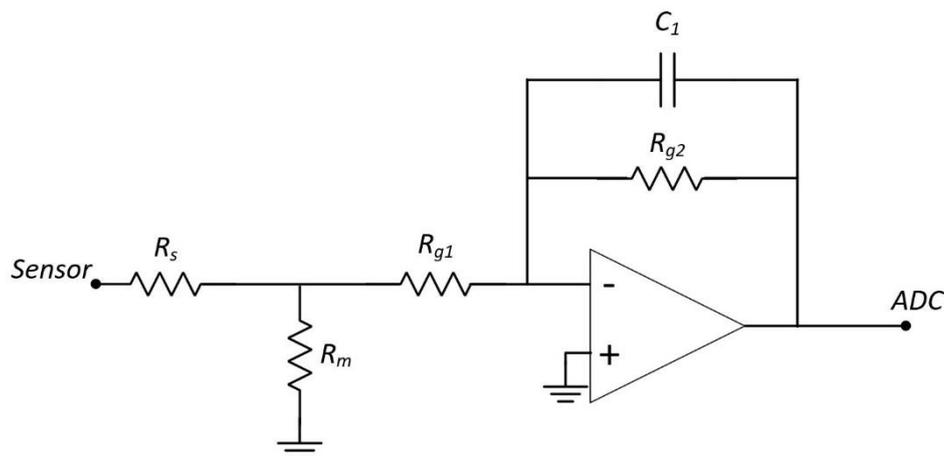


Figura 5.18 – Esquema elétrico do circuito amplificador inversor.

Tal como dito anteriormente, esta placa ainda apresenta a funcionalidade de deteção de erros para assegurar que o sistema opera dentro de valores nominais definidos. Para isso, é utilizada uma montagem com um comparador *LM339* [100], de modo a comparar os valores medidos pelo sensor

com limites definidos no dimensionamento do circuito. Caso os valores medidos pelo sensor sejam superiores ou inferiores aos limites definidos, é enviado um sinal de erro à placa de comando, de forma a desabilitar a comutação dos IGBT. Neste caso, o circuito de detecção de erros foi previamente dimensionado de forma a atuar caso o valor de entrada seja superior a 9,3 V ou caso o valor seja inferior a -9,3 V, sendo que a gama de operação do ADC externo é de ± 10 V. Na Figura 5.19 é apresentado o esquema elétrico do circuito de detecção de erros.

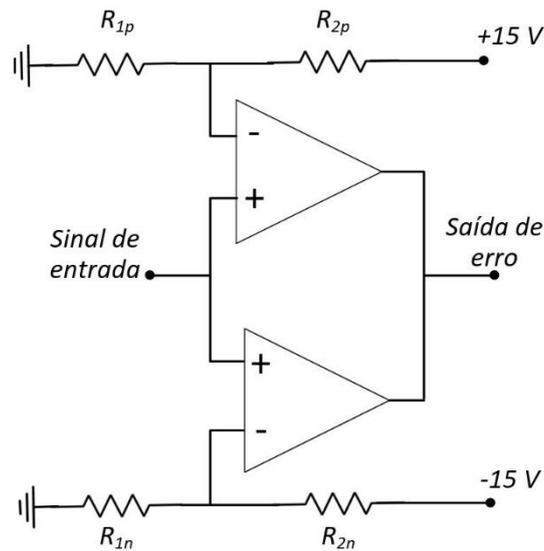


Figura 5.19 – Esquema elétrico do circuito de detecção de erros.

Os limites de operação definidos para o circuito de detecção de erros podem ser calculados utilizando a equação 5.4 para o limite máximo positivo e a equação 5.5 para o limite máximo negativo.

$$V_{Max_pos} = \frac{R_{1p}}{R_{1p} + R_{2p}} * 15 \quad (5.4)$$

$$V_{Max_neg} = \frac{R_{1n}}{R_{1n} + R_{2n}} * (-15) \quad (5.5)$$

A placa de condicionamento de sinal e detecção de erros contém 16 canais de entrada nos ADC externos, mas são utilizadas apenas 15 dessas entradas. Desses 15 canais, 3 deles correspondem às saídas dos sensores de tensão das cargas, 3 dos sensores de corrente das cargas, 3 dos sensores de tensão da rede elétrica, 2 sensores de tensão do barramento CC, 1 sensor de corrente do barramento CC, 1 sensor de tensão das baterias e 2 sensores de corrente das baterias. Assim, no total, são 15 saídas de sensores que vão funcionar como entradas da placa de condicionamento de sinal e detecção de erros. Na Figura 5.20 é apresentada uma imagem da placa de condicionamento de sinal e detecção de erros dimensionada e montada no protótipo laboratorial.

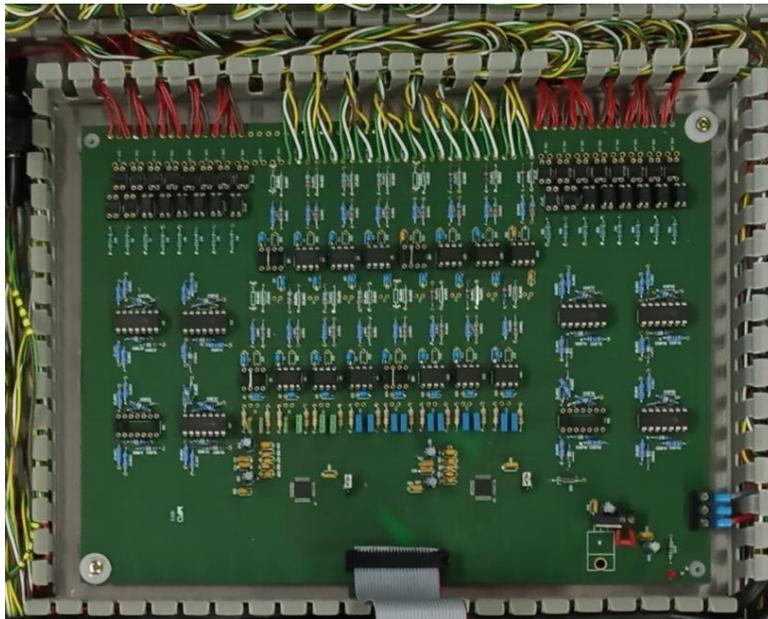


Figura 5.20 - Placa de condicionamento de sinal e deteção de erros.

5.5.4 Placa de Comando

A placa de comando é responsável pela interface entre o DSC e as placas de *drive* dos IGBT. Esta placa faz a adaptação dos sinais de PWM fornecidos pelo DSC em lógica TTL de 3,3 V para a lógica CMOS de 15 V. Estes sinais de PWM são enviados pelo DSC através de fichas *header* para a placa de comando e enviados para a placa de drives utilizando fichas DB9, sendo que, cada saída, corresponde a um braço do conversor. A placa de comando integra ainda um circuito de *enable* dos sinais de PWM e um circuito de memorização de erros. No caso da deteção de erros, a comutação dos IGBT é imediatamente interrompida, através da utilização do *LM339*. A utilização do *LM339* permite que haja um circuito de memorização de erros até que seja feito um *reset* manualmente. Sempre que a placa de comando é ligada, todos os erros são inicializados de modo a evitar comutações indesejadas dos IGBT. Os LED presentes na placa de comando são ativados de modo a avisar o utilizador dos erros ativos e o utilizador necessita de os desligar manualmente premindo o botão de *reset*. Na Figura 5.21 é apresentada a placa de comando presente no sistema de controlo do protótipo laboratorial utilizado.



Figura 5.21 – Placa de comando.

5.5.5 Placa de *Driver* dos IGBT

A placa de *driver* é responsável por efetuar a interface entre os sinais PWM provenientes da placa de comando e os IGBT, garantido que existe o isolamento galvânico entre o sistema de controlo e o sistema de potência. Os drivers utilizados no protótipo laboratorial são os *SKHI23*, fabricados pela Semikron [101]. Estes drivers garantem um *deadtime* nos sinais de PWM aplicados ao IGBT de $1,8 \mu\text{s}$. Estas placas de *driver* têm ainda a capacidade de deteção de erros caso a tensão V_{CE} apresente um valor elevado durante a condução dos IGBT. Além disto, apresenta um erro caso a alimentação da placa seja inferior a 12,5 V. No protótipo laboratorial são utilizadas seis placas de drivers. Na Figura 5.22 é apresentada uma das placas de driver utilizada no protótipo laboratorial.

Figura 5.22 – Placa de *driver* dos IGBT.

5.5.6 Placa de Proteção dos IGBT

Todos os módulos de IGBT presentes no protótipo laboratorial apresentam um circuito de proteção de *gate*. Caso aconteça algum erro, este sistema protege os IGBT. A placa de proteção é constituída por dois canais PWM, que são aplicados a cada módulo de IGBT. A proteção dos IGBT é feita utilizando duas resistências e dois díodos de *zener* de 16 V numa configuração em ânodo comum, para evitar sinais prejudiciais na operação normal do IGBT. Na Figura 5.23 é apresentada uma das placas de proteção de gate dos IGBT presente no protótipo laboratorial.



Figura 5.23 – Placa de proteção dos IGBT.

5.5.7 Placa de DAC

A placa de DAC é um elemento bastante importante no sistema de controlo, pois permite a visualização de variáveis internas do DSC, permitindo averiguar o comportamento dessas mesmas variáveis ao longo do tempo durante o desenvolvimento do trabalho. A placa de DAC presente no protótipo laboratorial permite a visualização em simultâneo de 8 variáveis internas do DSC. Esta placa foi desenvolvida no GEPE e utiliza o *DAC TLV5610* da *Texas Instruments*, que apresenta uma resolução de 12 bits e utiliza SPI como protocolo de comunicação [102]. Esta placa de DAC contém ainda um circuito de condicionamento de sinal, de forma a garantir tensões entre ± 5 V na sua saída. Este circuito de condicionamento contém dois amplificadores operacionais rail-to-rail do modelo *TLC227X* fabricados pela *Texas Instruments* [103]. A conexão entre a placa de DAC e o DSC é feita através de uma ficha DB9, de forma a estabelecer a comunicação por SPI. Nas suas saídas são utilizadas fichas BNC, de forma que possam ser ligadas diretamente a um osciloscópio para ser possível efetuar a visualização das variáveis. Na Figura 5.24 é apresentada a placa de DAC presente no protótipo laboratorial.

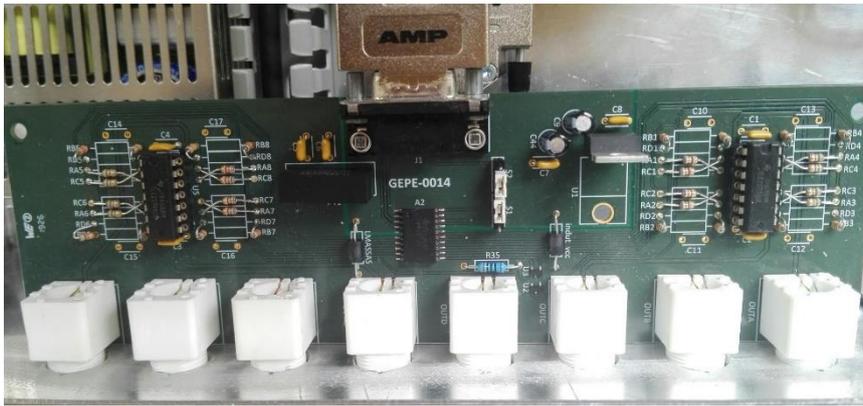


Figura 5.24 – Placa de DAC.

5.5.8 DSC

De forma a implementar os controlos digitais para os conversores de eletrónica de potência, é utilizado o microcontrolador *TMS320F28335*, fabricado pela *Texas Instruments* [104]. Este microcontrolador permite várias funcionalidades, como grande versatilidade de configurações PWM e respetivos complementares, bem como a possibilidade de introduzir *deadtime* entre os sinais de PWM aplicados aos IGBT do mesmo braço do conversor. De forma a integrar o microcontrolador no sistema de controlo, é utilizada uma placa adaptadora, para que seja possível a ligação entre o DSC e outros elementos do sistema de controlo, como o ADC externo presente na placa de condicionamento de sinal e deteção de erros. Das características deste DSC destacam-se:

- CPU de 32-bits com uma frequência de *clock* de 150 MHz (um ciclo com 6,67 ns);
- SRAM 16-bits com 256 kB;
- 18 Saídas de PWM;
- 3 Timers de 32-bits;
- Capacidade para 8 interrupções externas que podem ser associadas a GPIO;
- 88 Pinos de uso geral;
- 1 Módulo SPI;
- 16 Canais de ADC de 12-bits.

Na Figura 5.25 é apresentado o DSC utilizado no protótipo laboratorial, bem como a sua placa de suporte.

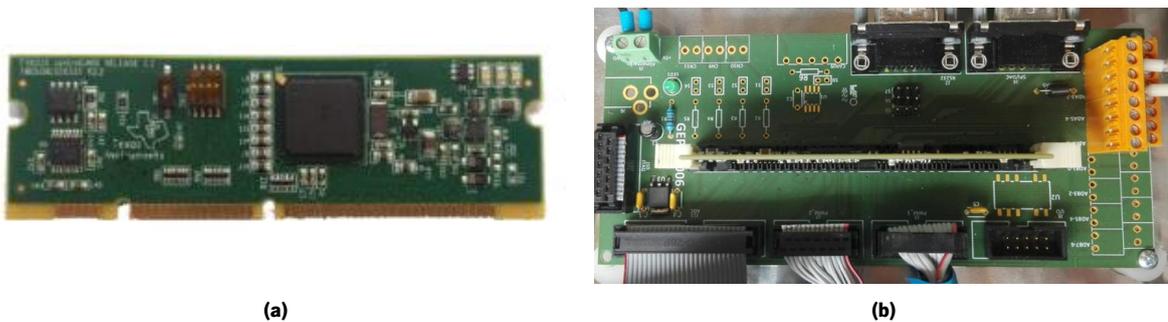


Figura 5.25 – Controlador utilizado: (a) DSC *TMS320F28335*; (b) Placa de suporte.

Para a programação do DSC foi utilizado o IDE *Code Composer studio* desenvolvido pela *Texas Instruments*. Este IDE permite a programação do microcontrolador, utilizando a linguagem C e permite fazer *debug* em tempo real, o que facilita o desenvolvimento do controlo aplicado aos conversores de eletrónica de potência. Para além disso, é possível determinar o tempo que demora a executar determinada tarefa e ainda ter acesso a várias bibliotecas fundamentais na programação do DSC.

5.5.9 Fonte de Alimentação

A fonte de alimentação é responsável por alimentar todos os elementos que integram o sistema de controlo. A fonte utilizada no protótipo laboratorial é do modelo *TXL035-1515D Series*, fabricada pela Traco Power [105]. Esta fonte é alimentada pela tensão simples da rede elétrica (230 V) e permite 2 saídas isoladas de alimentação, uma de 15 V e outra de -15 V. A potência máxima da fonte de alimentação é de 36 W. Na Figura 5.26 é apresentada uma imagem da fonte de alimentação utilizada no protótipo laboratorial.



Figura 5.26 – Fonte de Alimentação TXL035-1515D Series.

5.6 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados, de forma detalhada, todos os elementos constituintes do protótipo laboratorial utilizado para o desenvolvimento desta dissertação. Numa primeira fase, foram apresentados os elementos constituintes do sistema de potência, em que são descritos os elementos presentes na parte do conversor, como módulo de IGBT, condensador de *snubber*, dissipador, bem como as ligações

entre estes elementos. Foi também apresentado o esquema elétrico da disposição do barramento CC, bem como os condensadores que o constituem. No fim deste subcapítulo, são ainda apresentadas as bobinas utilizadas nos conversores de potência e as resistências de pré-carga presentes no protótipo laboratorial.

No que concerne ao sistema de controlo, também foi realizada uma apresentação detalhada sobre todos os elementos que constituem este sistema, desde o tipo de sensores de tensão e corrente utilizados e os respetivos dimensionamentos efetuados para as resistências de medida, até todas as placas de circuito impresso presentes neste sistema, como placa de condicionamento de sinal e deteção de erros, placa de comando, placa de *driver* e placa de proteção dos IGBT, placa de DAC e DSC utilizado com a respetiva placa de suporte. É ainda apresentado como o utilizador consegue interagir de forma segura com o protótipo laboratorial, utilizando uma caixa que realiza a interface com o circuito de comando responsável por ligar e desligar certas partes do sistema de potência.

Capítulo 6

Resultados Experimentais

6.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos com o protótipo laboratorial utilizado. Os resultados são apresentados de forma parcial, validando os diferentes conversores que integram a topologia apresentada. Este capítulo tem a finalidade de implementar o trabalho previamente apresentado, bem como validar a topologia apresentada.

Inicialmente são apresentados os resultados experimentais referentes ao algoritmo de sincronização com a rede elétrica (PLL). A implementação deste algoritmo permite que o sistema de controlo obtenha sinais de referência sincronizados com a rede elétrica para serem utilizados na implementação dos algoritmos de controlo do condicionador ativo paralelo.

Posteriormente, são apresentados os resultados experimentais relativos à validação do conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional. Numa primeira fase, os resultados experimentais foram obtidos com uma fonte de tensão CC, de forma a simular o comportamento das baterias, para validar o algoritmo de controlo de corrente, utilizando o algoritmo de controlo PI. Nesta fase, são também retirados resultados com a topologia convencional e com a topologia *interleaved*, de maneira a ser possível efetuar uma comparação entre as duas. De seguida, são apresentados os resultados da regulação do barramento CC utilizando o conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional na topologia *interleaved*, já utilizando as baterias invés da fonte de tensão CC. Nesta etapa da regulação do barramento CC, é analisado o comportamento do barramento CC em regime permanente, bem como na fase inicial, em que ocorre a pré-carga do mesmo. Além da regulação da tensão do barramento CC, é também feito o equilíbrio da tensão de forma que se distribua igualmente pelas duas partes que constituem o barramento CC.

Feita a validação do conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional na topologia *interleaved*, é feita a validação do condicionador ativo paralelo, apresentando os resultados obtidos com os diferentes algoritmos de controlo de tensão previamente apresentados. Os resultados experimentais obtidos são com o condicionador ativo paralelo a alimentar cargas lineares e cargas não lineares, de forma a verificar o comportamento dos algoritmos de controlo de tensão em diferentes casos.

Por fim, são apresentados os resultados da topologia apresentada, que resulta na combinação dos dois conversores validados anteriormente, funcionando num modo isolado da rede elétrica, em que as cargas presentes no sistema são alimentadas pela energia proveniente das baterias.

Na Figura 6.1 é apresentado o protótipo laboratorial presente no laboratório GEPE, na qual se procederam os ensaios experimentais.

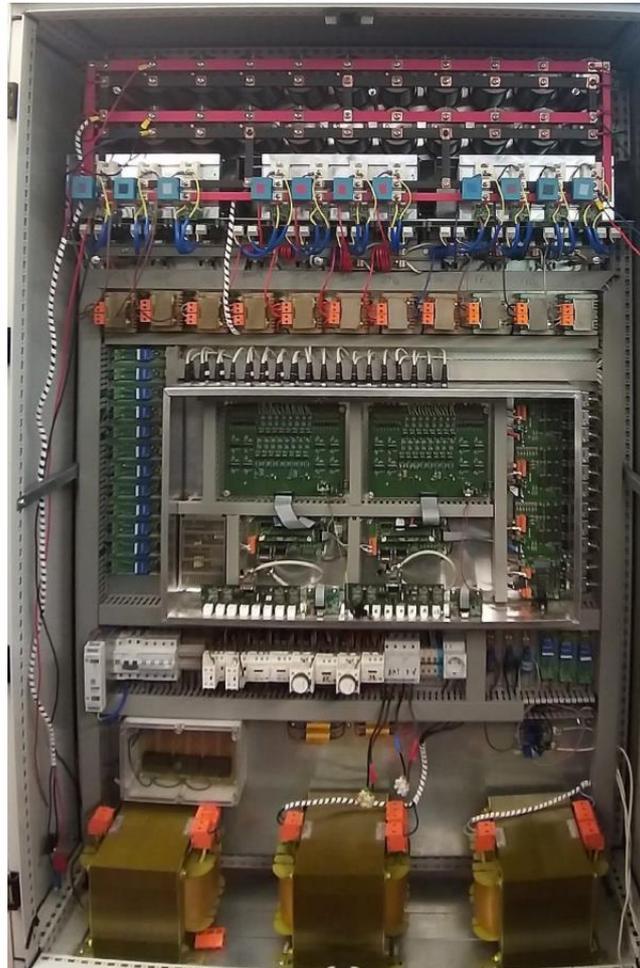


Figura 6.1 – Protótipo laboratorial utilizado.

6.2 Resultados experimentais do Algoritmo PLL

Para o funcionamento do condicionador ativo paralelo, são necessários sinais de referência para serem utilizados no controlo de tensão aplicado ao mesmo. Desta forma, é implementado o algoritmo PLL, que, além de fornecer esses sinais de referência sinusoidais, apresentam sincronização com a rede elétrica, característica importante na incorporação da topologia apresentada no iUPQC. O algoritmo implementado apenas apresenta sincronização de fase, ao contrário de outros algoritmos que apresentam sincronização de fase e de amplitude. Neste caso, a amplitude dos sinais de referência é implementada manualmente, multiplicando uma constante pelo sinal obtido na saída do algoritmo de PLL. Esta característica permite

que os sinais de referência não apresentem uma amplitude fixa e que possam ser alterados conforme as amplitudes desejadas para as tensões geradas pelo conversor. Na Figura 6.2 são apresentados os resultados do algoritmo PLL em regime transitório. Os sinais apresentados são visualizados no osciloscópio através do DAC presente no protótipo laboratorial. É de salientar que as amplitudes dos sinais representados estão de em conta com a escala do DAC uma vez que este só consegue representar sinais entre os -5 V e os 5 V.

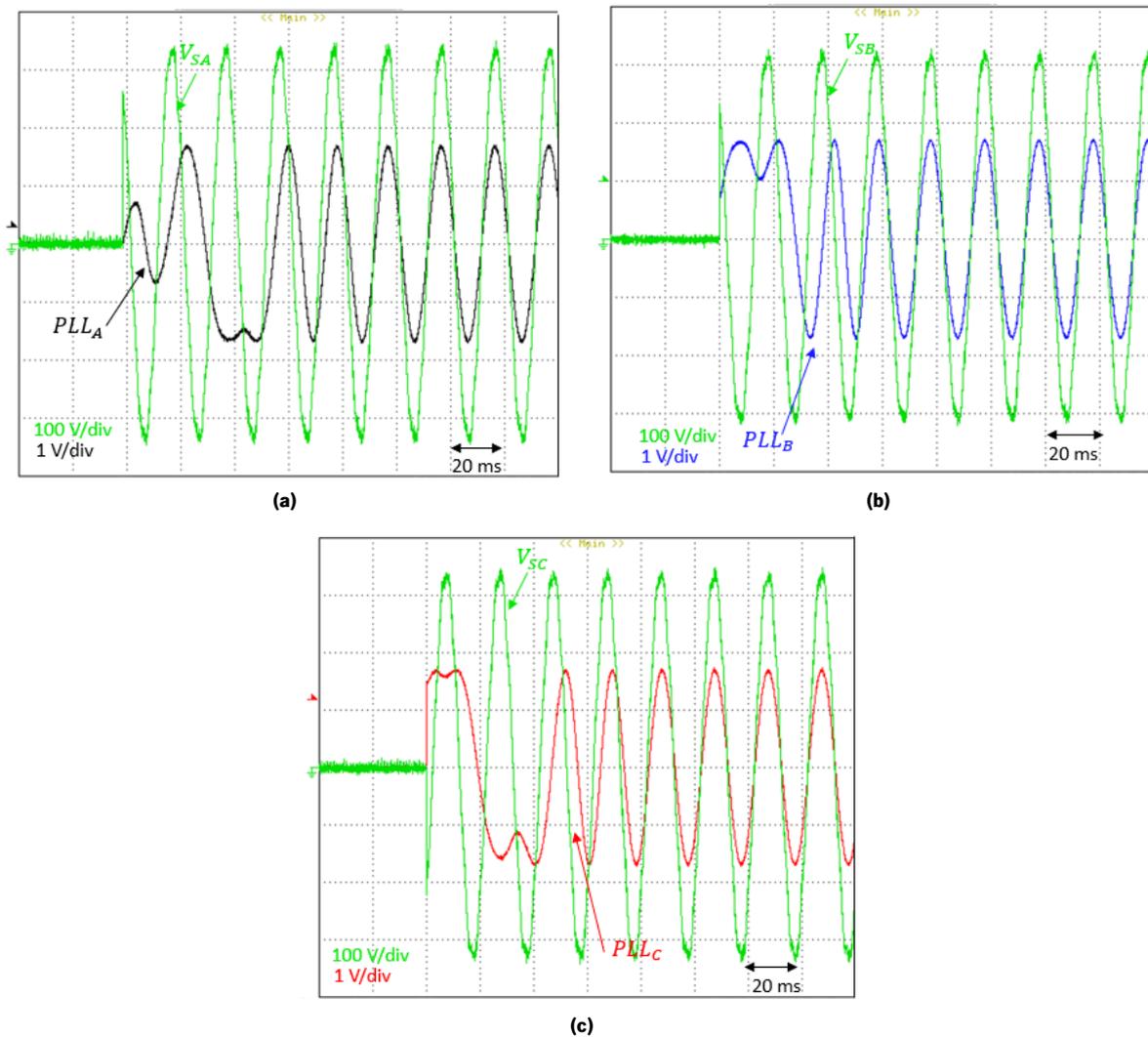


Figura 6.2 – Resposta da PLL em regime transitório: (a) Forma de onda da tensão da fase A e respetivo sinal de PLL; (b) Forma de onda da tensão da fase B e respetivo sinal de PLL; (c) Forma de onda da tensão da fase C e respetivo sinal de PLL

Analisando a Figura 6.2, verifica-se que o algoritmo PLL demora perto de 3 ciclos e meio da rede elétrica para sincronizar a fase dos seus sinais. Ao fim desse tempo, os sinais de PLL mantêm-se em fase com a rede elétrica. Os ganhos utilizados no algoritmo PLL para obter estes resultados foram $K_p = 2$ e $K_i = 0,01$. Na Figura 6.3 são ainda apresentados os resultados obtidos em regime permanente.

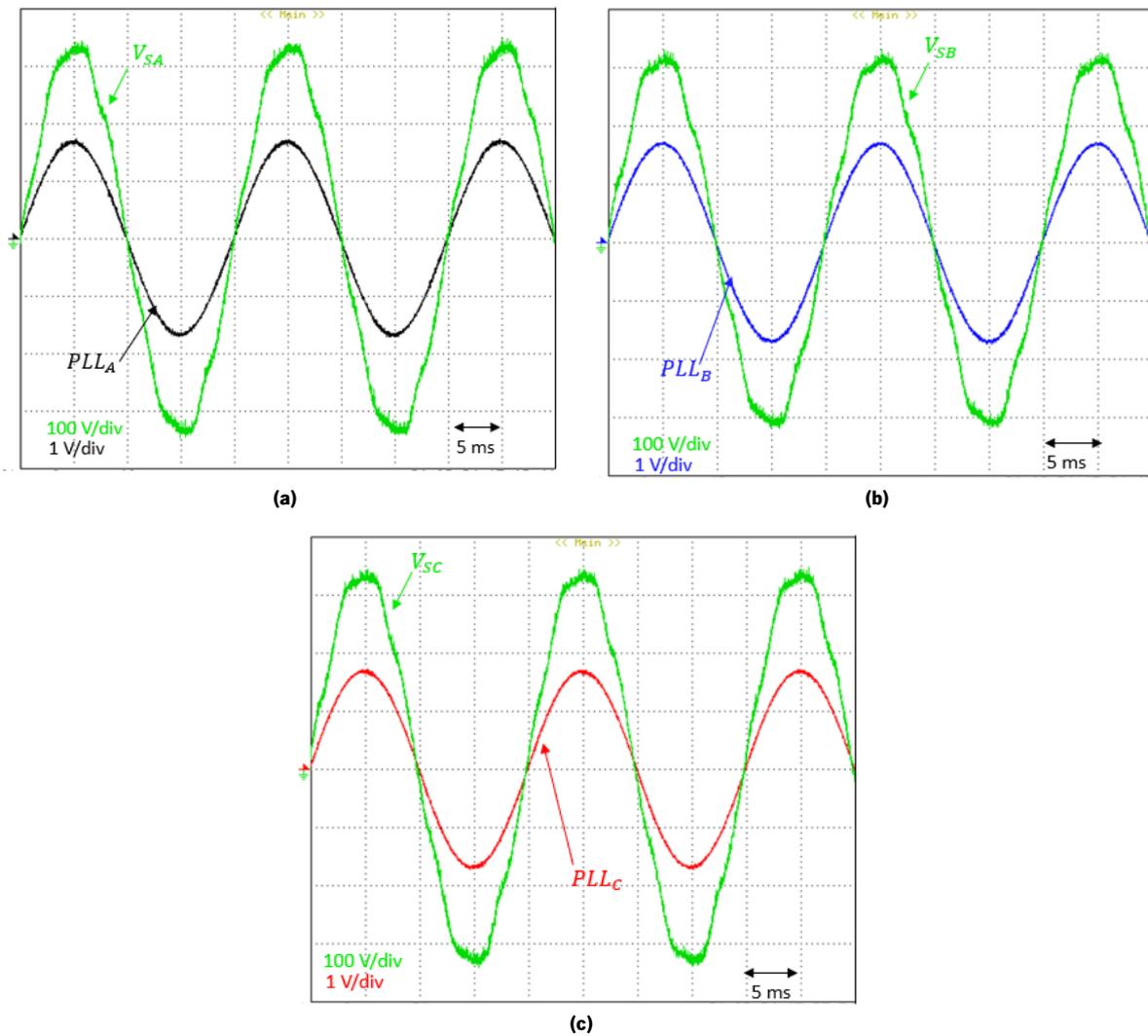


Figura 6.3 - Resposta da PLL em regime permanente: (a) Forma de onda da tensão da fase A e respetivo sinal de PLL; (b) Forma de onda da tensão da fase B e respetivo sinal de PLL; (c) Forma de onda da tensão da fase C e respetivo sinal de PLL

Na Figura 6.4 são ainda apresentados os resultados dos sinais PLL obtidos referentes às 3 fases representados no mesmo referencial. Os sinais representados estão de em conta com a escala do DAC uma vez que este só consegue representar sinais entre os -5 V e os 5 V.

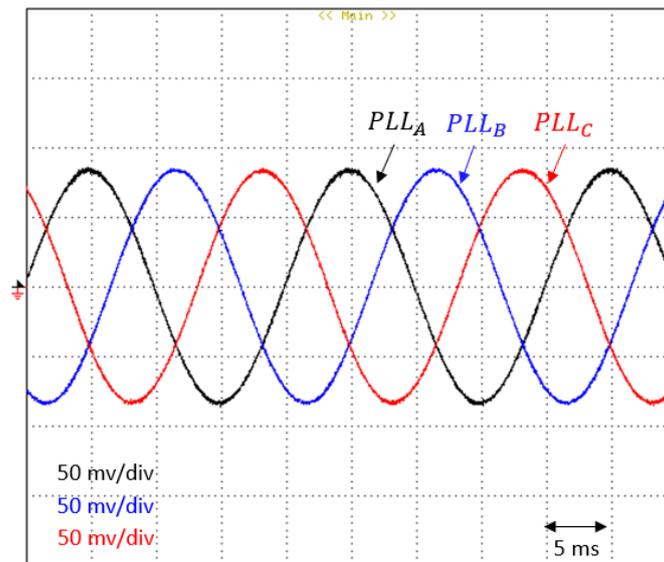


Figura 6.4 – Sinais de PLL gerados para as 3 fases.

6.3 Resultados Experimentais do Conversor CC-CC *Buck-Boost* Bidirecional

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos na validação do conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional. São apresentados resultados relativos à topologia convencional do conversor, bem como relativos à topologia *interleaved*, de forma a verificar as diferenças obtidas entre as duas topologias. São validados os dois modos de operação do conversor: modo *buck* e modo *boost*. Para validar o modo *boost*, é utilizada uma fonte de tensão CC no lado da bateria e no lado do barramento CC e, em paralelo com o mesmo, é colocada uma resistência de carga, em que a energia flui do lado da bateria para o lado do barramento CC. Na validação do modo *buck* é utilizada a fonte de tensão CC em paralelo com o barramento CC e no lado das baterias é colocada a resistência de carga, de modo a validar o modo em que a energia flui do barramento CC para as baterias.

Já validado, o conversor CC-CC é utilizado para efetuar a regulação da tensão do barramento CC. Os resultados são obtidos nesta etapa utilizando o conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional na topologia *interleaved* e utilizando as baterias como fonte de energia. Para a regulação da tensão do barramento CC é utilizado um algoritmo de controlo PI. Além da regulação da tensão do barramento CC, é feito ainda o equilíbrio do mesmo, de forma que cada metade do barramento CC apresente a mesma tensão.

6.3.1 Validação do modo *boost* do Conversor CC-CC *Buck-Boost* Bidirecional

De forma a validar o modo *boost* do conversor CC-CC, procedeu-se ao ensaio experimental com a topologia convencional e, posteriormente, para a topologia *interleaved*. Na Figura 6.5 é apresentado o esquema elétrico da topologia convencional utilizada para a primeira validação.

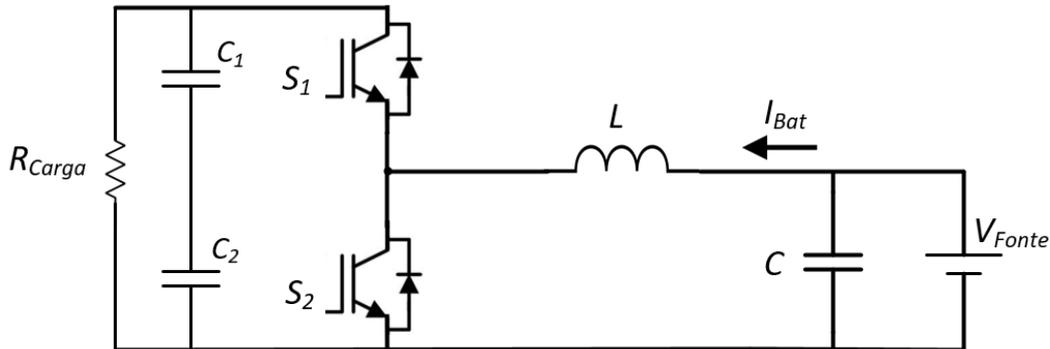


Figura 6.5 – Esquema elétrico da montagem utilizada para validar o modo *boost* na topologia convencional.

É utilizada uma fonte de tensão CC de 30 V no lado da bateria, de forma a simular a mesma, e uma carga resistiva de 26 Ω ligada em paralelo com o barramento CC. Desta forma, a energia flui da fonte de tensão CC para a carga resistiva de forma a validar o modo *boost* do conversor CC. A bobina presente no conversor tem um valor de 2,28 mH para uma frequência de 20 kHz.

Na Figura 6.6 apresentam-se os resultados obtidos com o algoritmo de corrente constante implementado. Os resultados são retirados ao longo do tempo, variando o sinal de referência e verificando se a corrente da bateria acompanhava a respetiva referência. Inicialmente, o sinal de referência era de 3 A, passado 1,5 s, a referência é alterada para 2 A e, passado 2 s, a referência é alterada para 1 A. O sinal de referência é lido através do DAC presente no protótipo laboratorial.

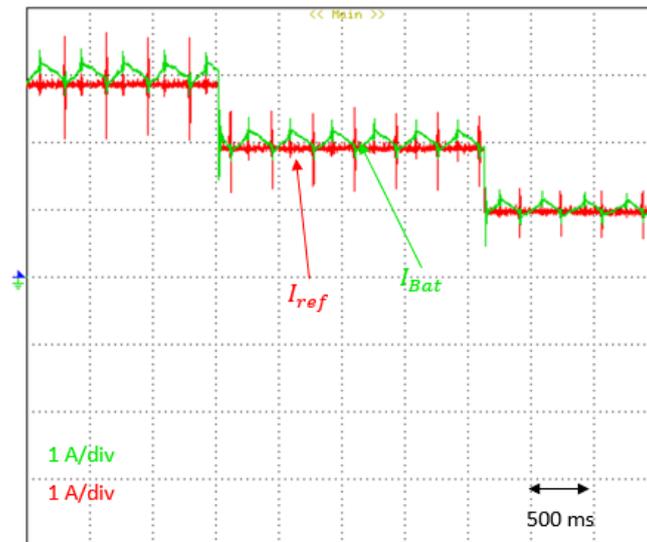


Figura 6.6 – Resultados obtidos da corrente da bateria e respetivo sinal de referência do modo *boost* na topologia convencional.

Analisando a Figura 6.6, pode concluir-se que o algoritmo de corrente constante funciona corretamente, visto que a corrente da bateria acompanha o sinal de referência fornecido. Também se pode observar o *ripple* significativo presente na corrente da bateria. Nesta topologia, a corrente na bobina é exatamente igual à corrente da bateria, visto que esta passa toda pela única bobina presente no conversor.

Posteriormente, procedeu-se à validação do modo *boost*, mas agora na topologia *interleaved*. A montagem utilizada para a validação da topologia *interleaved* é exatamente igual à utilizada na topologia convencional, uma fonte de tensão CC de 30 V colocada no lado da bateria e uma carga resistiva de 26 Ω em paralelo com o barramento CC. Na Figura 6.7 é apresentado o esquema elétrico da montagem utilizada para a validação da topologia *interleaved*.

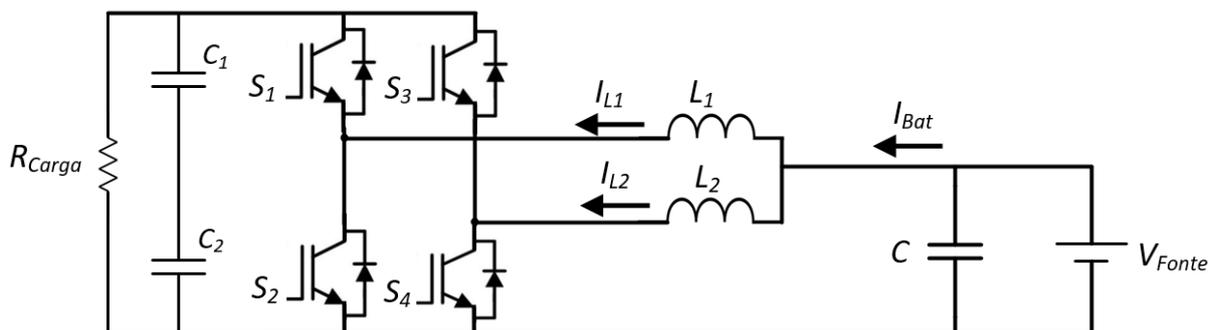


Figura 6.7 – Esquema elétrico da montagem utilizada para validar o modo *boost* na topologia *interleaved*.

Na Figura 6.8 são apresentados os resultados obtidos com a topologia *interleaved*. Os resultados são retirados ao longo do tempo, variando o sinal de referência. Numa primeira fase, o sinal de referência situa-se em 1 A, passado 1,5s, é alterado para 2 A e, passado 2,5s, passa a 3 A.

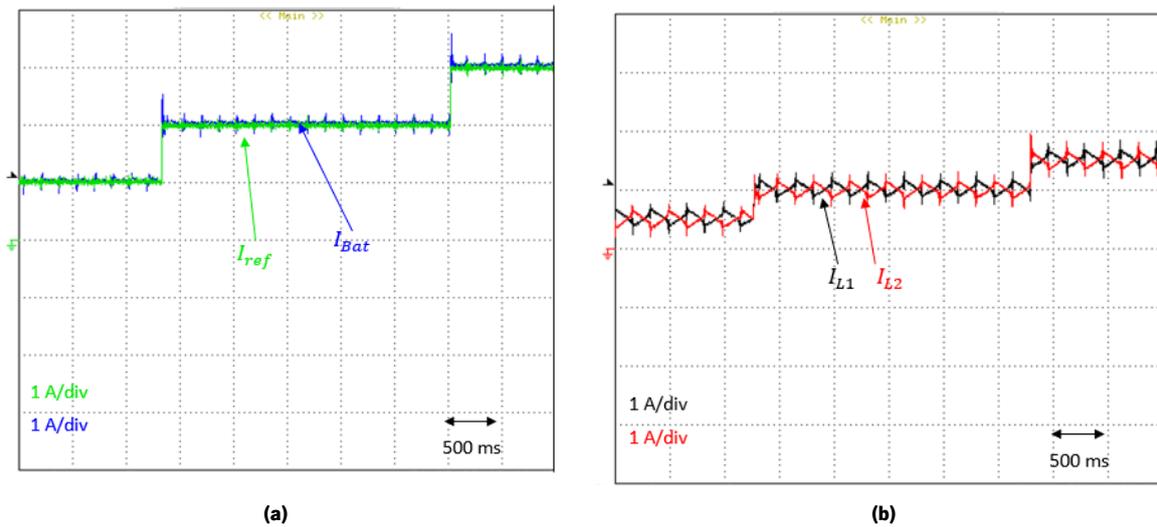


Figura 6.8 – Resultados obtidos no modo *boost* na topologia *interleaved*: (a) corrente na bateria e respetivo sinal de referência; (b) correntes nas bobinas do conversor.

Analisando a Figura 6.8, é possível verificar o correto funcionamento do algoritmo de corrente constante, a corrente de bateria acompanha as variações provocadas no sinal de referência. Verifica-se ainda que o *ripple* presente na corrente da bateria diminuí utilizando a topologia *interleaved*. Também é possível observar as correntes presentes nas duas bobinas do conversor e verificar que a corrente da bateria se distribuí igualmente por cada bobina e que os respetivos valores máximos e mínimos estão 180° desfasados, de forma a diminuir o *ripple* na corrente da bateria.

6.3.2 Validação do modo *Boost* do Conversor CC-CC *Buck-Boost* Bidirecional

Validado o modo *boost* do conversor CC-CC bidirecional, é necessário validar o modo de operação *buck* do conversor CC-CC. O conversor CC-CC bidirecional opera neste modo quando a energia flui do barramento CC para as baterias, de forma a carregá-las. Nesta validação são utilizadas a topologia convencional e a topologia *interleaved*, tal como na validação do modo *boost*. A primeira topologia a ser validada é a convencional. Na Figura 6.9 é apresentado o esquema elétrico da topologia convencional utilizado para a validação do modo *buck*.

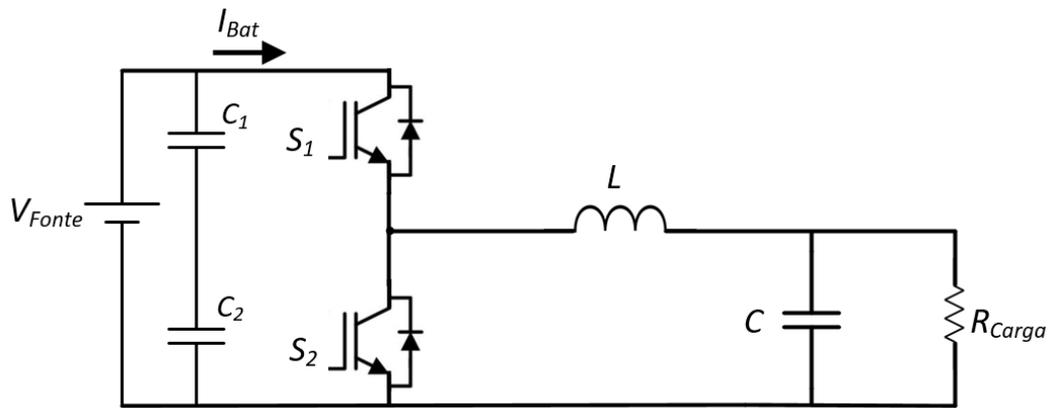


Figura 6.9 - Esquema elétrico da montagem utilizada para validar o modo *buck* na topologia convencional.

Na montagem para a validação do modo *buck* é utilizada uma fonte de tensão CC de 60 V em paralelo com o barramento CC e no lado das baterias é utilizada uma carga resistiva de 26,6 Ω , de forma a emular o comportamento da bateria a receber energia do barramento CC.

Na Figura 6.10 são apresentados os resultados obtidos com o algoritmo de corrente constante implementado. Neste caso, a corrente é apresentada com o sinal negativo, visto que a mesma flui em sentido contrário à corrente apresentada nos resultados experimentais do modo *boost*. Os resultados são retirados ao longo do tempo, variando o sinal de referência de modo a verificar se a corrente que flui para a bateria acompanha esse sinal. Inicialmente, o sinal de referência começa nos -2 A, passado 1,5 s, a referência é alterada para -1,5 A e, por último, é alterada para -1 A.

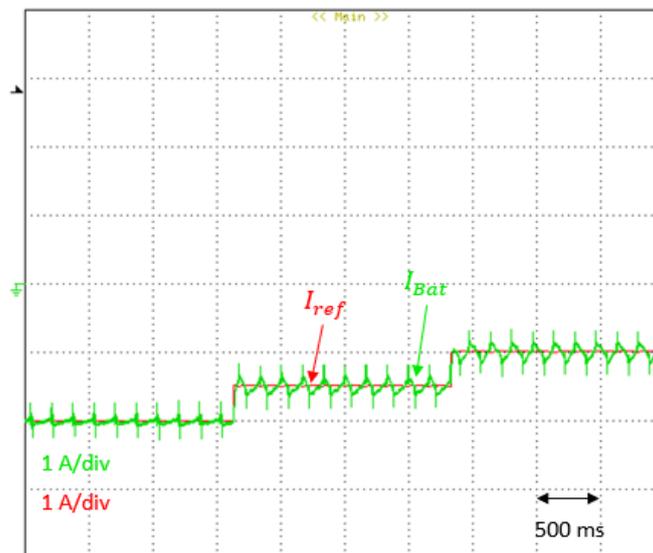


Figura 6.10 – Resultados obtidos da corrente da bateria e respetivo sinal de referência do modo *buck* na topologia convencional.

Analisando a Figura 6.10, verifica-se o bom funcionamento do algoritmo implementado, visto que a corrente que flui para a carga que simula o comportamento de receber energia da bateria acompanha a

corrente de referência fornecida. O *ripple* obtido na validação do modo *buck* é o mesmo obtido aquando da validação do modo *boost* na topologia convencional, tal como seria de esperar.

Posteriormente, procedeu-se à validação do modo *buck*, mas na topologia *interleaved*. Na Figura 6.11 Figura 4.11 é apresentado o esquema elétrico da montagem utilizada para a validação do modo de operação *buck* na topologia *interleaved*.

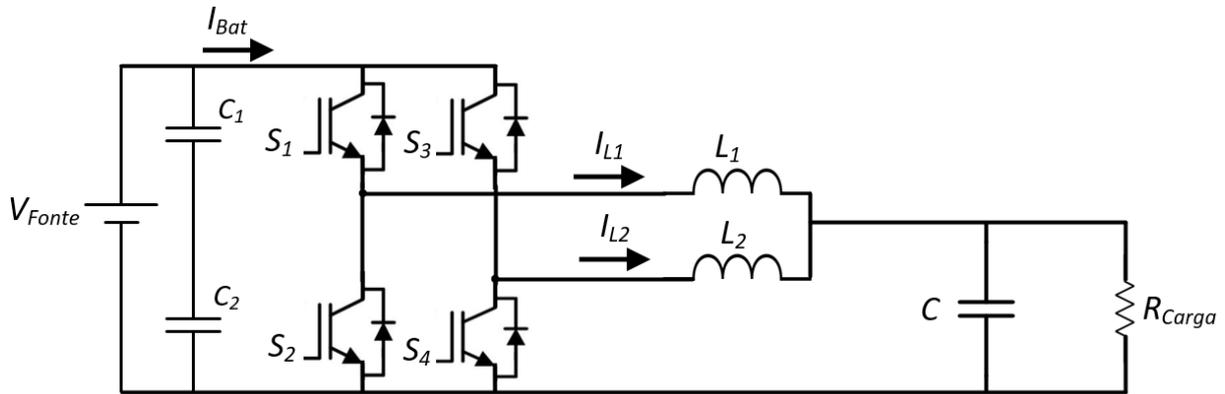


Figura 6.11 – Esquema elétrico da montagem utilizada para validar o modo *buck* na topologia *interleaved*.

Tal como na topologia convencional, é utilizada uma fonte de tensão CC de 60 V em paralelo com o barramento CC e, no lado das baterias, é utilizada uma carga resistiva de 26 Ω . Com esta montagem é possível validar o modo *buck* do conversor CC-CC, visto que a energia flui da fonte de tensão CC para a carga resistiva, exatamente o comportamento do conversor a operar no modo *buck*.

Na Figura 6.12 são apresentados os resultados experimentais obtidos com a topologia *interleaved*. Os resultados são obtidos ao longo do tempo, variando o sinal de referência. Inicialmente, o sinal de referência tem o valor de -0,5 A, passado 1 s, é alterado para -1 A e, no fim, assume o valor de -1,5 A.

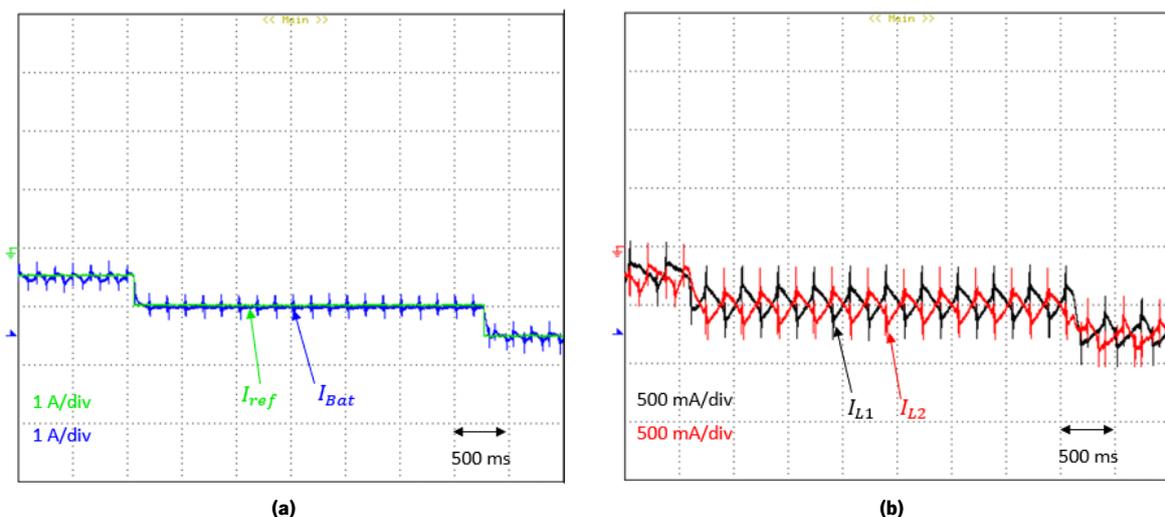


Figura 6.12 – Resultados obtidos no modo *buck* na topologia *interleaved*. (a) corrente na bateria e respetivo sinal de referência; (b) correntes nas bobinas do conversor.

Analisando a Figura 6.12, verifica-se novamente o correto funcionamento do algoritmo implementado, visto que a corrente que flui da fonte de tensão CC para a carga resistiva, emulando o comportamento de carga da bateria, acompanha o respectivo sinal de referência. Visto que a topologia utilizada é *interleaved*, a corrente da bateria é dividida pelas duas bobinas presentes no conversor. Na Figura 6.12 (b) observam-se as duas correntes das bobinas com os valores máximos e mínimos 180° desfasados, devido ao uso da topologia *interleaved*. O resultado é o *ripple* na corrente de saída, Figura 6.12 (a), apresentar um valor menor.

6.3.3 Regulação e Equilíbrio da tensão do barramento CC

Realizada a validação dos dois modos de operação do conversor CC-CC bidirecional, é necessário validar a regulação e equilíbrio da tensão no barramento CC, utilizando o conversor CC-CC bidirecional na topologia *interleaved*. Para a validação da regulação da tensão no barramento CC é utilizado um pack de 34 baterias, de forma a fornecer energia ao barramento CC. Na Figura 6.13 é apresentado o esquema elétrico da montagem utilizada para a validação da regulação e equilíbrio da tensão no barramento CC.

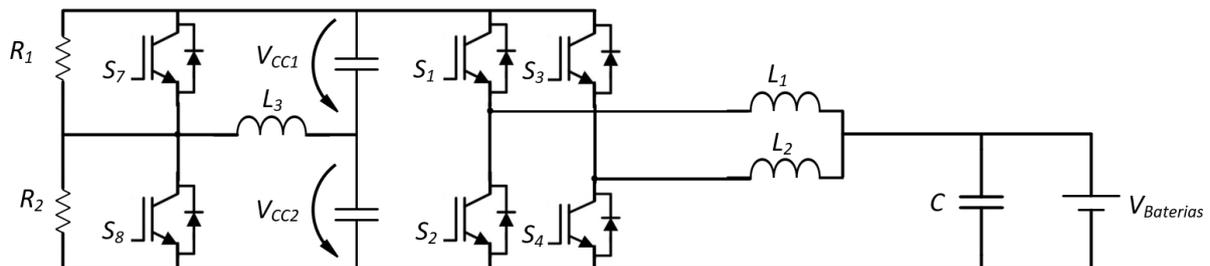


Figura 6.13 - Esquema elétrico da montagem utilizada para a validação da regulação e equilíbrio da tensão no barramento CC.

De forma a fornecer energia ao barramento CC, é utilizado o pack de 34 baterias, utilizando uma tensão de 119 V. Em paralelo com o barramento CC, são colocadas duas resistências com valores diferentes, de forma a produzir um desequilíbrio na tensão entre as duas metades que constituem o barramento CC. A regulação do barramento CC é feita utilizando o diagrama de blocos apresentado na Figura 4.20, em que é feito o cálculo da potência de regulação do barramento CC (P_{REG}) através de um controlador PI. De forma a manter a tensão do barramento CC regulada quando é utilizada a topologia completa e as baterias a fornecerem energia às cargas presentes na saída do condicionador ativo paralelo, é somada a potência consumida pelas cargas (P_L) ao P_{REG} , de forma a manter a tensão regulada.

Para efetuar o equilíbrio da tensão do barramento CC são utilizados os semicondutores S_7 e S_8 , constituindo assim um conversor CC-CC de meia-ponte. É necessário monitorizar as tensões em cada metade do barramento CC para efetuar o equilíbrio das mesmas. Caso $V_{CC1} > V_{CC2}$, o conversor CC-

CC de meia ponte opera no modo *buck*, de forma a diminuir a tensão V_{CC2} . Caso $V_{CC1} < V_{CC2}$, o conversor CC-CC de meia ponte opera no modo *boost*, aumentando a tensão V_{CC2} .

Na Figura 6.14 são apresentados os resultados obtidos na regulação e equilíbrio da tensão no barramento CC. Numa primeira fase, o barramento CC encontra-se com as tensões desequilibradas e é feita a pré-carga do mesmo antes de efetuar a regulação e equilíbrio da tensão. Realizada a pré-carga do barramento CC é aplicado o algoritmo de equilíbrio, seguido da ativação do controlador PI, de forma a controlar a tensão do barramento CC para um sinal de referência de 270 V.



Figura 6.14 - Resultados experimentais da regulação e equilíbrio da tensão no barramento CC.

Analisando a Figura 6.14 com os resultados obtidos na regulação e equilíbrio do barramento CC são identificados cinco momentos importantes no comportamento da tensão do barramento CC:

- 1: Neste momento, as baterias encontram-se desconectadas do conversor CC-CC, de forma que a tensão presente na sua saída não se encontra já presente no barramento CC. É possível observar que é realizado o desequilíbrio das tensões em cada metade do barramento CC, utilizando duas resistências com valores diferentes para descarregar cada metade do barramento CC.
- 2: É realizada a conexão entre o pack de baterias e o conversor CC-CC enquanto é premido o botão S_9 , que faz atracar o contactor KM6, realizando a pré-carga do barramento CC. A pré-carga do barramento CC faz com que a corrente que flui das baterias para o barramento CC passe pelas resistências de pré-carga, de forma a suavizar o aumento da tensão no barramento CC. Realizada a pré-carga, as resistências são desligadas e as baterias ficam ligadas diretamente

ao conversor CC-CC, sendo que o barramento CC fica com a tensão total presente nas baterias, neste caso 119 V. A pré-carga do barramento CC demora perto de 12 s até ser finalizada.

- 3: Realizada a pré-carga, é possível verificar que o desequilíbrio da tensão entre as duas metades do barramento CC ainda está presente. No momento 3 é então ativado, através de *software*, o algoritmo responsável pelo equilíbrio das tensões do barramento CC. Passados alguns segundos, verifica-se que as tensões das duas metades do barramento CC se equilibram, ficando assim com a mesma tensão em cada metade. O algoritmo responsável pelo equilíbrio das tensões mantém-se ligado enquanto o conversor está em funcionamento, de forma a garantir que não ocorram desequilíbrios da tensão posteriormente.
- 4: Com as tensões equilibradas no barramento CC, é ativado o controlador PI de forma a regular a tensão do barramento CC. É fornecido, através de *software*, o valor de sinal de referência que é utilizado pelo controlador PI para regular a tensão, neste caso, o valor fornecido é de 270 V. Verifica-se que o barramento CC demora 5 s até que a tensão suba dos 112 V adquiridos pela pré-carga presentes na bateria até aos 270 V pretendidos.
- 5: Por fim, a tensão total presente no barramento CC é de 270 V e verifica-se que, em regime permanente, a tensão se mantém nos 270 V, seguindo o sinal de referência fornecido ao controlador PI, sendo que as duas metades do barramento CC mantêm as suas tensões equilibradas. Este resultado experimental foi o obtido utilizando um K_p de 200 e um K_i de 0,01 no controlador PI. Sendo assim, é possível validar a regulação e equilíbrio das tensões do barramento CC.

6.4 Resultados Experimentais do Topologia Utilizada

Com a validação da regulação e equilíbrio da tensão no barramento CC através do conversor CC-CC bidirecional na topologia *interleaved* com energia proveniente de baterias, é necessário validar o conversor CC-CA com a funcionalidade de condicionador ativo paralelo, de forma a validar o sistema total proposto nesta dissertação. Neste tópico, o objetivo é validar os diferentes algoritmos de tensão aplicados ao condicionador ativo paralelo, de modo a gerar tensões trifásicas para alimentar diferentes cargas presentes no sistema. As baterias ligadas ao conversor CC-CC vão ser responsáveis por fornecerem a energia necessária às cargas presentes no sistema, além da funcionalidade já validada de regular e equilibrar a tensão do barramento CC. Os algoritmos de tensão que vão ser aplicados ao condicionador ativo paralelo são o controlo PI, controlo PR e controlo preditivo. Esta validação é feita com diferentes cargas ligadas ao sistema, cargas lineares e cargas não-lineares. Desta forma, é possível verificar se

diferentes cargas presentes no sistema provocam diferentes comportamentos nas tensões geradas pelo condicionador ativo paralelo. Na saída do condicionador ativo paralelo é ainda utilizado um filtro passivo do tipo passa-baixo, de forma a filtrar altas frequências provocadas pelas comutações dos IGBT. O filtro passivo utilizado é um filtro RLC com uma frequência de corte de 608 Hz, com uma bobina de 2,28 mH, um condensador de 30 μF e uma resistência de 2 Ω . Na Figura 6.15 é esquema elétrico da montagem utilizada para a validação dos algoritmos de controlo aplicados ao condicionador ativo paralelo a operar com a energia proveniente das baterias.

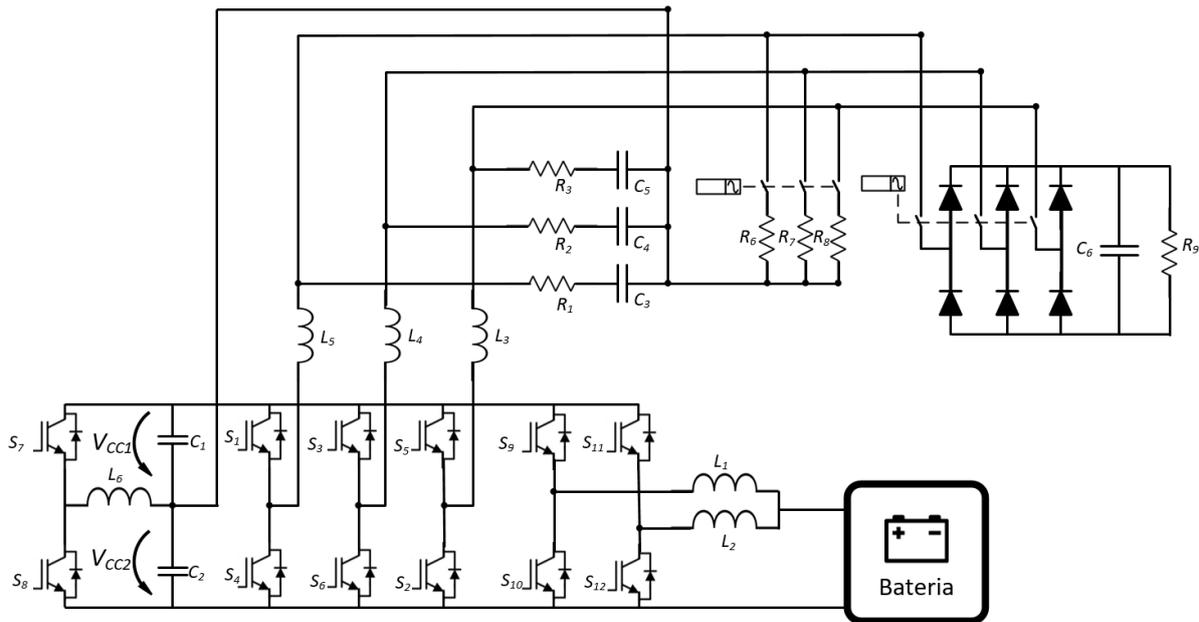


Figura 6.15 - Esquema elétrico da montagem utilizada para a validação dos algoritmos de controlo aplicados ao condicionador ativo paralelo a operar com a energia proveniente das baterias.

6.4.1 Resultados Experimentais do Controlo PI

O primeiro algoritmo de controlo de tensão a ser validado é o controlo PI. O diagrama de blocos referente a este algoritmo de controlo aplicado ao condicionador ativo paralelo é apresentado na Figura 3.29. Tal como referido anteriormente, de forma a validar corretamente o comportamento do algoritmo de controlo de tensão, são utilizadas duas cargas diferentes, lineares e não-lineares. Para ambas, os resultados foram retirados utilizando 300 V no barramento CC, utilizando o conversor CC-CC para manter este valor de tensão constante.

Inicialmente procedeu-se à validação do algoritmo de controlo PI com cargas lineares conectadas ao sistema. As cargas lineares utilizadas são cargas resistivas com um valor de 26 Ω com ligação em estrela. Na Figura 6.16 são apresentados os resultados obtidos, utilizando o controlo PI com cargas resistivas para um sinal de referência 75 V.

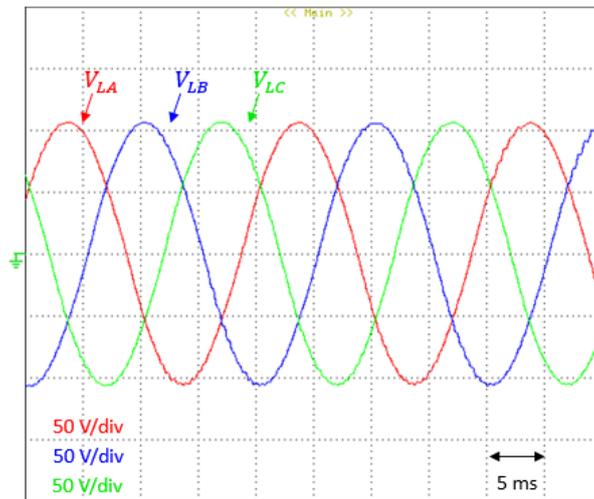


Figura 6.16 – Resultado obtido nas tensões produzidas alimentado cargas lineares utilizando controle PI.

Na Figura 6.16 são apresentados os resultados obtidos na taxa de distorção harmónica presente nas tensões produzidas com cargas lineares presentes no sistema, utilizando o algoritmo de controlo PI, em que é possível observar a percentagem de cada harmónico presente em cada fase do sistema.

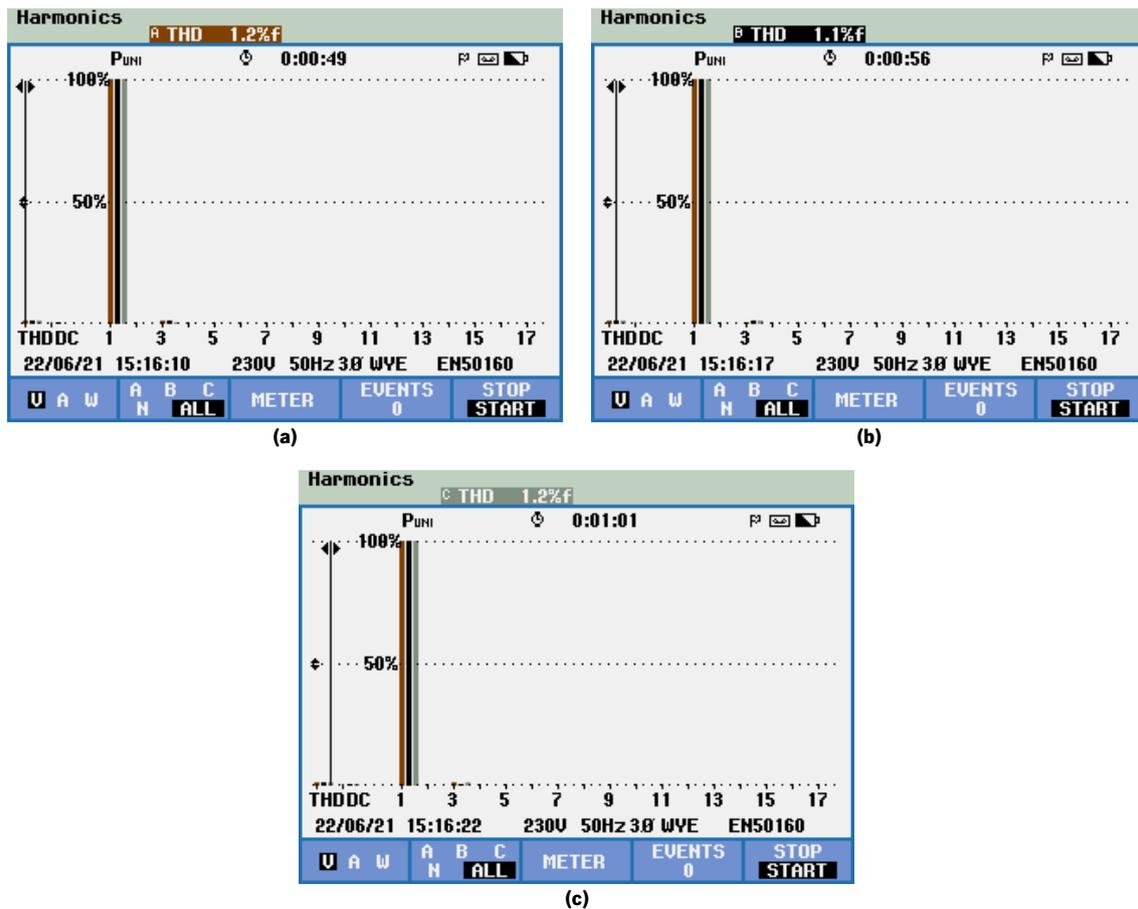


Figura 6.17 – Resultados obtidos nas tensões produzidas com cargas lineares utilizando controle PI: (a) THD% da tensão na fase A; (b) THD% da tensão na fase B; (c) THD% da tensão na fase C.

Analisando a Figura 6.16 e Figura 6.17, pode observar-se que o algoritmo de controlo PI funciona corretamente para cargas lineares presentes no sistema. As tensões produzidas acompanham o respetivo sinal de referência, produzindo tensões com 75 V de valor eficaz. Os valores obtidos na taxa de distorção harmónica apresentam valores bastante baixos, sendo as fases A e C com o valor mais alto, de 1,2 %. Estes resultados são obtidos utilizando um $K_p = 200$ e $K_i = 5$. Na Figura 6.18 é ainda apresentada a tensão na fase A e respetiva corrente consumida pela carga.

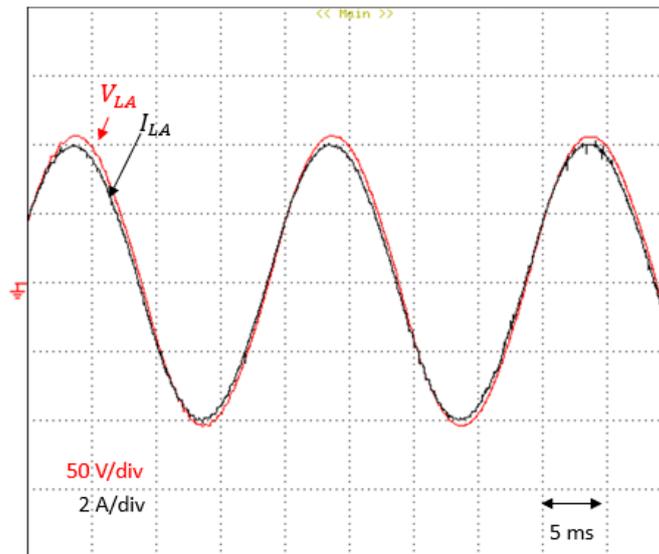


Figura 6.18 – Resultado obtido na tensão na fase A com controlo PI e respetiva corrente consumida pela carga linear.

Na Figura 6.18 é possível verificar que a carga presente no sistema é uma carga linear, devido à forma de onda sinusoidal da corrente consumida na fase A. Como é utilizada uma carga resistiva, a tensão produzida e a corrente consumida na fase A estão praticamente em fase, sendo que a carga utilizada, uma resistência bobinada, não é puramente resistiva, apresentando alguma indutância, provocando um ligeiro desfasamento entre tensão e corrente.

Seguidamente, procedeu-se à validação do controlo PI com uma carga não linear conectada ao sistema. A carga não linear utilizada é uma ponte retificadora, a diodos trifásica com carga RC. O valor utilizado no condensador na saída da ponte retificadora trifásica é de 750 μF e a resistência é de aproximadamente 100 Ω . Na Figura 6.19 são apresentados os resultados obtidos utilizando o controlo PI com a carga não linear conectada ao sistema para um sinal de referência de 75 V de valor eficaz.

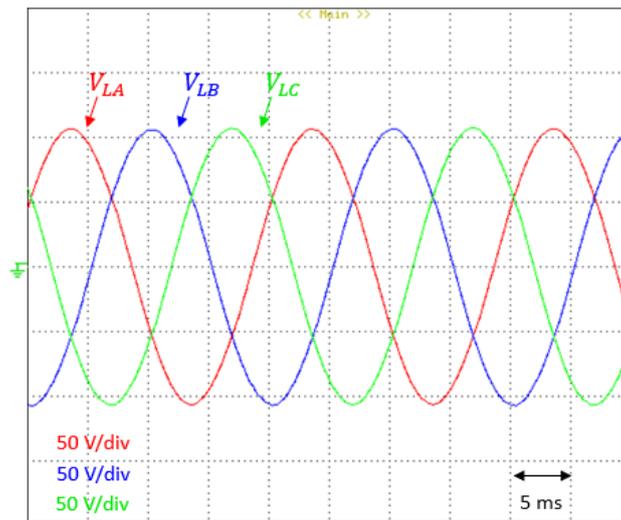


Figura 6.19 – Resultado obtido nas tensões produzidas alimentado um carga não linear trifásica utilizando controlo PI.

Na Figura 6.20 estão os resultados obtidos na taxa de distorção harmónica presente da tensão em cada fase com a carga não linear trifásica ligada ao sistema utilizando o controlo PI. É possível observar a percentagem de cada harmónico, em cada fase.

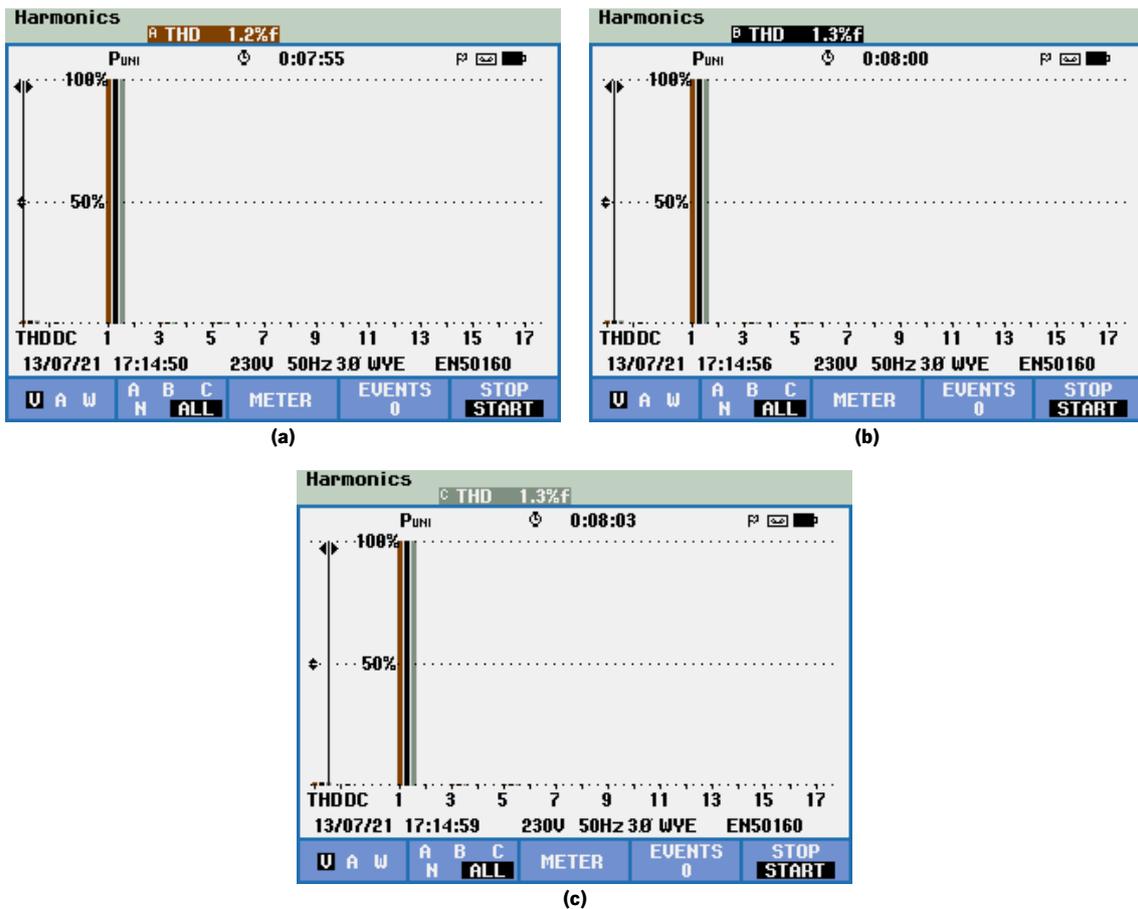


Figura 6.20 – Resultados obtidos nas tensões produzidas com uma carga não linear trifásica utilizando controlo PI: (a) THD% da tensão na fase A; (b) THD% da tensão na fase B; (c) THD% da tensão na fase C.

Analisando a Figura 6.19 e Figura 6.20, observa-se um comportamento bastante semelhante com o obtido com as cargas lineares ligadas ao sistema. As tensões produzidas acompanham o respetivo sinal de referência, obtendo-se na saída tensões trifásicas equilibradas com 75 V de valor eficaz. Os valores obtidos na taxa de distorção harmónica com a carga não linear são ligeiramente superiores, mas não existe uma diferença substancial entre os valores obtidos com carga linear e carga não linear. Estes resultados são obtidos utilizando um $K_p = 200$ e $K_i = 5$. Na Figura 6.21 é ainda apresentada a tensão na fase A e respetiva corrente consumida pela carga.

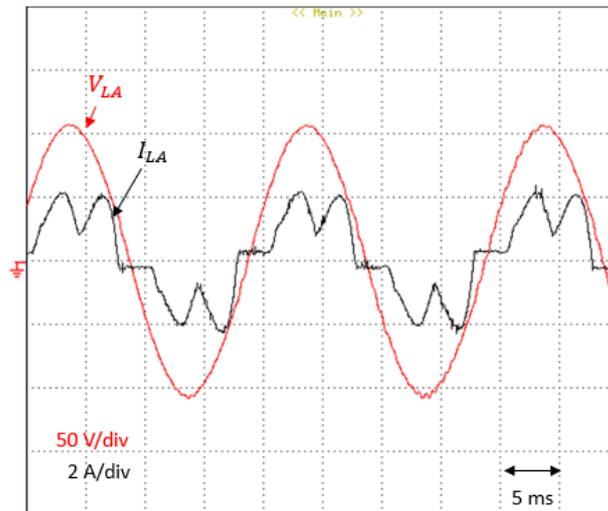


Figura 6.21 – Resultado obtido na tensão na fase A com controlo PI e respetiva corrente consumida pela carga não linear.

Na Figura 6.21 é possível confirmar a presença de uma carga não linear, devido à forma de onda da corrente consumida não ser sinusoidal. Apesar de a corrente consumida pela carga não linear apresentar uma grande distorção harmónica, as tensões geradas pelo condicionador ativo paralelo apresentam baixa distorção harmónica.

Na Figura 6.22 é apresentado o comportamento do barramento CC ao longo do tempo, em que o condicionador ativo paralelo se encontra em operação.

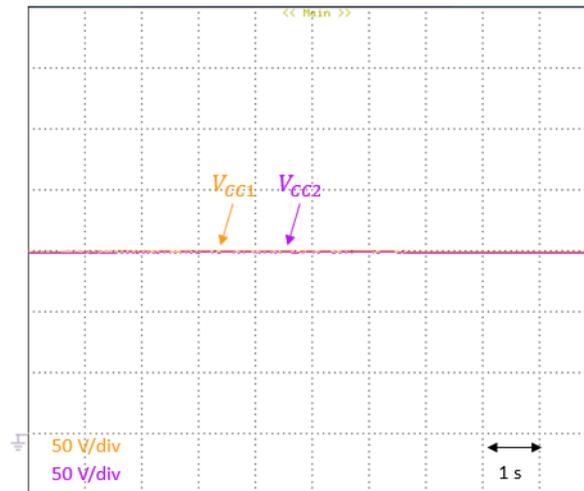


Figura 6.22 – Tensão do barramento CC em regime permanente com o condicionador ativo paralelo em operação.

Através da Figura 6.22 verifica-se que a tensão no barramento CC se encontra constante nos 300 V ao longo da operação do condicionador ativo paralelo. Verifica-se ainda que o barramento CC se encontra em equilíbrio visto que, em cada metade do barramento CC, se encontram 150 V.

6.4.2 Resultados Experimentais do Controlo PR

O segundo algoritmo de controlo de tensão a ser validado é o controlo PR. Na Figura 3.31 é apresentado o diagrama de blocos referente a este algoritmo de controlo aplicado ao condicionador ativo paralelo. Tal como na validação do controlo PI, para o controlo PR são realizados testes com cargas lineares e cargas não lineares, de forma a verificar o comportamento do algoritmo de controlo em duas situações distintas. Estes testes são realizados com uma tensão no barramento CC de 300 V.

Numa primeira fase, procedeu-se à validação do algoritmo de controlo PR com a presença de cargas lineares conectadas ao sistema. Estas cargas lineares utilizadas são cargas resistivas com um valor de 26Ω com ligação em estrela. Na Figura 6.23 são apresentados os resultados obtidos utilizando o controlo PR com cargas resistivas para um sinal de referência 75 V de valor eficaz.

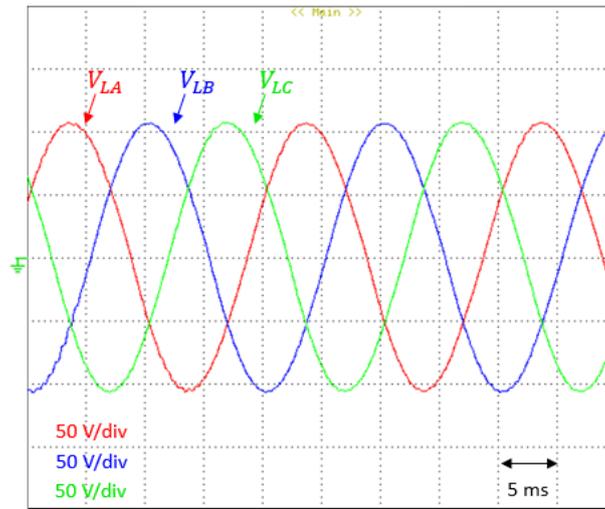


Figura 6.23 – Resultado obtido nas tensões produzidas alimentado cargas lineares utilizando controlo PR.

Na Figura 6.24 são apresentados os resultados obtidos da taxa de distorção harmónica presente em cada fase das tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo com cargas lineares presentes no sistema, utilizando o algoritmo de controlo PR. É possível observar ainda a percentagem de cada harmónico presente em cada tensão produzida.

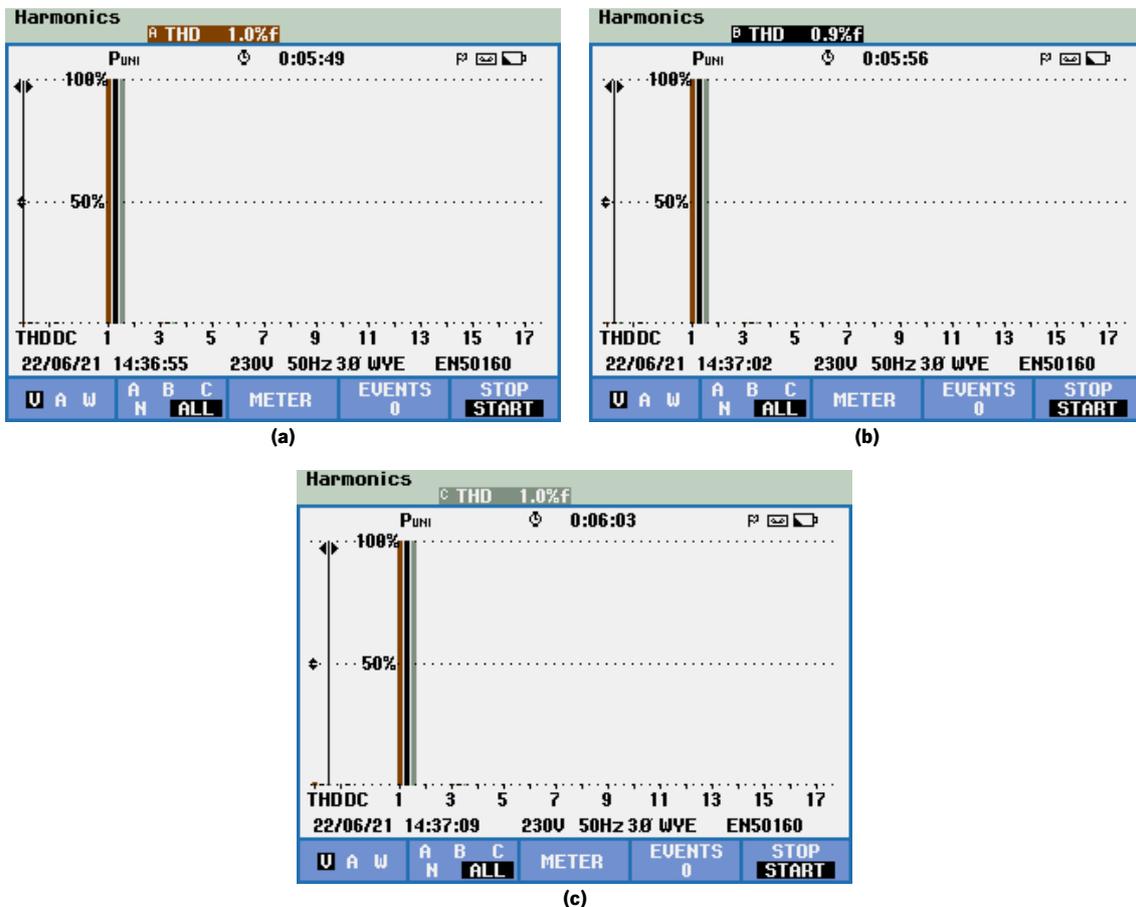


Figura 6.24 – Resultados obtidos nas tensões produzidas com cargas lineares utilizando controlo PR: (a) THD% da tensão na fase A; (b) THD% da tensão na fase B; (c) THD% da tensão na fase C.

Através da Figura 6.23 e Figura 6.24, conclui-se que o algoritmo de controlo PR funciona corretamente com cargas lineares presentes no sistema. As tensões trifásicas produzidas apresentam um valor eficaz de 75 V, o mesmo valor do sinal de referência fornecido ao algoritmo de controlo PR. A taxa de distorção harmónica presente nas tensões produzidas apresenta valores bastante baixos, sendo o valor mais alto 1 %, na fases *A* e *C*. Os valores obtidos para as tensões produzidas através do controlo PR apresentam valores inferiores aos valores obtidos com o controlo PI na presença de cargas lineares no sistema. Estes resultados são obtidos utilizando um $K_p = 200$ e $K_s = 800$. Na Figura 6.25 é ainda apresentado a tensão na fase A e respetiva corrente consumida pela carga.

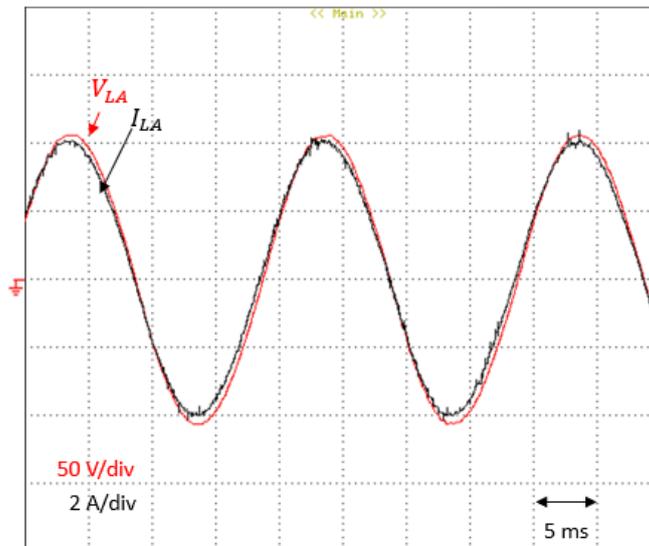


Figura 6.25 – Resultado obtido na tensão na fase A com controlo PR e respetiva corrente consumida pela carga linear.

Analisando a Figura 6.25, verifica-se a presença da carga linear presente no sistema, devido à forma de onda sinusoidal da corrente consumida na fase A. De referir que a carga utilizada não é puramente resistiva, apresentando uma certa indutância, que faz com que haja um ligeiro desfasamento entre a tensão produzida e a corrente consumida pela carga.

Posteriormente, procedeu-se à validação do controlo PR com a presença de uma carga não linear ligada ao sistema. A carga não linear utilizada é uma ponte retificadora a díodos trifásica com carga RC. O valor utilizado no condensador na saída da ponte retificador trifásica é de 750 μF e a resistência é de 100 Ω . Na Figura 6.26 são apresentados os resultados obtidos utilizando o controlo PR com a presença da carga não linear para um sinal de referência 75 V de valor eficaz.

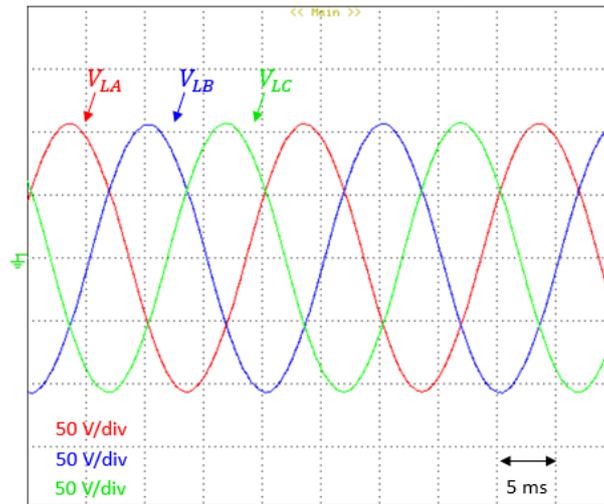


Figura 6.26 – Resultado obtido nas tensões produzidas alimentado um carga não linear trifásica utilizando controlo PR.

Na Figura 6.27 são apresentados os resultados obtidos da taxa de distorção harmónica presente em cada fase das tensões produzidas através do controlo PR com a carga não linear conectada ao sistema. É possível ainda observar a percentagem de cada harmónica presente em cada fase.

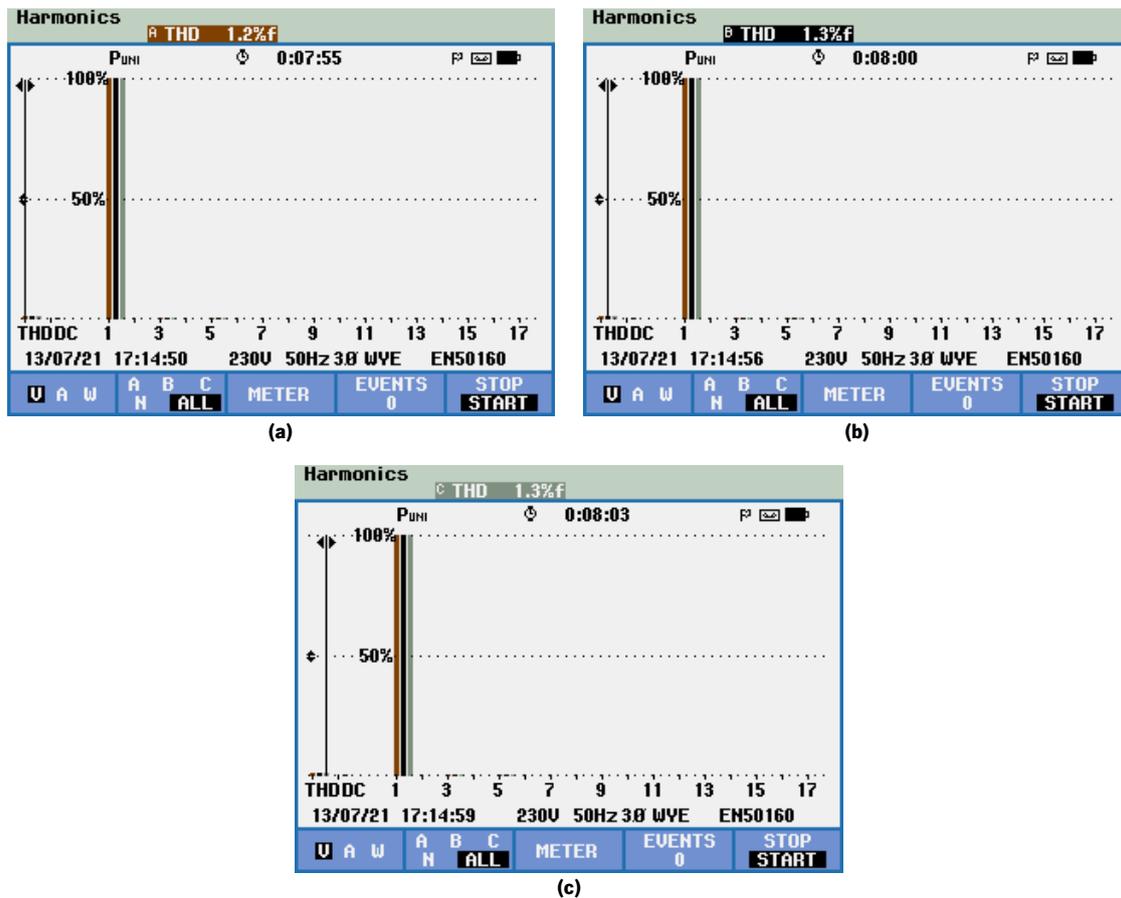


Figura 6.27 – Resultados obtidos nas tensões produzidas com uma carga não linear trifásica utilizando controlo PR: (a) THD% da tensão na fase A; (b) THD% da tensão na fase B; (c) THD% da tensão na fase C.

Analisando a Figura 6.26 e Figura 6.27, verifica-se o bom comportamento do algoritmo de controlo PR com a carga não linear trifásica conectada ao sistema. O algoritmo de controlo PR foi capaz de produzir

tensões trifásicas e equilibradas com 75 V de valor eficaz, valor presente no sinal de referência. As tensões trifásicas produzidas apresentam uma taxa de distorção harmónica bastante baixa, sendo o valor superior de 1,3 %, nas fases *B* e *C*. Verifica-se que o valor de THD% aumentou comparado com o valor obtido com o mesmo algoritmo de controlo com as cargas lineares ligadas ao sistema. No entanto, os valores de THD% continuam a apresentar valores bastante baixos, mantendo as tensões trifásicas com altos níveis de qualidade de energia eléctrica. Estes resultados são obtidos utilizando um $K_P = 200$ e $K_S = 800$. Na Figura 6.28 é apresentada a forma de onda da corrente consumida pela carga não linear na fase A, juntamente com a tensão produzida. Através da forma de onda da corrente, verifica-se a presença da carga não linear no sistema. Apesar da corrente consumida apresentar uma grande taxa de distorção harmónica, essa não interfere de forma significativa nas tensões produzidas através do algoritmo de controlo PR.

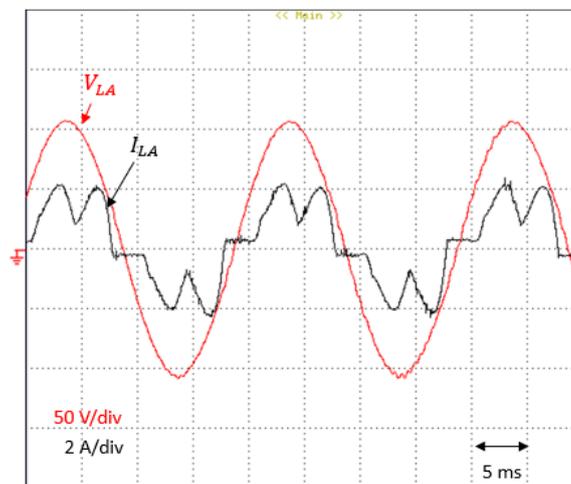


Figura 6.28– Resultado obtido na tensão na fase A com controlo PR e respetiva corrente consumida pela carga não linear.

6.4.3 Resultados experimentais do Controlo Preditivo

O último algoritmo de controlo de tensão a ser validado é o controlo preditivo. No capítulo 3 é feita a dedução da equação utilizada na implementação do controlo preditivo, sendo a equação 3.23 que descreve o modelo eléctrico do sistema utilizado. Tal como na validação dos algoritmos de controlo anteriores, a validação do controlo preditivo é feita utilizando duas cargas diferentes conectadas ao sistema. Os resultados desta validação são obtidos utilizando uma tensão no barramento CC de 300 V, regulada através do conversor CC-CC com energia proveniente das baterias.

Inicialmente, a validação do algoritmo de controlo preditivo é feita com a presença de cargas lineares no sistema. As cargas lineares utilizadas são cargas resistivas de 26 Ω ligadas em estrela. Na Figura 6.29

são apresentados os resultados obtidos utilizando o controlo preditivo com as cargas lineares para um sinal de referência 75 V de valor eficaz.

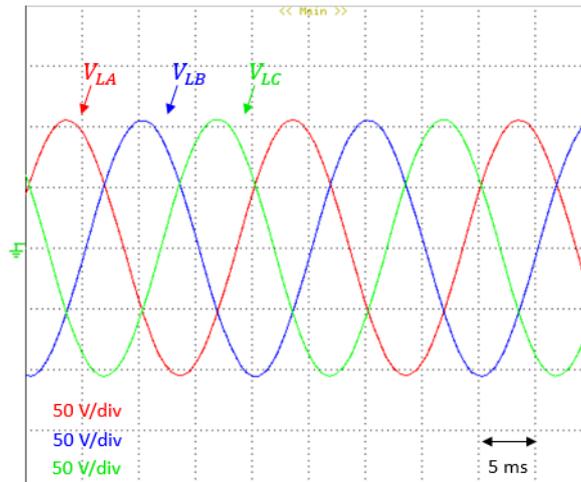


Figura 6.29 – Resultado obtido nas tensões produzidas alimentado cargas lineares utilizando controlo preditivo.

Na Figura 6.30 são apresentados os resultados obtidos em cada fase da taxa de distorção harmónica na presença de cargas lineares no sistema com o controlo preditivo utilizado no condicionador ativo paralelo.

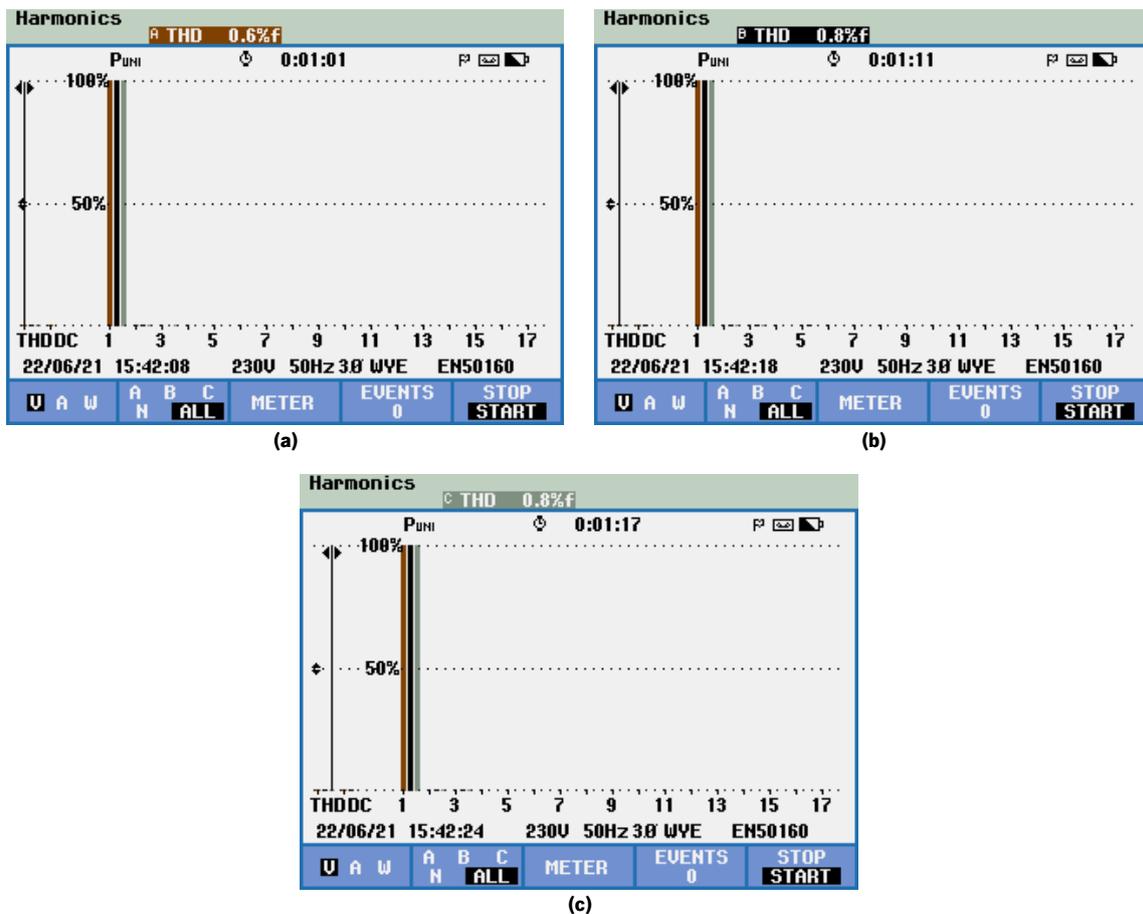


Figura 6.30 – Resultados obtidos nas tensões produzidas com cargas lineares utilizando controlo preditivo: (a) THD% da tensão na fase A; (b) THD% da tensão na fase B; (c) THD% da tensão na fase C.

Analisando a Figura 6.29 e Figura 6.30, é possível concluir que o algoritmo de controlo preditivo funciona corretamente alimentando cargas lineares ligadas ao sistema. As tensões trifásicas apresentam um valor eficaz de 75 V, valor presente nos sinais de referência utilizados no controlo preditivo. Os valores de taxa de distorção harmónica nas tensões produzidas apresentam valores bastante baixos, sendo o valor mais elevado de 0,8 %, nas fases *B* e *C*. Comparativamente com os controlos PI e PR apresentados anteriormente, o algoritmo de controlo preditivo é o algoritmo que apresenta melhores resultados em relação à taxa de distorção harmónica presente nas tensões produzidas com cargas lineares no sistema. Na Figura 6.31 é ainda apresentada a tensão na fase *A* e respetiva corrente consumida pela carga.

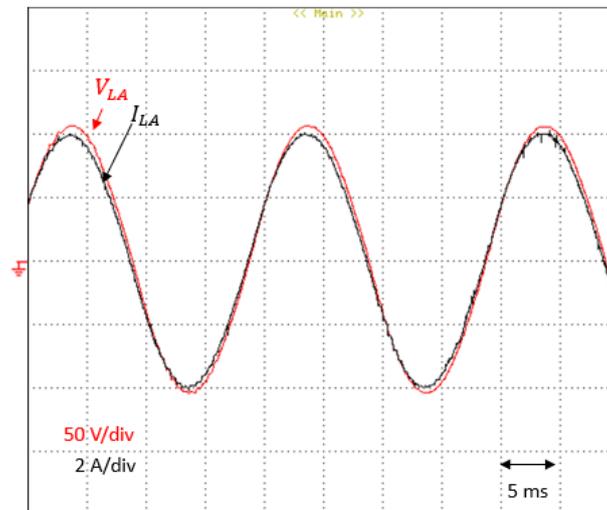


Figura 6.31 – Resultado obtido na tensão na fase *A* com controlo preditivo e respetiva corrente consumida pela carga linear. Através da Figura 6.31 é possível confirmar a presença da carga linear no sistema, através da forma de onda da corrente na fase *A* ser sinusoidal. A corrente consumida pela carga e a tensão produzida na fase *A* apresentam-se praticamente em fase, visto que a carga linear é uma carga predominantemente resistiva.

Por fim, procedeu-se à última validação necessária para o controlo preditivo. Esta validação é realizada na presença de uma carga não linear ligada ao sistema, de forma a verificar se uma carga não linear conectada ao sistema provocaria perturbações nas tensões produzidas. A carga não linear utilizada é uma ponte retificadora a diodos trifásica com carga RC. O valor utilizado no condensador na saída da ponte retificador trifásica é de 750 μF e a resistência é de 100 Ω . Na Figura 6.32 são apresentados os resultados obtidos utilizando o controlo PR com a presença da carga não linear para um sinal de referência 75 V de valor eficaz.

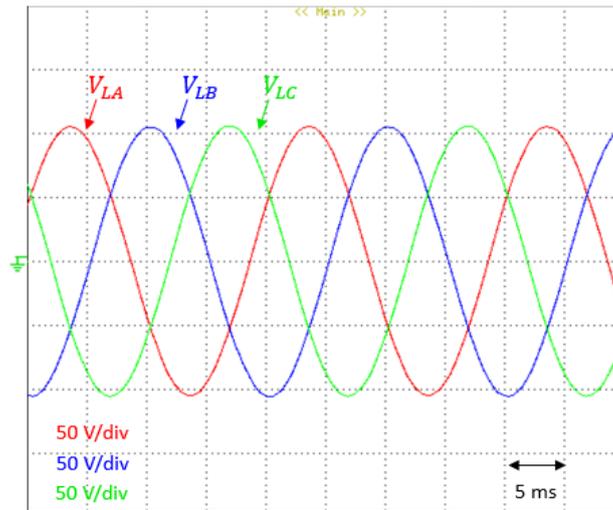


Figura 6.32 – Resultado obtido nas tensões produzidas alimentado um carga não linear trifásica utilizando controlo preditivo.

Na Figura 6.33 são apresentados os resultados obtidos da taxa de distorção harmónica presente em cada fase das tensões produzidas, utilizando o controlo preditivo com a carga não linear no sistema. É possível ainda observar a percentagem de cada harmónica presente em cada fase.

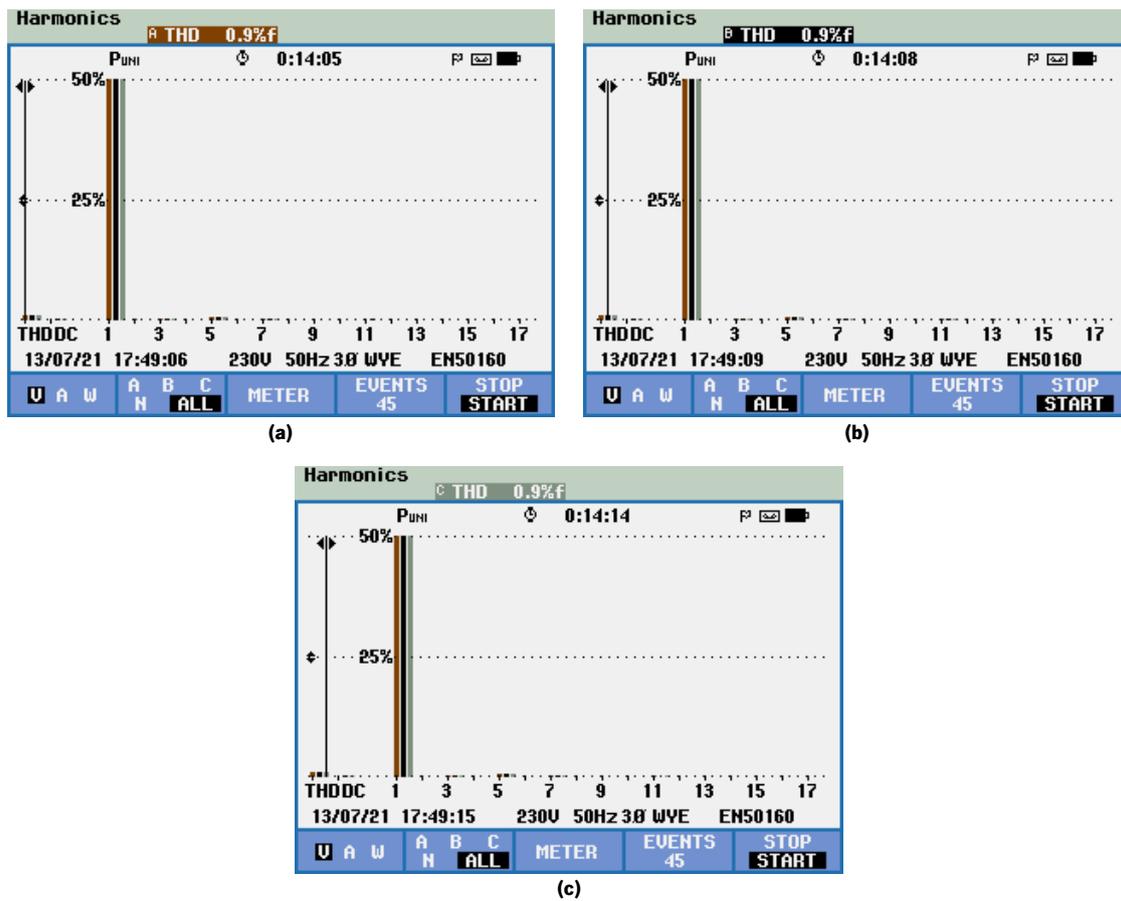


Figura 6.33 – Resultados obtidos nas tensões produzidas com uma carga não linear trifásica utilizando controlo preditivo: (a) THD% da tensão na fase A; (b) THD% da tensão na fase B; (c) THD% da tensão na fase C.

Através da Figura 6.32 e Figura 6.33, pode concluir-se que a carga não linear não altera significativamente o comportamento do algoritmo preditivo. O algoritmo preditivo foi capaz de produzir tensões trifásicas com um valor eficaz 75 V, valor pretendido e presente nos sinais de referência. Verifica-se que, com a presença da carga não linear no sistema, as taxas de distorção harmónica nas tensões produzidas aumentaram substancialmente, sendo o valor 0,9 % presente em todas as fases. Apesar do valor de THD% ter aumentado relativamente aos resultados obtidos com as cargas lineares, os valores obtidos com a carga não linear trifásica continuam a ser bastante baixos, tendo as tensões produzidas altos níveis de qualidade de energia elétrica. Na Figura 6.34 é apresentada a forma de onda da corrente consumida pela carga não linear na fase A, juntamente com a tensão produzida.

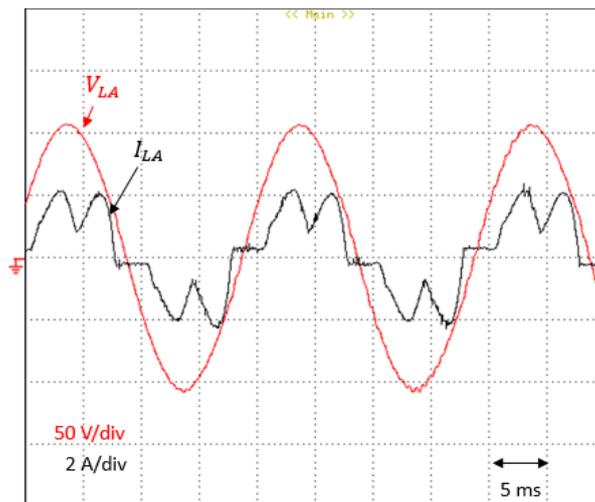


Figura 6.34 – Resultado obtido na tensão na fase A com controlo preditivo e respetiva corrente consumida pela carga não linear.

Na Figura 6.34 é apresentada a tensão produzida juntamente com a corrente consumida pela carga não linear trifásica na fase A. Analisando a forma de onda da corrente consumida pela carga, verifica-se a presença de uma carga não linear. A carga consumida apresenta uma grande taxa de distorção harmónica, mas essa característica não interfere de forma significativa nas tensões produzidas através do algoritmo de controlo preditivo.

6.4.4 Comparação entre os Diferentes Algoritmos de Controlo

Realizada a validação dos diferentes algoritmos de controlo aplicados ao condicionador ativo paralelo de forma a produzir tensões trifásicas e equilibradas com altos níveis de qualidade de energia, é apresentada uma comparação dos resultados obtidos, de forma a ser possível verificar as diferenças entre os diferentes controlos aplicados. Na tabela 6.1 são apresentados os resultados de THD% e do valor eficaz

das tensões produzidas pelo condicionador ativo paralelo utilizando os diferentes algoritmos de controlo com as diferentes cargas ligadas ao sistema (cargas lineares e carga não linear).

Tabela 6.1 – Comparação dos resultados experimentais obtidos com as diferentes técnicas de controlo.

| | Carga Resistiva | | | Carga retificadora RC | | |
|--------------------|-----------------|-----------|------------|-----------------------|-----------|------------|
| | Tensão | V_{RMS} | $THD_{\%}$ | Tensão | V_{RMS} | $THD_{\%}$ |
| Controlo PI | v_{LA} | 75,11 V | 1,2 % | v_{LA} | 75,11 V | 1,2 % |
| | v_{LB} | 74,98 V | 1,1 % | v_{LB} | 74,98 V | 1,3 % |
| | v_{LC} | 75,06 V | 1,2 % | v_{LC} | 75,06 V | 1,3 % |
| Controlo PR | v_{LA} | 75,01 V | 1,0 % | v_{LA} | 75,01 V | 1,2 % |
| | v_{LB} | 75,15 V | 0,9 % | v_{LB} | 75,15 V | 1,3 % |
| | v_{LC} | 75,21 V | 1,0 % | v_{LC} | 75,21 V | 1,3 % |
| Controlo Preditivo | v_{LA} | 75,04 V | 0,6 % | v_{LA} | 75,04 V | 0,9 % |
| | v_{LB} | 74,94 V | 0,8 % | v_{LB} | 74,94 V | 0,9 % |
| | v_{LC} | 74,98 V | 0,8 % | v_{LC} | 74,98 V | 0,9 % |

Analisando os resultados da tabela 6.1, é possível concluir que todos os algoritmos de controlo apresentam um bom desempenho, visto que apresentam $THD_{\%}$ aproximadamente de 1%, podendo ser aplicados ao condicionador ativo paralelo presente na topologia proposta, de forma a produzir as tensões trifásicas equilibradas que alimentam as cargas presentes no sistema.

O algoritmo de controlo preditivo é o controlo que apresenta os melhores resultados em termos de taxa de distorção harmónica, apresentando os resultados mais baixos dos 3 algoritmos apresentados. O controlo PR e PI apresentam resultados bastante similares nas tensões produzidas. Verifica-se que os resultados obtidos no valor eficaz das tensões produzidas para qualquer algoritmo de controlo utilizado

é o esperado, sendo que é fornecido a todos um sinal de referência com o valor eficaz de 75 V.

Posto isto, é possível concluir que todos os algoritmos de controlo apresentam resultados bastante satisfatórios, sendo o controlo preditivo o que apresenta melhores resultados.

6.5 Conclusões

Neste capítulo foram descritos os ensaios laboratoriais efetuados para realizar as validações e obter os resultados experimentais obtidos nos diferentes conversores que constituem a topologia proposta. Numa fase inicial foram apresentados os resultados obtidos na implementação do algoritmo PLL trifásica, de forma a obter sinais de referência em fase com a rede elétrica para serem utilizados nos algoritmos de controlo de tensão aplicados ao condicionador ativo paralelo.

Seguidamente, procedeu-se à validação dos modos de operação do conversor CC-CC bidirecional que realiza a interface com as baterias. Primeiramente validou-se o modo *boost* na topologia convencional, passando, de seguida, para a validação do mesmo modo de operação da topologia *interleaved*. Desta forma foi possível efetuar uma comparação entre as duas topologias, tendo-se obtido melhores resultados com a topologia *interleaved*. Validado o modo *boost*, procedeu-se à validação do modo buck. A validação do modo buck foi realizada para a topologia convencional e *interleaved*. Tal como para o modo *boost*, os melhores resultados obtidos na validação do modo *buck* foram com a topologia *interleaved*, apresentando uma corrente na bateria com *ripple* menor. O controlo utilizado para o conversor CC-CC bidirecional foi um controlo PI de corrente.

Validados os dois modos de operação necessários para a aplicação do conversor CC-CC bidirecional, procedeu-se à validação da regulação e equilíbrio da tensão do barramento CC. Para esta validação apenas foi utilizada a topologia *interleaved*, visto que apresenta mais vantagens que a topologia convencional. Nesta validação, as baterias forneciam a energia necessária para a regulação da tensão no barramento CC, sendo esta realizada através de um controlo PI, que fornece ao controlo de corrente do conversor CC-CC a potência necessária à regulação do barramento CC-CC. A regulação do barramento CC foi validada para os 300 V, valor utilizado na tensão do barramento CC com a topologia proposta em funcionamento. Além da validação da regulação da tensão do barramento CC-CC, foi também realizado o equilíbrio da tensão entre as duas metades que constituem o mesmo, obtendo assim 150 V em cada condensador que constitui o barramento CC.

Por fim, procedeu-se à validação da topologia completa com a adição do condicionador ativo paralelo ao conversor CC-CC bidirecional com a funcionalidade de regular e equilibrar a tensão no barramento CC.

Foram utilizados três algoritmos de controlo de tensão diferentes aplicados ao condicionador ativo paralelo, de forma a verificar o comportamento do mesmo na presença de cada algoritmo de controlo. Os algoritmos de controlo utilizados foram o controlo PI, controlo PR e controlo preditivo, em que foram validados com diferentes tipos de cargas. Os resultados experimentais obtidos com os diferentes algoritmos de controlo apresentam tensões trifásicas sinusoidais e equilibradas com 75 V de valor eficaz e com THD% de valores baixos, nunca excedendo 1,3 % nas tensões produzidas. Os resultados obtidos com o controlo preditivo foram os melhores, apresentando, no pior dos casos, um THD% de 0,9 % com a carga não linear trifásica ligada ao sistema.

Capítulo 7

Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro

7.1 Conclusões

Esta dissertação de mestrado teve como intuito o desenvolvimento de um condicionador ativo paralelo de um iUPQC com armazenamento local de energia a ser integrado numa microrrede. O condicionador ativo paralelo é responsável por gerar as tensões trifásicas da microrrede com altos padrões de qualidade através da energia fornecida pela bateria. Entre a bateria e o condicionador ativo paralelo é utilizado um conversor CC-CC bidirecional na topologia *interleaved*, de forma a efetuar a carga/descarga do sistema de armazenamento de energia, neste caso constituído por baterias eletroquímicas, conforme as necessidades da microrrede.

No capítulo 1 foram apresentados os principais problemas relacionados com a qualidade de energia elétrica mais concretamente, distorção harmónica, cavas de tensão, sobretensões, subtensões, variações de frequência e de amplitude, desequilíbrios das tensões e interrupções de alimentação. Estes problemas que ocorrem nas tensões da rede elétrica podem causar falhas na operação das cargas dos consumidores. As correntes consumidas pelas cargas podem ainda causar alguns dos problemas apresentados anteriormente. Verificou-se que na presença de cargas não lineares, a corrente consumida é não sinusoidal, apresentando grande distorção harmónica, que pode originar um aumento da distorção harmónica das tensões de alimentação.

No capítulo 2 é realizado um estudo bibliográfico sobre os condicionadores ativos de potência para a mitigação dos problemas de QEE. Inicialmente são abordados o Filtro Ativo Série (FAS) e o Filtro Ativo Paralelo (FAP), que apenas mitigam problemas relacionados com as correntes e as tensões da rede elétrica, respetivamente. Estes filtros ativos podem ainda incorporar filtros passivos de forma a melhorar o seu comportamento. Estes condicionadores ativos conseguem mitigar problemas relacionados com as tensões e correntes da rede elétrica, mas são incapazes de resolver os problemas das interrupções de alimentação. Com isto, surge o estudo das UPS. Estes equipamentos apresentam baterias na sua composição, o que permite mitigar os problemas relacionados com as interrupções de alimentação. As UPS apresentam várias topologias, entre elas *Passive-Standby*, *Line-Interactive* e *Double-Conversion*.

Entre as topologias apresentadas, a UPS *Double-Conversion* é a que apresenta maiores vantagens. De seguida foi apresentado o UPQC, um equipamento constituído por um FAP e por um FAS que partilham o mesmo barramento CC. Este equipamento é capaz de mitigar problemas relacionados com a tensão e corrente, simultaneamente. O UPQC utiliza o FAS para mitigar os problemas relacionados com a tensão da rede elétrica e o FAP para mitigar os problemas relacionados com a corrente. Por fim, foi apresentado o iUPQC, o principal foco de estudo e desenvolvimento no qual este trabalho de dissertação se insere. O iUPQC apresenta a mesma topologia que o UPQC, no entanto, os 2 condicionadores ativos invertem as suas funções. Isto é, o FAP passa a mitigar os problemas relacionados com a tensão, enquanto que o FAS passa a mitigar os problemas relacionados com a corrente. Na tentativa de resolver os problemas relacionados com as interrupções de alimentação, é apresentada uma topologia de um iUPQC com a adição de fontes de energias renováveis, mais propriamente, painéis solares fotovoltaicos e tecnologias de armazenamento de energia, neste caso, baterias. Com isto, a topologia do iUPQC é capaz de mitigar os problemas de QEE apresentados anteriormente.

No capítulo 3 é apresentado um estudo bibliográfico das tecnologias de armazenamento de energia, mais especificamente das baterias. São apresentadas as principais características das baterias, bem como as diferenças, vantagens e desvantagens das diferentes tecnologias de baterias existentes. A bateria de iões de fosfato-ferro-lítio (LiFePO₄) é a que apresenta maior vantagens para a aplicação desta dissertação, sendo esta tecnologia a escolhida para ser utilizada. São também apresentados vários métodos de carregamento de baterias, entre eles, correntes constante, tensão constante, potência constante, por pulsos e carregamento *reflex*. Após o estudo dos métodos de carregamento, conclui-se que o método de potência constante era o mais adequado para ser utilizado perante a aplicação ser a incorporação numa microrrede.

Além disso, é ainda apresentado um estudo bibliográfico acerca dos conversores de potência e dos algoritmos de controlo que poderiam ser utilizados. Em relação aos conversores CC-CC são primeiramente apresentadas as topologias unidirecionais *buck* e *boost*. As topologias unidirecionais apenas permitem que a corrente flua num único sentido. Posto isto, são apresentadas as topologias bidirecionais que conseguem operar em modo *buck* ou modo *boost*. Nas topologias bidirecionais situam-se a topologia convencional e a topologia *interleaved*. Desta forma, é possível realizar a interface entre as baterias e o barramento CC da topologia, efetuando a carga/descarga da mesma. Em relação aos conversores de eletrónica de potência CC-CA, realizou-se uma comparação entre o tipo VSI e tipo CSI, sendo que a topologia da dissertação utiliza um conversor CC-CA do tipo VSI. Dentro dos conversores de eletrónica de potência CC-CA do tipo VSI, foram apresentados conversores CC-CA para sistemas trifásicos com neutro, em que se encontram o inversor VSI de 4 fios com 4 braços e o inversor VSI de 4 fios com

3 braços e ponto médio no barramento CC, tendo sido dado maior foco a este último, visto ser a topologia utilizada no condicionador ativo paralelo.

Em relação aos algoritmos de controlo, começaram por ser apresentadas cinco técnicas de controlo de tensão. Verificou-se que as técnicas de controlo de tensão por *Periodic Sampling* e por Histerese apresentam uma frequência de comutação variável, apresentando como vantagem a sua simplicidade de implementação. As técnicas de controlo PI, PR e preditivo apresentam uma maior complexidade na sua implementação, no entanto, apresentam resultados bastante superiores às anteriores. Estas técnicas de controlo necessitam de técnicas de modulação de forma a gerar os sinais de PWM que são aplicados aos semicondutores. As técnicas de modulação apresentadas foram a modulação SPWM e SVPWM. A técnica de modulação SVPWM apresenta resultados melhores relativamente à SPWM, mas, como desvantagem, apresenta um grau de dificuldade de implementação mais elevado.

No capítulo 4 são apresentadas as simulações computacionais efetuadas. Começando pela simulação do conversor *buck-boost* bidirecional convencional, que utiliza o método de potência constante para efetuar a carga/descarga da bateria. Primeiramente, é apresentado o modo *boost*, que é responsável por efetuar a descarga da bateria, fazendo a energia fluir da bateria para o barramento CC. No modo *buck* a energia flui do barramento CC para a bateria, efetuando a carga da mesma. A potência de referência utilizada para a carga e descarga da bateria foi de 5 kW. De seguida, foi efetuada a mesma simulação para o conversor *buck-boost* bidirecional na topologia *interleaved*. Foi possível melhorar os resultados com a topologia *interleaved*, apresentando uma corrente de carga/descarga com menor *ripple* comparativamente à obtida com a topologia convencional. Validados os dois modos de operação do conversor CC-CC, utilizou-se este conversor para efetuar a regulação da tensão do barramento CC para um valor de 800 V. Além da regulação da tensão do barramento CC, foram ainda apresentados os resultados obtidos no equilíbrio da tensão das duas metades que constituem o barramento CC. De seguida, apresentaram-se os resultados obtidos na simulação do condicionador ativo paralelo. Para esta simulação, utilizaram-se duas fontes de tensão de 400 V, de forma a manter a tensão constante nos 800 V no barramento CC. Implementaram-se 3 algoritmos de controlo de tensão aplicados ao condicionador ativo paralelo, sendo esses o controlo PI, PR e preditivo. Implementaram-se um algoritmo de PLL para se obter sinais de referência em fase com a rede elétrica para serem utilizados nos algoritmos de controlo. De forma a validar cada algoritmo em situações distintas, utilizaram-se duas cargas diferentes (linear e não linear) de forma a verificar o comportamento de cada algoritmo de controlo. No final foi possível concluir que todos os algoritmos de controlo apresentam resultados satisfatórios, sendo o algoritmo de controlo preditivo o que se destaca mais, apresentando, no pior dos casos, um THD% de 0,8 % na presença da carga não linear trifásica. Por fim, é realizada a simulação da

topologia completa utilizando o conversor CC-CC para regular a tensão do barramento CC nos 800 V e o condicionador ativo paralelo para produzir tensões trifásicas sinusoidais e equilibradas de 230 V com uma baixa percentagem de distorção harmónica.

No capítulo 5 é descrito todo o *hardware* presente no protótipo laboratorial utilizado no desenvolvimento da dissertação. Numa primeira fase são apresentados os elementos constituintes do sistema de potência. Deste modo, são apresentados os elementos presentes na parte do conversor, como os módulos de IGBT, bobinas, condensadores de *snubber*, dissipadores, bem como as ligações entre estes elementos. Logo depois é apresentado o sistema de controlo, em que é efetuada uma apresentação detalhada sobre os elementos constituintes, desde os sensores de tensão e corrente utilizados e os respetivos dimensionamentos efetuados para as resistências de medida, até todas as placas de circuito impresso presentes neste sistema, como placa de condicionamento de sinal e deteção de erros, placa de comando, placa de *driver* e placa de proteção dos IGBT, placa de DAC e DSC, utilizado com a respetiva placa de suporte.

No capítulo 6 são apresentados os resultados experimentais obtidos com o protótipo laboratorial. Numa primeira fase são apresentados os resultados experimentais do conversor CC-CC bidirecional, de forma a validar os modos de operação *boost* e *buck*. Nesta fase, foram utilizadas uma fonte de tensão de forma a emular a bateria a fornecer energia e uma carga resistiva de forma a simular a bateria a receber energia. Foram apresentados os resultados com a topologia convencional e com a topologia *interleaved* e foi possível verificar que a topologia *interleaved* apresenta correntes com um *ripple* inferior ao *ripple* obtido na topologia convencional. Realizada a validação dos dois modos de operação, utilizou-se o conversor CC-CC bidirecional *interleaved* para efetuar a regulação da tensão do barramento CC. As baterias fornecem a energia necessária para regular o barramento CC através do conversor CC-CC, que recebe uma potência de regulação fornecida por um controlo PI. Os resultados obtidos para a regulação da tensão para o barramento CC foram para os 270 V, sendo que cada metade continha 135 V, validando também o algoritmo de equilíbrio da tensão do barramento CC. Por fim, procedeu-se à apresentação dos resultados obtidos da topologia completa, com a adição do condicionador ativo paralelo ao conversor CC-CC bidirecional *interleaved*. Foram implementados os três algoritmos de tensão, sendo eles o controlo PI, PR e preditivo. Foram apresentados os resultados obtidos na presença de cargas lineares e na presença de uma carga não linear trifásica. Todos os controlos apresentaram resultados bastantes satisfatórios para tensões trifásicas sinusoidais e equilibradas de 75 V, sendo o controlo preditivo o que se destaca, apresentando, no pior dos casos, um THD% de 0,9 % com a carga não linear trifásica ligada ao sistema.

De um modo geral, conclui-se que todos os objetivos desta dissertação foram cumpridos. Todos os algoritmos de controlo de tensão aplicados ao condicionador ativo paralelo foram validados nos resultados experimentais do capítulo 6, apresentado um bom comportamento nas diferentes situações testadas. Além da validação dos diferentes algoritmos de tensão aplicados ao condicionador ativo paralelo, foi também possível validar a topologia completa apresentada com o condicionador ativo paralelo a operar com energia proveniente das baterias operando num modo isolado. Para este modo isolado funcionar de forma independente, seria necessário a adição de fontes de energia renováveis de forma a obter outras formas de fornecimento de energia ao sistema.

7.2 Sugestões para Trabalho Futuro

O trabalho desenvolvido ao longo desta dissertação permitiu a validação do condicionador ativo paralelo de um iUPQC com interface com baterias para uma tensão de 75 V. No entanto, não foi possível incorporar esta topologia no iUPQC, de forma a implementar um condicionador ativo de potência capaz de mitigar todos os problemas de QEE. Posto isto, e uma vez que o protótipo laboratorial é composto por todo o *hardware* necessário para a implementação do iUPQC, sugere-se para trabalhos futuros:

- A incorporação do condicionador ativo paralelo no iUPQC, com o desenvolvimento do condicionador ativo série com algoritmos de controlo de corrente de forma a garantir correntes sinusoidais do lado da rede elétrica;
- Além do condicionador ativo série, a adição de energias renováveis, bem como a implementação de algoritmos MPPT, de forma a extrair a máxima potência dos mesmos;
- Implementação de algoritmos de controlo de potência, de forma a garantir uma gestão inteligente dos fluxos de potência, utilizando as várias formas de energia presentes no sistema para fornecer/armazenar energia da forma mais inteligente possível;
- Realização de ensaios experimentais do iUPQC para os valores nominais a que o protótipo laboratorial foi desenvolvido;
- Ensaio do equipamento sob problemas de QEE comuns em equipamentos ligados à rede elétrica, como sobretensões e subtensões;
- Uma interface gráfica de monitorização e controlo do sistema com o objetivo de fornecer, em tempo real, dados do sistema, tais como modos de operação, energia armazenada, etc.

Referências

- [1] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodriguez, "Control of power converters in AC microgrids," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4734–4749, 2012.
- [2] J. S. Martins, C. Couto, and J. L. Afonso, "Qualidade de energia eléctrica," *3. Congr. Luso-Moçambicano Eng.*, p. 14, 2003, doi: 10.1016/j.ijpsycho.2014.08.880.
- [3] R. Targosz and J. Manson, "Pan-European power quality survey," *2007 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, pp. 1–6, 2007.
- [4] "Regulamento da qualidade de serviço, Diário da República 2.ª Série N.º - 24 de 8 de março 2006."
- [5] P. I. P. da Qualidade, "NP EN 50160: 2010: Características da tensão fornecida pelas redes de distribuição pública de energia eléctrica. Instituto Português da Qualidade," 2010.
- [6] J. A. Martinez-Velasco and J. Martin-Arnedo, "Calculation of voltage sag indices for distribution networks," *Proceedings of 2005 IEEE International Conference on Power Systems Transients, IPST05-046*, 2005.
- [7] N. Edomah, "Effects of voltage sags, swell and other disturbances on electrical equipment and their economic implications," *IEEE Proc. of 20th International Conference on Electricity Distribution*, pp. 1–4, 2009.
- [8] A. Bagheri and M. H. Bollen, "The novel method for voltage transient detection and characterization," *IEEE Milan PowerTech*, 2019.
- [9] J. L. Afonso, H. J. J. R. Silva, J. S. Martins, and others, "Active filters for power quality improvement," *IEEE Porto PowerTech*, pp. 1-8, 2001.
- [10] M. Maksic, B. Blavzic, and I. Papivc, "Flicker summation factor in the slovenian transmission network," *2011 IEEE Trondheim PowerTech*, pp. 1–6, 2011.
- [11] L. Xu, M.-Y. Chow, J. Timmis, and L. S. Taylor, "Power distribution outage cause identification with imbalanced data using artificial immune recognition system (AIRS) algorithm," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 22, no. 1, pp. 198–204, 2007.
- [12] P. G. Kini, R. C. Bansal, and R. S. Aithal, "Impact of voltage unbalance on the performance of three-phase induction motor," *The South Pacific Journal of Natural and Applied Sciences*, vol. 24, no. 1, pp. 45–50, 2006.
- [13] I. Dzafic, T. Donlagic, and S. Henselmeyer, "Fortescue transformations for three-phase power flow analysis in distribution networks," *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pp. 1–7, 2012.

- [14] J. Pinto, H. Gonçalves, and 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.
- [15] A. Ghosh and G. Ledwich, *Power quality enhancement using custom power devices*. Springer science & business media, 2012.
- [16] J. Miret, L. G. De Vicuna, M. Castilla, J. Matas, and J. M. Guerrero, "Design of an analog quasi-steady-state nonlinear current-mode controller for single-phase active power filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 12, pp. 4872–4881, 2009.
- [17] R. Costa-Castelló, R. Griñó, R. C. Parpal, and E. Fossas, "High-performance control of a single-phase shunt active filter," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 17, no. 6, pp. 1318–1329, 2009.
- [18] J. Pinto, P. Neves, D. Gonçalves, and J. L. Afonso, "Field results on developed three-phase four-wire Shunt Active Power Filters," *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 480–485, 2009.
- [19] L. Motta and N. Faúndes, "Active passive harmonic filters: Applications, challenges & trends," *2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, pp. 657–662, 2016.
- [20] J. Pinto, R. G. Pregitzer, L. F. Monteiro, and J. L. Afonso, "3-phase 4-wire shunt active power filter with renewable energy interface," *ICREPO'07-International Conference on Renewable Energies and Power Quality*, pp. 1–6, 2007.
- [21] F. A. M. da Costa, "Desenvolvimento de um conversor CA-CC unificado com características de filtro ativo paralelo,". Dissertação de mestrado, Universidade do Minho. 2017.
- [22] A. M. Rodrigues, V. Monteiro, T. J. Sousa, T. Alves, J. Pinto, and J. L. Afonso, "Advanced load-shift system: An experimental validation of the ac-dc converter as shunt active power filter," *International Conference on Sustainable Energy for Smart Cities*, pp. 257–268, 2019.
- [23] J. G. Pinto, H. Carneiro, B. Exposto, C. Couto, and J. L. Afonso, "Transformerless series active power filter to compensate voltage disturbances," *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, pp. 1–6, 2011.
- [24] J. L. Torre, L. A. Barros, J. L. Afonso, and J. Pinto, "Development of a proposed single-phase series active power filter without external power sources," *2019 International Conference on Smart Energy Systems and Technologies (SEST)*, pp. 1–6, 2019.
- [25] J. Pinto, R. Pregitzer, L. F. Monteiro, C. Couto, and J. L. Afonso, "A combined series active filter and passive filters for harmonics, unbalances and flicker compensation," *2007 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, pp. 54–59, 2007.
- [26] J. Beaudet, J. Fiorina, and O. Pinon, "UPS topologies and standards," *MGE-UPS Systems*, 1999.

- [27] L. M. A. Caseiro, “Double conversion uninterruptible power supply with internal fault diagnosis and tolerance, based on a multilevel topology,” Dissertação de mestrado, Universidade de Coimbra. 2017.
- [28] L. F. Monteiro, J. Pinto, J. L. Afonso, and M. Bellar, “A three-phase four-wire unified power quality conditioner without series transformers,” *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 168–173, 2012.
- [29] S. Dheeban and N. M. Selvan, “PV integrated UPQC for sensitive Load,” *2020 International Conference on Emerging Trends in Information Technology and Engineering (ic-ETITE)*, pp. 1–7, 2020.
- [30] V. F. Pires, D. Foito, A. Cordeiro, and J. F. Martins, “PV generators combined with UPQC based on a dual converter structure,” *2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 1781–1786, 2017.
- [31] M. Aredes and R. M. Fernandes, “A dual topology of unified power quality conditioner: The iUPQC,” *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, 2009.
- [32] A. R. Sparacino, G. F. Reed, R. J. Kerestes, B. M. Grainger, and Z. T. Smith, “Survey of battery energy storage systems and modeling techniques,” *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pp. 1–8, 2012, doi: 10.1109/PESGM.2012.6345071, ISSN: 1944-9925.
- [33] M. Team and others, “A guide to understanding battery specifications,” *Massachusetts Institute of technology, USA, Tech. Rep.*, 2008.
- [34] M. A. Roscher, J. Assfalg, and O. S. Bohlen, “Detection of utilizable capacity deterioration in battery systems,” *IEEE Transactions on vehicular technology*, vol. 60, no. 1, pp. 98–103, 2010.
- [35] B. A. Aderemi, A. T. P. Zau, S. D. Chowdhury, T. O. Olwal, and A. M. Abu-Mahfouz, “Hybrid battery technologies with battery management system in power and energy sectors,” *2018 IEEE PES/IAS PowerAfrica*, pp. 716–721, 2018.
- [36] G. Saldaña, J. I. San Martin, I. Zamora, F. J. Asensio, and O. Oñederra, “Analysis of the current electric battery models for electric vehicle simulation,” *Energies*, vol. 12, no. 14, p. 2750, 2019.
- [37] S. Barcellona and L. Piegari, “Lithium ion battery models and parameter identification techniques,” *Energies*, vol. 10, no. 12, p. 2007, 2017.
- [38] B. University, “What’s the Best Battery?” [Online]. Available: <https://batteryuniversity.com/index.php/learn/archive/whats-the-best-battery>. [Accessed: 26-Jan-2021]
- [39] A. Khaligh and Z. Li, “Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: state of the art,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 6, pp. 2806–2814, 2010, doi: 10.1109/TVT.2010.2047877.

- [40] L. A. M. de Barros, “Desenvolvimento de um microinversor com armazenamento local de energia para aplicações solares fotovoltaicas,” Dissertação de mestrado, Universidade do Minho. 2016.
- [41] B. University, “BU-203: Nickel-based Batteries” [Online]. Available: <https://batteryuniversity.com/index.php/learn/article/%20nickel-based-batteries>. [Accessed: 26-Oct-2020]
- [42] Y. Miao, P. Hynan, A. von Jouanne, and A. Yokochi, “Current Li-ion battery technologies in electric vehicles and opportunities for advancements,” *Energies*, vol. 12, no. 6, p. 1074, 2019.
- [43] B. University, “Types of Lithium-ion” [Online]. Available: <https://batteryuniversity.com/index.php/learn/article/types-of-lithium-ion>. [Accessed: 26-Jan-2021]
- [44] M. S. Farag, R. Ahmed, S. A. Gadsden, S. R. Habibi, and J. Tjong, “A comparative study of Li-ion battery models and nonlinear dual estimation strategies,” *2012 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pp. 1–8, 2012, doi: 10.1109/ITEC.2012.6243485.
- [45] C. Simpson, “Battery charging,” *National semiconductors*, 1995.
- [46] C.-C. Hua and M.-Y. Lin, “A study of charging control of lead-acid battery for electric vehicles,” *ISIE'2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No. 00TH8543)*, vol. 1, pp. 135–140, 2000.
- [47] I.-H. Cho, P.-Y. Lee, and J.-H. Kim, “Analysis of the effect of the variable charging current control method on cycle life of Li-ion batteries,” *Energies*, vol. 12, no. 15, p. 3023, 2019.
- [48] P. Keil and A. Jossen, “Charging protocols for lithium-ion batteries and their impact on cycle life—An experimental study with different 18650 high-power cells,” *Journal of Energy Storage*, vol. 6, pp. 125–141, 2016.
- [49] S.-Y. Fan, G.-K. Chang, and S.-Y. Tseng, “A reflex charger realized by multi-interleaved buck-boost converters,” *2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp. 1215–1220, 2011.
- [50] C.-M. Lai, J. Teh, Y.-H. Cheng, and Y.-H. Li, “A reflex-charging based bidirectional DC charger for light electric vehicle and DC-microgrids,” *TENCON 2017-2017 IEEE Region 10 Conference*, pp. 280–284, 2017.
- [51] M. H. Rashid, *Power electronics handbook: devices, circuits and applications*. Elsevier, 2010.
- [52] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, “Step-up DC-DC converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications,” *IEEE transactions on power electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9143–9178, 2017.

- [53] D. C. Erb, O. C. Onar, and A. Khaligh, "Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles," *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2066–2072, 2010.
- [54] A. K. Verma, B. Singh, and D. Shahani, "Grid to vehicle and vehicle to grid energy transfer using single-phase bidirectional AC-DC converter and bidirectional DC-DC converter," *2011 International Conference on Energy, Automation and Signal*, pp. 1–5, 2011.
- [55] V. Monteiro, J. Pinto, B. Exposto, L. F. Monteiro, C. Couto, and J. L. Afonso, "A novel concept of unidirectional bridgeless combined boost-buck converter for EV battery chargers," *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 190–195, 2015.
- [56] Z. Liao and X. Ruan, "A novel power management control strategy for stand-alone photovoltaic power system," *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 445–449, 2009.
- [57] E. Arango, C. A. Ramos-Paja, J. Calvente, R. Giral, and S. Serna, "Asymmetrical interleaved DC/DC switching converters for photovoltaic and fuel cell applications—Part 1: Circuit generation, analysis and design," *Energies*, vol. 5, no. 11, pp. 4590–4623, 2012.
- [58] A. M. Omara and M. Sleptsov, "Bidirectional interleaved DC/DC converter for electric vehicle application," *2016 11th International Forum on Strategic Technology (IFOST)*, pp. 100–104, 2016.
- [59] C. Viana, M. Keshani, and P. W. Lehn, "Interleaved buck-boost integrated dc fast charger with bidirectional fault blocking capability," *2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1–7, 2019.
- [60] D. K. Sasi and K. Jiji, "Interleaved Bidirectional DC/DC Converter Topologies for Solar based Standalone Distributed Generation Systems," *2020 IEEE International Conference on Power Systems Technology (POWERCON)*, pp. 1–6, 2020.
- [61] M. Salo and S. Pettersson, "Current-source active power filter with an optimal DC current control," *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1–4, 2006.
- [62] D. H. Lu, H. Takubo, H. Wakimoto, T. Muramatsu, and H. Nakazawa, "A 700-V class reverse-blocking IGBT for large capacity power supply applications," *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1–5, 2016.
- [63] M. Routimo, M. Salo, and H. Tuusa, "Comparison of voltage-source and current-source shunt active power filters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 636–643, 2007.
- [64] B. Exposto, H. Carneiro, G. Pinto, C. Couto, and J. L. Afonso, "Simulations of a current-source shunt active power filter with carrier-based PWM and periodic sampling modulation techniques," *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–8, 2011.

- [65] K. Vadirajacharya, P. Agarwal, and H. Gupta, "Control of current-source active power filter using unit vector template in three phase four wire unbalanced system," *2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 1683–1688, 2007.
- [66] M. Salo and H. Tuusa, "A new control system with a control delay compensation for a current-source active power filter," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 52, no. 6, pp. 1616–1624, 2005.
- [67] P. Parkatti, M. Salo, and H. Tuusa, "A novel vector controlled current source shunt active power filter and its comparison with a traditional topology," *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–9, 2007.
- [68] H.-P. To, M. F. Rahman, and C. Grantham, "A current source active power filter with minimum requirement of current sensors," *The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004.*, vol. 2, pp. 444–449, 2004.
- [69] S. G. Seifossadat, R. Kianinezhad, A. Ghasemi, and M. Monadi, "Quality improvement of shunt active power filter, using optimized tuned harmonic passive filters," *2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pp. 1388–1393, 2008.
- [70] S. Dineshkumar and N. Senthilnathan, "Three phase shunt active filter interfacing renewable energy source with power grid," *2014 Fourth International Conference on Communication Systems and Network Technologies*, pp. 1026–1031, 2014.
- [71] S. Devassy and B. Singh, "Control of renewable energy integrated universal active filter for modern distribution systems," *2018 8th IEEE India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, pp. 1–6, 2018.
- [72] N. Karelia, A. V. Sant, and V. Pandya, "Comparison of UPQC Topologies for Power Quality Enhancement in Grid Integrated Renewable Energy Sources," *2019 IEEE 16th India Council International Conference (INDICON)*, pp. 1–4, 2019.
- [73] R. Pregitzer, J. Pinto, M. J. Sepulveda, and J. L. Afonso, "Parallel association of shunt active power filters," *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 2493–2498, 2007.
- [74] S. Po-Ngam, "The simplified control of three-phase four-leg shunt active power filter for harmonics mitigation, load balancing and reactive power compensation," *2014 11th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, pp. 1–6, 2014.
- [75] S. S. Seyedalipour, H. A. Aalami, and A. Barzegar, "A novel control technique for stable operation of four-leg shunt active power filters in electrical grids," *2017 Conference on Electrical Power Distribution Networks Conference (EPDC)*, pp. 175–181, 2017.

- [76] P. Rodriguez, R. Pindado, and J. Bergas, "Alternative topology for three-phase four-wire PWM converters applied to a shunt active power filter," *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*, vol. 4, pp. 2939–2944, 2002.
- [77] N. Mendalek, "Modeling and control of three-phase four-leg split-capacitor shunt active power filter," *2009 International Conference on Advances in Computational Tools for Engineering Applications*, pp. 121–126, 2009.
- [78] S. A. O. da Silva, A. F. Neto, S. G. Cervantes, A. Goedel, and C. F. Nascimento, "Synchronous reference frame based controllers applied to shunt active power filters in three-phase four-wire systems," *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 832–837, 2010.
- [79] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli, "Comparison of current control techniques for active filter applications," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 722–729, 1998.
- [80] D. G. Holmes, R. Davoodnezhad, and B. P. McGrath, "An improved three-phase variable-band hysteresis current regulator," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 441–450, 2012.
- [81] J. W. Dixon, S. Tepper, and L. Moran, "Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters," *Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-ASPEC'94*, pp. 894–900, 1994.
- [82] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, 1998.
- [83] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive control in power electronics and drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, 2008.
- [84] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 153, no. 5, pp. 750–762, 2006.
- [85] D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. Bode, "Frequency domain analysis of three phase linear current regulators," *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No. 99CH36370)*, vol. 2, pp. 818–825, 1999.
- [86] A. Ortiz, M. Aredes, L. G. Rolim, E. Bueno, and P. Rodriguez, "A new current control for the STATCOM based on secondary order generalized integrators," *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1378–1383, 2008.
- [87] A. L. de Heredia, H. Gaztanaga, I. Etxeberria-Otadui, S. Bacha, D. Roje, J. Guiraud, and R. Rezero, "Evaluation of stationary frame and fixed switching frequency digital current control techniques for power active filters," *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, p. 10–pp, 2005.

-
- [88] D. O. Neacsu, "Space vector modulation-An introduction," *IECON*, vol. 1, pp. 1583–1592, 2001.
- [89] K. Zhou and D. Wang, "Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis [three-phase inverters]," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 186–196, 2002.
- [90] Wina, "Lithium-Ion Battery Specification," pp. 1–9, 2015.
- [91] L. G. B. Rolim, D. R. da Costa, and M. Aredes, "Analysis and *software* implementation of a robust synchronizing PLL circuit based on the pq theory," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 6, pp. 1919–1926, 2006.
- [92] Semikron, "Module IGBT SKM100GB12T4," pp. 1–5, 2009.
- [93] Semikron, "Module Heatsink P3," pp. 1–3, 2005.
- [94] J. Lamp, "IGBT peak voltage measurement and snubber capacitor specification," *Semikron Application Note. AN-7006. Nuremberg*, 2008.
- [95] Epcos, "Aluminum Electrolytic Capacitors," pp. 1–8, 2019.
- [96] C. Sensors, "Datasheet Hall Effect Voltage Sensor (CYHVS5-25A)," pp. 1–3, 2016.
- [97] LEM, "Current Transducer LA 100-P Electrical data," pp. 1–3, 2016.
- [98] Maxim, "ADC MAX 1324," pp. 1–27, 2008.
- [99] T. Instruments, "LMx58-N Low Power, Dual-Operational Amplifiers," pp. 1–40, 2014.
- [100] O. Semiconductor, "Quad Single Supply Comparators," pp. 1–8, 1999.
- [101] Semikron, "IGBT Driver SKHI2312R," pp. 1–11, 2007.
- [102] T. Instruments, "Digital-to-Analog Converter," pp. 1–23, 2008.
- [103] T. Instruments, "Rail-to-Rail Operational Amplifiers," pp. 1–55, 2016.
- [104] T. Instruments, "TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs)," pp. 1–203, 2019.
- [105] T. Power, "AC/DC Enclosed Power Supply," pp. 1–4, 2018.