

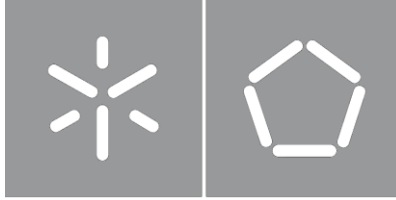


Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Daniel Alves Barbosa

**Desenvolvimento dos Conversores de
Potência para Criação de uma Microrrede
Trifásica Baseada em Energias Renováveis**

Março de 2021



Universidade do Minho

Escola de Engenharia

Daniel Alves Barbosa

**Desenvolvimento dos Conversores de
Potência para Criação de uma Microrrede
Trifásica Baseada em Energias Renováveis**

Dissertação do Mestrado

Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

Trabalho realizado sob orientação do

Doutor José Gabriel Oliveira Pinto

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 para que isto fosse possível.

Ao meu orientador Doutor Gabriel Pinto por toda a sua disponibilidade e contributo prestados logo desde o início desta etapa. Fico agradecido por todas as sugestões e melhoramentos implícitos nesta dissertação de mestrado.

Um agradecimento especial ao meu colega engenheiro Manuel Silva com o qual tive a oportunidade de trabalhar na construção do protótipo laboratorial pela sua partilha de conhecimento e solidariedade.

Agradeço a todos os investigadores do GEPE pelo espírito de entreajuda e motivação, particularmente ao Luís Barros e Delfim Pedrosa.

Aos meus colegas de mestrado pela experiência e partilha de conhecimento.

Queria ainda agradecer a possibilidade da realização da minha dissertação de mestrado no laboratório do GEPE e a todos os técnicos pelo auxílio e recomendações nas dificuldades técnicas.

Aos meus pais e ao meu irmão por me acompanharem ao longo deste percurso e por fazerem que isto fosse possível.

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 acadêmico 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

Nos últimos anos tem-se verificado um crescimento no incentivo de promoção de energias renováveis para autoconsumo. O futuro passa pela produção de energia renovável em que os consumidores de energia passam a ter capacidade para produzir, consumir, armazenar, partilhar e até mesmo vender energia elétrica. Neste sentido é pretendido a promoção da produção descentralizada de energia baseando-se nas fontes renováveis com o intuito de melhorar a coesão social e territorial através da independência energética, alocação de recursos e criação de empregos em regiões menos desenvolvidas do país. Como tal, com o objetivo de acelerar o processo da transição na produção descentralizada de energia, principalmente em zonas remotas, baseada em energia renovável é proposto no presente documento o Desenvolvimento de uma Microrrede Trifásica Baseada em energia Renovável.

Nesta dissertação é apresentado um estudo bibliográfico sobre microrredes, painéis solares fotovoltaicos, baterias, conversores de potência e teorias de controlo. É descrito o desenvolvimento dos conversores CC-CC para interface dos painéis solares fotovoltaicos e das baterias com o barramento CC do sistema. No controlo dos conversores CC-CC é implementado um algoritmo MPPT para extrair a potência máxima dos painéis fotovoltaicos e um algoritmo para o controlo de corrente para os diferentes modos de operação da bateria. É também descrito o desenvolvimento do conversor CC-CA (inversor) trifásico que tem como finalidade produzir três tensões sinusoidais para as cargas da microrrede. Para alcançar os objetivos foi necessário um estudo do funcionamento dos conversores de potência e dos algoritmos de controlo. As topologias de conversores e os algoritmos de controlo foram previamente validados recorrendo a simulações computacionais. Procedeu-se depois ao desenvolvimento de um protótipo laboratorial com vista à validação experimental do sistema.

Palavras-Chave: Microrrede, Energias Renováveis, Independência Energética, Produção Descentralizada.

Abstract

In recent years there has been a growth in the incentive to promote renewable energy for self-consumption and beyond. The future lies in the generation of renewable energy in which energy consumers can produce, consume, store, share, and even sell electricity. In this sense, it is intended to promote decentralized energy production based on renewable sources to improve social and territorial cohesion through energy independence, resource allocation, and job creation in less developed regions of the country. As such, to accelerate the transition process in decentralized energy production, mainly in remote areas, the development of a three-phase microgrid based on renewable energy is proposed in this Master dissertation.

This document presents a bibliographic study on microgrids, photovoltaic solar panels, batteries, power converters, and control theories. The development of the CC-CC converters for the interface of photovoltaic solar panels and batteries with the system DC-bus is described. In the control of the CC-CC converters, an MPPT algorithm is implemented to extract the maximum power from the photovoltaic panels and an algorithm for the current control for the battery different operation modes. The development of the three-phase DC-AC converter (inverter) is also described, which has the purpose of producing three sinusoidal voltages for the microgrid loads. In order to achieve the purpose of the objectives, it was necessary to study the operation of power converters and control algorithms. The converter topologies and control algorithms were previously validated using computer simulations. Then, a prototype was developed for the experimental validation of the system.

Key-Words: Microgrid; Renewable Energy; Energy Independence; Decentralized Energy.

ÍNDICE

Agradecimentos.....	iv
Resumo.....	vi
Abstract.....	vii
Lista de Figuras.....	xi
Lista de Tabelas.....	xvi
Acrónimos e Siglas.....	xvii
Nomenclatura.....	xix
Capítulo 1 Introdução.....	1
1.1 Problema Energético no Mundo.....	1
1.2 Enquadramento e Motivações.....	4
1.3 Objetivos e Contribuições.....	4
1.4 Organização e Estrutura da Tese.....	5
Capítulo 2 Sistemas de Distribuição, Produção e Armazenamento de Energia Elétrica.....	7
2.1 Introdução.....	7
2.2 Produção Descentralizada.....	8
2.3 Microrredes de Energia Elétrica.....	9
2.4 Microrredes Isoladas de Energia Elétrica.....	10
2.5 Microrredes de Energia Elétrica em Portugal.....	11
2.6 Sistemas Fotovoltaicos.....	12
2.6.1 Células Solares Fotovoltaicas.....	13
2.6.2 Tipos de Células Solares Fotovoltaicas.....	15
2.6.3 Fatores que Influenciam o Desempenho dos Painéis Solares Fotovoltaicos.....	18
2.7 Sistemas de Armazenamento de Energia.....	21
2.7.1 Características Elétricas da Bateria.....	22
2.7.2 Baterias de Chumbo-Ácido.....	23
2.7.3 Baterias de Níquel-Cádmio.....	24
2.7.4 Baterias de Níquel-Hidreto Metálico.....	25
2.7.5 Baterias de Iões de Lítio.....	26
2.7.6 Baterias de Lítio-Polímero.....	26
2.7.7 Baterias de Lítio Fosfato de Ferro.....	27
2.7.8 Comparação entre Diferentes Baterias Recarregáveis.....	28
2.8 Conclusão.....	28
Capítulo 3 Conversores de Eletrónica de Potência e Técnicas de Controlo.....	30
3.1 Introdução.....	30
3.2 Conversores CC-CC.....	30
3.2.1 Conversores CC-CC <i>Step Down</i>	31
3.2.2 Conversores CC-CC <i>Step Up</i>	32
3.2.3 Conversores CC-CC <i>Step Down/Up</i> Bidirecional.....	33

3.2.4	Conversores CC-CC <i>Step Up</i> com Topologia <i>Interleaved</i>	34
3.2.5	Conversores CC-CC <i>Step Down/Up</i> com Topologia <i>Interleaved</i>	36
3.3	Conversores CC-CA.....	37
3.3.1	Inversor Fonte de Corrente (CSI).....	37
3.3.2	Inversor Fonte de Tensão (VSI) com 3 Braços.....	39
3.3.3	Inversor Fonte de Tensão (VSI) com 3 Braços e Ponto Médio no Barramento CC.....	40
3.4	Algoritmos MPPT.....	41
3.4.1	Perturbação e Observação.....	41
3.4.2	Condutância Incremental.....	42
3.5	Técnicas de Controlo de Corrente.....	44
3.5.1	Controlo de Corrente por <i>Periodic Sampling</i>	44
3.5.2	Controlo de Corrente por PI.....	44
3.5.3	Controlo de Corrente por Histerese.....	45
3.6	Controlo Preditivo de Tensão.....	46
3.7	Técnicas de modulação.....	47
3.7.1	Técnica de modulação por PWM.....	47
3.7.2	Técnica de modulação por SPWM.....	48
3.8	Conclusão.....	49
Capítulo 4	Simulação Computacional da Topologia Proposta.....	51
4.1	Introdução.....	51
4.2	Topologia da Microrrede Trifásica Proposta.....	51
4.3	Validação do Algoritmo MPPT.....	54
4.4	Simulação do Conversor CC-CC Bidirecional com Topologia <i>Interleaved</i>	58
4.5	Simulação do Inversor Trifásico.....	62
4.6	Regulação da Tensão do Barramento CC.....	65
4.7	Funcionamento da Microrrede.....	69
4.8	Conclusão.....	74
Capítulo 5	Desenvolvimento do Protótipo Laboratorial dos Conversores de Potência.....	75
5.1	Introdução.....	75
5.2	Sistema de Emulação de Painéis Solares.....	75
5.3	Baterias.....	75
5.4	Sistema Digital de Controlo.....	76
5.4.1	Sensores de Tensão.....	77
5.4.2	Sensores de Corrente.....	79
5.4.3	Placa de Condicionamento de sinal e Detecção de Erros.....	80
5.4.4	Placa de Comando.....	84
5.4.5	Placa de <i>Driver</i>	84
5.4.6	Placa de Proteção dos IGBTs.....	85
5.4.7	Placa de DAC.....	85
5.4.8	Plataforma Digital de Controlo.....	86
5.4.9	Fonte de Alimentação.....	87
5.5	Proteções Elétricas e Circuito de Comando.....	88
5.6	Montagem do <i>Rack</i> de Controlo.....	90
5.7	Sistema de Potência.....	92
5.7.1	Módulo de IGBTs.....	92
5.7.2	Condensador de <i>Snubber</i>	92

5.7.3	Dissipador de Calor	93
5.7.4	Barramento CC	93
5.7.5	Bobinas dos Conversores CA-CC e CC-CC.....	94
5.7.6	Resistência de Pré-Carga.....	95
5.7.7	Montagem do Protótipo Final.....	95
5.8	Montagem da Microrrede	96
5.9	Conclusões.....	98
Capítulo 6	Resultados Experimentais do Sistema Implementado.....	99
6.1	Introdução	99
6.2	Validação do Algoritmo de PLL	100
6.3	Validação do Algoritmo de MPPT.....	101
6.4	Validação do Conversor CC-CC Bidirecional das Baterias	104
6.5	Regulação da Tensão no Barramento CC.....	109
6.6	Validação do Inversor Trifásico	114
6.7	Conclusões.....	122
Capítulo 7	Conclusão.....	123
7.1	Conclusões.....	123
7.2	Trabalhos Futuros.....	126
Lista de Referências.....		127

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Consumo energético mundial em 2018 [3].....	2
Figura 1.2 - Fontes de produção de energia elétrica no mundo [4].....	3
Figura 1.3 - População mundial sem acesso à energia elétrica [6].	3
Figura 2.1 - Diagrama de blocos de uma microrrede isolada com barramento CC comum.	10
Figura 2.2 - Representação elétrica de uma célula fotovoltaica.....	14
Figura 2.3 - Instalação fotovoltaica monocristalina da Universidade do Minho [fonte: GEPE].	17
Figura 2.4 - Gráfico da Curva Característica I - U com uma Radiação Incidente Constante (adaptado de [39]).	19
Figura 2.5 - Gráfico da curva característica I - U com uma Temperatura Constante (adaptado de [39]).	19
Figura 2.6 - Comportamento de dois painéis fotovoltaicos sem sombreamento (adaptado de [61]).	20
Figura 2.7 - Comportamento dos painéis fotovoltaicos com sombreamento (adaptado de [61]).	20
Figura 2.8 - Princípio de Funcionamento do Diodo <i>Bypass</i>	21
Figura 3.1 - Esquema elétrico do conversor CC-CC <i>Step Down</i>	31
Figura 3.2 - Funcionamento do conversor <i>Step Down</i> com o semicondutor S a conduzir.	31
Figura 3.3 - Funcionamento do conversor <i>Step Down</i> com o semicondutor S desligado.....	32
Figura 3.4 - Esquema elétrico do conversor <i>Step Up</i>	32
Figura 3.5 - Funcionamento do conversor <i>Step Up</i> com o semicondutor S ligado.	32
Figura 3.6 - Funcionamento do Conversor <i>Step Up</i> com o semicondutor S desligado.	33
Figura 3.7 - Esquema elétrico do conversor <i>Step Down – Step Up</i> bidirecional.	33
Figura 3.8 - Funcionamento do conversor <i>Step Down – Step Up</i> bidirecional, no modo <i>Step Down</i> : (a) O Semicondutor S1 encontra-se em condução; (b) O semicondutor S2 encontra-se ao corte.	34
Figura 3.9 – Funcionamento do conversor <i>Step Down – Step Up</i> bidirecional, no modo <i>Step Up</i> : (a) O semicondutor S2 encontra-se em condução; (b) O semicondutor encontra-se ao corte.	34
Figura 3.10 - Esquema elétrico do conversor <i>Step Up</i> com topologia <i>interleaved</i>	35
Figura 3.11 - Funcionamento do Conversor <i>Step UP</i> com topologia <i>interleaved</i> , com S ₁ em condução e S ₂ ao corte.....	35
Figura 3.12 - Funcionamento do Conversor <i>Step Up</i> com topologia <i>interleaved</i> com S ₁ ao corte e S ₂ em condução.....	36
Figura 3.13 - Esquema elétrico do <i>Step Down – Step Up</i> bidirecional com topologia <i>interleaved</i>	36
Figura 3.14 - Funcionamento do conversor <i>Step Down – Step Up</i> bidirecional com topologia <i>interleaved</i> modo <i>Step Down</i> : (a) Semicondutor S ₁ está em condução enquanto S ₂ está ao corte; (b) Semicondutor S ₁ ao corte enquanto S ₂ está em condução.	36
Figura 3.15 - Funcionamento do conversor <i>Step Down – Step Up</i> bidirecional com topologia <i>interleaved</i> no modo <i>Step Up</i> : (a) Semicondutor S ₂ está em condução enquanto S ₁ está ao corte; (b) Semicondutor S ₂ ao corte enquanto S ₁ está em condução.	37
Figura 3.16 - Inversor Fonte de Corrente (CSI) em ponte completa trifásica.	38
Figura 3.17 - Inversor Fonte de Tensão – VSI, em ponte completa trifásica.	39
Figura 3.18 - Esquema elétrico de inversor VSI trifásico com ponto médio no Barramento CC.....	40
Figura 3.19 - Curva característica da Potência Máxima. (a) Painel BP solar, modelo BP2150S. (b) Kyocera, modelo KC200GHT-2.....	42

Figura 3.20 – Princípio de funcionamento do algoritmo de MPPT condutância incremental.....	43
Figura 3.21 – Diagrama de blocos do controlo de corrente periodic sampling.....	44
Figura 3.22 - Diagrama de blocos do controlo PI de corrente.....	45
Figura 3.23 – Diagrama de blocos do controlo de corrente por histerese.....	45
Figura 3.24 - Esquema elétrico de inversor monofásico.....	46
Figura 3.25 – Princípio de funcionamento da modulação PWM.....	48
Figura 3.26 - Princípio de funcionamento da modulação SPWM.....	49
Figura 4.1 - Esquema elétrico da microrrede trifásica a implementar.....	52
Figura 4.2 - Diagrama de blocos do sistema de controlo.....	54
Figura 4.3 - Curvas características e parâmetros de um painel KC200GHT-2 da Kyocera.....	55
Figura 4.4 - Circuito utilizado para validar algoritmo MPPT.....	56
Figura 4.5 - Diagrama de blocos do algoritmo MPPT e do controlo de corrente PI.....	56
Figura 4.6 - Influência da radiação na potência produzida.....	57
Figura 4.7 - Visualização do gráfico das correntes: (a) Correntes da bobina L1 e L2 no intervalo de tempo [0;1,5] s; (b) Vista pormenorizada das correntes nas bobinas no intervalo de tempo [0,2270; 0,2285] s; (c) Vista pormenorizada da corrente total no intervalo de tempo [0,2270; 0,2285] s.....	57
Figura 4.8 - Diagrama de blocos do controlo de corrente das baterias.....	59
Figura 4.9 - Modelo da bateria utilizado em PSIM.....	59
Figura 4.10 - Modelo PSIM do conversor CC-CC bidirecional <i>interleaved</i>	60
Figura 4.11 - Sistema de controlo do conversor CC-CC bidirecional <i>interleaved</i>	61
Figura 4.12 - Simulação conversor CC-CC bidirecional interleaved no modo <i>boost</i> , com uma corrente de referência variável: (a) Resultado no intervalo de tempo [0 ; 1,5] s; (b) Resultado no intervalo [0,69349 ; 0,69379] s.....	61
Figura 4.13 - Simulação do carregamento de uma bateria com uma corrente de referência variável em cada bobina: (a) Resultado no intervalo de tempo [0 ; 1,5] s; (b) Resultado no intervalo [1,03691 ; 1,03817] s.....	62
Figura 4.14 - Modelo PSIM do inversor trifásico.....	63
Figura 4.15 - Tensões nas cargas com modulação SPWM e controlo em malha aberta: (a) em regime permanente ; (b) detalhe no intervalo [0,46; 0,54]s.....	64
Figura 4.16 - Tensões nas Cargas com Controlo Preditivo de Tensão no intervalo [0.46; 0.54]s.....	65
Figura 4.17 - Conversor CC-CC de Meia Ponte para equalizar as tensões nos condensadores do Barramento CC.....	66
Figura 4.18 - Modelo de simulação para testar o algoritmo para equilibrar as tensões do barramento CC.....	67
Figura 4.19 - Carregamento do barramento CC com fonte desequilibrada.....	67
Figura 4.20 - Equalização do barramento CC em regime permanente.....	68
Figura 4.21 - Regulação barramento CC: (a) Fluxo de Potências; (b) Regulação para uma tensão de referência de 400V em cada condensador.....	68
Figura 4.22 - Potência extraída dos painéis com variação na radiação incidente.....	70
Figura 4.23 - Diferentes modos de funcionamento da microrrede isolada.....	70
Figura 4.24 - Evolução da tensão e corrente da bateria nos diferentes modos.....	71
Figura 4.25 - Tensões nas cargas resistivas no intervalo de tempo [1 ; 1.1] s.....	72
Figura 4.26 - Evolução das tensões das cargas resistivas e não lineares.....	72
Figura 4.27 - Fluxo de potências com troca de cargas.....	73
Figura 4.28 - Cargas não lineares utilizadas em simulação.....	73

Figura 5.1 – Exemplar das baterias LiFePO ₄	76
Figura 5.2 - Diagrama de blocos representativo do sistema de controlo.	77
Figura 5.3 - Sensor de tensão CYHVS5-25A da ChenYang technologies [87].	78
Figura 5.4 - Montagem final do sensor de tensão.	79
Figura 5.5 - Sensor de corrente LA100 0-P [88].	80
Figura 5.6 - Montagem final do sensor de corrente.....	80
Figura 5.7 - Circuito elétrico do amplificador.	81
Figura 5.8 - Circuito diferencial para deteção de erros.....	82
Figura 5.9 - Placa de condicionamento de sinal e deteção de erros.....	83
Figura 5.10 - Condicionamento de sinal e proteção para ADC interno.	83
Figura 5.11 - Montagem final da placa de comando.	84
Figura 5.12 - Placa de <i>driver</i> modelo SKHI23, Semikron.....	85
Figura 5.13 - Placa de proteção de gate dos IGBTs.....	85
Figura 5.14 - Placa DAC.....	86
Figura 5.15 - DSC TMS320F28335 e respetiva placa de suporte.	87
Figura 5.16 - Ambiente de desenvolvimento do code composer studio 8.1.0.....	87
Figura 5.17 - Fonte de alimentação TXL035-1515D Series, Traco Power.	88
Figura 5.18 - Esquema de comando dos conversores da microrrede.	88
Figura 5.19 - Circuito de comando.	89
Figura 5.20 - Interface do utilizador com o circuito de comando.	90
Figura 5.21 - Desenho do <i>Rack</i> de Controlo.	90
Figura 5.22 - <i>Rack</i> de Controlo.....	91
Figura 5.23 - Módulo de IGBTs SKM100GB12T4: (a) Modelo físico; (b) Esquema elétrico.	92
Figura 5.24 - Condensador de snubber B32656S fabricado pela Epcos..	93
Figura 5.25 - Dissipador modelo P3/300mm fabricados pela Semikron.....	93
Figura 5.26 - Configuração adotada para os condensadores do barramento CC.....	94
Figura 5.27 - Bobina de núcleo partilhado.	94
Figura 5.28 - Resistência de pré-carga.	95
Figura 5.29 - Esquema em Visio dos 2 Conversores CC-CC utilizados.	96
Figura 5.30 - Desenho do protótipo final dos conversores da Microrrede.....	97
Figura 5.31 - Protótipo final dos conversores de potência da microrrede.....	97
Figura 6.1 - Resposta da PLL em regime transitório: (a) Formas de onda das tensões na rede e do sinal de PLL correspondente; (b) Formas de onda da tensão na rede e sistema trifásico gerado pela PLL.	100
Figura 6.2 - Circuito para validação do algoritmo MPPT.....	101
Figura 6.3 - Tensão de entrada e saída do conversor <i>step-up</i> em malha aberta.....	102
Figura 6.4 - Corrente na bobina e sinal de PWM na <i>Gate</i> do IGBT em malha aberta.....	102
Figura 6.5 - Validação do algoritmo MPPT: (a) Tensão do conversor e tensão no reóstato; (b) Tensão do conversor, tensão do reóstato e corrente do reóstato.	103
Figura 6.6 - Topologia do conversor bidirecional <i>interleaved</i> para painéis.....	103

Figura 6.7 - Resultados obtidos com a topologia <i>interleaved</i> :(a) Tensão do conversor e do reóstato e correntes nas bobinas em regime transitório; (b) Tensão do conversor e do reóstato e correntes nas bobinas em regime permanente.	104
Figura 6.8 - Topologia convencional do conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i>	104
Figura 6.9 - Evolução da corrente de referência e da corrente na bateria.	105
Figura 6.10 - Evolução da corrente de referência e da corrente na bateria.	105
Figura 6.11 - Topologia do conversor bidirecional interleaved para baterias.....	106
Figura 6.12 - Resultado experimental das correntes nas bobinas e dos sinais de PWM aplicados aos IGBTs da parte superior de cada braço no modo Buck. (a) Para uma frequência de comutação de 10kHz; (b) Para uma frequência de comutação de 20kHz.	107
Figura 6.13 - Resultado experimental das correntes nas bobinas e dos sinais de PWM aplicados aos IGBTs da parte superior de cada braço no modo <i>Buck</i> . (a) Para uma corrente de referência de 1 A; (b) Para uma corrente de referência de 2 A.....	107
Figura 6.14 - Resultado experimental das correntes nas bobinas e dos sinais de PWM aplicados aos IGBTs da parte inferior de cada braço no modo <i>Boost</i> :(a) Com duty-cycle de 25%; (b) Com duty-cycle de 75%.....	108
Figura 6.15 - Resultado experimental das correntes nas bobinas e dos sinais de PWM aplicados aos IGBTs da parte inferior de cada braço no modo <i>Boost</i> . (a) Corrente de referência de 2A; (b) Corrente de referência de 4 A.	108
Figura 6.16 - Circuito utilizado para validar a regulação da tensão do barramento CC apenas com baterias.	109
Figura 6.17 - Regulação do barramento CC através das baterias. (a) Tensão do barramento CC e da bateria; (b) Tensão do barramento CC, da bateria e da tensão de referência.....	110
Figura 6.18 - Resultados experimentais da regulação do barramento CC para 50V. (a) Regime transitório; (b) Regime permanente.	111
Figura 6.19 - Circuito para regulação do barramento CC com baterias e painéis solares fotovoltaicos.	111
Figura 6.20 - Resultados experimentais da regulação do barramento CC com baterias e painéis solares fotovoltaicos: (a) Para um barramento CC de 60 V; (b) Para um barramento CC de 70 V.	112
Figura 6.21 - Formas de onda da tensão do conversor, tensão no reóstato, tensão no barramento CC e da corrente na bateria: (a) Para um barramento CC de 50V; (b) Para um barramento CC de 60V.....	113
Figura 6.22 – Resultado transitório da alteração da tensão de referência do barramento CC de 50 V para os 60 V.	113
Figura 6.23 - Circuito utilizado para validar o Conversor CC-CC de meia ponte.....	114
Figura 6.24 - Resultados experimentais do conversor CC de meia ponte a equilibrar a tensão nos condensadores do barramento CC.....	114
Figura 6.25 - Circuito para validação do inversor trifásico.	115
Figura 6.26 - Resultados experimentais do inversor trifásico com modulação SPWM em malha aberta. (a) Formas de onda das tensões nas cargas; (b) Harmônicos da tensão na fase A; (c) Harmônicos da tensão na fase B; (d) Harmônicos de tensão na fase C.	116
Figura 6.27 - Resultados experimentais do inversor trifásico com modulação SPWM e controlo preditivo de tensão para tensões de referência de 15V com cargas resistivas. (a) Formas de onda das tensões nas cargas; (b) Harmônicos de tensão na fase A; (c) Harmônicos de tensão na fase B; (d) harmônicos de tensão na fase C.	117
Figura 6.28 - Resultados experimentais do inversor trifásico com modulação SPWM e controlo preditivo de tensão para tensões de referência de 45V com cargas resistivas. (a) Formas de onda das tensões nas cargas. (b) Harmônicos de tensão na fase A. (c) Harmônicos de tensão na fase B. (d) harmônicos de tensão na fase C.	117
Figura 6.29 - Cargas utilizadas para os ensaios experimentais ao inversor trifásico com controlo preditivo de tensão.....	118
Figura 6.30 - Resultados experimentais do inversor trifásico com modulação SPWM controlo preditivo de tensão para tensões de referência de 20 V com cargas lineares e não lineares. (a) Formas de onda das tensões das cargas e da tensão de referência para a fase A; (b) THD% da tensão na fase A; (c) THD% da tensão na fase B; (d) THD% da tensão na fase C.	119

Figura 6.31 - Cargas utilizadas no controlo preditivo de tensão.	119
Figura 6.32 - Resultados experimentais do inversor trifásico com modulação SPWM e controlo preditivo de tensão para tensões de referência de 45 V com cargas lineares e não lineares:(a) Formas de onda das tensões nas cargas; (b) THD% de tensão na fase A; (c) THD% de tensão na fase B; (d) THD% de tensão na fase C.	120
Figura 6.33 - Valores eficazes da tensão e corrente nas diferentes fases.	120
Figura 6.34 - Carga trifásica.	121
Figura 6.35 - Resultados experimentais do inversor trifásico com modulação SPWM e controlo preditivo de tensão para tensões de referência de 60 V com carga trifásica. (a) Formas de onda de tensão das cargas; (b) THD% da tensão composta AB; (c) THD% da tensão composta BC; (d) THD% da tensão composta CA.	121

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 - Características de uma Bateria Lítio Fosfato de Ferro baseado em [49].	27
Tabela 2.2 - Características das Baterias previamente referidas (retirado de [45],[49],[57]–[59]).	28
Tabela 3.1 - Representação dos estados dos semicondutores referentes à Figura 3.16 permitidos pelo inversor CSI trifásico.	38
Tabela 3.2 - Representação dos estados dos semicondutores referentes à Figura 3.17 permitidos pelo inversor VSI trifásico.	39
Tabela 3.3 - Representação dos estados dos semicondutores referentes à Figura 3.18 permitidos pelo inversor VSI trifásico com ponto médio no barramento CC.	40
Tabela 4.1 - Especificações técnicas do módulo solar KC200GHT-2 da Kyocera.	55
Tabela 4.2 - Componentes do circuito de potência e parâmetros do controlo digital.	58
Tabela 4.3 - Parâmetros utilizados no sistema de controlo.	62
Tabela 4.4 - Valores dos componentes do circuito de simulação.	63
Tabela 4.5 - THD e valor eficaz das tensões nas cargas com controlo em malha aberta.	64
Tabela 4.6 - THD e valor eficaz das tensões nas cargas em malha fechada.	65
Tabela 4.7 - Características do sistema de potência e controlo para regulação do barramento CC.	69
Tabela 4.8 - THD e valores de tensão eficazes nas cargas resistivas.	72
Tabela 4.9 - Valores de THD e tensão eficazes nas cargas não lineares.	73
Tabela 5.1 - Principais características da bateria LiFePO ₄ .	76
Tabela 5.2 - Valores das resistências utilizadas nos sensores de tensão.	79
Tabela 5.3 - Total de sensores utilizados.	82
Tabela 5.4 - Valores de indutâncias das bobinas para diferentes frequências.	94
Tabela 6.1 - Valores do filtro passivo.	115
Tabela 6.2 - Valores das cargas utilizadas em malha aberta.	115
Tabela 6.3 - Valores dos componentes das cargas.	118
Tabela 6.4 - Valores dos componentes utilizados nas cargas.	120
Tabela 6.5 - Valores dos componentes utilizados na carga trifásica.	121

Acrónimos e Siglas

Acrónimo / Sigla	Significado
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i> Conversor Analógico-Digital
BM	Banco Mundial
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CIS	<i>Commonwealth of Independent States</i> Comunidade de Estados Independentes
CSI	<i>Current Source Inverter</i> Inversor Fonte de Corrente
GEPE	Grupo Eletrónica de Potência e Energia
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i> Conversor Digital-Analógico
DSC	<i>Digital Signal Controller</i> Controlador Digital de Sinais
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i> Arranjo de Portas Programáveis em Campo
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> Transistor Bipolar de Porta Isolada
MPP	<i>Maximum Power Point</i> Ponto de Máxima Potência
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i> Seguimento do Ponto de Máxima Potência
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phased Locked Loop</i>

	Malha de Detecção de fase
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> Modulação por Largura de Pulso
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RMS	<i>Root Mean Square</i> Valor Eficaz
SPWM	<i>Sine Pulse Width Modulation</i> Modulação Sinusoidal de Largura de Pulso
STC	<i>Standard Test Conditions</i> Condições de Teste Padrão
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i> Modulação de Pulso de Vetor de Espaço
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i> Protocolo de Comunicação Serial
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> Distorção Harmónica Total
VLA	<i>Vented Lead Acid</i> Bateria Ventilada de Chumbo-Ácido
VRLA	<i>Valve Regulated Lead Acid</i> Bateria Regulada por Válvula
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> Inversor Fonte de Tensão

Nomenclatura

I_{bat}	Corrente média fornecida pela bateria	A
I_{PV}	Corrente média produzida pelos módulos fotovoltaicos	A
V_{REF}	Tensão de referência	V
V_o	Tensão eficaz de saída	V
V_{in}	Tensão de entrada	V
V_{CC}	Tensão no barramento de corrente contínua	V
V_{bat}	Tensão no banco de baterias	V
$THD\%$	Valor percentual da taxa de distorção harmónica total em relação à fundamental do sinal.	%
P_{bat}	Potência ativa para carregamento e descarregamento das baterias	W
P_L	Potência ativa das cargas	W
P_{PV}	Potência ativa extraída dos módulos solares fotovoltaicos	W

Capítulo 1

Introdução

1.1 Problema Energético no Mundo

Atualmente existe uma dependência da energia elétrica devido ao aumento populacional e à revolução industrial que levou à exploração de diferentes fontes de energia. A energia é essencial para a nossa qualidade de vida e com enorme impacto no nível económico e social das populações. O acesso à energia é um fator importante para o desenvolvimento económico de um país mesmo que a maior parte da energia seja proveniente de combustíveis fósseis como o carvão, o gás ou petróleo, cujas reservas têm vindo a diminuir. Adicionalmente, a utilização excessiva dos combustíveis fósseis têm contribuído para uma maior concentração de dióxido de carbono na atmosfera originando impactos negativos no ambiente[1].

A dependência da energia elétrica torna a sua disponibilidade num dos pilares de desenvolvimento económico e assim do combate à pobreza. Tentar garantir que todos tenham acesso suficiente é um desafio contínuo para o desenvolvimento global. No entanto é necessário equilibrar o desafio entre desenvolvimento e meio ambiente de modo a evitar mudanças climáticas perigosas através de uma transição significativa nas fontes de energia. O maior desafio consiste em garantir o equilíbrio entre o desenvolvimento e meio ambiente global garantindo que todos tenham acesso a energia sustentável suficiente para manter altos padrões de qualidade de vida [2], [3].

Nos últimos anos o consumo da energia elétrica tem vindo aumentar consecutivamente, o aumento no ano de 2018 foi de 2,9 % relativamente ao ano 2017 [4]. Este aumento da demanda energética foi impulsionado principalmente pela China, Estados Unidos e Índia que representam cerca de dois terços deste crescimento. Este aumento do consumo energético foi bastante refletido em todos os combustíveis fósseis. Por exemplo, a demanda do gás natural aumentou 5,3% o que representa uma das suas maiores taxas de crescimento nos últimos 30 anos [4]. Outro exemplo está relacionado com a procura do carvão que aumentou a sua demanda pelo segundo ano consecutivo após 3 anos de queda no consumo. Apesar do contínuo crescimento das energias renováveis que segundo [2] e [4] aumentaram mais de 25 % na Índia e China relativamente a 2017, contudo tem-se verificado ser insuficiente para acompanhar o ritmo da demanda da energia mundial.

É possível estabelecer uma relação entre a quantidade de energia consumida com o poder económico de um determinado país. Na Figura 1.1 é apresentado o consumo energético mundial em 2018.

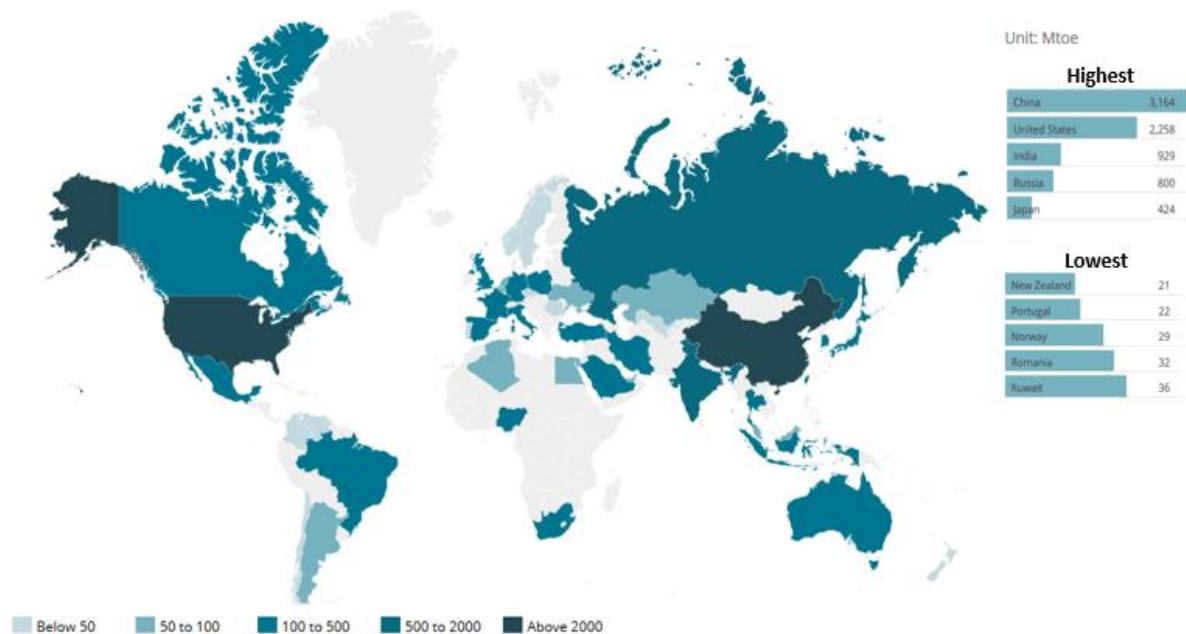


Figura 1.1 - Consumo energético mundial em 2018 [3].

Na Europa, África e na América o petróleo continua a ser o combustível dominante. No Médio Oriente e nos CIS (*Commonwealth of Independent States*) o gás natural representa a fonte de energia mais dominante. Na região da Ásia-Pacífico o carvão é o combustível principal. É ainda de realçar que a Europa e a América do Sul foram os maiores produtores de energia renovável, sendo que na América do Sul grande parte desta é proveniente de centrais Hidroelétricas. O Médio Oriente está dependente do petróleo e do gás natural que representa quase a totalidade na produção de energia [4].

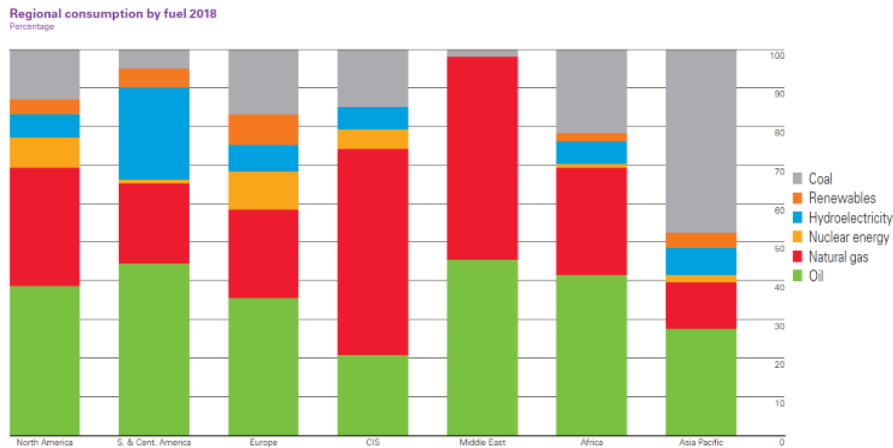


Figura 1.2 - Fontes de produção de energia elétrica no mundo [4].

O consumo global de energia cresceu significativamente em 2018 principalmente pelo crescimento económico e demanda na China, o maior consumidor mundial de energia desde 2009. O consumo nos Estados Unidos apresentou um aumento de 3,5 % relativamente a 2017 pelo contrário na União Europeia o consumo de energia diminuiu 1 %, particularmente na Alemanha onde verificou-se um decréscimo de 3,5 % [4].

Existe uma relação entre o consumo de energia elétrica com o desenvolvimento económico do país e existem ainda muitas pessoas que não têm acesso à eletricidade. Segundo os dados do relatório divulgado pelo Banco Mundial (BM) em 2016, perto de um bilhão de pessoas (13 % da população mundial) ainda vivem sem eletricidade [5]. De uma forma geral a percentagem de pessoas com acesso à eletricidade tem aumentado constantemente nas últimas décadas. Em 1990 cerca de 71 % da população do mundo tinha acesso e 87 % em 2016 [6]. Apesar da tendência aumentar ao longo dos anos, prevê-se que o problema será difícil de resolver principalmente nas zonas rurais.

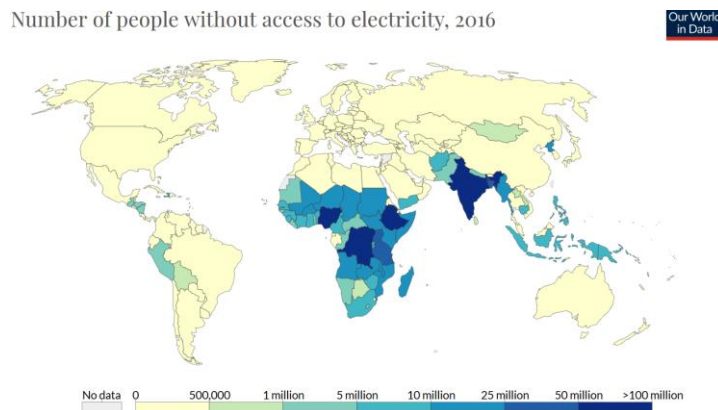


Figura 1.3 - População mundial sem acesso à energia elétrica [6].

1.2 Enquadramento e Motivações

Atualmente, as preocupações com as alterações climáticas e escassez dos combustíveis fósseis, estão a contribuir para a procura de novas formas de produção de energia elétrica mais limpas e amigas do ambiente. Recentes desenvolvimentos integram equipamentos de eletrónica de potência com tecnologias de informação e comunicação com o intuito de melhorar a controlabilidade e eficiência dos sistemas elétricos. Surge o conceito de microrrede elétrica baseada em energias renováveis como solução para fornecimento de energia elétrica em locais remotos. Existem vários lugares no mundo onde não há acesso à energia elétrica tanto por motivos económicos como também geográficos. Face a tais realidades objetiva-se com utilização de sistemas de energia renovável associada com sistemas de armazenamento de energia contribuir para uma menor dependência da rede elétrica.

As microrredes deixam de estar associadas apenas a instalações elétricas de pequenas dimensões em locais remotos, completamente isolados das redes elétricas, e começam a ser alvo de interesse nomeadamente para instalações com requisitos de segurança, continuidade de serviço de elevada qualidade de energia.

Hoje em dia, as microrredes apresentam características bastantes atrativas face às necessidades energéticas. Cada vez mais existe uma grande aposta no desenvolvimento de microrredes, acarretando um esforço enorme para a sua integração nos sistemas atuais de energia. As microrredes têm vindo a ter impacto na indústria energética e contribuído para mudar o paradigma energético atual. O futuro da produção e distribuição da energia está a migrar para os sistemas de geração mais localizada e distribuída. Estes sistemas são resilientes e fornecem energia limpa, eficiente, de baixo custo, aprimoram a resiliência local e melhoram a operação e estabilidade da rede elétrica. As microrredes fornecem uma capacidade de resposta dinâmica sem precedentes para um recurso energético [7].

Com o intuito de contribuir com o desenvolvimento tecnológico e o desenvolvimento de soluções capazes de mitigar os problemas supracitados, pretende-se desenvolver os conversores de potência para uma microrrede trifásica baseada em energias renováveis.

1.3 Objetivos e Contribuições

O trabalho a desenvolver insere-se nas atividades de investigação do projeto *Quality4Power: Enhancing the Power Quality for Industry 4.0 in the era of Microgrids*. Com esta dissertação de Mestrado pretende-se o desenvolvimento de conversores de potência para criação de uma microrrede baseada em energias renováveis. A microrrede trifásica isolada é abastecida por um sistema fotovoltaico e por

baterias, sendo estas que alimentam as cargas. É necessário garantir que a tensão no barramento CC seja o mais constante possível de forma a garantir 3 tensões sinusoidais 230V/50Hz nas cargas. Por sua vez, é necessário ter em conta algumas situações quando a microrrede está a operar de forma isolada ou interligada com a rede elétrica.

No âmbito desta dissertação de Mestrado é considerado apenas o funcionamento da microrrede em modo isolado. No modo isolado, caso a potência instantânea dos painéis seja superior à potência consumida pelas cargas, então a energia excedente armazena-se nas baterias. Por sua vez, se a potência instantânea dos painéis for inferior à potência consumida pelas cargas, então as baterias vão fornecer energia, considerando que elas tenham energia armazenada.

Nesta dissertação de Mestrado considera-se apenas o funcionamento da microrrede em modo isolado. O desenvolvimento deste trabalho tem como objetivos:

- Estudo bibliográfico, com levantamento do Estado da Arte das tecnologias associadas às microrredes baseadas em energias renováveis;
- Estudo bibliográfico, com levantamento do Estado da Arte dos conversores de potência e algoritmos de controlo para microrredes;
- Realização de simulações computacionais dos conversores de potência e respetivos algoritmos de controlo com recurso ao software PSIM;
- Desenvolvimento de protótipos laboratoriais dos conversores de potência para a microrrede;
- Validação dos conversores de potência em ambiente laboratorial;
- Integração dos conversores de potência e validação da microrrede em ambiente laboratorial.

1.4 Organização e Estrutura da Tese

O trabalho desenvolvido nesta dissertação de mestrado está descrito em sete capítulos. No Capítulo 1 é feita uma contextualização dos principais problemas energéticos no mundo e o respetivo enquadramento e motivações que levaram à realização desta dissertação.

No Capítulo 2 é apresentado o estado da arte relativamente à descentralização da produção de energia em que as microrredes aparecem como principal solução para mitigação do problema. É feita uma breve abordagem da energia solar fotovoltaica, procedendo a uma descrição mais detalhada da célula fotovoltaica, e dos fatores que influenciam o desempenho dos painéis solares. Adicionalmente, é

realizado uma análise dos sistemas de armazenamento de energia elétrica, mais especificamente as baterias eletroquímicas.

No Capítulo 3 é apresentado o estado da arte relativo às topologias de conversores de eletrónica de potência, sendo posteriormente feita uma análise das teorias de controlo de corrente, tensão e técnicas de modulação por largura do pulso.

No Capítulo 4 é apresentada a topologia dos conversores de potência adotada e as teorias de controlo integradas. É descrito o princípio de funcionamento e são apresentados os diferentes modos de operação. É realizada uma análise independente e detalhada dos diferentes constituintes do sistema. Posteriormente, são observados os resultados de simulação dos diferentes conversores da microrrede e o seu funcionamento integral no modo isolado.

O capítulo 5 é dedicado à descrição detalhada do desenvolvimento do protótipo laboratorial e o respetivo sistema de controlo.

No capítulo 6 são apresentados os resultados experimentais obtidos durante os ensaios experimentais para validar os diferentes algoritmos de controlo e a topologia escolhida.

Por fim, no capítulo 7 estão apresentadas as principais conclusões retiradas durante a realização do trabalho e as respetivas sugestões de trabalho futuro.

Capítulo 2

Sistemas de Distribuição, Produção e Armazenamento de Energia Elétrica

2.1 Introdução

O aumento da demanda de energia associada a preocupações ambientais das redes convencionais estão a contribuir para a procura por novas formas de produção de energia elétrica.

O paradigma dominante consiste na produção centralizada em grande escala, contudo, este modelo é inadequado pela existência de longas linhas de transmissão e distribuição da energia que, consequentemente, implicam perdas e custos elevados. Um dos principais motivos para a exploração de novas formas de produção está relacionada com a grande evolução das tecnologias utilizadas na geração de energia elétrica a partir de fontes renováveis, permitindo uma mudança de paradigma para uma produção de energia elétrica descentralizada. Recentes desenvolvimentos integram equipamentos de eletrónica de potência com o intuito de melhorar a controlabilidade e eficiência dos sistemas elétricos, surgindo assim os conceitos de rede inteligente e microrrede. O conceito de microrrede deixa de estar associado apenas às instalações elétricas de pequenas dimensões situadas em locais remotos, isoladas das redes elétricas, e passa a ser também associado à capacidade de algumas pequenas instalações com produção e capacidade de armazenamento local de energia poderem operar de forma isolada, por conveniência ou em condições de avaria na rede elétrica [8].

Ao longo deste capítulo é apresentado um estudo bibliográfico sobre microrredes, sistemas fotovoltaicos e sistemas de armazenamento de energia elétrica. Inicialmente é feita uma contextualização da produção descentralizada de energia elétrica e a introdução do conceito de microrrede, sendo apresentadas as suas vantagens e limitações atuais e o seu impacto nos futuros sistemas elétricos. São apresentados alguns projetos desenvolvidos e outros, ainda em desenvolvimento, de microrredes isoladas de energia elétrica, em Portugal. De seguida, são abordadas as tecnologias dos sistemas fotovoltaicos e dos sistemas de armazenamento de energia elétrica, uma vez que estes são fundamentais na constituição de uma microrrede.

2.2 Produção Descentralizada

A produção descentralizada de energia elétrica está habitualmente associada a pequenas fontes de geração, que estão normalmente instaladas perto do consumidor. Por outro lado, a produção centralizada está dependente das centrais de potência elevada que acabam por causar grande impacto ambiental. Para além disso, acarretam elevados custos no transporte e distribuição da energia. A necessidade de penetração em zonas rurais conduz a investimentos avultados em linhas de transporte para esses locais remotos. As perdas nas linhas de transporte são significativas e a distribuição de energia torna-se muito dispendiosa para zonas pouco habitadas e devido a estes problemas surgiu a necessidade de alterar o paradigma do sistema elétrico através da produção descentralizada.

Normalmente uma fonte de produção descentralizada de eletricidade pode ser considerada como uma pequena fonte de geração de energia elétrica, podendo estar interligada com a rede elétrica ou operar de forma isolada. Podem estar associadas várias unidades de produção de energia elétrica de diferentes tecnologias. Algumas das tecnologias disponíveis no mercado para produção descentralizada são [8]:

- Motores de Combustão Interna;
- Microturbinas a Gás;
- Painéis Solares Fotovoltaicos;
- Turbinas Eólicas;
- Micro Hídricas.

A produção descentralizada é uma solução alternativa ao conceito tradicional de produção centralizada, que oferece novas oportunidades para melhorar o atual sistema de energia elétrica. Permite aliviar a rede de transporte, gera condições para desenvolvimento económico, permite tornar o consumidor mais consciente no desperdício energético, e a produção de uma energia mais limpa. As fontes renováveis associadas às tecnologias de armazenamento de energia elétrica contribuem para a estabilidade e qualidade de serviço ao consumidor [9]. Os desenvolvimentos destes sistemas promovem a independência energética.

É necessário continuar a investir no desenvolvimento dos sistemas de produção distribuída, de forma a garantir uma maior fiabilidade e qualidade do serviço, reduzindo o congestionamento da rede elétrica e aumento do desempenho energético [10].

2.3 Microrredes de Energia Elétrica

Com a evolução da produção descentralizada surge o conceito de microrrede. Esta tecnologia tem como objetivo formar subsistemas autossuficientes e que não prejudiquem a integridade da rede. A microrrede é constituída, normalmente, por pequenas unidades de produção de energia a partir de fontes renováveis, sistemas de armazenamento de energia e ainda, a integração de sistemas de controlo e gestão de energia de forma a controlar o fornecimento à demanda local [11].

Apesar de normalmente as unidades de produção serem renováveis, estas podem não ser, como é o caso dos geradores a diesel. As microrredes devem estar preparadas para utilizar diferentes fontes de energia. Os sistemas de armazenamento são também integrados com o intuito de melhorar a estabilidade, qualidade e confiabilidade do sistema elétrico, permitindo compensar as variações de potência provocados por flutuações no lado das fontes ou da demanda.

As microrredes podem operar interligadas com o sistema principal ou operar de forma isolada. No modo interligado pode haver uma troca bidirecional de energia, isto é, o excedente de produção das fontes de micro geração pode ser injetado na rede. Por outro lado, caso haja défice de produção, a microrrede importa energia da rede para as cargas. Deste modo, é possível manter o sistema de alimentação a operar continuamente e com elevados níveis de qualidade de energia, independentemente da intermitência dos sistemas de energia renovável. No modo isolado, as unidades de produção renovável juntamente com os sistemas de armazenamento, garantem alimentação às cargas. Este modo garante a independência energética, pois, caso haja falha na rede, a microrrede opera em modo isolado. É também possível que a demanda de energia seja muito elevada e a microrrede pode “aliviar” a rede principal no fornecimento de energia nos picos da demanda.

Estes modos de operação permitem fazer uma gestão inteligente de energia, permitindo o consumo da energia da rede a montante, quando a energia da rede está mais barata e com a possibilidade de armazenar ou vender excesso de energia produzida e também parte da energia armazenada, quando possível.

Algumas das principais características da microrrede são [12]:

- O sistema que pode operar em modo isolado ou conectado com a rede principal;
- Integração de diferentes tecnologias de geração e armazenamento de energia;
- Associada a redes de distribuição de baixa tensão;

- Gestão eficiente na distribuição e armazenamento de energia.

As microrredes podem ter grande impacto para suprir cargas elétricas, onde há dificuldade de acesso à rede de distribuição principal. Além disso, podem ainda ser projetadas para pequenas comunidades em zonas remotas ou em locais onde é necessário um fornecimento ininterrupto de energia elétrica, como por exemplo os hospitais. Atualmente, o modo mais utilizado é interligado com a rede elétrica, sendo o modo isolado utilizado em situações de emergência. Pretende-se para o futuro, melhorar o desempenho e a eficiência das microrredes, de forma a serem autossustentáveis, onde cada microrrede poderá interagir com outras microrredes vizinhas, num sistema inteligente [11].

2.4 Microrredes Isoladas de Energia Elétrica

As microrredes no modo isolado, são constituídas por pequenas unidades de micro geração, maioritariamente renováveis, sistemas de armazenamento de energia e por cargas. Algumas microrredes, também integram geradores de emergência. É necessário também implementar técnicas de controlo, de forma a garantir que as cargas sejam alimentadas, com tensão e frequência de referência previamente definidas no algoritmo de controlo. Na Figura 2.1 está representado um diagrama de blocos, de uma microrrede isolada com barramento CC em comum.

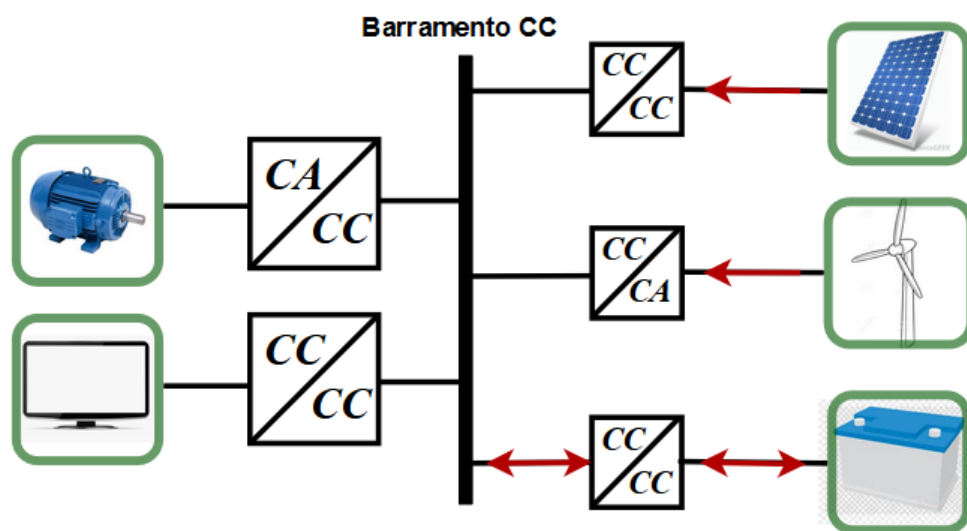


Figura 2.1 - Diagrama de blocos de uma microrrede isolada com barramento CC comum.

Na Figura 2.1 é apresentado um esquema simples duma microrrede com respetivas unidades de produção renovável: o painel fotovoltaico e a turbina eólica. O fluxo de energia é unidirecional e são implementados algoritmos de controlo nos conversores CC-CC e CA-CC para elevar a tensão e extrair a máxima potência do painel e da turbina eólica, respetivamente. É utilizada uma bateria para representar

o sistema de armazenamento de energia. O fluxo de energia é bidirecional, com armazenamento de energia é garantido o equilíbrio entre a produção e o consumo de energia. É implementado um inversor para interligar cargas CA e um conversor CC-CC para interligar cargas CC.

Outra arquitetura bastante utilizada em microrredes é com barramento CA comum. A escolha destas aplicações está associada aos requisitos do sistema, uma vez que interessa ter poucos estágios de conversão, de forma a que, o sistema seja o mais eficiente possível. Por exemplo, as microrredes CC oferecem estratégias de controlo e processos de sincronização mais simples e melhoram a qualidade da energia elétrica, uma vez que não há variações de frequência ou potência reativa. No esquema representado, o foco da geração de energia está incidido nas fontes renováveis, porém, podia também ser adicionada geração a diesel para compensar períodos de baixa produção renovável.

As microrredes podem ainda ser híbridas, com o aumento das fontes CC e cargas CC, existe um grande interesse neste tipo de microrredes. Em geral uma microrrede híbrida é definida como uma microrrede, que engloba os sistemas CA e CC embutidos. A sub-rede CA conecta-se à rede principal e pode também conectar-se ao barramento CC através de conversores bidirecionais com vantagens de reduzir os processos de conservação de energia e facilitando a integração das energias renováveis em microrredes [13].

Assim, embora a evolução e os benefícios relacionados às microrredes, ainda existem muitos desafios e aspetos a serem melhorados.

2.5 Microrredes de Energia Elétrica em Portugal

Portugal é um país que apresenta boas características geográficas para o aproveitamento das fontes renováveis. Nos últimos anos têm-se verificado um aumento na produção de energia elétrica, através de fontes renováveis, na investigação e desenvolvimento de projetos com o objetivo de reduzir a dependência dos combustíveis fósseis.

Alguns dos primeiros sistemas de produção descentralizada foram aplicados em zonas rurais. O projeto “Ourique PV” foi um desses casos, constituído por 3 microrredes, em corrente alternada, alimentadas por energia fotovoltaica, eólica e ainda geração diesel de suporte. Cada uma dessas microrredes alimentavam aldeias distintas: Cismalhas, Monte Sambro e Monte Corte Coelho [14], [15].

A potência instalada em cada microrrede é:

- Cismalhas, 21 kW pico de potência fotovoltaica, 30 kW de potência eólica e 15 kVA de geração diesel;
- Monte Sambro, 10,5 kW pico de potência fotovoltaica, 25 kW de potência eólica e 15 kVA de geração diesel;
- Monte Corte Coelho, 10,5 kW pico de potência fotovoltaica e 15 kVA de geração diesel.

Um exemplo mais recente é o projeto “Berlenga – Laboratório Sustentável” que visa o desenvolvimento sustentável, promovendo a eficiência energética e integração de fontes renováveis. A ilha de Berlenga situa-se a cerca de 10 Km da costa, na zona de Peniche, e a eletricidade produzia-se com recurso a geradores alimentados a diesel [16]. O principal objetivo, consiste em substituir os geradores a diesel por fontes renováveis, e assim, reduzir o transporte de combustíveis, mas também as emissões de carbono para a atmosfera. Outras aplicações estão associadas ao tratamento de águas residuais e do desenvolvimento de uma estação de produção de água potável, a partir da água salgada do mar. O projeto contempla a integração de painéis fotovoltaicos, sistemas de armazenamento de energia e equipamento para controlo e monitorização da qualidade de energia elétrica.[17].

Outro exemplo, ainda mais recente é o projeto “Porto Santo Sustentável – *Smart Fossil Free Island*” formulado pelo governo regional da Madeira em parceria com a *Renault*, com o objetivo de criar uma solução de mobilidade sustentável. Pretende-se utilizar veículos elétricos como acumuladores temporários de energia elétrica e que façam carregamentos inteligentes, quando a produção de energia renovável é superior à demanda. A carga elétrica armazenada nas baterias dos veículos, utiliza-se, posteriormente para alimentar a rede elétrica durante os horários de pico, garantindo uma troca bidirecional de energia elétrica consoante o balanço entre a produção renovável e a demanda local.[18]–[20].

2.6 Sistemas Fotovoltaicos

A energia fotovoltaica permite a conversão direta de energia luminosa em energia elétrica. O princípio de funcionamento é semelhante ao de um diodo fotossensível, com base em propriedades dos materiais que constituem os semicondutores. Os painéis fotovoltaicos são constituídos por módulos e cada módulo contém várias células solares, estas são capazes de converter a radiação solar em energia elétrica [21].

Algumas das suas principais vantagens são:

- Alta fiabilidade, não tem peças móveis;
- Fácil portabilidade e adaptabilidade dos módulos pelas montagens simples e adaptáveis a várias necessidades energéticas;
- O custo de operação é reduzido por não depender de combustível, transporte, nem trabalhadores altamente qualificados;
- A tecnologia fotovoltaica não polui o meio ambiente.

Atualmente este tipo de tecnologia continua em desenvolvimento, de forma a tornar o sistema mais eficiente e barato. Apesar das suas inúmeras vantagens, apresenta também alguns inconvenientes, tais como:

- O fabrico dos módulos fotovoltaicos necessita de tecnologia muito sofisticada e acarreta um investimento elevado;
- O rendimento real de conversão de um módulo é reduzido;
- Custos elevados na sua instalação;
- Está dependente das condições climatéricas.

Ao longo dos anos, tem-se verificado uma diminuição no preço dos painéis solares. A investigação e desenvolvimento da tecnologia fotovoltaica nestes últimos anos, tem contribuído para melhorar a eficiência e torná-la mais atrativa a nível económico para o consumidor. Assim, cada vez mais, estes sistemas são integrados em moradias residências, iluminação pública e até mesmo nas aplicações de grande potência [22]. A adoção da energia solar para o abastecimento de uma cidade contribui muito para a sua autossustentabilidade.

2.6.1 Células Solares Fotovoltaicas

A célula solar fotovoltaica é o elemento básico de um painel fotovoltaico, que converte diretamente luz solar em energia elétrica, esse processo é denominado por efeito fotoelétrico. É possível fazer o agrupamento de células solares, em série e/ou paralelo, de forma a ser possível obter valores mais elevados de tensão ou de corrente à saída de cada módulo.

O material mais utilizado no fabrico de células fotovoltaicas é o silício cristalino. Isto acontece por causa das características únicas deste material, nomeadamente, pela sua abundância na superfície terrestre, baixo coeficiente de segregação de metais, não é tóxico, facilmente dopado, é uma matéria-prima bastante utilizada na indústria eletrónica e alvo de estudos e investigação científica [23].

A potência extraída do sistema fotovoltaico depende de vários fatores externos ao módulo solar, como por exemplo: as condições climáticas, a radiação solar incidente e o ângulo da radiação. Assim, apresenta-se na Figura 2.2 um modelo do circuito elétrico, que representa o comportamento de uma célula fotovoltaica. A célula é considerada como sendo uma fonte de corrente com características não lineares. Para a representação do circuito elétrico é necessário determinar os seguintes 5 parâmetros: R_p , R_s , fator de idealidade do diodo n , I_{ph} e a corrente inversa de saturação do diodo, I_d [24] [25].

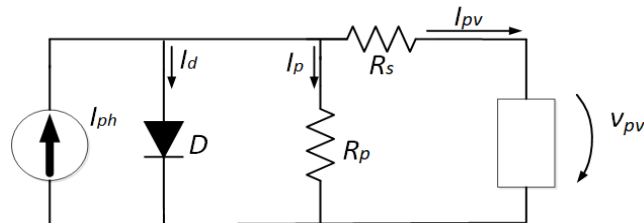


Figura 2.2 - Representação elétrica de uma célula fotovoltaica.

A fonte de corrente, representa a corrente produzida pela célula, que é diretamente proporcional à irradiância que incide na célula; o diodo, representa o comportamento da junção p-n, R_s , representa as perdas nos contactos e a resistência; R_p , representa as perdas devido às correntes parasitas, entre a camada superior e inferior da célula, que é influenciada principalmente pelas junções p-n não ideais.

Os 5 parâmetros do modelo são fornecidos pelo fabricante em *Standard Test Conditions* (STC) a uma irradiância de 1000 W/m^2 , temperatura da célula de $25 \text{ }^\circ\text{C}$ e massa padrão do ar igual a 1.5. Os 5 parâmetros a determinar através do modelo apresentado, são: as duas resistências R_s e R_p , o fator de idealidade do diodo n , a corrente produzida pela célula e a corrente inversa de saturação do diodo. Outros dados fornecidos pelo fabricante são as curvas características das células fotovoltaicas, que relacionam a tensão e corrente de uma determinada célula. A partir destas curvas é possível obter as seguintes informações [26]:

- A tensão de circuito aberto, V_{oc} : máxima tensão disponibilizada pelo módulo solar quando está em circuito aberto;
- A corrente de curto circuito, I_{sc} : máxima corrente produzida pelo módulo solar quando é curto-circuitada a saída do módulo;
- A corrente e tensão no MPP, I_{mpp} , V_{mpp} : corresponde aos máximos valores de corrente e tensão para o qual a potência produzida é máxima;
- O número de células do módulo, N_s .

A expressão da corrente de saída deste modelo é obtida através da equação (2.1).

$$I_{pv} = I_{ph} - I_d - I_p \quad (2.1)$$

A expressão da tensão de saída deste modelo é obtida através da equação (2.2).

$$V_{pv} = V_d - I_{pv}R_s \quad (2.2)$$

A corrente inversa de saturação do diodo é dada pela equação (2.3).

$$I_d = I_s(e^{qV_d/nKT}) \quad (2.3)$$

A corrente da Resistência R_p é calculada através da seguinte equação (2.4).

$$I_p = \frac{V_p}{R_p} \quad (2.4)$$

Assim é determinado a equação (2.5) característica de uma célula fotovoltaica.

$$I = I_{ph} - I_s[e^{\alpha V_d} - 1] - \frac{R_s I + V_{pv}}{R_p} \quad e \quad \alpha = \frac{q}{nKT} \quad (2.5)$$

Onde:

I_{ph} - Corrente que a célula produz;

I_s - Corrente de saturação do diodo.

2.6.2 Tipos de Células Solares Fotovoltaicas

Atualmente encontram-se no mercado vários tipos de células solares fotovoltaicas com diferentes características associados ao tipo de material utilizado na construção de cada célula. Dada a elevada procura, a indústria relacionada com este tipo de tecnologia, tem procurado investir em produtos apelativos aos consumidores, com diferentes necessidades do mercado pelo seu preço e qualidade. Os tipos de módulos solares estão divididos em 4 gerações. A primeira geração é denominada por células de silício, nestas integram o silício cristalino que está dividido em dois grupos: monocristalinas e policristalinas. Atualmente, é esta geração tecnológica que domina o mercado [27] [28]. A segunda geração é baseada na tecnologia de filme fino (*thin film*), esta tecnologia foi implementada, com o objetivo de reduzir o custo de fabrico. Para além do menor custo, este tipo de célula é mais flexível e leve, permitindo o seu uso em várias aplicações [29]. No que diz respeito à 3 geração, esta é baseada na

tecnologia solar orgânica. Existe uma grande tendência nas tecnologias poliméricas e orgânicas no fabrico de células. Isto porque oferecem processos de fabrico de grande capacidade, mais rápidos e de menor custo [30]. Por fim, a 4ª geração recorre a captadores de radiação solar de forma a aumentar a área exposta. Este tipo de tecnologia é amplamente baseada em parques solares de grandes dimensões e de elevada potência [30]. Nesta dissertação de Mestrado, serão abordadas mais detalhadamente a primeira e segunda geração.

2.6.2.1 Células de Primeira Geração

As células cristalinas representam a primeira geração de células fotovoltaicas, estas são as mais comercializadas e usadas no fabrico de painéis solares. Este tipo de células é constituído por 2 grupos: células monocristalinas e células policristalinas.

Relativamente às células monocristalinas, são fabricadas a partir de silício puro monocristalino, com um único cristal de elevado grau de pureza e fiabilidade. Relativamente à eficiência, são as que possuem um rendimento mais elevado numa gama dos 16 a 23% com condições favoráveis [31]. No que diz respeito ao custo do processo de fabrico, é relativamente dispendioso e complexo, por causa do elevado grau de pureza [31].

As células policristalinas, apresentam um menor custo de produção, associada à sua imperfeição cristalina, resultando num material menos eficiente. Estas células são produzidas a partir de múltiplos grãos de silício cristalino derretidos em barras moldadas, de seguida são cortadas em lâminas finas (*wafers*) e montados nas células [31]. Estas células são menos eficientes, mas por outro lado, há um menor esforço económico. O rendimento pode ser melhorado com maior aproveitamento da área de absorção solar, elevando-o para um rendimento perto dos 19%

Na Figura 2.3 é possível observar a instalação fotovoltaica, constituída por painéis solares de duas tecnologias diferentes: 8 painéis solares monocristalinos (BP Solar, modelo BP 2150S) e 16 painéis policristalinos (Kyocera, modelo KC200GHT-2).



Figura 2.3 - Instalação fotovoltaica monocristalina da Universidade do Minho [fonte: GEPE].

2.6.2.2 Células de Segunda Geração

A segunda geração veio responder à necessidade de reduzir o consumo de silício. As células de filme fino ou de segunda geração, são mais escassas no mercado relativamente aos modelos de primeira geração. A principal vantagem é a possibilidade de os filmes serem depositados sobre substratos de baixo custo como alguns plásticos, aço inox ou vidro, de forma a produzir módulos solares mais flexíveis, rijos e robustos. Os 3 materiais que dominam o mercado das células de segunda geração são: silício amorfo (*a-Si*), telureto de cádmio (*CdTe*) e disseleneto de cobre índio e gálio (*CIGS*) [32] [33].

As células de silício amorfo pertencem ao grupo de células de silício, contudo, diferem do silício cristalino por não apresentar uma estrutura atômica definida. No que diz respeito ao fabrico podem utilizar deposições de diversos tipos de substratos. Este tipo de células consegue absorver radiação apenas na gama da luz visível e possui rendimento reduzido, cerca de 6%. Outra desvantagem está relacionada com o facto de as células serem afetadas por um processo de degradação, logo nos primeiros meses de operação. Apesar dos inconvenientes referidos, também apresentam algumas vantagens. O processo de fabricação é relativamente simples e barato e possibilita que as células sejam fabricadas com grandes áreas [33] [27].

As células de telureto de cádmio (*CdTe*) são fabricadas por um processo de múltipla deposição cuja duração é superior a 2 horas. Este processo de múltipla deposição, consiste na deposição inicial de uma camada de sulfeto de cádmio (*CdS*) através do processo de evaporação em filme de óxido condutor e transparente que normalmente é o vidro. De seguida, uma camada de (*CdTe*) é armazenada na camada (*CdS*) [34]. Este é um processo de baixo custo e eficiente que apresenta uma excelente estabilidade sem degradações estruturais. Nestas células o (*CdTe*) é o semiconductor tipo p e o (*CdS*) é o material do tipo n. Estas células tem vindo a ter um impacto cada vez maior no mercado pela utilização de materiais

mais baratos e pela produção em grande escala [35]. Este tipo de células apresenta como principais vantagens, processos de fabricação de baixo custo e de elevada taxa de absorção. Por outro lado, o rendimento em condições laboratoriais controladas é de cerca 15%, apresenta baixa durabilidade e elevado grau de toxicidade do cádmio [27].

As células (*CIGS*) estão a ter um maior impacto na geração de energia e são baseadas na junção p-n de um mesmo material e com várias camadas finas de diferentes semicondutores. Estas células solares baseadas na tecnologia de filme fino alcançam uma eficiência de 22,8% [36] em condições laboratoriais, sendo comparáveis com as células baseadas no silício cristalino [37]. Contudo, na tecnologia (*CIGS*) a eficiência de cada módulo é de cerca 16,1%, bastante inferior à eficiência dos módulos de silício cristalino. O processo de fabricação é mais complexo e menos normalizado do que outros tipos de células, o que tende a aumentar os custos de produção. Não existem problemas de disponibilidade de gálio e selênio uma vez que existem em grandes quantidades, contudo existe muita procura pelo índio por várias indústrias e consequentemente tem provocado o aumento do custo deste tipo de material [38].

Assim, a tecnologia de filmes finos tarda a impor-se no mercado devido ao seu baixo rendimento comparativamente à primeira geração.

2.6.2.3 Células de Terceira Geração

As células de terceira geração têm vindo a emergir no mercado nestes últimos anos. Na procura de outras soluções para além das tecnologias de primeira e segunda geração, surgem as tecnologias de 3ª geração. Estas células são caracterizadas por possuírem elevado rendimento, utilizarem materiais abundantes, não são tóxicos e apresentam flexibilidade mecânica. As células são compostas por matérias orgânicas e são utilizadas técnicas de síntese química que permite obter melhores resultados [34]. Este tipo de células pode ser utilizado em aplicações de baixa potência [27].

2.6.3 Fatores que Influenciam o Desempenho dos Painéis Solares Fotovoltaicos

A potência produzida pelos módulos fotovoltaicos está diretamente relacionada com as condições climáticas da localização geográfica, onde estes são instalados. O número de horas com exposição solar, o ângulo entre o módulo e a radiação incidente, a temperatura e a possibilidade de sombreamento são o exemplo de alguns fatores que influenciam a potência produzida pelos painéis solares. A corrente

produzida pelos módulos fotovoltaicos está principalmente relacionada com a radiação incidente no módulo, enquanto que, a temperatura influencia principalmente a tensão disponibilizada pelo módulo.

Na Figura 2.4 é possível observar a curva característica do painel policristalino (Kyocera, modelo KC200GHT-2) para uma radiação incidente constante de 1000 W/m^2 .

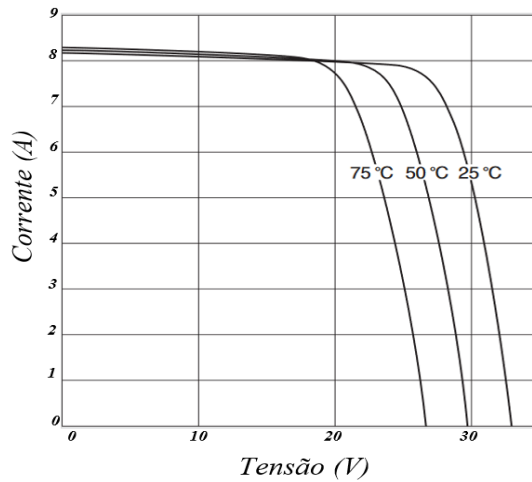


Figura 2.4 - Gráfico da Curva Característica I - U com uma Radiação Incidente Constante (adaptado de [39]).

É possível observar através do gráfico que uma variação de temperatura provoca alterações na tensão de circuito aberto e variações mínimas da corrente de curto-circuito. Na Figura 2.5 é possível observar a curva característica I-U para uma temperatura constante de 25°C .

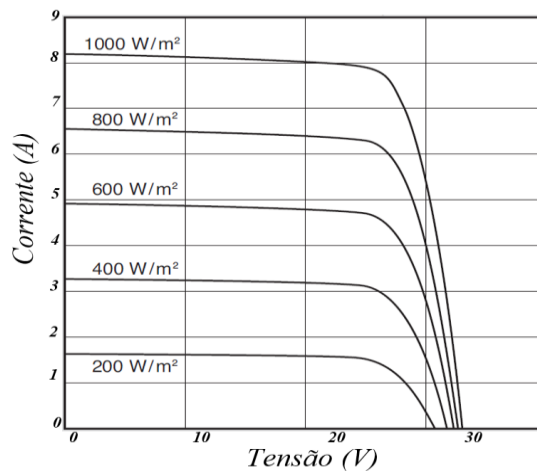


Figura 2.5 - Gráfico da curva característica I - U com uma Temperatura Constante (adaptado de [39]).

A radiação incidente influencia diretamente a corrente produzida. É possível observar através da Figura 2.5 que à medida que a radiação incidente diminui a corrente produzida também diminui. Assim é necessário efetuar um estudo técnico antes da instalação dos painéis.

Como é possível verificar na Figura 2.6, a corrente produzida pelo painel está relacionada com a radiação incidente no painel. Esta pode ser influenciada por sombreamento provocado por: objetos, edifícios, vegetação, outros painéis, o ângulo entre o módulo e a radiação entre outros. Quando a taxa de radiação incidente nos painéis é a mesma, então cada módulo tem um único MPP. Todos os painéis operam com a mesma corrente e a tensão de saída resulta da soma das tensões disponibilizadas pelos vários painéis da instalação. Na Figura 2.6 apresenta-se a curva característica potência-tensão.

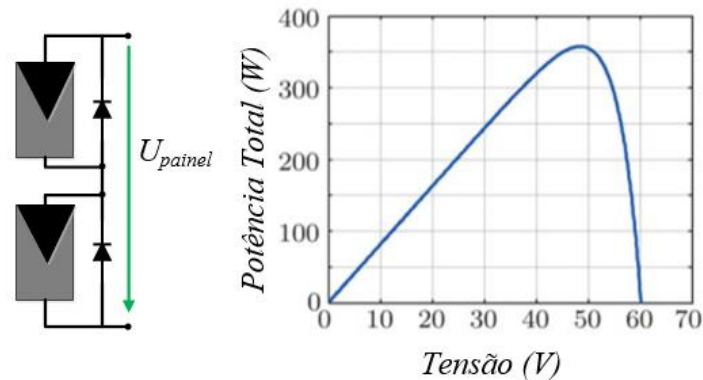


Figura 2.6 - Comportamento de dois painéis fotovoltaicos sem sombreamento (adaptado de [61]).

Por outro lado, caso a radiação solar distribuída não seja uniforme a corrente total diminui para o limite máximo de corrente que os painéis submetidos às sombras são capazes de fornecer e conseqüentemente a potência total da instalação diminui significativamente. A incidência de diferentes níveis de radiação em cada módulo ou arranjo fazem com que possam existir múltiplos pontos de potência máxima [40]. A Figura 2.7 apresenta um gráfico de um painel sombreado, onde se pode verificar que a potência baixa, por estar diretamente relacionada com a radiação no painel.

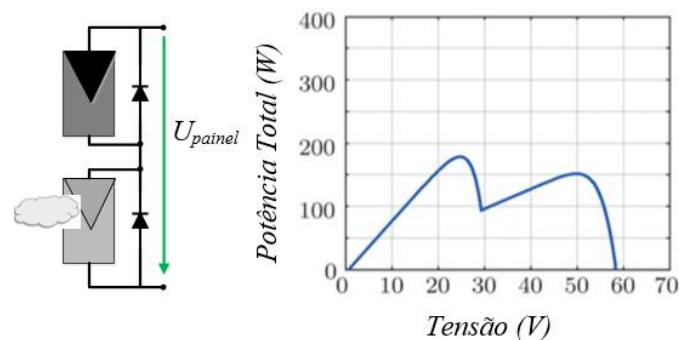


Figura 2.7 - Comportamento dos painéis fotovoltaicos com sombreamento (adaptado de [61]).

Uma forma de mitigar o efeito de sombra em módulos fotovoltaicos consiste em interligar um diodo em antiparalelo com as células de forma a evitar a ocorrência de *hot-spot*. Este fenómeno resulta da dissipação de energia das células ou módulos quando ficam inversamente polarizados devido ao

sombreamento. Por sua vez, é dissipada energia elétrica aumentando a temperatura, com um diodo em antiparalelo a tensão no ânodo do diodo é superior à do cátodo e o diodo entra em condução, oferecendo um caminho alternativo de corrente de forma a limitar a dissipação de potência no conjunto sombreado [41]. Na Figura 2.8 é possível observar um esquema que representa o funcionamento do diodo, este permite criar uma derivação para passagem da corrente (*bypass*). Estão representadas 6 células ligadas em série em que a célula 4 está sombreada. São utilizados 3 diodos, cada um ligado em antiparalelo a cada 2 células. Verifica-se que a célula 4 está na zona sombreada e a sua corrente é inferior à corrente das restantes células, esta obstrói a corrente, enquanto que o diodo facilita a passagem.

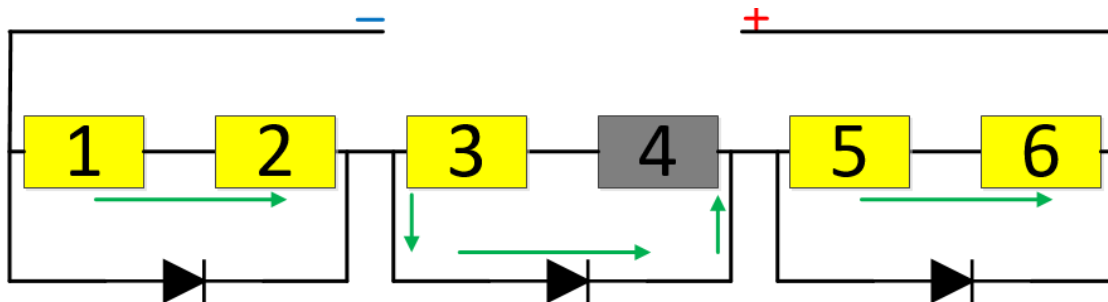


Figura 2.8 - Princípio de Funcionamento do Diodo *Bypass*.

Outra solução está relacionada com a topologia *Module Integrated Converter* (MIC). Esta topologia consiste na utilização de um conversor de potência dedicado por painel solar, isto é, os painéis deixam de estar ligados entre si e passam a estar ligados através dos respetivos conversores de potência. A grande vantagem desta topologia é que cada conversor é controlado de forma independente determinando o MPP do painel a que está associado. Por outro lado, acarreta um custo elevado para instalações de grandes dimensões.

2.7 Sistemas de Armazenamento de Energia

Os sistemas de armazenamento de energia permitem melhorar as condições de estabilidade em microrredes que operam no modo isolado. Em situações de excedente ou défice de produção de energia renovável, os sistemas de armazenamento podem absorver ou devolver energia. Quando a microrrede opera interligada com a rede, em períodos de baixo consumo é possível armazenar energia elétrica e até mesmo injetar na rede principal, isto permite uma redução do preço da energia elétrica e aumenta a eficiência no consumo da energia. Esta integração com as energias renováveis permite uma grande flexibilidade na ligação entre a produção renovável e o consumo de energia elétrica [42].

Existe uma grande variedade de tecnologias de armazenamento de energia para diferentes aplicações que requerem sistemas de armazenamento específicos. As várias técnicas de armazenamento de energia elétrica estão divididas nas seguintes categorias: baterias de estado sólido, baterias de fluxo, volantes de inércia (*flywheels*), ar comprimido, armazenamento térmico e hidro-bombagem.

Algumas das vantagens associadas aos sistemas de armazenamento são:

- Racionalização da energia;
- Poupança de custos;
- Menor dependência da rede elétrica;
- Aumento da qualidade de energia e do rendimento energético;
- Melhor aproveitamento das fontes de energia renovável.

No âmbito deste trabalho realiza-se uma revisão à literatura das baterias eletroquímicas por estas serem uma das tecnologias mais utilizada para aplicações de baixa potência.

2.7.1 Características Elétricas da Bateria

As baterias são muito utilizadas para complementar a integração de fontes renováveis, devido à intermitência e baixa controlabilidade. Por sua vez, as baterias melhoram a estabilidade da produção das fontes renováveis e aumentam a sua resiliência. Investir-se em sistemas de armazenamento de energia como as baterias é essencial para acompanhar as crescentes necessidades dos consumidores [43].

Nos sistemas de armazenamento eletroquímico, as baterias são a forma mais comum de armazenar energia. A energia é armazenada na forma de energia eletroquímica e ocorre a conversão em energia elétrica, por meio de reações químicas. As baterias eletroquímicas podem pertencer a dois grupos: primárias (não recarregáveis) ou secundárias (recarregáveis). De seguida, são apresentados alguns parâmetros que caracterizam qualquer tipo de bateria [44] [45] [46]:

- **Capacidade (Ah):** Corresponde à corrente elétrica que a bateria é capaz de fornecer durante uma hora;
- **Ciclo:** Um ciclo designa a operação de descarga e carga da bateria;
- **Ciclo de Vida:** Número total de ciclos que podem ser executados pela bateria em determinadas condições até a capacidade de carga disponível na bateria atingir um determinado valor mínimo;

- **Densidade de Energia (Wh/l):** Relação entre a quantidade de energia armazenada e o seu volume;
- **Densidade de Potência (W/l):** Relação entre a potência fornecida pela bateria e o seu volume;
- **Estado da Carga – State of Charge (SoC):** Energia elétrica disponível numa bateria em relação à sua energia nominal, expressa em percentagem.
- **Taxa de Auto-Descarga:** Taxa de descarga automática das baterias quando estas não são utilizadas durante algum tempo;
- **Tensão de corte (Cut-Off Voltage):** Tensão mínima, estabelecida pelo fabricante, até que a bateria pode ser descarregada sem comprometer a sua integridade;
- **Tensão de Circuito Aberto (Open Circuit Voltage):** Corresponde à tensão aos terminais da bateria quando não está conectada a uma carga;
- **Taxa C (C-Rate):** Termo associado à corrente de carga ou descarga em função da capacidade da bateria. Por exemplo, se uma bateria de 5 Ah for descarregada ou carregada com uma corrente de 5 A, isto significa que a bateria está a funcionar a uma taxa 1 C.
- **Energia Específica (Wh/kg):** Relação entre a quantidade de energia nominal armazenada na bateria e a sua massa.
- **Potência Específica (W/Kg):** Relação entre a potência fornecida por uma bateria e a sua massa.

Nesta dissertação de Mestrado apenas serão mencionadas baterias do tipo secundário, uma vez que é necessário haver fluxo bidirecional de energia elétrica de forma armazenar o excedente de energia ou fornecer caso a produção renovável não seja insuficiente.

2.7.2 Baterias de Chumbo-Ácido

As baterias de chumbo-ácido são das mais antigas em sistemas de armazenamento de energia, pela sua robustez e por serem economicamente mais acessíveis. Esta bateria é constituída por dois eléctrodos, o eléctrodo positivo é constituído por dióxido de chumbo e o eléctrodo negativo por chumbo enquanto o ácido sulfúrico é diluído e usado no electrólito. A interação dos dois eléctrodos é feita pela solução de ácido sulfúrico que permite que os electrões fluam de um lado para o outro. Na descarga tanto os materiais do eléctrodo positivo e negativo são transformados em sulfato de Chumbo [47].

Este tipo de baterias apresenta inúmeras vantagens. Estas, são produzidas em grande escala, encontram-se no mercado a baixo custo, são resistentes á temperatura, não são afetadas pelo efeito de

memória e à taxa de auto descarga. No entanto, apresentam também algumas desvantagens, como por exemplo: densidade de energia baixa, energia específica muito baixa, não é adequada para descargas profundas (maiores do que 50 % da capacidade nominal) resultando num ciclo de vida reduzido e o chumbo é um material tóxico para o meio ambiente [46].

As baterias de chumbo-ácido podem ser divididas em duas classes: *Vented Lead Acid* (VLA), bateria ventilada de chumbo-ácido ou pode pertencer ao grupo das baterias de chumbo-ácido reguladas por válvulas, *Valve Regulated Lead Acid* (VRLA).

Nas baterias *VLA* o eletrólito apresenta-se como solução aquosa ficando limitada a funcionar na vertical para evitar o seu derrame, isto porque durante a operação da bateria ocorre a eletrólise da água, o que pode levar à acumulação de gases e tornar-se explosiva. Outro inconveniente é o facto de a eletrólise da água reduzir, derivado à grande quantidade de água evaporada, sendo necessário repor o nível de água destilada. É necessária manutenção neste tipo de baterias [47].

As baterias *VRLA* são fechadas, não permitindo a adição ou perda de líquido, contudo, as válvulas permitem a saída de gases quando a pressão no interior atinge níveis perigosos. As principais vantagens associadas a este tipo de baterias são: não necessita de manutenção, custo relativamente baixo e produzem-se em vários tamanhos e tensões. No entanto, são mais sensíveis a temperaturas e podem ocorrer fugas térmicas e a densidade de energia é relativamente baixa [47].

Assim as baterias de ácido-chumbo podem ser utilizadas em aplicações de baixo custo e que necessitem elevada capacidade de descarga, onde o volume e a massa não sejam fatores significativos.

2.7.3 Baterias de Níquel-Cádmio

As baterias NiCd foram inventadas por Waldemar Junger em 1899 e utilizam hidróxido de níquel no elétrodo positivo, cádmio no elétrodo negativo e normalmente hidróxido de potássio como eletrólito [48]. Este tipo de baterias apresenta um ciclo de vida bastante elevado e quase o dobro da densidade de energia específica, em comparação com as baterias de chumbo-ácido, cerca de 50 Wh/Kg [45]. Outras vantagens associadas a este tipo de baterias é poderem ser totalmente descarregadas sem provocar danos, apresentam bom desempenho sob baixa temperatura, baixo custo comparado com outras tecnologias de baterias e disponibilidade em larga escala tanto em tamanho como em opções de desempenho. Por outro lado, a tensão nominal de cada célula é de 1,2 V, o cádmio é um material tóxico e bastante mais caro do que o chumbo e apresenta baixa densidade energética comparada com

tecnologias mais modernas. A principal desvantagem é a redução da capacidade de recarga ao longo do seu tempo de vida útil provocada pelo “efeito de memória”. O cádmio está presente em cristais finos e quando a bateria não é carregada na sua totalidade ocorre o aumento dos cristais reduzindo drasticamente a área da superfície contribuindo assim no “efeito de memória”. Em estágios mais avançados os cristais podem crescer até penetrarem o eletrólito provocando uma elevada auto descarga. Outra forma de memória ocorre quando acontece a formação de um composto intermetálico de níquel e cádmio que cria uma resistência extra em algumas baterias NiCd [49]. Devido á evolução de outras baterias, estas são cada vez menos utilizadas [48].

2.7.4 Baterias de Níquel-Hidreto Metálico

As baterias NiMH apareceram no mercado em 1989 desenvolvidas por Stanford R. Ovshinsky para pequenas aplicações eletrônicas. As baterias de hidreto metálico de níquel são consideradas uma extensão das baterias NiCd, pois ambas tem uma constituição muito semelhante [49].

A principal diferença está na sua estrutura. É utilizado no ânodo um hidreto metálico em vez do cádmio, o elétrodo de hidreto metálico apresenta uma maior densidade de energia do que um elétrodo de cádmio resultando no aumento da sua capacidade ou tempo de descarga para este tipo de baterias. O sucesso destas baterias NiMH relativamente às de NiCd acontece pela utilização de metais não tóxicos e apresenta densidade de energia superior. No entanto, ambas as baterias apresentam elevada taxa de auto – descarga [48].

Normalmente, a tensão nominal da célula NiMH é de 1,2 V e pode registar valores de 0,9 V e 1,5 V quando está descarregada e carregada, respetivamente. A temperatura de operação está compreendida entre -20 °C a 50 °C, contudo deve ser carregada com uma temperatura compreendida entre 0°C e 50 C [46],[50].

Como principais características, estas baterias apresentam menor “efeito de memória”, rápida capacidade de recarga, maior capacidade de armazenamento em relação às baterias NiCd, não é tóxica e não causa danos ao meio ambiente. No entanto, está sujeita a algumas limitações: o desempenho da bateria deteriora-se se for armazenada a temperaturas elevadas, alta taxa de auto descarga, custo elevado relativamente às NiCd, o desempenho degrada-se após 200 a 300 ciclos e deve limitar-se a corrente de descarga (melhores resultados com correntes de descarga de 20 a 50 % da corrente nominal) [46]. Estas baterias tem sido aplicadas em veículos elétricos híbridos e outros [51].

2.7.5 Baterias de Iões de Lítio

Na década 90 surgiram as primeiras baterias não recarregáveis de lítio, são uma tecnologia relativamente recente que ainda se encontra em desenvolvimento. Atualmente as baterias de iões de lítio têm agitado o mercado pelo rendimento que possuem e pela ampla utilização nas tecnologias eletrónicas, tais como telemóveis ou computadores [52].

O efeito destas baterias é baseado em reações eletroquímicas entre os iões de lítio com o cátodo e o ânodo. O cátodo está associado a um óxido de lítio-cobalto por causa da sua estrutura e o ânodo a carbono sob a forma de grafite. O eletrólito é geralmente composto por um líquido orgânico e sais dissolvidos de lítio. De forma a que a reação eletroquímica seja eficiente é necessário que os materiais ativos tenham estruturas adequadas à inserção e extração dos iões. Durante a carga, os iões de lítio movem-se do cátodo para o ânodo, os iões de lítio são retirados no cátodo, que oxida, e liberta eletrões. Tanto os iões como os eletrões são transferidos para o ânodo. Os iões movem-se através do eletrólito enquanto os eletrões se movem- pelo circuito externo. No processo de descarga o sentido é inverso [43], [52].

As principais vantagens associadas a este tipo de baterias são a elevada densidade de energia e energia específica de 150 a 200 Wh/Kg. A tensão nominal de cada célula relativamente elevada (3,6 V), boas características de carga e descarga, auto descarga razoável (10 % ao mês), ausência do efeito de memória. Por outro lado, as maiores desvantagens são o elevado custo, e o facto de nas sobrecargas ser possível atingir temperaturas superiores a 100°C que podem provocar a decomposição do eletrodo positivo com libertação de oxigénio [50].

Estes tipos de baterias não devem ser usados em aplicações onde são totalmente descarregadas, uma vez que a vida útil delas está relacionada com a profundidade de descarga. Para além disso, as baterias de iões de lítio devem operar com circuitos de proteção para garantir faixas seguras de operação de tensão e temperatura [53].

2.7.6 Baterias de Lítio-Polímero

A bateria recarregável Li-po é uma tecnologia adaptada das baterias de iões de lítio com o mesmo ânodo e cátodo, mas é utilizado um eletrólito de polímero. O eletrólito é um condutor sólido ou gel, que funciona como camada isolada não permitindo condução de eletricidade, mas permite a troca de iões. Desta forma o eletrólito é mais seguro pois em caso de acidente não há vazamento [46],[48].

As baterias lítio-polímero, podem ser mais finas e flexíveis do que as baterias convencionais de íões lítio, embora ambas apresentem características e desempenho semelhantes. A tensão nominal das células é de 3,7 V, sendo que a diferença de potencial nestas baterias varia desde 2,7 V quando descarregadas e 4,23 V totalmente carregadas [54]. As características de carga e descarga são muito parecidas com os outros tipos de baterias de íões de lítio, as questões de segurança também são semelhantes, pois é necessário circuitos de proteção [49].

Estas baterias são mais resistentes à sobrecarga, apresentam espessura reduzida e formatos flexíveis. São mais seguras devido à menor possibilidade de vazamento do eletrólito, no entanto também estão sujeitas a algumas limitações, como por exemplo, o processo de fabrico ser dispendioso e a sensibilidade a descargas profundas [49], [54]. Estas têm diversas aplicações em dispositivos eletrónicos e veículos elétricos [55], [56].

2.7.7 Baterias de Lítio Fosfato de Ferro

As baterias LiFePO_4 foram desenvolvidas por um grupo de investigadores e outros colaboradores da Universidade de Texas em 1996, com a alteração do material ativo do cátodo para fosfato.

A utilização de fosfato de lítio no cátodo permitiu melhorar o desempenho e a segurança das baterias de lítio. Estes tipos de baterias são mais tolerantes em condições de carga total, permitem elevada corrente nominal, tempo de vida longo e boa estabilidade térmica. É capaz de suportar melhor as sobretensões e temperaturas elevadas, sendo um dos modelos mais seguros de baterias lítio. Não sofrem efeito de memória e não prejudicam o meio ambiente. No entanto, apresentam elevada taxa de auto - descarga relativamente a outras baterias de lítio [57]. Segue-se a Tabela 2.1, com algumas características de referência para esta tecnologia baseado em [49].

Tabela 2.1 - Características de uma Bateria Lítio Fosfato de Ferro baseado em [49].

Tensão nominal (V)	3,20 V
Tensão Máxima na Carga (V)	3,70 V
Tensão Mínima na Descarga (V)	2,5 V
Energia específica (Wh/Kg)	105
Taxa de Carga Padrão (Taxa C)	1
Tempo de Carga Rápida (h)	3
Taxa de Descarga Máxima (Taxa C)	25

Número de Ciclos - Médio	1500
--------------------------	------

2.7.8 Comparação entre Diferentes Baterias Recarregáveis

Para permitir uma comparação mais efetiva entre as várias tecnologias, apresenta-se a Tabela 2.2, com algumas características das diversas tecnologias de baterias anteriormente apresentadas. Os fabricantes de baterias estão bem cientes das necessidades dos clientes oferecendo diversas tecnologias para as mais diversas aplicações.

Tabela 2.2 - Características das Baterias previamente referidas (retirado de [45],[49],[57]–[59]).

Baterias	Chumbo-ácido	NiCd	NiMH	ões Lítio	Polímero	Fosfato de Lítio
Energia Especifica (Wh/Kg)	25 - 50	45 - 80	60 - 120	110 - 190	110 - 130	90 - 120
Ciclos de vida (a 80% de descarga)	202 a 300(x)	1500	300 a 500 (x,y)	500 a 1000 (y)	300 a 500	1000 a 2000 (y)
Manutenção	3 a 6 meses	30 a 60 dias	60 a 90 dias	-	-	-
Taxa de Auto-Descarga (por mês)	5 %	20 %	30 %	10 %	10 %	< 10 %
Tolerância a Sobrecargas	Alta	Moderada	Reduzida	Baixa	Baixa	Moderada
Tensão nominal por célula	1,25 V	1,25 V	1,25 V	3,6 V	3,7 V	3,2 V
Tempo de carregamento °C(h)	8 - 16	1	2 - 4	2 - 4	2 - 4	1 - 2

X - Depende da manutenção regular da bateria; Y - Depende da profundidade de descarga.

2.8 Conclusão

Ao longo deste capítulo foram expostas as temáticas das microrredes, dos sistemas fotovoltaicos e dos sistemas de armazenamento de energia elétrica. O sistema a desenvolver consiste numa microrrede CA trifásica, que integra sistemas fotovoltaico para a micro geração e o sistema e baterias para garantir o equilíbrio entre a produção e consumo de energia.

Inicialmente é descrito o conceito de microrrede de energia elétrica, com o foco em microrredes isoladas, que é o caso de estudo desta dissertação de Mestrado. Apesar da forte aposta em microrredes,

estas ainda estão numa fase muito prematura. A maioria destes sistemas atua predominantemente interligado com a rede de forma a aliviá-la em situações de sobrecarga, e também pode operar em modo isolado apenas em falhas da rede elétrica ou casos de emergência.

Em seguida apresentou-se uma análise das tecnologias que constituem um sistema solar fotovoltaico. Inicialmente são apresentados o modelo elétrico de uma célula fotovoltaica e os diferentes tipos de tecnologias existentes nos mercados, onde atualmente, as células de silício são predominantes. Efetuou-se também um estudo sobre as vantagens e inconvenientes das tecnologias de diferentes gerações. Seguidamente foram analisados os fatores que influenciam o rendimento dos painéis fotovoltaicos como por exemplo a radiação incidente, a temperatura e o sombreamento.

Por último, a finalizar o capítulo analisaram-se algumas tecnologias de sistemas de armazenamento de energia elétrica com o principal foco nas baterias eletroquímicas, comparando várias características entre as diferentes tecnologias. Para a implementação da microrrede adotou-se as baterias lítio fosfato de ferro pelo facto de não sofrerem efeito memória, não serem tóxicas para o meio ambiente, serem seguras, e apresentarem um preço apelativo face a outras tecnologias.

Capítulo 3

Conversores de Eletrónica de Potência e Técnicas de Controlo

3.1 Introdução

Os conversores de potência são amplamente utilizados em aplicações industriais e residenciais. Existem vários tipos conversores consoante as características da fonte de energia, das cargas e até mesmo do próprio sistema [60]. Os conversores estão organizados em 4 grupos: CC-CC, CC-CA, CA-CC e CA-CA. Todos os conversores utilizam semicondutores de potência que podem ser não controlados, semicontrolados ou totalmente controlados, devendo ser escolhidos em função das características da aplicação de forma a que o sistema seja o mais eficiente possível. Os conversores de potência são extremamente importantes para as microrredes de energia.

Neste capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica dos conversores de potência, algoritmos de MPPT, técnicas de controlo de corrente e técnicas de controlo de tensão. São também analisadas as técnicas de controlo de corrente para fazer o carregamento e descarregamento eficiente das baterias. Por último, efetua-se um estudo de técnicas de controlo de tensão e topologias mais adequadas de inversores trifásicos para esta aplicação.

3.2 Conversores CC-CC

Os conversores CC-CC fornecem uma solução de baixo custo, fiável para várias aplicações industriais e residenciais. Estes conversores permitem regular a tensão contínua de um sistema, diminuindo ou aumentando o valor da tensão até ao valor desejado, independentemente das variações da fonte de entrada. Existem várias topologias que apresentam vantagens relativamente a outras topologias consoante os requisitos e especificações do sistema. Os conversores CC-CC podem ser divididos em dois grandes grupos: os isolados e os não isolados.

Neste projeto utiliza-se conversores CC-CC para fazer a interface dos painéis solares com o barramento CC e também para fazer o carregamento e descarregamento das baterias. É necessário

garantir que a tensão no barramento CC seja o mais estável possível e por isso é muito importante fazer uma boa escolha das topologias a seguir apresentadas.

3.2.1 Conversores CC-CC *Step Down*

O conversor *Step Down* ou *Buck* (Figura 3.1) é um conversor abaixador de tensão, que gera à saída uma tensão de valor inferior ao da entrada. Esta topologia é caracterizada pela sua simplicidade, capacidade de adaptação e baixo custo. O conversor é constituído por dois semicondutores de potência, um totalmente controlado que opera como um interruptor e um semicondutor não controlado, um diodo. É constituído ainda por elementos passivos, nomeadamente uma bobine e um condensador para filtrar as oscilações na tensão da carga, que são provocadas pelas comutações do semicondutor. Esta topologia não é isolada.

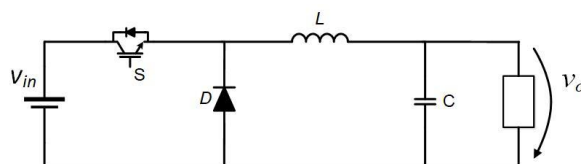


Figura 3.1 - Esquema elétrico do conversor CC-CC *Step Down*.

O conversor *Step Down* funciona com dois modos de operação, dependendo do estado do semicondutor controlado S. Quando S está ligado, a fonte alimenta o conversor e a bobine comporta-se como carga. Quando S está desligado a bobine comporta-se como fonte e juntamente com o condensador fornecem energia à carga.

Na Figura 3.2 quando o semicondutor está em condução o diodo fica inversamente polarizado e a energia proveniente da fonte é fornecida para a bobine e para a carga, a bobina armazena a energia na forma de campo magnético.

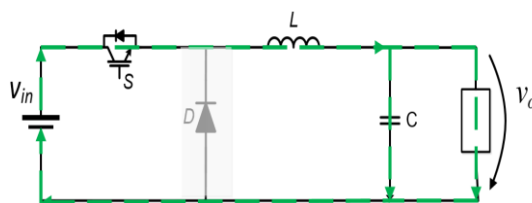


Figura 3.2 - Funcionamento do conversor *Step Down* com o semicondutor S a conduzir.

Na Figura 3.3 o semicondutor S está desligado e a bobine transfere a energia armazenada para a carga. A corrente flui pelo diodo, que neste intervalo se encontra diretamente polarizado, enquanto decai a energia armazenada na bobina.

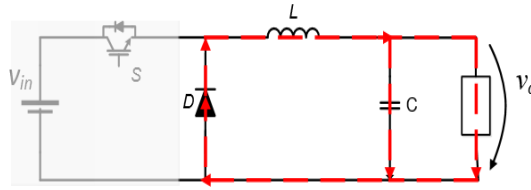


Figura 3.3 - Funcionamento do conversor *Step Down* com o semicondutor S desligado.

Caso seja garantido a operação do conversor em modo contínuo o valor médio da tensão de saída pode ser calculada através da seguinte expressão (3.1):

$$V_o = D V_{in} \tag{3.1}$$

Onde V_o é a tensão de saída, D o *duty-cycle* do conversor e V_{in} a tensão de entrada.

3.2.2 Conversores CC-CC *Step Up*

O conversor *Step Up* ou *Boost* (Figura 3.4) é utilizado para produzir uma tensão de saída superior à tensão de entrada. Estes conversores são utilizados em muitas aplicações de sistemas fotovoltaicos devido à necessidade de aumentar a tensão de saída dos painéis fotovoltaicos até uma amplitude superior ao valor de pico da tensão da rede elétrica.

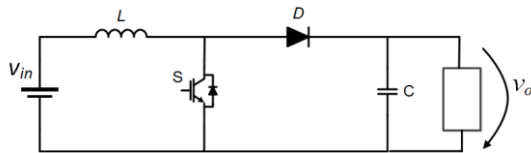


Figura 3.4 - Esquema elétrico do conversor *Step Up*.

Este conversor apresenta dois modos de operação consoante o estado do semicondutor S. Quando o semicondutor S está a conduzir (Figura 3.5) a bobine comporta-se como carga. Como a bobine está a ser alimentada pela fonte de energia a sua corrente aumenta progressivamente. Na Figura 3.6 apresenta-se o funcionamento do conversor quando o semicondutor S está desligado (OFF). A bobine comporta-se como fonte e assim a energia armazenada é transferida para o condensador e para a carga através do diodo [61].

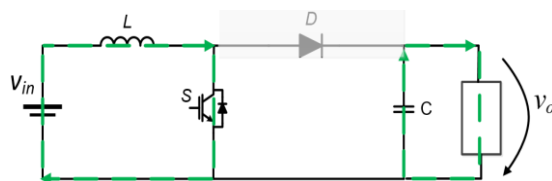


Figura 3.5 - Funcionamento do conversor *Step Up* com o semicondutor S ligado.

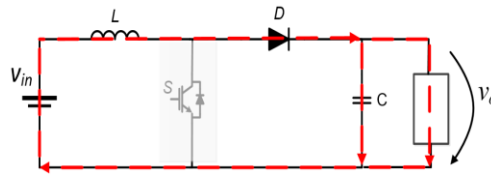


Figura 3.6 - Funcionamento do Conversor *Step Up* com o semicondutor S desligado.

Por sua vez, caso seja garantida a operação do conversor em modo contínuo o valor médio da tensão de saída pode ser calculada através da seguinte expressão (3.2):

$$V_o = \frac{1}{1 - D} V_{in} \quad (3.2)$$

3.2.3 Conversores CC-CC *Step Down/Up* Bidirecional

Na Figura 3.7 apresenta-se um esquema do conversor *Step Down – Step Up* bidirecional. Uma das principais vantagens desta topologia é permitir a operação bidirecional. No esquema está representado um barramento CC, o conversor *Step Down – Step Up* e uma bateria. Arbitra-se que o barramento CC se encontra a uma tensão superior. Devido a esta condição, aciona-se o modo *Step Down* para transferir energia do barramento CC para as baterias. No modo de descarga da energia armazenada nas baterias, aciona-se o modo *Step Up*, isto é, transfere-se a energia das baterias para o barramento CC [62].

De forma controlada as baterias são carregadas ou descarregadas de acordo com os requisitos do sistema e do controlo implementado [44].

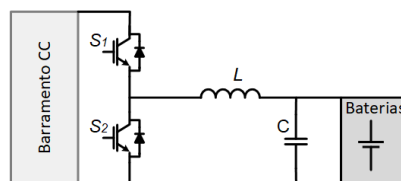


Figura 3.7 - Esquema elétrico do conversor *Step Down – Step Up* bidirecional.

Para definir o modo de operação do conversor como *Step Down* (Figura 3.8) o semicondutor \$S_2\$ está desligado e \$S_1\$ está a comutar. Quando \$S_1\$ está ligado o diodo em antiparalelo do semicondutor \$S_2\$ encontra-se inversamente polarizado a energia flui do barramento CC para a bobine, o condensador e para as baterias, Figura 3.8 (a). Quando o semicondutor \$S_1\$ está ao corte, a energia armazenada pela bobine e pelo condensador é transferida para as baterias, como representado na Figura 3.8 (b).

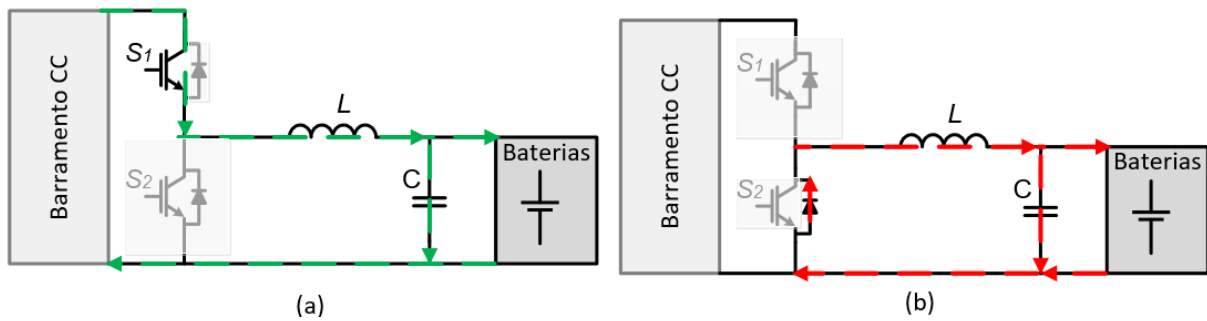


Figura 3.8 - Funcionamento do conversor *Step Down – Step Up* bidirecional, no modo *Step Down*: (a) O Semicondutor S_1 encontra-se em condução; (b) O semicondutor S_2 encontra-se ao corte.

No modo de operação *Step Up* o semicondutor S_1 está desligado e S_2 está a comutar. Quando S_2 está em condução a energia proveniente das baterias é armazenada na bobine e o diodo antiparalelo do semicondutor S_1 está inversamente polarizado. Por outro lado, quando o semicondutor S_2 se encontra desligado a energia armazenada pela bobine é transferida para o Barramento CC através do diodo em antiparalelo com o semicondutor S_1 .

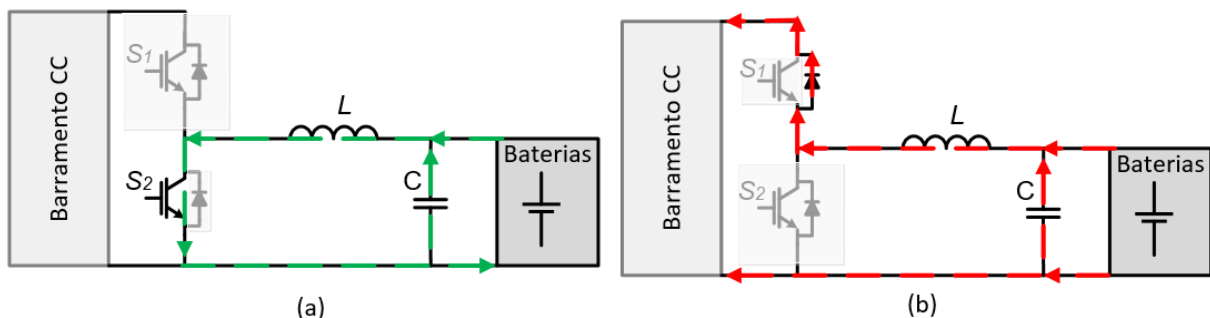


Figura 3.9 – Funcionamento do conversor *Step Down – Step Up* bidirecional, no modo *Step Up*: (a) O semicondutor S_2 encontra-se em condução; (b) O semicondutor S_1 encontra-se ao corte.

3.2.4 Conversores CC-CC *Step Up* com Topologia *Interleaved*

A topologia *interleaved*, em relação a outras topologias, apresenta menores perdas durante a comutação, resposta rápida em regime transitório e a tensão no condensador apresenta um valor de *ripple* mais reduzido. Esta topologia também permite reduzir as variações da corrente de entrada e assim reduzir o dimensionamento do filtro de entrada, garantindo um melhor desempenho do conversor em termos de eficiência e de resposta em regime transitório [63]. Com esta topologia a corrente de entrada é dividida pelas bobines garantindo menor aquecimento e menores perdas nos semicondutores. Para garantir a divisão da corrente de entrada é necessário aplicar um desfasamento aos sinais de modulação por largura de pulso – *Pulse Width Modulation* (PWM) nas gates dos semicondutores. Este desfasamento

depende do número de conversores em paralelo utilizados, que pode ser calculada da seguinte expressão:

$$\frac{2\pi}{n} \quad (3.3)$$

Onde n é o número de conversores em paralelo.

A topologia apresentada nesta dissertação de Mestrado é bifásica e o controle aplicado no conversor é baseado na técnica de PWM. Os sinais PWM são gerados com um desfasamento de 180° e as correntes nas bobinas encontram-se intercaladas entre si. A corrente de entrada é dividida por dois caminhos possibilitando uma redução significativa de perdas nas bobinas [64]. Na Figura 3.10 apresenta-se uma topologia *interleaved*.

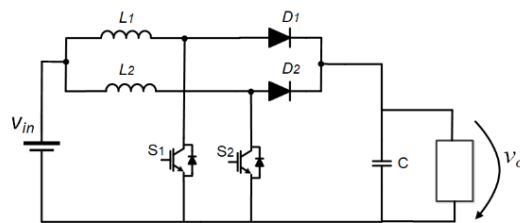


Figura 3.10 - Esquema elétrico do conversor *Step Up* com topologia *interleaved*.

O conversor (Figura 3.11) pode ter dois modos de operação conforme o estado dos semicondutores. O semicondutor S_1 é ativado com um pulso PWM na gate, enquanto S_2 permanece desligado. Neste modo, a corrente em L_1 aumenta linearmente enquanto a energia armazenada em L_2 é transferida para a carga através de D_2 .

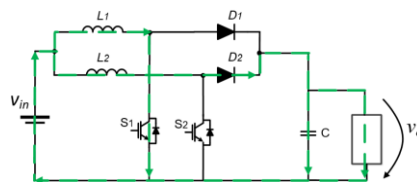


Figura 3.11 - Funcionamento do Conversor *Step UP* com topologia *interleaved*, com S_1 em condução e S_2 ao corte.

Na Figura 3.12, quando o semicondutor S_2 está ligado e S_1 está desligado, a corrente na indutância L_2 vai aumentando ao longo do tempo enquanto a energia armazenada por L_1 é transferida para a carga através de D_2 .

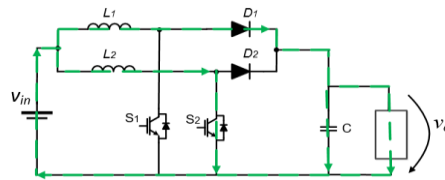


Figura 3.12 - Funcionamento do Conversor *Step Up* com topologia *interleaved* com S_1 ao corte e S_2 em condução.

3.2.5 Conversores CC-CC *Step Down/Up* com Topologia *Interleaved*

Na Figura 3.13 apresenta-se um *Step Down – Step Up* bidirecional com topologia *interleaved*. Esta topologia utiliza 4 semicondutores controlados, 2 em cada braço, de forma a permitir o fluxo bidirecional. Esta topologia é implementada para fazer o carregamento e descarregamento das baterias. Para o conversor funcionar no modo *Step Down* é necessário garantir que os IGBTs S_2 e S_4 , um em cada braço estejam ao corte (desligados) e os IGBTs S_1 e S_3 a comutar, cada um em sua vez, de acordo com o comando de controlo, ou seja, desfasados de 180° . Por sua vez, para o conversor se comportar como *Step Up* é necessário garantir que os IGBTs S_1 e S_3 um em cada braço estejam ao corte (desligados) e que os IGBTs S_2 e S_4 estejam a comutar desfasados 180° entre si.

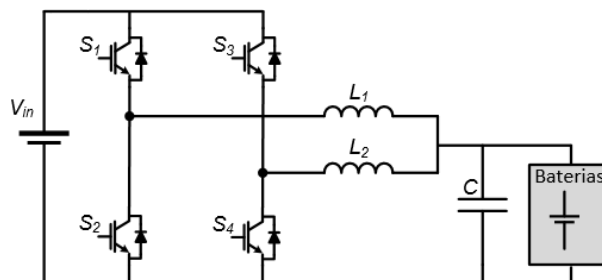


Figura 3.13 - Esquema elétrico do *Step Down – Step Up* bidirecional com topologia *interleaved*.

Apresenta-se o conversor *Step Down/Up* em topologia *interleaved* em modo de funcionamento *Buck* onde pode ser analisado na figura: Figura 3.14.

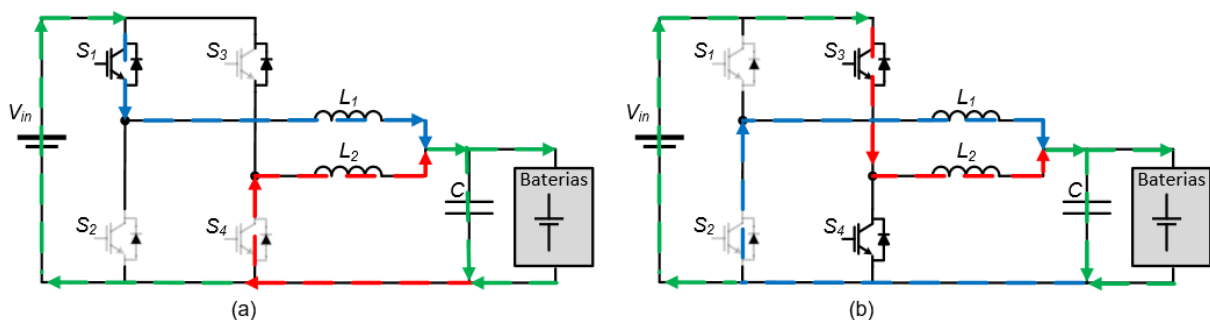


Figura 3.14 - Funcionamento do conversor *Step Down – Step Up* bidirecional com topologia *interleaved* modo *Step Down*. (a) Semicondutor S_1 está em condução enquanto S_2 está ao corte; (b) Semicondutor S_1 ao corte enquanto S_2 está em condução.

Na Figura 3.15, apresenta-se o conversor *Step Down – Step Up* bidirecional com topologia *interleaved* no modo de funcionamento *Step Up*. O esquema é similar ao esquema do conversor *Step Down*.

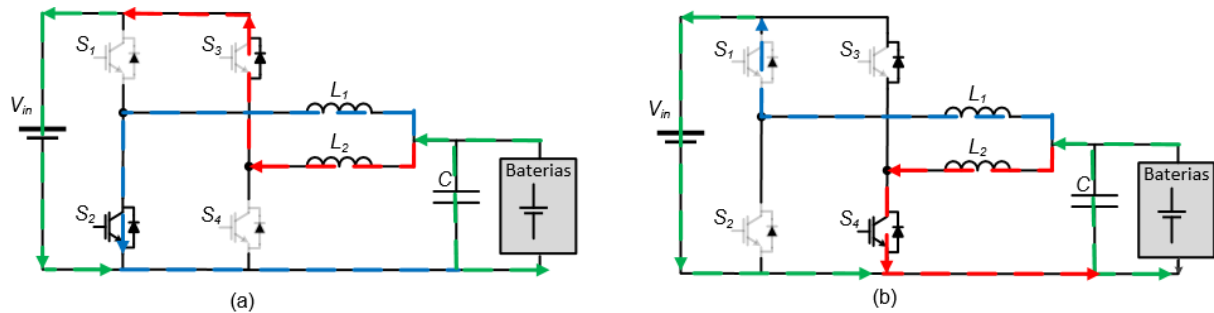


Figura 3.15 - Funcionamento do conversor *Step Down – Step Up* bidirecional com topologia *interleaved* no modo *Step Up*. (a) Semicondutor S_2 está em condução enquanto S_1 está ao corte; (b) Semicondutor S_1 ao corte enquanto S_2 está em condução.

3.3 Conversores CC-CA

Os conversores CC-CA ou inversores são dispositivos eletrônicos que convertem energia na forma de corrente contínua para corrente alternada com frequência e amplitude desejadas [65]. Os conversores CC-CA podem pertencer a 2 grupos consoante a fonte de entrada seja em corrente ou tensão. Assim podemos ter o Inversor Fonte de Corrente (*Current Source Inverter - CSI*) ou Inversor Fonte de tensão (*Voltage Source Inverter - VSI*).

O sistema que tem vindo a ser estudado no âmbito desta dissertação de Mestrado envolve a implementação de um inversor trifásico e, desta forma, converter a energia sob a forma de corrente contínua, proveniente dos painéis fotovoltaicos e das baterias para corrente alternada e, com esta, alimentar cargas trifásicas e monofásicas. A energia proveniente das baterias e dos painéis é armazenada num barramento CC, apoiado por condensadores, e dividida em dois níveis de tensão, com ponto médio ligado ao neutro. Neste capítulo serão apresentadas algumas das principais topologias de inversores para a aplicação já referenciada. As topologias infracitadas realçam o sistema VSI, o qual é o mais relevante, uma vez que se pretende implementar o controlo de tensão no inversor, de forma a gerar tensões sinusoidais idênticas às da rede elétrica para alimentar as cargas.

3.3.1 Inversor Fonte de Corrente (CSI)

O principal objetivo deste tipo de inversor é produzir uma corrente de saída alternada proveniente de fontes de energia de corrente contínua, como por exemplo, os painéis fotovoltaicos. A amplitude, a

frequência e a fase da corrente de saída devem ser controláveis e deve ser implementado um filtro passivo aos terminais da carga, para atenuar o *ripple* da corrente de saída, este provocado pelas comutações do semicondutores de potência [66].

O inversor CSI é muito utilizado em aplicações quando as fontes de energia se comportam como fontes de corrente, como por exemplo: os painéis fotovoltaicos, ou até mesmo aplicações que solicitam elevada potência. As principais características deste tipo de inversor são a corrente fornecida do lado CC, que apresenta baixas variações, e o elemento armazenador de energia de um CSI, que é do tipo indutivo e possui a capacidade de aumentar a tensão proveniente do barramento CC para o lado CA [67]. Na Figura 3.16 está representado o CSI trifásico.

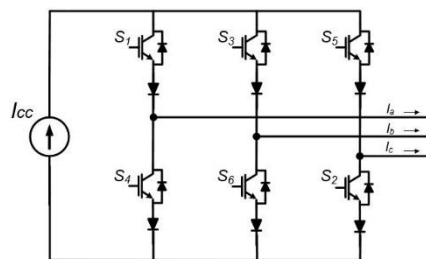


Figura 3.16 - Inversor Fonte de Corrente (CSI) em ponte completa trifásica.

Neste tipo de topologia é necessário garantir que pelo menos um dos semicondutores superiores (S_1, S_3, S_5) e inferiores (S_4, S_6, S_2) da Figura 3.16 estejam ligados para assegurar caminho para a corrente. Os díodos estão em série com os IGBTs de forma a suportar tensões reversas. De seguida é apresentada a Tabela 3.1, com os diferentes estados de operação do CSI, na qual se ilustra a sequência de ligação dos semicondutores de um CSI em ponte completa trifásica.

Tabela 3.1 - Representação dos estados dos semicondutores referentes à Figura 3.16 permitidos pelo inversor CSI trifásico.

Estado	S1	S2	S3	S4	S5	S6	i_A	i_B	i_C
1	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	I_{cc}	0	$-I_{cc}$
2	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	0	I_{cc}	$-I_{cc}$
3	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	$-I_{cc}$	I_{cc}	0
4	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	$-I_{cc}$	0	I_{cc}
5	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	0	$-I_{cc}$	I_{cc}
6	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	I_{cc}	$-I_{cc}$	0
7	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	0	0	0
8	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	0	0	0

9	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF	0	0	0
---	-----	----	-----	-----	----	-----	---	---	---

3.3.2 Inversor Fonte de Tensão (VSI) com 3 Braços

Se no CSI a fonte do inversor consiste numa fonte de corrente, o VSI depende de uma fonte de tensão CC para providenciar um sistema de tensões trifásico equilibrado, regulado em amplitude e frequência. Os inversores fonte de tensão podem ser utilizados em aplicações monofásicas e trifásicas. Os VSI monofásicos de meia ponte e ponte completa são bastante utilizados para fontes de alimentação, UPS, entre outros dispositivos. Os VSI trifásicos são usados em aplicações que requerem um sistema trifásico de tensões como por exemplo os variadores de velocidade ajustável para motores, condicionadores ativos de potência, interface de energias renováveis com a rede elétrica e UPS de potência elevada [68]. Na Figura 3.17 representa-se o esquema do VSI trifásico.

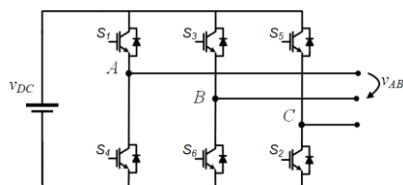


Figura 3.17 - Inversor Fonte de Tensão – VSI, em ponte completa trifásico.

Nesta topologia, deve-se garantir que os dois semicondutores do mesmo braço não entrem em condução ao mesmo tempo e, desta forma, evitar um curto à fonte de alimentação do VSI. Na saída do VSI são produzidas tensões compostas com amplitude, frequência e fase controladas que podem ter três valores distintos na sua saída: V_{CC} , 0 e $-V_{CC}$. Na Tabela 3.2 apresentam-se os estados válidos dos semicondutores de um VSI em ponte completa trifásica.

Tabela 3.2 - Representação dos estados dos semicondutores referentes à Figura 3.17 permitidos pelo inversor VSI trifásico.

Estado	S1	S2	S3	S4	S5	S6	v_{AB}	v_{BC}	v_{CA}
1	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	0	Vcc	-Vcc
2	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	-Vcc	Vcc	0
3	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	-Vcc	0	Vcc
4	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	0	-Vcc	Vcc
5	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	Vcc	-Vcc	0
6	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	Vcc	0	-Vcc
7	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	0	0	0
8	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	0	0	0

3.3.3 Inversor Fonte de Tensão (VSI) com 3 Braços e Ponto Médio no Barramento CC

Na Figura 3.18 apresenta-se o esquema elétrico do inversor fonte de tensão trifásico com 3 braços e ponto médio no barramento CC. Para o inversor funcionar corretamente é necessário que a tensão em cada condensador seja regulada para $V_{CC}/2$. Neste caso pode dizer-se que, o ponto médio, divide o barramento CC principal, em dois barramentos CC: barramento CC superior (positivo) e barramento CC inferior (negativo). A tensão em cada barramento CC é estabilizada por um condensador.

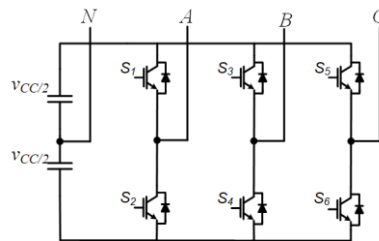


Figura 3.18 - Esquema elétrico de inversor VSI trifásico com ponto médio no Barramento CC.

A principal vantagem desta topologia é ligar o neutro no ponto médio do barramento CC. Desta forma para o mesmo número de combinações que o seu similar de 3 braços consegue controlar a tensão de cada uma das fases em relação ao neutro. Segue-se a Tabela 3.3 com os estados permitidos por esta topologia.

Tabela 3.3 - Representação dos estados dos semicondutores referentes à Figura 3.18 permitidos pelo inversor VSI trifásico com ponto médio no barramento CC.

S1	S2	S3	S4	S5	S6	v_{AB}	v_{BC}	v_{CA}	v_{AN}	v_{BN}	v_{CN}
ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	V_{cc}	0	V_{cc}	$V_{cc}/2$	$-V_{cc}/2$	$-V_{cc}/2$
ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	0	V_{cc}	V_{cc}	$V_{cc}/2$	$V_{cc}/2$	$-V_{cc}/2$
OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	$-V_{cc}$	V_{cc}	0	$-V_{cc}/2$	$V_{cc}/2$	$-V_{cc}/2$
OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	$-V_{cc}$	0	V_{cc}	$-V_{cc}/2$	$V_{cc}/2$	$V_{cc}/2$
OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	0	$-V_{cc}$	V_{cc}	$-V_{cc}/2$	$-V_{cc}/2$	$V_{cc}/2$
ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	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	$-V_{cc}/2$	$-V_{cc}/2$	$-V_{cc}/2$

3.4 Algoritmos MPPT

Nos painéis fotovoltaicos, já referidos num subcapítulo anterior, deve-se considerar principalmente dois parâmetros, a corrente e a tensão. Estes parâmetros são fundamentais para o seguimento do Ponto de Máxima Potência - *Maximum Power Point Tracking* (MPPT). O valor da corrente altera com a variação da radiação solar que incide no painel e o valor da tensão da célula fotovoltaica altera com a variação da temperatura do painel. Resulta que, a potência é o produto da tensão pela corrente, a potência varia com alteração da corrente ou da tensão. Por estes motivos é indispensável a implementação de um algoritmo MPPT para monitorizar tais parâmetros. Pode concluir-se que é uma das partes essenciais de um sistema fotovoltaico. Existem vários algoritmos MPPT que foram estudados e implementados, mas estes variam na sua complexidade, na quantidade de sensores necessários, custo, eficácia e implementação em hardware.

A grande dificuldade é encontrar automaticamente a tensão e a corrente para o qual a potência do painel fotovoltaico é máxima. A maioria das técnicas responde a mudanças tanto na irradiação como na temperatura, outros apresentam uma resposta mais eficiente caso a temperatura seja constante [69].

Quando os módulos fotovoltaicos são afetados pelas sombras, as curvas características do painel fotovoltaico são modificadas pela aparição de múltiplos pontos MPPT. Neste caso alguns algoritmos convencionais podem perder o máximo global e convergir para o MPP mais próximo [70]. A escolha do algoritmo MPPT deve ter estes fatores em conta para salvaguardar a otimização da potência máxima a extrair. Todavia, nesta dissertação de mestrado são abordados os métodos “Perturbação e Observação” e “Condutância Incremental” uma vez que são os métodos mais utilizados, devido à sua fácil implementação.

3.4.1 Perturbação e Observação

Este método consiste na alteração do valor de referência da tensão ou corrente do sistema em que esta referência recebe um decréscimo positivo ou negativo (perturbação) a partir da potência produzida pelo painel fotovoltaico.

Este processo é repetido periodicamente até o MPP ser determinado. Uma vez calculado o ponto MPP o sistema oscila em torno do ponto de máxima potência. Caso ocorra o aumento da potência calculada, o algoritmo segue a perturbação no mesmo sentido. Caso ocorra um decréscimo da potência calculada no próximo ciclo, a perturbação irá ocorrer no sentido contrário. O valor da potência é guardado

e posteriormente comparado com o novo valor, desta comparação verifica-se se a variação da potência é positiva ou negativa [69] [71]. Na Figura 3.19 apresenta-se dois gráficos de duas marcas de painéis fotovoltaicos.

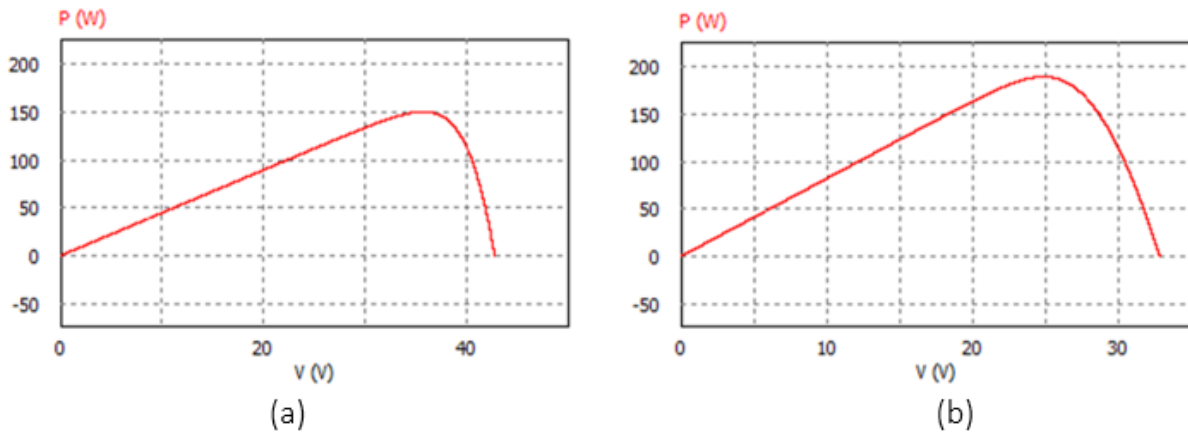


Figura 3.19 - Curva característica da Potência Máxima. (a) Painel BP solar, modelo BP2150S. (b) Kyocera, modelo KC200GHT-2.

O algoritmo de controlo convergirá para a proximidade do MPP. A existência da perturbação em cada ciclo irá provocar uma oscilação indesejada em torno do MPP. De forma a garantir que o algoritmo tenha bom desempenho é necessário fazer uma escolha adequada para o incremento da perturbação. Se a perturbação assumir um valor muito pequeno o controlo demora muito tempo a encontrar o MPP caso contrário, irá provocar grandes variações em torno do ponto de máxima potência [72].

3.4.2 Condutância Incremental

O método de condutância incremental é baseado na curva característica do painel fotovoltaico. Este método permite obter uma taxa de convergência rápida e sujeita a menores variações próximo do MPP, quando comparado com o método de perturbação e observação.

No MPP a derivada da curva da potência é nula, enquanto que à esquerda do MPP a derivada é positiva e negativa à direita [73]. As seguintes equações demonstram este comportamento:

$$\Delta P / \Delta V = 0 \quad \text{MPP} \quad (3.4)$$

$$\Delta P / \Delta V > 0 \quad \text{Esquerda do MPP} \quad (3.5)$$

$$\Delta P / \Delta V < 0 \quad \text{Direita do MPP} \quad (3.6)$$

Considerando $P = V I$ as equações podem ser rescritas:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} = 0 \quad (3.7)$$

$$\frac{dI}{dV} = \frac{-I}{V} \quad (3.8)$$

Ora, dI/dV representa a condutância incremental enquanto I/V representa a condutância instantânea do painel fotovoltaico. Com base nas equações acima, o algoritmo de controle vai procurar o valor de tensão ou corrente para o qual garante que a condutância instantânea seja igual ao valor da condutância incremental.

$$\Delta I/\Delta V = -I/V \quad \text{MPP} \quad (3.9)$$

$$\Delta I/\Delta V > -I/V \quad \text{Esquerda do MPP} \quad (3.10)$$

$$\Delta I/\Delta V < -I/V \quad \text{Direita do MPP} \quad (3.11)$$

Com base no resultado das inequações o algoritmo decide entre o decremento, incremento ou permanência do variável de referência.

Se o sistema estiver a operar no ponto MPP vai permanecer no mesmo estado até ocorrer alguma variação. Por outro lado, se o sistema não estiver a operar no MPP, o algoritmo vai determinar se está a atuar à esquerda ou direita do MPP [74]. Para isso, são lidos os valores da corrente e tensão nos módulos fotovoltaicos para calcular a variação destes. Com base nas inequações descritas, se o ponto de operação estiver à esquerda do MPP a variável de referência deve ser incrementada caso contrário a variável deve ser decrementada. Na Figura 3.20 apresenta-se um gráfico que descreve o princípio de funcionamento algoritmo da condutância incremental.

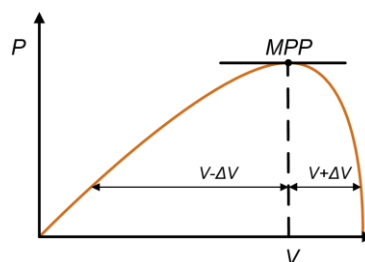


Figura 3.20 – Princípio de funcionamneto do algoritmo de MPPT condutância incremental.

3.5 Técnicas de Controle de Corrente

Neste subcapítulo é apresentada a revisão da literatura de algumas técnicas de controle de corrente em conversores de potência. Neste trabalho o controle de corrente será aplicado no conversor que gere o carregamento das baterias. De entre as várias técnicas existentes, a escolha deve depender da aplicação e dos semicondutores a utilizar.

3.5.1 Controle de Corrente por *Periodic Sampling*

A técnica de controle *Periodic Sampling* (Figura 3.21) é de fácil implementação e apresenta uma resposta rápida a variações bruscas do sinal de referência, sendo também muito robusta, isto é, a corrente produzida acompanha sempre a corrente de referência.

Esta técnica consiste na comparação da corrente de referência com corrente medida, com uma certa frequência de amostragem definida por um sinal de *clock*. O sinal resultante da comparação é armazenado num *flip-flop* do tipo D. Isto é, a cada transição do sinal de *clock*, o sinal resultante da comparação é utilizado para ligar ou desligar os semicondutores.

Na prática são utilizados microcontroladores, em que facilmente são configurados os temporizadores para definir a frequência de amostragem e também definir os sinais de referência [75].

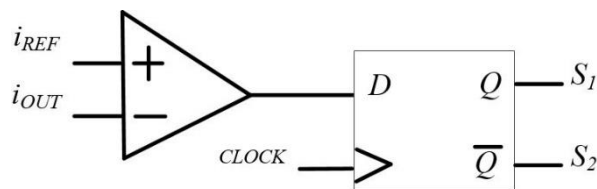


Figura 3.21 – Diagrama de blocos do controle de corrente periodic sampling.

3.5.2 Controle de Corrente por PI

O controle PI utiliza técnicas de modulação por PWM (Figura 3.22). Inicialmente é calculado o erro entre a corrente de referência e a corrente que está a ser medida. O erro corresponde à variável de entrada do controle PI, e à saída é calculada variável de comando que será comparada com a portadora triangular para obter os sinais de comando para os semicondutores do conversor de potência. É comum limitar os valores da variável de comando de forma a otimizar a resposta do sistema.

Na Figura 3.22 é apresentado o diagrama de blocos do controlador PI.

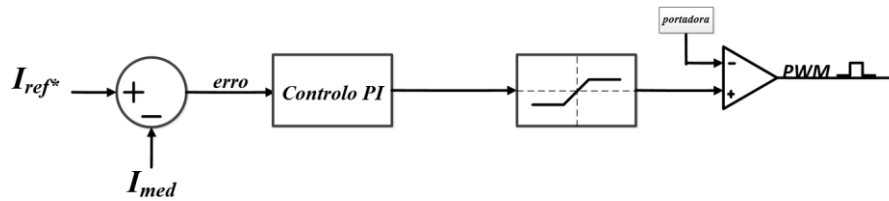


Figura 3.22 - Diagrama de blocos do controlo PI de corrente.

Os ganhos do controlador devem ser ajustados de forma a otimizar a resposta do sistema. A ação proporcional produz um sinal de saída que é proporcional à amplitude do erro, sendo k_p a constante de proporcionalidade. A ação integral produz um sinal de saída que vai ser proporcional à amplitude e à duração do erro. Ajustando o ganho integral pretende-se melhorar e acelerar a resposta do sistema de forma a convergir rapidamente para o regime permanente [76].

3.5.3 Controlo de Corrente por Histerese

A técnica de controlo por histerese (Figura 3.23) é muito simples de implementar uma vez que só depende da corrente de referência e da corrente medida. O controlo da corrente é realizado através da comparação entre a corrente de referência e a corrente medida considerando uma margem de histerese. Quando a diferença entre a corrente medida e a corrente de referência ultrapassa o valor da histerese, o controlador muda o estado dos semicondutores por forma a que a corrente produzida convirja para a corrente de referência.

Na implementação digital deve ser garantida uma frequência de amostragem elevada de forma a garantir que a corrente esteja nos limites da margem de histerese [77]. Se a margem de histerese for mais estreita, então a corrente de saída apresenta melhores características, contudo implica um aumento das perdas, por consequência de uma maior frequência de comutação. A principal desvantagem desta técnica é o facto da frequência de comutação não ser limitada, o que pode provocar o aumento de perdas no conversor em certas condições de funcionamento [78]. Estes problemas podem ser reduzidos através de uma nova técnica proposta em [79].

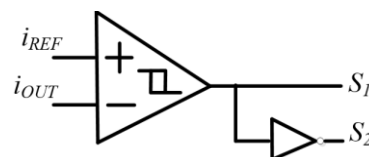


Figura 3.23 – Diagrama de blocos do controlo de corrente por histerese.

3.6 Controle Preditivo de Tensão

O controle de tensão é aplicado no conversor que alimenta as cargas com o objetivo de garantir tensões sinusoidais. O controle preditivo utiliza os parâmetros do modelo matemático do sistema de forma a prever o próximo estado que o inversor precisa de aplicar para que as tensões da carga acompanhem as referências. Uma das principais vantagens deste controle é não possuir ganhos no seu modelo de controle dependendo apenas dos elementos constituintes do sistema. Isto permite uma boa resposta face à imprevisibilidade das cargas que podem ser ligadas [80].

Na Figura 3.24 é apresentado o esquema elétrico de um inversor monofásico com a representação de todas as variáveis necessárias à modelização do sistema.

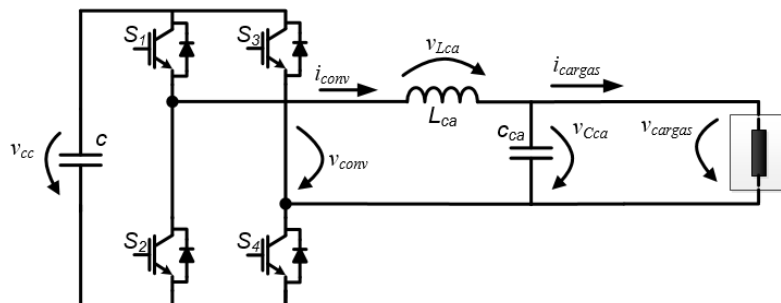


Figura 3.24 - Esquema elétrico de inversor monofásico.

De forma a estabelecer o modelo matemático do sistema é aplicada a lei das correntes nos nós, estabelecendo assim uma relação entre a corrente do inversor i_{conv} , corrente do condensador i_{Cca} e a corrente das cargas i_{cargas} .

$$i_{conv} = i_{Cca} + i_{cargas} \quad (3.12)$$

De seguida é aplicada a lei das tensões nas malhas de forma a estabelecer a relação entre a tensão produzida pelo conversor V_{conv} , a tensão na bobina V_{Lca} e a tensão das cargas V_{cargas} .

$$v_{conv} = v_{Lca} + v_{cargas} \quad (3.13)$$

Procedendo à substituição da tensão V_{Lca} obtém-se a equação:

$$v_{conv} = L_{ca} \frac{di_{conv}}{dt} + v_{cargas} \quad (3.14)$$

A corrente i_{Cca} é dada pela expressão:

$$i_{cca} = C_{ca} \frac{dV_{cca}}{dt} \quad (3.15)$$

Efetuada as várias substituições na expressão (3.14) obtém-se:

$$v_{conv} = L_{ca} \frac{d}{dt} \left(C_{ca} \frac{dV_{cca}}{dt} + i_{cargas} \right) + v_{cargas} \quad (3.16)$$

Da expressão (3.16) é obtida a seguinte expressão:

$$v_{conv} = L_{ca} C_{ca} \frac{d^2 V_{cca}}{dt^2} + L_{ca} \frac{di_{cargas}}{dt} + v_{cargas} \quad (3.17)$$

Como a frequência de amostragem é muito superior à frequência da fundamental da tensão na carga pode admitir-se as derivadas de corrente e tensão como variações lineares. Deste modo e fazendo a discretização da equação anterior é obtido a seguinte equação:

$$v_{conv}[k] = \frac{L_{ca} C_{ca}}{T_a^2} (v_{ref}[k] - 2v_{cargas}[k] + v_{cargas}[k-1]) + \frac{L_a}{T_a} (i_{cargas}[k] - i_{cargas}[k-1]) + v_{cargas}[k] \quad (3.18)$$

Onde T_a corresponde ao tempo de amostragem.

3.7 Técnicas de modulação

As técnicas de modulação são importantes para controlar corretamente as comutações dos semicondutores que constituem os conversores de potência. Na escolha da técnica de modulação deve ter-se em consideração o semicondutor a utilizar e a finalidade da aplicação.

As técnicas de modulação abordadas nesta dissertação de Mestrado são modulação por PWM e modulação por largura de pulso sinusoidal – *Sine Pulse Width Modulation* (SPWM).

3.7.1 Técnica de modulação por PWM

A técnica de modulação por PWM representada na Figura 3.25, consiste na comparação de uma onda moduladora, com uma onda triangular. Para estas deve definir-se um valor de amplitude e de frequência.

Caso V_{ref} seja superior a V_{tri} o resultado da comparação resulta, em valor lógico alto, fazendo com que o semicondutor fique em condução. Quando V_{ref} atingir um valor inferior a V_{tri} o resultado da

comparação resulta, em nível lógico baixo, colocando o semiconductor ao corte. A variação da amplitude de V_{ref} origina uma variação na largura do pulso, obtendo assim um sinal com *duty-cycle* variável com uma frequência constante imposta por V_{tri} [81].

Quanto maior for a amplitude de V_{ref} maior é o tempo que o semiconductor está em condução. A relação entre o tempo que o pulso está a nível lógico alto num ciclo de comutação é dado por:

$$\delta = \frac{T_{on}}{T} \quad (3.19)$$

Sendo δ a variável de *duty-cycle*, T_{on} o tempo em que o pulso está com o nível lógico alto, T corresponde a um ciclo de comutação. Verifica-se na Figura 3.25, quando V_{tri} é superior a V_{ref} o valor de saída o PWM fica a 1 enquanto que V_{tri} é inferior a V_{ref} o valor de saída PWM fica a 0.

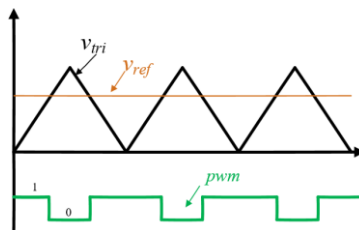


Figura 3.25 – Princípio de funcionamento da modulação PWM.

3.7.2 Técnica de modulação por SPWM

A técnica de modulação por SPWM é muito utilizada no controlo de inversores trifásicos. Esta técnica consiste na comparação de um sinal sinusoidal, V_{ref} , e uma onda portadora. A frequência da onda de referência V_{ref} é igual à frequência da fundamental da tensão de saída do inversor. A frequência da onda portadora V_{tri} , determina a frequência de comutação dos semicondutores e a relação entre a amplitude da onda moduladora e da onda portadora é referida como índice de modulação [82].

Na Figura 3.26 representa-se graficamente o princípio de funcionamento da modulação SPWM trifásica. Na modulação SPWM trifásica são utilizadas três referências sinusoidais (uma para cada braço). Estas três ondas sinusoidais estão desfasadas 120° entre si, para cada onda de referência é comparado com o valor da portadora para ativar os semicondutores. Através do resultado da comparação das três ondas de referência com a onda portadora obtém-se sinais com frequência fixa e largura do pulso variável. Será ativado o semiconductor superior, (S_1 , S_3 ou S_5) se o valor de referência for superior ao da triangular nesse braço, caso contrario é ativado o semiconductor inferior, (S_2 , S_4 ou S_6) [83].

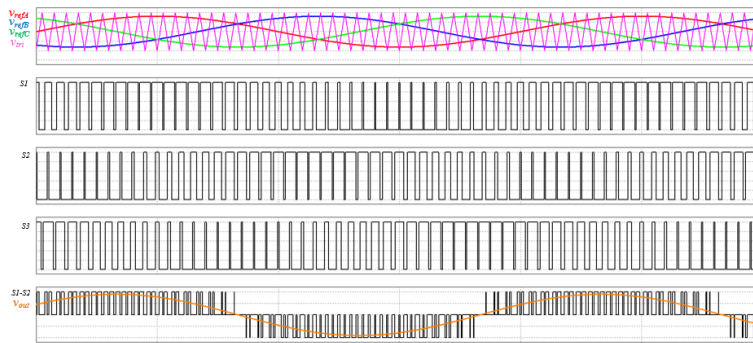


Figura 3.26 - Princípio de funcionamento da modulação SPWM.

Esta técnica de modulação é de simples implementação, facilita a redução do ruído de comutação com filtros do tipo passa baixo, uma vez que os harmônicos de ordem mais baixa estão centrados na frequência da portadora. Isto é, quanto maior a frequência da portadora, maior será a frequência das harmônicas e mais fácil é a filtragem [84].

Existem diversas outras técnicas para controlar a tensão ou corrente de saída de um inversor. Algumas técnicas são (*Trapezoidal PWM, Space Vector Modulation, SVPWM Based PI Current Control, SVPWM Based Predictive Current Control, etc.*) e podem ser melhor estudadas em [85],[86],[87].

3.8 Conclusão

Neste capítulo foram abordadas algumas topologias de conversores CC-CC e para fazer a interface dos painéis solares e das baterias com o barramento CC comum, sendo também abordados os conversores CC-CA para fazer a interface entre o barramento CC e as cargas trifásicas. Para além dos conversores foram também analisadas algumas técnicas de controlo de corrente e de modulação por largura de pulso.

Inicialmente foram analisados os conversores CC-CC não isolados. Dentro das topologias estudadas, estudou-se um conversor unidirecional elevador de tensão para fazer a interface dos painéis solares com o barramento CC. E outro conversor CC-CC bidirecional (elevador/abaixador) para fazer a interface das baterias com o barramento CC. Em ambos os casos foi adotada a topologia *interleaved*. Concluiu-se que, esta topologia permite diminuir as perdas de comutação, reduz variações *ripple* de corrente e permitindo usar um menor filtro na entrada. De entre as topologias de conversores CC-CA apresentadas, concluiu-se que a VSI de 3 braços com ponto médio no barramento CC é a escolha mais adequada para esta aplicação.

Relativamente à análise das técnicas de MPPT a escolha recaiu sobre o algoritmo de perturbação e observação para extrair a máxima potência do painel.

Para fazer o carregamento e descarregamento das baterias a escolha foi o controlo PI de forma a garantir que os valores das correntes nas bobinas sejam praticamente iguais. O carregamento das baterias é realizado de forma a estabilizar a tensão no barramento CC. Para o controlo de tensão das cargas adotou-se o controlo preditivo pelo facto de não envolver o ajuste de ganhos, tornando o assim o sistema adaptado para funcionar com diferentes tipos de carga. O controlo preditivo foi combinado com a modulação SPWM por apresentar características interessantes para a aplicação em causa e pela simplicidade de implementação. A topologia do sistema é assim constituída por três conversores de potência com técnicas de controlo implementadas de forma a obter um bom desempenho do sistema, tendo em consideração a sua complexidade.

Capítulo 4

Simulação Computacional da Topologia Proposta

4.1 Introdução

Ao longo deste capítulo são abordadas as simulações computacionais dos diferentes conversores e validação das teorias de controlo propostas. As simulações são muito importantes nos projetos de eletrónica de potência, pois permitem analisar o comportamento dos vários integrantes do sistema de forma a prever possíveis anomalias ou erros no dimensionamento do sistema. As simulações permitem consolidar conhecimentos sobre o comportamento do sistema, para várias situações, e assim poupar tempo e recursos na deteção de erros e anomalias. No âmbito desta dissertação foi utilizada a ferramenta de simulação PSIM. Esta ferramenta permite a programação dos algoritmos de controlo em linguagem C o que facilita depois a implementação do código no DSC. A visualização da evolução das variáveis ao longo do tempo é realizada através do SIMVIEW, que permite o acesso à informação de forma gráfica bem como a exportação dos dados para outro software.

Inicialmente é apresentada a topologia proposta da microrrede trifásica bem como os seus diferentes modos de operação, uma vez que os painéis solares e as baterias devem garantir que as cargas sejam alimentadas de forma continuada. Relativamente à topologia proposta, são apresentados os algoritmos de controlo constituintes das diferentes partes do sistema. Posteriormente são apresentadas as simulações computacionais de cada parte: painéis solares, baterias, barramento CC e cargas. Uma vez validado cada um destes constituintes é apresentada a simulação completa do funcionamento da microrrede. Assim, pretende avaliar-se o desempenho do sistema completo quando cada parte integrante já tenha sido avaliada. Nesta dissertação o principal objetivo é garantir tensões sinusoidais com uma frequência de 50 Hz nas cargas.

4.2 Topologia da Microrrede Trifásica Proposta

Na Figura 4.1 é apresentado o esquema elétrico do sistema a implementar. Neste esquema não estão representados os sensores, circuito de pré-carga e outros circuitos auxiliares que serão abordados ao longo do capítulo. A microrrede proposta é constituída por um conversor CC-CC *boost interleaved* com algoritmo MPPT, um conversor CC-CC bidirecional *interleaved* para fazer o carregamento e

descarregamento das baterias, por um conversor CC-CC de meia ponte bidirecional para equilibrar a tensão superior e inferior do barramento CC e por um fim um inversor trifásico garantindo tensões sinusoidais e equilibradas nas cargas.

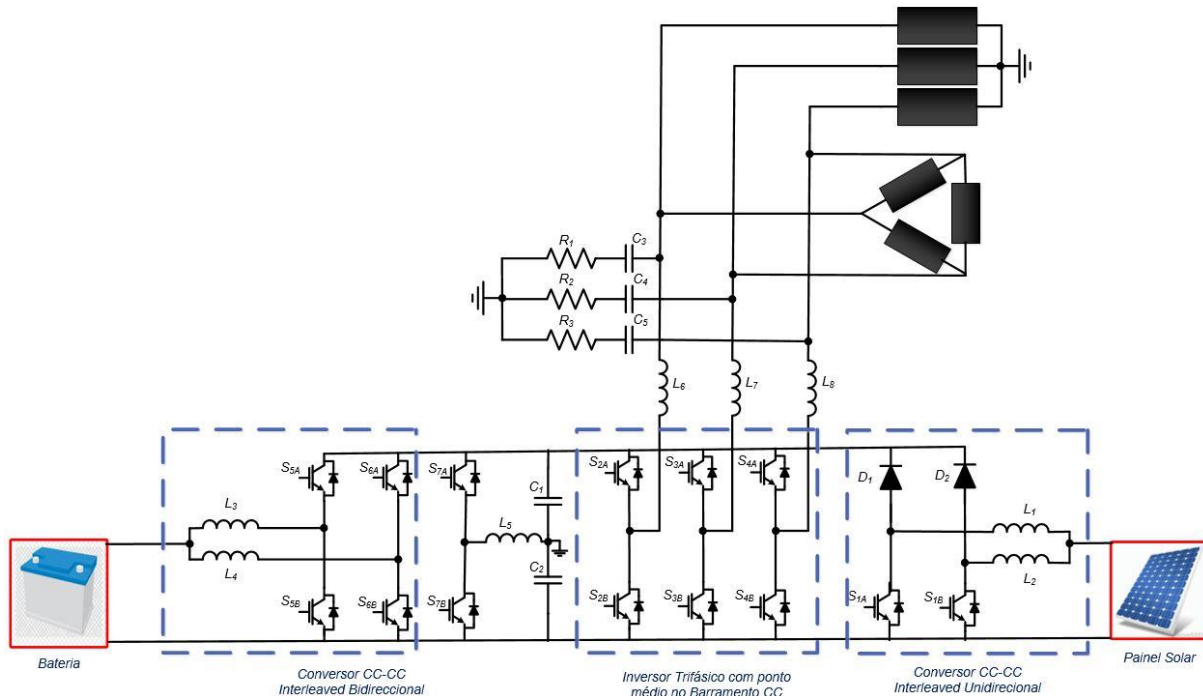


Figura 4.1 - Esquema elétrico da microrrede trifásica a implementar.

O principal objetivo deste trabalho consiste em alimentar cargas monofásicas ou trifásicas com tensões sinusoidais a partir de energia fotovoltaica com ajuda de um sistema de armazenamento de energia elétrica.

Como a microrrede funcionada de forma isolada são os painéis e as baterias que vão garantir a alimentação contínua das cargas. Para o inversor trifásico funcionar corretamente é necessário garantir que a tensão no barramento CC seja o mais estável e constante possível de forma evitar erros no controlo da tensão das cargas. É difícil garantir tensões sinusoidais nas cargas se a tensão nos condensadores do barramento CC estiver desequilibrada ou não acompanhar o valor de referência pretendido. Para isso as baterias são muito importantes para manter o equilíbrio do sistema. Para regular a tensão no barramento CC é utilizado um braço com 2 semicondutores de forma a estabilizar as tensões dos condensadores. A tensão no barramento CC deve também ser superior ao valor de pico da tensão da rede para o correto funcionamento do inversor. Ora, como os painéis só fornecem energia e as cargas só consomem são as baterias que regulam o fluxo de potência. É utilizado um conversor CC-CC *interleaved* unidirecional implementado com algoritmo MPPT de forma extrair a máxima potência do

panel. Relativamente às baterias implementou-se o conversor CC-CC *interleaved* bidirecional para permitir o carregamento e descarregamento das baterias. A topologia *interleaved* foi implementada tanto nos painéis como nas baterias pelas suas vantagens face às topologias convencionais. O controlo das baterias é feito por corrente constante recorrendo a um controlador PI. Por último, é implementado um inversor VSI trifásico de 3 braços com ponto médio no barramento CC ligado ao neutro.

Como um dos principais problemas das fontes renováveis é a sua intermitência podendo assim produzir muita ou pouca energia num determinado intervalo de tempo é necessário haver um modo de armazenamento de energia para quando houver excesso de produção fotovoltaica e um modo *backup* para quando a energia produzida for insuficiente para alimentar as cargas. Existem assim os seguintes modos de operação:

Modo 1 - Apenas o sistema fotovoltaico alimenta a carga;

Modo 2 - O sistema fotovoltaico alimenta a carga e carrega as baterias;

Modo 3 - As baterias alimentam a carga;

Modo 4 - As baterias e o sistema fotovoltaico alimentam a carga.

Com estes modos é garantido que a carga seja sempre alimentada mesmo estando isolada da rede elétrica. De seguida é abordado um esquema detalhado do sistema de controlo implementado. O controlo baseia-se no fluxo de energia no sistema.

Para extrair a potência máxima dos painéis é implementado o algoritmo de Perturbação e Observação, sendo a variável perturbada a corrente de referência em cada bobina do conversor CC-CC *boost interleaved*. Depois é aplicado uma média deslizante no valor da potência instantânea obtendo-se P_{PV} . Para o controlo da tensão do barramento CC é implementada uma média deslizante de tensão no barramento CC, V_{CC_med} , que será subtraída à tensão de referência. Esta parcela será sujeita a um controlador PI na qual será calculado o valor de P_{reg} necessário para regulação do barramento CC. Para as tensões das cargas é utilizado um controlador preditivo. No controlador preditivo é inserido as tensões de referência, são medidos os valores de tensão e correntes da carga, o modelo matemático do inversor trifásico e por fim as tensões e correntes medidas nas cargas. De seguida é calculado o valor médio das cargas obtendo-se P_L .

Com os valores médios determinados é calculado a potência das baterias. Caso a potência das baterias seja positiva, a corrente de referência I_{bat_ref} é introduzida no controlador PI de corrente e a bateria recebe energia do barramento CC uma vez que existe excedente de energia. Por outro lado, se a corrente I_{bat_ref} for negativa então existe déficit de energia no sistema e a bateria encarrega-se de fornecer energia para a carga. Isto porque é necessário garantir que a tensão do barramento CC seja estável através do controlo de corrente das baterias. A energia é então fornecida do barramento CC para as cargas com controlo preditivo de tensão de forma a garantir que as tensões das cargas sejam sinusoidais.

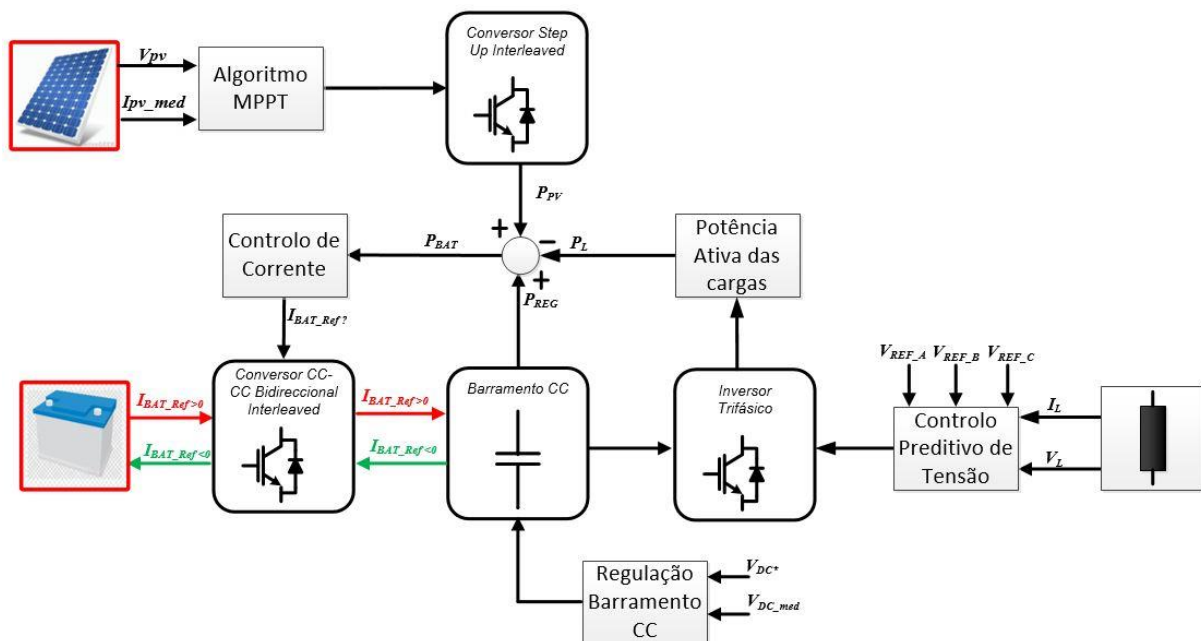


Figura 4.2 - Diagrama de blocos do sistema de controlo.

4.3 Validação do Algoritmo MPPT

A ferramenta de simulação PSIM inclui na biblioteca um bloco denominado de *Solar Module* que permite ajustar diversos parâmetros característicos de um módulo solar. São introduzidas neste bloco as várias características dos painéis solares, retirados do *datasheet*, possibilitando a visualização das curvas características do mesmo, tendo em consideração as condições de temperatura ambiente e da radiação solar incidente. Os painéis policristalinos KC200GHT-2 da Kyocera foram escolhidos para efetuar a simulação uma vez que é um modelo disponível no GEPE. Na Tabela 4.1 são apresentadas as principais características do módulo simulado nas condições padrão STC [39].

Tabela 4.1 - Especificações técnicas do módulo solar KC200GHT-2 da Kyocera.

Módulo KC200GHT-2	
Potência Máxima (P_{Max})	200 W
Corrente no Ponto de Máxima Potência (I_{mpp})	7.61 A
Tensão no Ponto de Máxima Potência (V_{mpp})	26.3 V
Corrente de Curto-Circuito (I_{cc})	8.21 A
Tensão de Curto-Circuito (V_{oc})	32.9 V
Número de Células (N_s)	54

Estas são algumas das principais características do módulo solar que quando inseridas no bloco do PSIM é possível obter as curvas características de um painel como é possível observar na Figura 4.3.

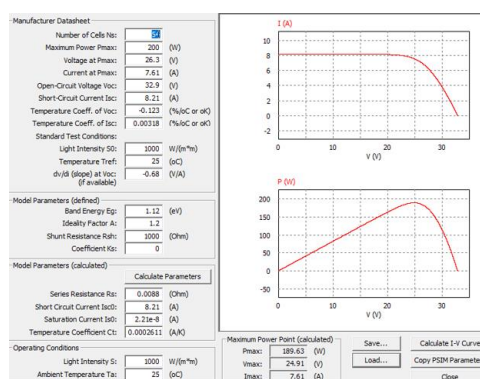


Figura 4.3 - Curvas características e parâmetros de um painel KC200GHT-2 da Kyocera.

Cada módulo fotovoltaico apresenta uma potência de 200 W que acaba por ser bastante reduzida para este tipo de aplicação. Tendo em consideração o tipo de aplicação decidiu-se utilizar 25 painéis solares fotovoltaicos associados em série perfazendo uma potência nominal de 5000 W com uma tensão no ponto MPP aos seus terminais de 658 V.

Como já foi referido a topologia utilizada para estabelecer a interface entre os painéis fotovoltaicos e o barramento CC foi o conversor CC-CC *interleaved* unidirecional com implementação do algoritmo MPPT, Perturbação e Observação. Na Figura 4.4 é apresentada o circuito utilizado para validar o algoritmo MPPT.

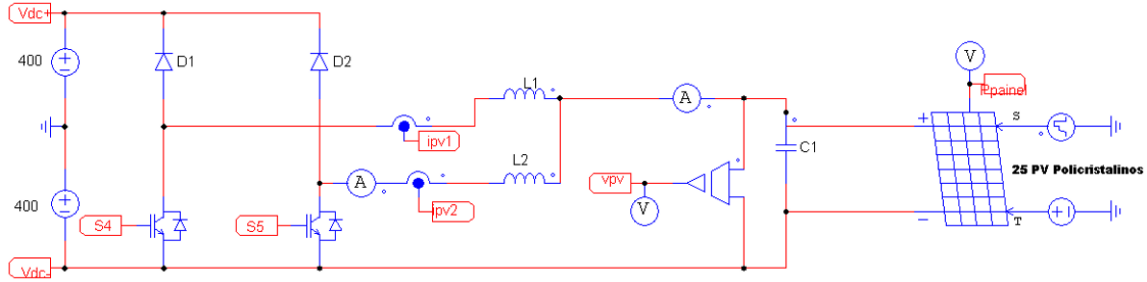


Figura 4.4 - Circuito utilizado para validar algoritmo MPPT.

Para extrair a potência máxima do painel fotovoltaico foi utilizado o algoritmo de Perturbação e Observação com base na variação positiva ou negativa da variável de perturbação, a corrente de referência. Foi aplicada uma média deslizante dos valores de corrente em cada braço das bobinas para melhorar a resposta do controlo. De seguida é comparado o valor da potência atual com a potência do instante anterior de forma a definir a orientação da variável de perturbação. O sistema nunca irá atingir o MPP pelo facto de a variável de referência ser perturbada periodicamente. O controlo é assim aplicado à corrente em cada bobina com controlo PI de forma a reduzir o erro da corrente em cada bobine e obter uma corrente total com uma frequência do *ripple* duas vezes superior à da frequência de comutação.

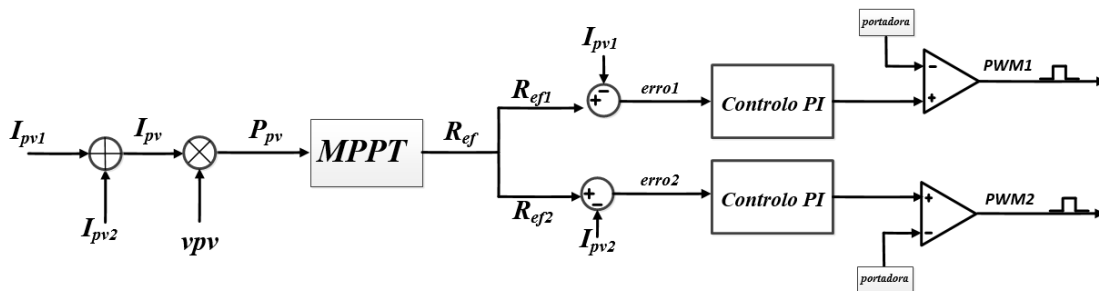


Figura 4.5 - Diagrama de blocos do algoritmo MPPT e do controlo de corrente PI.

A potência fornecida pelos painéis solares está diretamente relacionada com fatores externos como a radiação incidente e a temperatura. Para validar o correto funcionamento do sistema foram introduzidas variações na radiação incidente, provocando oscilações na potência produzida e consequentemente na corrente gerada pelos módulos.

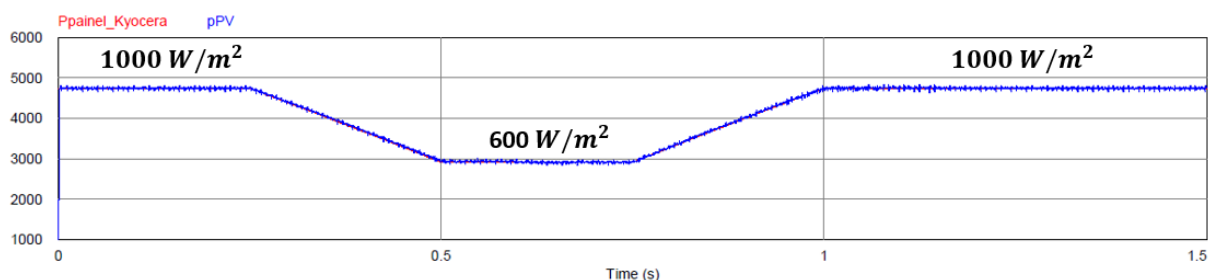


Figura 4.6 - Influência da radiação na potência produzida.

É possível verificar pela Figura 4.6 que o sistema tem uma boa resposta para variações na radiação incidente. De seguida são analisadas as correntes nas bobinas na Figura 4.7.

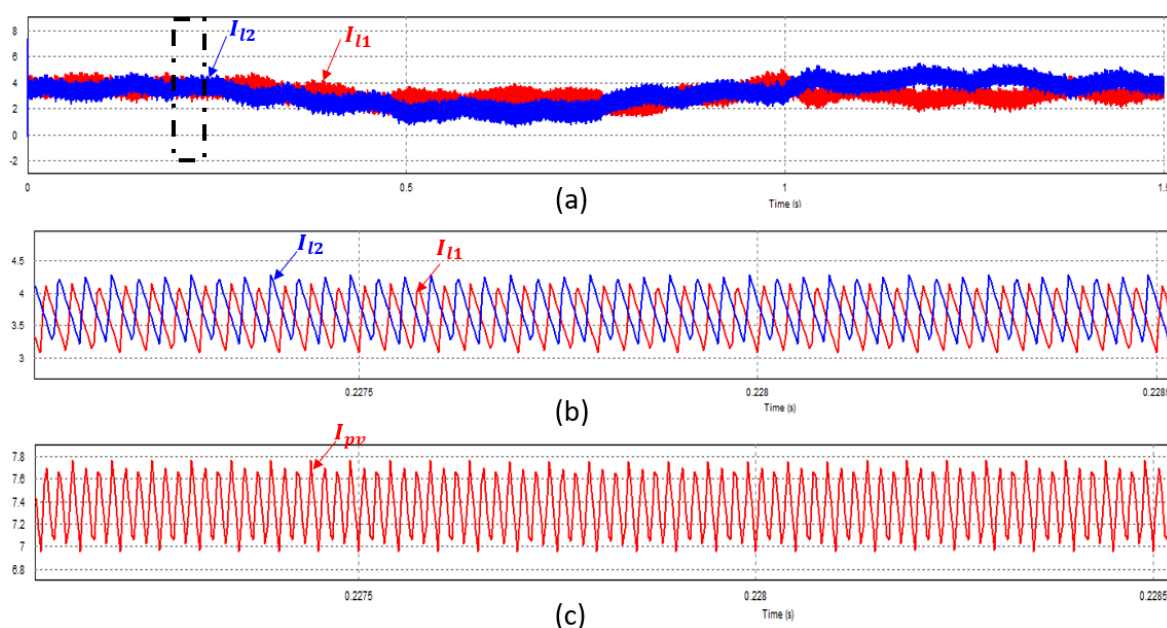


Figura 4.7 - Visualização do gráfico das correntes: (a) Correntes da bobina L1 e L2 no intervalo de tempo [0;1,5] s; (b) Vista pormenorizada das correntes nas bobinas no intervalo de tempo [0,2270; 0,2285] s; (c) Vista pormenorizada da corrente total no intervalo de tempo [0,2270; 0,2285] s.

É possível verificar que existe ainda um *ripple* significativo nas correntes das bobinas, sendo que I_{L1} apresenta um valor médio de 3,64 A enquanto que I_{L2} apresenta um valor médio de 3,77 A. A ondulação das duas correntes podia ser reduzida com utilização de bobinas com maior valor de indutância. Na última figura é possível observar a corrente total fornecida pelos módulos com um valor médio de 7,36 A. Este valor acaba por não estar muito longe da corrente máxima no ponto MPP, 7,61 A, como é possível observar na Tabela 4.1. Para uma radiação incidente de 600 W/m^2 é produzida uma corrente com valor médio de 4,65 A. O algoritmo de MPPT proporciona uma resposta dinâmica lenta para evitar os problemas de estabilidade relacionados às oscilações do MPP, tendo que existir um equilíbrio entre a velocidade de resposta e amplitude da perturbação da corrente. De seguida é apresentado o valor dos componentes do circuito e outros dados importantes para a validação do MPPT.

Tabela 4.2 - Componentes do circuito de potência e parâmetros do controlo digital.

L_1	4 mH
L_2	4 mH
C_1	2 uF
Frequência de Amostragem	800 Hz
Frequência de Comutação	10 kHz
Incremento da variável de perturbação	0,10
Kp	0,90
Ki	0,004

4.4 Simulação do Conversor CC-CC Bidirecional com Topologia *Interleaved*

Neste ponto é analisado e validado o controlo do conversor CC-CC bidirecional *interleaved* que faz a interface entre as baterias e o barramento CC. As baterias vão regular a tensão no barramento CC de forma a estabilizar a tensão para o valor pretendido e assim garantir o funcionamento do inversor trifásico seja mais eficiente. O conversor pode operar no modo *Buck*, em que é responsável por reduzir a tensão no barramento CC para a tensão pretendida ou operar no modo *Boost* para elevar a tensão no barramento CC. O controlo das baterias é feito em função da tensão do barramento CC. O controlo de corrente é feito por controlo PI implementado em PSIM com uma frequência de amostragem 40 kHz e uma frequência de comutação 20 kHz.

A corrente de referência é determinada em função da potência produzida pelos módulos, da potência consumida pelas cargas e pela potência (P_{reg}) necessária para regulação do barramento CC. É aplicado uma média deslizante nas potências para o cálculo da corrente de referência. A potência dos painéis (P_{PV}) é a principal fonte de alimentação do sistema que é subtraído pela potência média das cargas (P_L) e a potência (P_{reg}) para regulação do barramento CC. Resulta desta parcela a potência média das baterias (P_{bat}) onde é calculado a corrente de referência da bateria (I_{bat_ref}). De seguida é apresentado na Figura 4.8 um diagrama de blocos do controlo descrito.

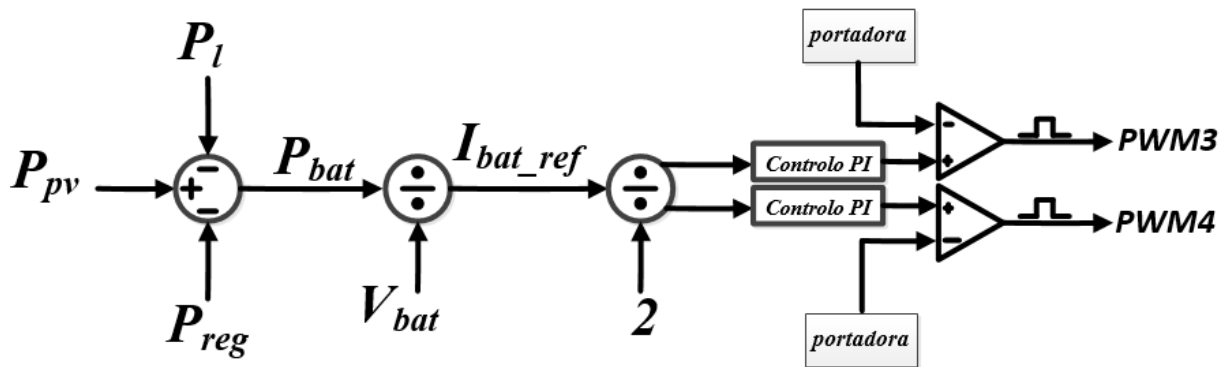


Figura 4.8 - Diagrama de blocos do controle de corrente das baterias.

Obtida a corrente de referência procede-se ao controlo de corrente pela através de um controlador PI como já tinha sido aplicado no controlo de corrente dos módulos solares. Nesta secção pretende validar-se apenas o funcionamento do conversor ainda sem a regulação do barramento CC. O PSIM não contém nenhum modelo de bateria pelo que é necessário implementar um modelo que permita modelar o comportamento da bateria ao longo do tempo e assim aproximar mais a simulação à realidade.

O modelo representado na Figura 4.9 apresenta alguns parâmetros importantes para caracterizar o estado da bateria. É constituído por uma fonte de tensão constante que representa a tensão mínima em que é considerado a bateria descarregada, uma resistência que representa a resistência elétrica da bateria e um condensador que corresponde à capacidade da bateria armazenar energia.

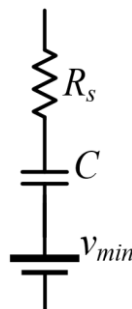


Figura 4.9 - Modelo da bateria utilizado em PSIM.

Para efeitos de simulação foram consideradas 32 células de ($LiFePO_4$) em série e, com base no *datasheet*, procedeu-se à configuração dos parâmetros do modelo da bateria em PSIM. Cada célula apresenta uma resistência elétrica inferior a $2\text{ m}\Omega$ uma tensão nominal de $3,2\text{ V}$, tensão mínima de $2,5\text{ V}$ (quando totalmente descarregada) e tensão máxima de $3,7\text{ V}$ (quando totalmente carregada). Apresenta ainda uma capacidade nominal de 100 Ah . Tendo por base estes valores considerou-se a resistência elétrica total do pack de baterias $64\text{ m}\Omega$ e com uma tensão mínima de 80 V . No que diz

respeito ao valor da capacidade é calculado primeiro o valor da carga elétrica para o modelo através da equação:

$$100 * 3600 = 360\ 000\ C \quad (4.1)$$

Este valor de carga elétrica corresponde a uma capacitância de 3,7 F. Contudo, este valor de condensador iria requerer um tempo de simulação muito longo e por isso optou-se por utilizar uma capacidade de 300 mF. Na Figura 4.10 é apresentado o circuito de simulação para validar o conversor CC-CC bidirecional.

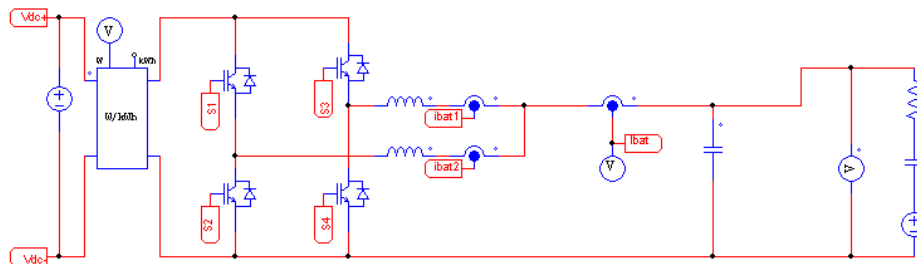
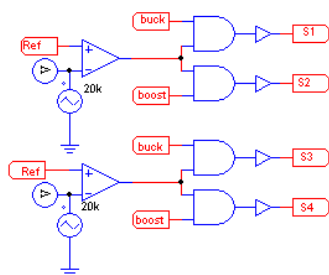


Figura 4.10 - Modelo PSIM do conversor CC-CC bidirecional *interleaved*.

O conversor é constituído por duas bobinas de 4 mH, um condensador de 30 μ F e quatro IGBTs. O controlo das baterias é feito por corrente constante em que são utilizados dois sensores para fazer a aquisição da corrente de cada bobina e um sensor para adquirir a tensão das baterias. Foi utilizada uma fonte de tensão constante de 800 V no barramento CC e relativamente ao sistema de controlo, foi implementado com uma frequência de amostragem de 40 kHz e uma frequência de comutação 20 kHz nos semicondutores.

Para garantir o correto funcionamento deste conversor são utilizadas funções lógicas. Para o correto funcionamento em modo *Buck* é necessário garantir que os semicondutores superiores comutam enquanto que os semicondutores de baixo ficam ao corte. No modo *Boost* os semicondutores de cima ficam ao corte enquanto que os de baixo comutam. Em ambos os casos os sinais PWM são gerados com um desfasamento de 180° para garantir o funcionamento em modo *interleaved*.


 Figura 4.11 - Sistema de controlo do conversor CC-CC bidirecional *interleaved*.

Inicialmente é validado a operação *Boost* do conversor com variação positiva da corrente de referência com a bateria totalmente carregada no instante inicial. De seguida é apresentado o resultado da simulação das correntes das bobinas.

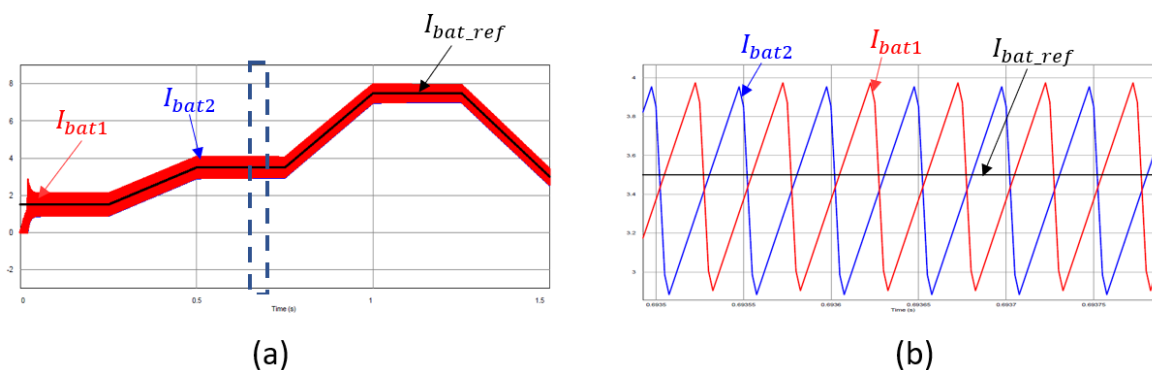


Figura 4.12 - Simulação conversor CC-CC bidirecional interleaved no modo *boost*, com uma corrente de referência variável: (a) Resultado no intervalo de tempo [0 ; 1,5] s; (b) Resultado no intervalo [0,69349 ; 0,69379] s.

Como podemos ver na Figura 4.12 as correntes de cada bobina seguem o valor de referência, contudo, apresentam um *ripple* significativo de 1 A. De modo a diminuir o *ripple* podia aumentar-se a frequência de amostragem e comutação ou até mesmo aumentar os valores de indutância das bobinas.

De seguida, na Figura 4.13 é validado o modo *Buck* do conversor CC-CC. Inicialmente a bateria está totalmente descarregada e pretende verificar-se o fornecimento de energia para o barramento CC com uma variação da corrente de referência.

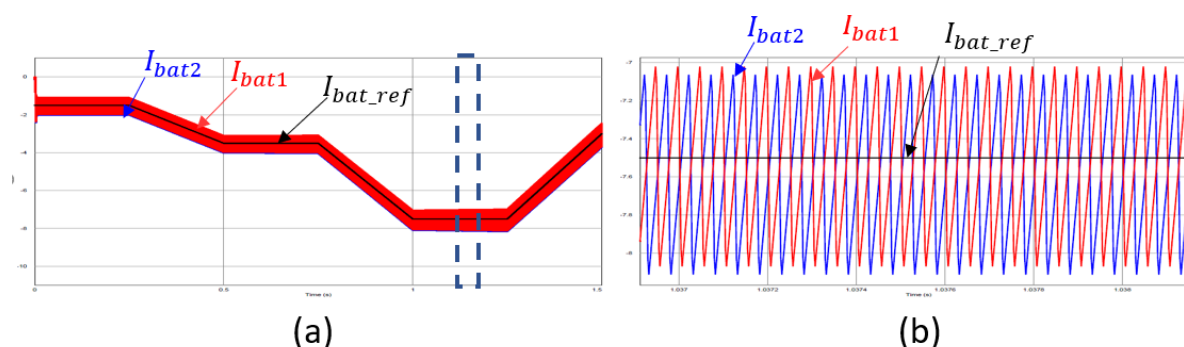


Figura 4.13 - Simulação do carregamento de uma bateria com uma corrente de referência variável em cada bobina: (a) Resultado no intervalo de tempo [0 ; 1,5] s; (b) Resultado no intervalo [1,03691 ; 1,03817] s.

É possível verificar que os resultados obtidos em modo *Buck* são muito semelhantes aos resultados obtidos no modo *Boost* sob as mesmas condições.

Analisados os dois modos de operação é possível observar que o sistema consegue acompanhar o valor de referência para diferentes valores de corrente. Como já foi referido, o desempenho em termos de *ripple* poderia ser melhorado com uma maior frequência de comutação, bobinas de maior indutância ou utilizando um conversor *interleaved* com mais braços. Uma vez que um dos objetivos da simulação é validar as técnicas de controlo para a implementação prática optou-se por manter quer o valor da indutância quer da frequência de comutação em valores aceitáveis para a implementação prática do circuito. De seguida na Tabela 4.3 são apresentadas algumas características do sistema de controlo.

Tabela 4.3 - Parâmetros utilizados no sistema de controlo.

Frequência de Amostragem	40 kHz
Frequência de Comutação	20 kHz
Kp	0,4
Ki	0,04

4.5 Simulação do Inversor Trifásico

A topologia escolhida foi um inversor fonte de tensão trifásico com três braços e ponto médio no barramento CC. O inversor apresenta 2 níveis, $V_{cc}/2$ e $-V_{cc}/2$ e o neutro é ligado no ponto médio do barramento CC. O inversor funciona com um algoritmo de controlo por tensão de modo a garantir tensões sinusoidais nas cargas. Nesta secção pretende validar-se o funcionamento do inversor para diferentes cargas com uma fonte constante de 800V no barramento CC. Na Tabela 4.4 os valores dos principais componentes do circuito de simulação.

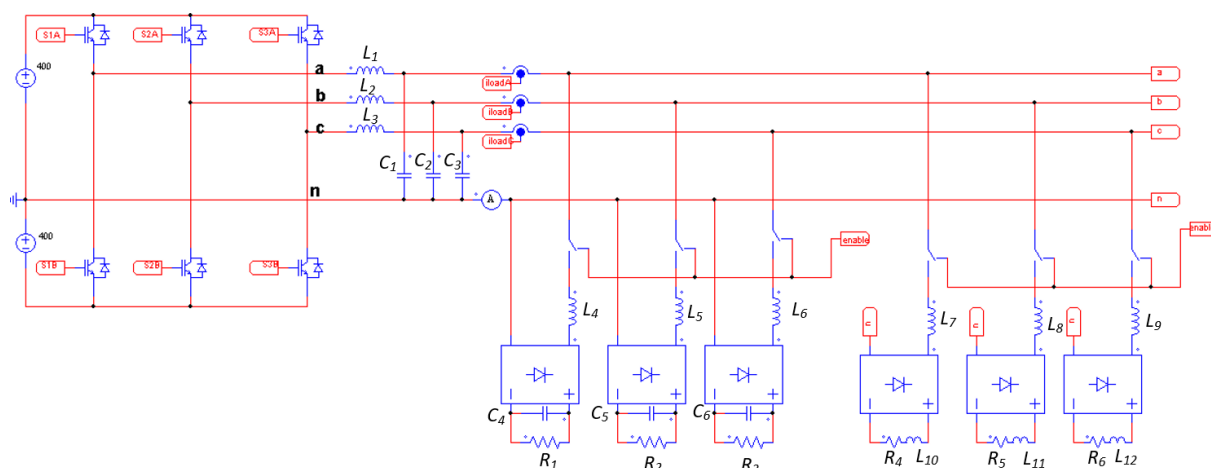
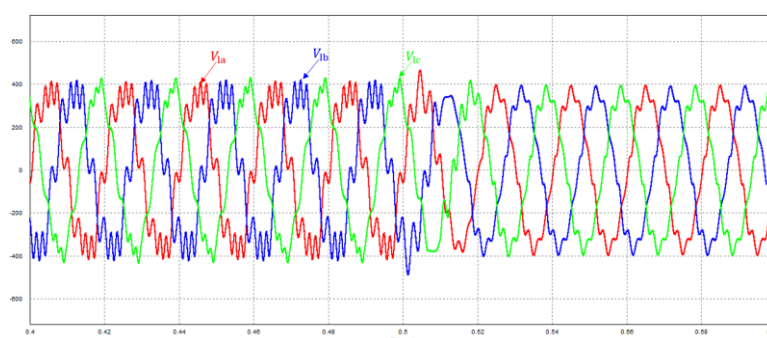


Figura 4.14 - Modelo PSIM do inversor trifásico.

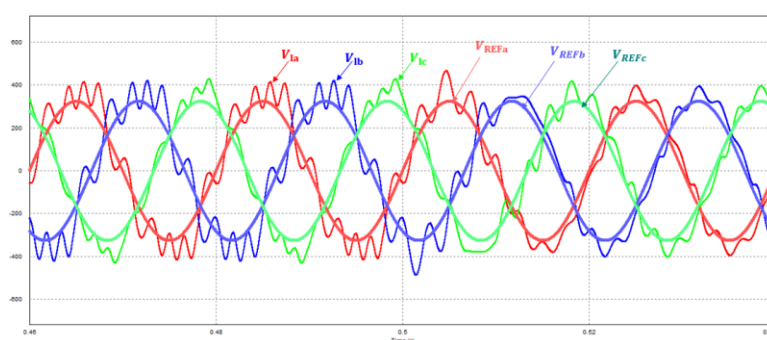
Tabela 4.4 -Valores dos componentes do circuito de simulação.

Filtro de saída do inversor trifásico					
L_1	4 mH	L_2	4 mH	L_3	4 mH
C_1	50 μ F	C_2	50 μ F	C_3	50 μ F
Indutância em série com a carga para limitar variações de corrente					
L_4	2 mH	L_5	2 mH	L_6	2 mH
L_7	2 mH	L_8	2 mH	L_9	2 mH
Retificador com carga RC					
C_4	470 μ F	C_5	800 μ F	C_6	100 μ F
R_1	70 Ω	R_2	75 Ω	R_3	168 Ω
Retificador com carga RL					
L_{10}	8 mH	L_{11}	8 mH	L_{12}	8 mH
R_4	10 Ω	R_5	10 Ω	R_6	10 Ω

De seguida é analisado o funcionamento do inversor trifásico em malha aberta. As tensões de referência são geradas e para controlar as comutações utilizou-se uma modulação SPWM, assim, neste caso não é realizada a realimentação do sistema. As tensões de referência são senoide com 325 V de pico, frequência de 50 Hz e desfasadas 120° entre si. No intervalo de tempo $[0; 0,5]$ s está ligado um conjunto de 3 retificadores com carga RC de cada fase para o neutro. No instante 0,501 s é ligado o conjunto retificadores com carga RL permanecendo ligados no intervalo $[0,501; 1]$ s. Na Figura 4.15 é analisado em regime transitório e regime permanente.



(a)



(b)

Figura 4.15 - Tensões nas cargas com modulação SPWM e controle em malha aberta: (a) em regime permanente ; (b) detalhe no intervalo [0,46; 0,54]s.

Na Tabela 4.5 apresenta-se o valor de THD das tensões nas cargas. É possível verificar que sem sistema de realimentação o THD das tensões nas cargas é grande principalmente até ao instante 0,5 s segundos a carga troca de pontes retificadoras com carga RC para pontes retificadoras com cargas RL.

Tabela 4.5 - THD e valor eficaz das tensões nas cargas com controle em malha aberta.

Tensão	<i>Pontes retificadoras com carga RC</i>		<i>Pontes retificadoras com cargas RL</i>	
	THD %	V_{RMS}	THD %	V_{RMS}
v_{An}	23,328 %	273,27 V	8,971 %	259 V
v_{Bn}	26,068 %	275,27 V	8,555 %	259 V
v_{Cn}	10,806 %	270 V	8,792 %	259 V

De modo a garantir que as tensões das cargas sejam sinusoidais implementou-se o controlo preditivo de tensão. A técnica de controlo preditivo baseia-se no cálculo da tensão a produzir pelo inversor de forma a que a tensão na carga seja igual à tensão de referência, após um certo número de períodos de comutação. Esta técnica de controlo acarreta cálculos mais complexos, mas permite melhorar a

performance em relação a outras técnicas referidas na literatura. De seguida é analisado o algoritmo do controlo preditivo com modulação SPWM. Neste modelo é necessário fornecer o modelo matemático do sistema e as tensões de referência no instante atual k , de modo a calcular o índice de modulação e aplicar ao inversor no instante $k+1$ para as tensões nas cargas atinjam as referências no instante $k+2$

Na Figura 4.16 estão apresentadas as tensões na carga com implementação do controlo preditivo de tensão. É possível verificar que as tensões apresentam uma forma de onda bastante mais sinusoidal, tal como pretendido. Na Tabela 4.6 é são apresentados os valores eficazes e de THD das tensões para as diferentes cargas.

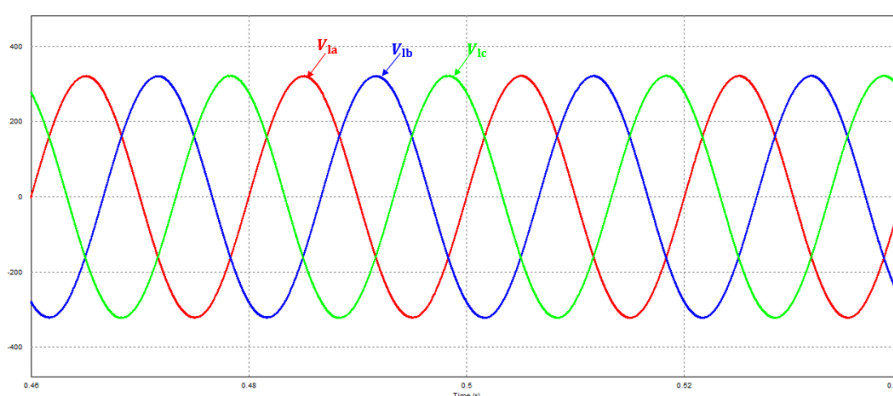


Figura 4.16 - Tensões nas Cargas com Controlo Preditivo de Tensão no intervalo [0,46; 0,54]s.

Tabela 4.6 - THD e valor eficaz das tensões nas cargas em malha fechada.

THD %	Cargas retificadoras RC	V_{RMS}	Cargas Retificadoras RL	V_{RMS}
v_{An}	0,209 %	229,35 V	0,118 %	229,29 V
v_{Bn}	0,199 %	229,35 V	0,114 %	229,29 V
v_{Cn}	0,144 %	229,39 V	0,192 %	229,29 V

Como se pode verificar através da comparação das duas tabelas anteriores, a tensão aplicada às cargas com os valores nominais de amplitude e frequência são iguais aos da rede elétrica, estando estes parametrizados pelas referências geradas em PSIM.

4.6 Regulação da Tensão do Barramento CC

A regulação da tensão do barramento CC é uma operação crítica para o bom funcionamento global do sistema. O barramento CC tem ponto médio e por isso é necessário garantir que a tensão dos condensadores da parte superior deve ser a mesma que dos condensadores na parte inferior. Durante a

alimentação das cargas elétricas podem ocorrer transitórios que provocam desequilíbrios na tensão dos condensadores do barramento CC o que irá provocar o mau funcionamento do inversor trifásico.

O valor de P_{reg} corresponde ao valor de potência que deve ser absorvida ou fornecida através das baterias para manter a tensão do barramento CC regulada. É também utilizado um braço de IGBTs em paralelo com os condensadores do barramento CC para garantir uma distribuição equitativa da tensão pelo condensador superior e inferior. Na Figura 4.17 é apresentado o conversor CC-CC de meia ponte para gerir o fluxo de energia de forma a manter a tensão do barramento CC equalizada.

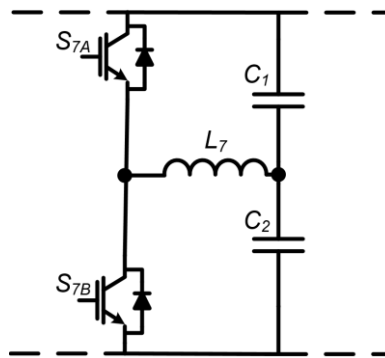


Figura 4.17 - Conversor CC-CC de Meia Ponte para equalizar as tensões nos condensadores do Barramento CC.

O conversor CC pode ter 3 estados possíveis. No primeiro estado ambos os semicondutores estão desligados, assim não há fluxo de energia para compensar os desequilíbrios do barramento. No segundo estado o conversor funciona com S_{7A} ligado e S_{7B} desligado carregando o condensador C_2 e descarregando o condensador C_1 . No terceiro estado S_{7A} está desligado e S_{7B} está ligado, transferindo energia para o condensador C_1 e descarregando C_2 .

Inicialmente é necessário garantir o equilíbrio da parte superior e inferior dos condensadores. Para saber se o conversor opera em modo *Buck* ou *Boost* é calculado a diferença entre as tensões do barramento CC para determinar o modo de operação. Seguidamente, é utilizado uma modulação PWM de 50% para ativar os semicondutores. Assim, caso as tensões sejam iguais, os semicondutores estão desligados. No entanto se houver desequilíbrios de tensão superiores a 5 V os semicondutores são ligados de forma intercalar até as tensões se equilibrarem.

Na Figura 4.18 é apresentado o circuito em PSIM para validar o algoritmo de controlo. Utilizaram-se duas fontes com valores de tensão diferentes e resistências com o mesmo valor de 50 Ω a bobina, L_7 , é de 5 mH e os condensadores, C_1 e C_2 , apresentam uma capacidade de 5 mF.

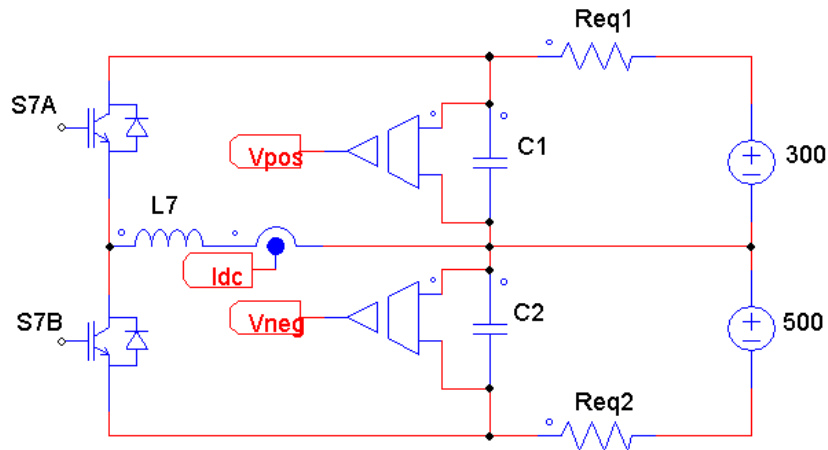


Figura 4.18 - Modelo de simulação para testar o algoritmo para equilibrar as tensões do barramento CC.

Inicialmente é considerado que o barramento CC está totalmente descarregado. Apesar das duas fontes CC estarem desequilibradas o barramento CC vai estabilizar perto dos 400 V como é possível observar na Figura 4.19.

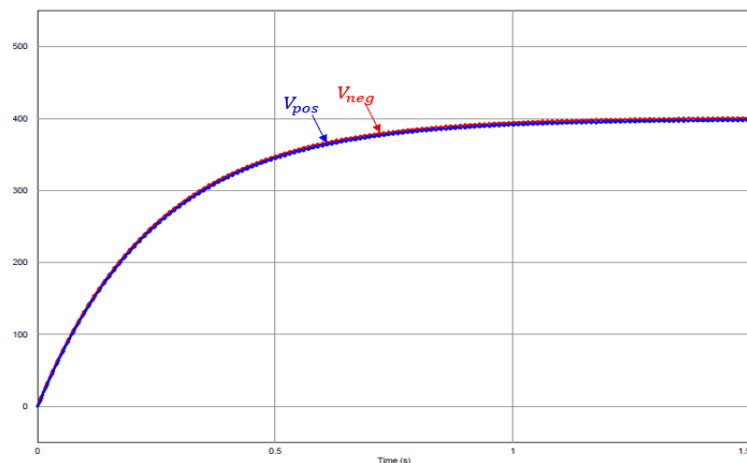


Figura 4.19 - Carregamento do barramento CC com fonte desequilibrada.

De seguida é analisado o sistema de controlo em regime permanente. O sistema de controlo está constantemente a monitorizar a diferença das tensões do barramento CC. Quando a diferença das tensões é superior a 5 V são ativados os semicondutores. Neste momento os semicondutores S_{7A} e S_{7B} são ligados com uma modulação de 50%. Quando as tensões forem iguais são desligados os sinais de PWM.

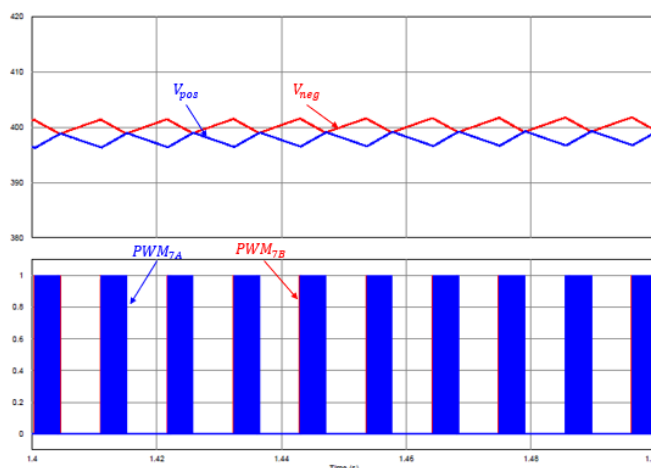


Figura 4.20 - Equalização do barramento CC em regime permanente.

Na Figura 4.21 é possível observar o resultado da simulação para validação do algoritmo de regulação das tensões nos condensadores do barramento CC. Inicialmente é considerado que o barramento CC está previamente carregado com 400 V. Nesta simulação, para testar a estabilidade, são inseridas duas perturbações no sistema de modo a verificar se este consegue manter a tensão regulada nos 400 V. Aos 0,5 s a potência produzida pelos painéis é nula e são as baterias que garantem a alimentação das cargas. Verificam-se posteriormente variações na potência fornecida pelos painéis mantendo sempre o barramento CC regulado para 400 V. O valor de referência foi definido para 800 V e assim cada condensador deve ter uma tensão próxima dos 400 V. É utilizado um controlador PI para calcular o P_{reg} .

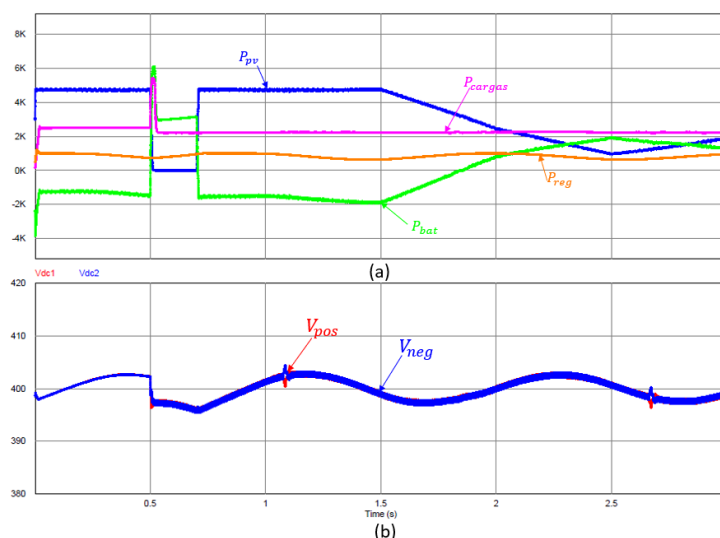


Figura 4.21 - Regulação barramento CC: (a) Fluxo de Potências; (b) Regulação para uma tensão de referência de 400V em cada condensador.

De seguida é apresentado a Tabela 4.7 com os principais parâmetros do sistema de controlo para o cálculo de P_{reg} .

Tabela 4.7 - Características do sistema de potência e controlo para regulação do barramento CC.

kp_{reg}	1
ki_{reg}	0,25
Frequência de Amostragem	40 kHz
Frequência de Comutação	20 kHz

4.7 Funcionamento da Microrrede

Neste tópico vão ser apresentadas as principais simulações sobre o princípio de funcionamento da microrrede em modo isolado. Com base nas simulações anteriormente descritas é simulado a integração de todos os constituintes para o funcionamento em modo isolado. Para simulação dos diferentes modos de funcionamento é considerado que os condensadores do barramento CC já se encontram previamente recarregados com uma tensão de 390 V próxima do valor de referência, 400 V. Não é simulado o primeiro modo de funcionamento que consiste na alimentação das cargas exclusivamente pelos painéis solares. Se houver excedente de energia proveniente dos painéis fotovoltaicos, esta é injetada nas baterias garantindo a alimentação das cargas e o barramento CC no valor desejado. Pelo contrário, em caso de défice de produção renovável é necessário que as baterias compensassem.

De forma a validar o funcionamento da microrrede em modo isolado é realizado inicialmente uma análise ao fluxo de potências: a potência fornecida pelos painéis P_{PV} , a potência das baterias P_{bat} , a potência necessária injetar ou absorver do barramento para manter regulado P_{reg} e a potência consumida pelas cargas P_L . O barramento CC encontra-se previamente carregado com 780 V. Pretende-se variar a potência fornecida pelos painéis e verificar a compensação das baterias de forma a garantir que a tensão do barramento CC siga o valor de referência e alimentação das cargas. Na Figura 4.22 é apresentado a potência extraída dos painéis fotovoltaicos. É aplicado uma variação da radiação incidente e verifica-se que a potência extraída dos painéis segue a potência máxima dos painéis. Para uma radiação de $1000 W/m^2$ os painéis produzem uma potência de 4,75 kW e para uma radiação incidente de $200 W/m^2$ produzem 940 W.

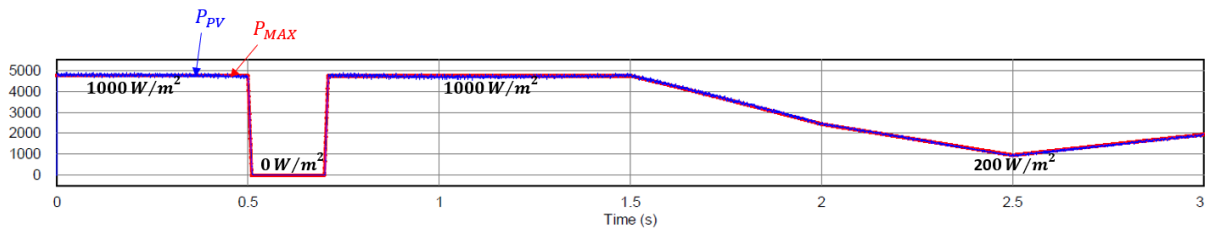


Figura 4.22 - Potência extraída dos painéis com variação na radiação incidente.

Na Figura 4.23 é possível observar os diferentes modos de funcionamento. No modo 2, os painéis garantem a alimentação às cargas e carregam as baterias. No modo 3 a potência produzida pelos painéis diminui ao longo do tempo e são as baterias que fazem a compensação e regulam o barramento CC. No modo 4 os painéis e as baterias fazem a alimentação das cargas e regulação do barramento CC. É possível observar que nos diferentes modos a potência das cargas mantém-se constante. Foram utilizadas cargas resistivas iguais ligadas em estrela de valor 65Ω

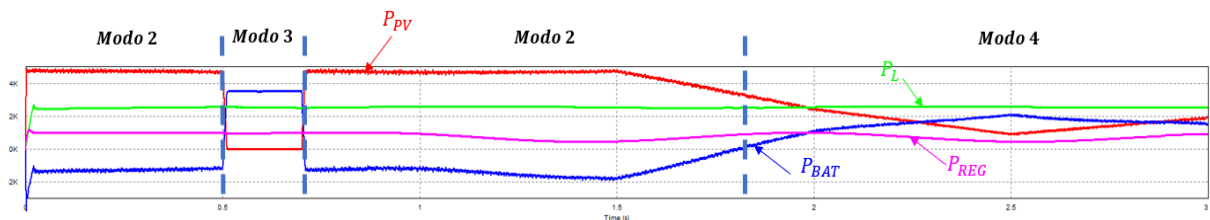


Figura 4.23 - Diferentes modos de funcionamento da microrrede isolada.

Na fase inicial do sistema é considerado a pré-carga do barramento CC com uma tensão total de 780 V e as baterias com uma tensão de 180 V. No modo 2, é extraída a potência máxima disponibilizada pelos painéis (4,75 kW) sendo parte da potência fornecida ao carregamento das baterias (1,23 kW), as cargas (2,52 kW) e a parcela restante à regulação do barramento CC (1 kW). No modo 3, os painéis deixam de produzir energia e são as baterias que garantem a funcionalidade da microrrede. Nesta situação as baterias injetam uma potência de 3,52 kW distribuídas por 2,52 kW para as cargas e 1 kW para a regulação do barramento CC. No modo 4 é garantido alimentação das cargas e a regulação do barramento CC através da energia fornecida pelos painéis e pelas baterias. Na Figura 4.24 é possível observar a evolução da tensão e corrente das baterias. É possível observar que nos modos de carregamento o valor da corrente é negativo e quando as baterias fornecem energia o valor da corrente é positivo como é possível observar no modo 3 e 4.

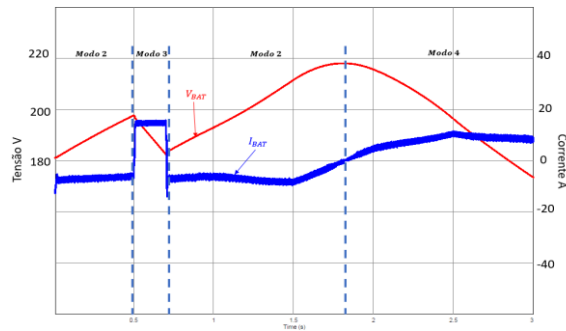


Figura 4.24 - Evolução da tensão e corrente da bateria nos diferentes modos.

A potência das baterias a ser fornecida ou absorvida é calculado em tempo real consoante aquilo que é fornecido pelos painéis. Assim a potência a injetar ou absorver é dada pela seguinte expressão:

$$P_{BAT} = P_{PV} - P_{PREG} - P_L \quad (4.2)$$

Determinada a potência da bateria é necessário calcular a corrente de referência:

$$I_{BAT_REF} = \frac{P_{BAT}}{V_{BAT}} \quad (4.3)$$

Uma vez calculado a corrente de referência é implementado o controlo PI de corrente. Nesta simulação são definidos limites máximos de carregamento de bateria. Isto porque, caso haja excesso de produção de energia proveniente dos painéis, o excedente vai ser acumulado no barramento CC o que vai levar ao mal funcionamento do inversor trifásico. Em condições ideais o excedente devia de ser armazenado nas baterias, em modo isolado, ou caso não fosse possível, injetado na rede elétrica.

O principal objetivo é validar o funcionamento da microrrede em modo isolado garantindo tensões sinusoidais nas cargas. Para cargas resistivas ligadas em estrela é apresentado as tensões nas cargas no intervalo de tempo de 1s a 1,1s na Figura 4.25.

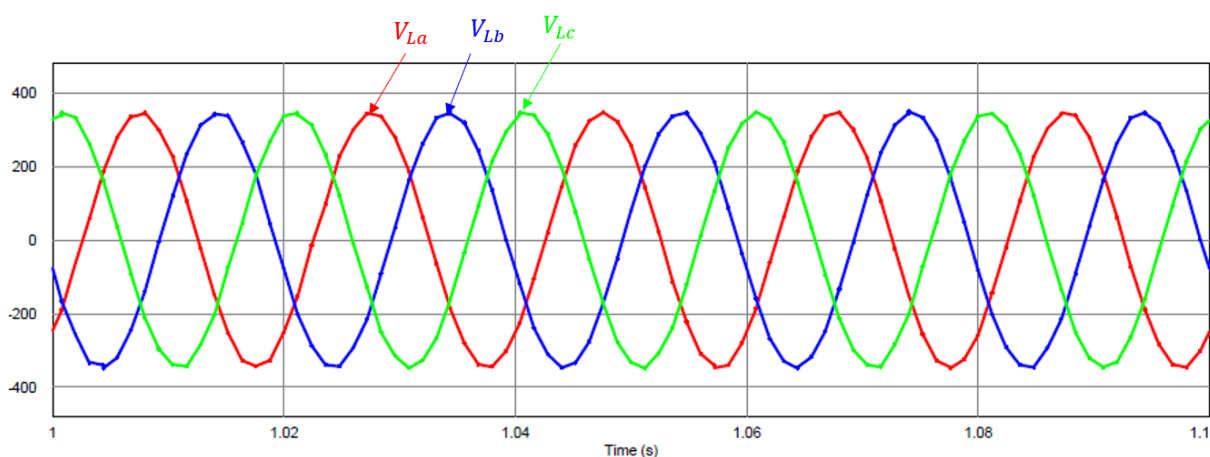


Figura 4.25 - Tensões nas cargas resistivas no intervalo de tempo [1 ; 1.1] s.

A seguir é apresentado na tabela 4.8 os resultados obtidos em simulação.

Tabela 4.8 - THD % e valores de tensão eficazes nas cargas resistivas.

	THD %	V_{RMS}
v_{An}	3,20 %	232,09 V
v_{Bn}	2,33 %	232,08 V
v_{Cn}	2,13 %	232,09 V

De seguida é inserido uma carga não linear de forma a verificar o comportamento do sistema. A simulação mantém as características com o barramento pré-carregado com uma tensão de 780 V em cada um dos condensadores e a mesma potência fornecida pelos painéis. Inicialmente são utilizadas cargas resistivas de 65Ω depois é realizado uma troca de cargas não lineares ao 1,5 s.

Na Figura 4.26 é possível observar que existe uma maior distorção das tensões nas cargas não lineares do que nas cargas resistivas.

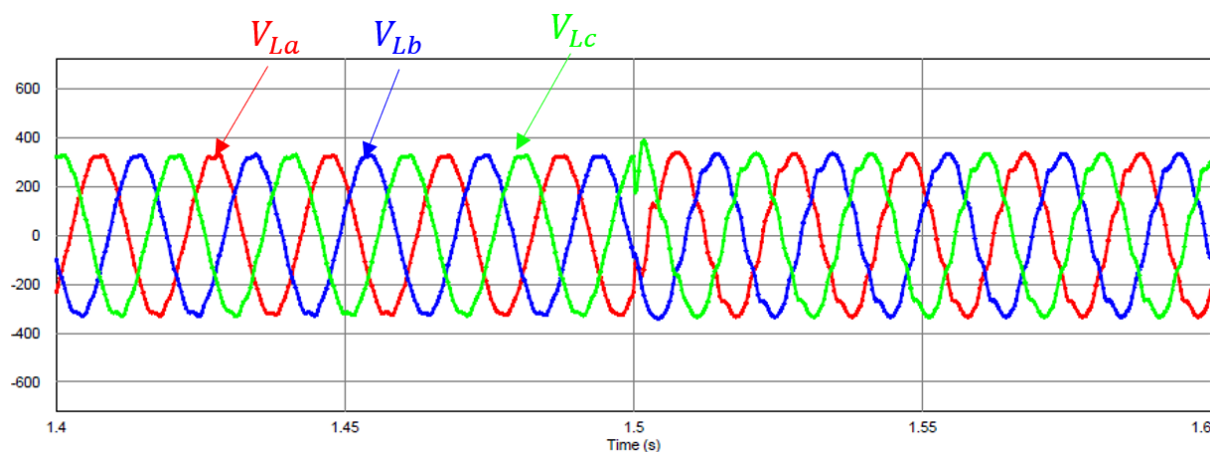


Figura 4.26 - Evolução das tensões das cargas resistivas e não lineares.

Na Figura 4.27 é possível observar o fluxo de potências. No instante 1,5s é possível observar um pico na potência das cargas devido às correntes de *Inrush*. A potência fornecida às cargas passa de 2,52 kW para 2,20 kW mas com cargas de características não lineares.

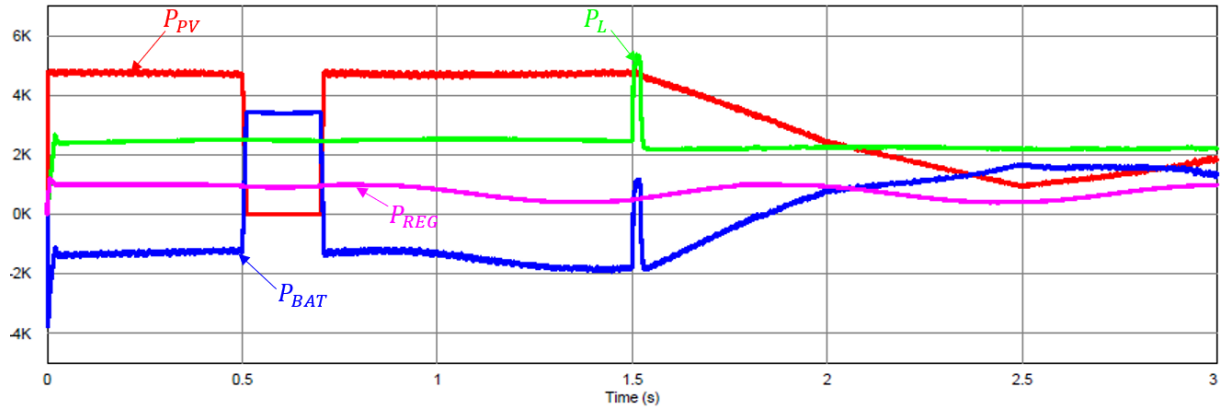


Figura 4.27 - Fluxo de potências com troca de cargas.

Segue-se na Tabela 4.9 a análise dos valores de tensão eficazes e conteúdo harmônico das cargas não lineares no intervalo de tempo 1,84 s e 1,88 s quando o barramento CC voltou a estabilizar no valor de referência. Foram utilizadas as mesmas cargas ligadas em estrela com $L_x = 200 \mu\text{H}$, $C_x = 320 \mu\text{F}$, $R_x = 115 \Omega$ como é possível observar na Figura 4.28.

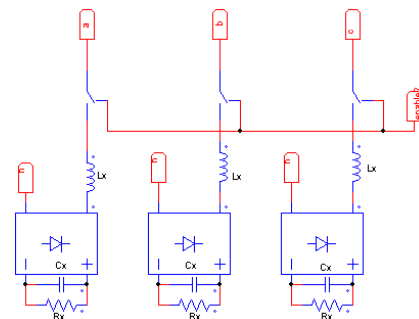


Figura 4.28 - Cargas não lineares utilizadas em simulação.

Tabela 4.9 - Valores de THD e tensão eficazes nas cargas não lineares.

	THD %	V_{RMS}
v_{An}	6,34 %	233,09 V
v_{Bn}	6,61 %	233,08 V
v_{Cn}	6,55 %	233,09 V

4.8 Conclusão

Ao longo do capítulo foram realizadas as simulações computacionais para os diferentes constituintes do sistema.

Foi possível validar os algoritmos de controlo para os diferentes conversores de potência. No início é apresentada a topologia proposta e o respetivo sistema de controlo. De seguida foi feita uma análise ao algoritmo de MPPT com controlo de corrente na topologia *interleaved*. Posteriormente, é analisado o controlo de corrente nas baterias seguindo a mesma metodologia nos painéis com a garantia das correntes em cada braço serem aproximadamente iguais. Após estas simulações é validado o algoritmo de controlo preditivo de corrente. Inicialmente é analisado o comportamento do inversor em malha aberta e posteriormente em malha fechada. Com a validação dos principais conversores de potência procedeu-se à regulação do barramento CC garantindo o equilíbrio do barramento CC. Na fase final é analisado o comportamento da microrrede em diferentes modos de operação.

Em suma, os resultados apresentados são bons e garantem a validação de todos os algoritmos de controlo para a implementação prática.

Capítulo 5

Desenvolvimento do Protótipo Laboratorial dos Conversores de Potência

5.1 Introdução

Ao longo deste capítulo são apresentados todos os elementos do sistema de controlo e do sistema de potência utilizados no desenvolvimento do protótipo laboratorial. Inicialmente são apresentados o sistema de emulação dos painéis solares fotovoltaicos e as características das baterias. De seguida são apresentados todos os elementos do sistema de controlo nomeadamente, as placas eletrónicas sendo também descrito o seu princípio de funcionamento e dimensionamento. As placas de circuito impresso utilizadas foram desenvolvidas por investigadores do GEPE, foi responsabilidade do autor proceder ao dimensionamento e soldagem dos componentes para a aplicação em causa bem como montar e validar todo o sistema de controlo. A segunda parte do capítulo descreve os diversos constituintes do andar de potência e a respetiva montagem através de esquemas realizados em *Visio*. Por fim, são apresentadas e explicadas as ligações e a integração dos diferentes sistemas no protótipo final.

5.2 Sistema de Emulação de Painéis Solares

A validação do algoritmo MPPT é validada recorrendo a um reóstato pela impossibilidade de testar em ambiente laboratorial com painéis solares. O sistema de emulação consiste numa fonte de tensão contínua em série com um reóstato para obter um comportamento semelhante ao painel solar. A variação da resistência vai implicar uma variação da corrente produzida pelo módulo e conseqüentemente uma variação na potência fornecida.

5.3 Baterias

As baterias utilizadas nesta dissertação são do tipo $LiFePO_4$. O *pack* de baterias é constituído por 32 células ligadas em série. Segue-se na Tabela 5.1 as principais características deste tipo de baterias de acordo com a folha de dados do fabricante.

Tabela 5.1 - Principais características da bateria LiFePO₄.

Característica	Valor
Tensão nominal	3,2 V
Capacidade nominal	100 Ah
Tensão de operação	2,8 V a 3,7 V
Tensão máxima por célula	3,7 V
Tensão mínima por célula	2,5 V
Corrente de descarga máxima 3 C	300 A
Corrente de descarga ótima 0,3 C	< 33 A
Corrente máxima de carga 1C	100 A
Resistência interna	< 1 mΩ
Taxa auto descarga (% por mês)	< 3%
Temperatura operação na carga	0 a 45 ° C
Temperatura operação na descarga	-25 a 55 °C
Dimensões (mm)	36 x 230 x 218
Peso (tolerância +/- 50g)	3,35 kg

Figura 5.1 – Exemplar das baterias LiFePO₄.

5.4 Sistema Digital de Controlo

O sistema de controlo é muito importante para o funcionamento eficiente dos conversores de potência. É feita a leitura e o tratamento dos dados provenientes dos sensores e são implementados digitalmente os algoritmos de controlo, depois de validados em ambiente de simulação. Neste item, são abordados todos os elementos constituintes do sistema de controlo e dividem-se em 2 partes. A primeira parte corresponde a todo o hardware necessário para fazer a aquisição e tratamento de dados: placas

de sensores de tensão e corrente, DSC, placa de aquisição e condicionamento de sinal, placas de comando, placas de *drivers* e placa de DAC. A segunda parte está relacionada com software desenvolvido e com os algoritmos de controlo. É importante referir que as placas de hardware necessárias para implementação do sistema de controlo foram desenvolvidas e fornecidas pelo GEPE, procedendo o autor ao seu dimensionamento e soldadura. Na Figura 5.2 apresenta-se um fluxograma em diagrama de blocos do sistema de controlo.

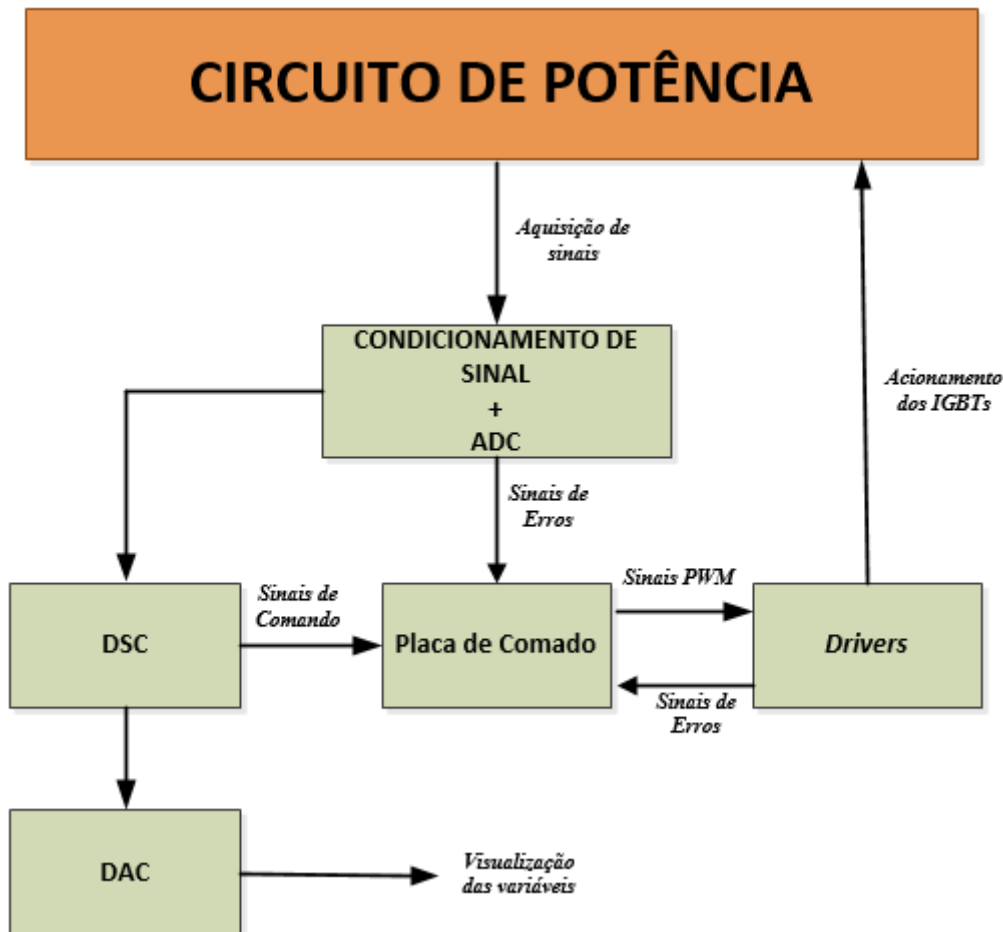


Figura 5.2 - Diagrama de blocos representativo do sistema de controlo.

5.4.1 Sensores de Tensão

Para medir todas as tensões que fazem parte do sistema foram utilizados sensores de efeito Hall, modelo CHYHVS5-25A desenvolvido pela *ChenYang technologies*. Estes sensores apresentam como características a possibilidade de medição de tensões contínuas ou alternadas, isolamento galvânico, boa linearidade e precisão. 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 no primário do sensor [89]. O princípio de funcionamento do sensor é semelhante a um transformador de corrente, possuindo uma

corrente máxima de 5 mA na entrada e uma corrente de saída máxima de 25 mA. É possível dimensionar a gama de medição do sensor de tensão com a inserção de uma resistência em série com o enrolamento primário. Estes sensores conseguem medir tensões até valores de 1500 V de pico de forma isolada [89]. Na Figura 5.3 é possível observar o esquema elétrico do sensor de tensão.

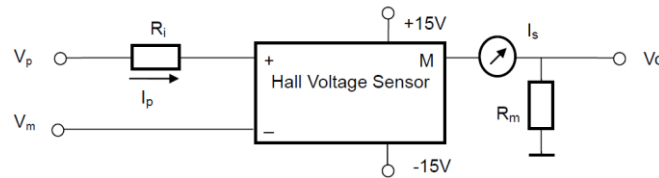


Figura 5.3 - Sensor de tensão CYHVS5-25A da ChenYang technologies [87].

O valor lido pelo sensor é dado em corrente e pretende obter-se valores em tensão para isto é necessário dimensionar os valores de R_i e R_m . A resistência R_i deve ser dimensionada, pela expressão (5.1), para permitir que a corrente nominal de entrada seja a igual ou inferior a 5 mA de forma a obter maior precisão nos valores lidos.

$$R_i = \frac{V_{max}}{5 \times 10^{-3}} \quad (5.1)$$

Os valores de R_m devem estar dentro de uma gama de valores recomendada pelo fabricante. Segundo [89] estes valores estão compreendidos entre 100 Ω a 350 Ω de forma obter uma saída em tensão no lado do secundário, garantindo que a tensão máxima V_m não seja superior ao valor de tensão máximo permitido pelo ADC. Esta resistência pode ser dimensionada através da equação (5.2).

$$R_m = \frac{V_{ADC_Max}}{25 \times 10^{-3}} \quad (5.2)$$

Foram utilizados 3 sensores para fazer a medição das tensões aos terminais das cargas, 3 sensores para medir as tensões da rede, 2 para medir a tensão do barramento CC, 1 para medir a tensão aos terminais da bateria e outro para os painéis. Apesar de ser considerado apenas o funcionamento da microrrede em modo isolado é necessário fazer a medição das tensões da rede elétrica não só para gerar as tensões de referência, mas também para facilitar a passagem do modo isolado para o modo interligado e vice-versa. Na Tabela 5.2 é apresentado o dimensionamento dos sensores de tensão para os diferentes pontos de medida. Na tabela está representada a tensão máxima fornecida pelos painéis, pelas baterias, pela rede e o valor de tensão pretendido para o barramento CC, 800 V. Por

questões de segurança as resistências são dimensionadas para além dos valores máximos de forma a prevenir que o valor da tensão possa transitoriamente ultrapassar os valores estipulados, sem ultrapassar os limites do ADC.

Tabela 5.2 - Valores das resistências utilizadas nos sensores de tensão.

Ponto de medição	V_{Max}	V_{Dim}	R_i
Módulo Fotovoltaico	342 V	400 V	74 k Ω
Baterias	120 V	150 V	29,6 k Ω
Barramento CC	400 V + 400 V	450 V + 450 V	94 k Ω + 94 k Ω
Rede (valor de pico)	325 V	400 V	74 k Ω
Cargas (valor de pico)	325 V	400 V	74 k Ω

Por forma a evitar a utilização de resistências de potência elevada, foram utilizadas duas resistências em série perfazendo o valor pretendido. Na coluna, R_i , está representado o valor total (soma das duas resistências). Na PCB do sensor de tensão estão colocados condensadores de desacoplamento da alimentação para evitar ruído na medição. Na Figura 5.4 é apresentado um exemplo de uma placa do sensor de tensão.

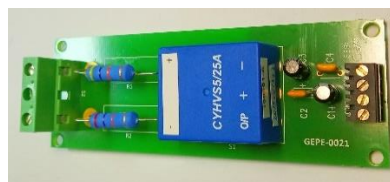


Figura 5.4 - Montagem final do sensor de tensão.

5.4.2 Sensores de Corrente

Os sensores de corrente utilizados são também de efeito Hall, modelo LA 100-P, fabricados pela LEM [90]. Na Figura 5.5 é apresentado o esquema do sensor LA 100-P. À semelhança dos sensores de tensão, estes também apresentam boa linearidade, precisão, isolamento galvânico entre o primário e secundário e permite fazer medições em corrente contínua ou alternada. A gama de medição está entre 0 a 100 A (valor eficaz) e apresenta uma corrente de saída nominal de 50 mA o que perfaz uma relação de transformação de 1:2000. Uma vez que as correntes medidas pelo sensor são inferiores a 100 A e

de forma aumentar a sensibilidade do sensor são inseridas algumas espiras pela janela do sensor [90]. Considerando a corrente no secundário do sensor como I_s e I_p a corrente no lado primário é possível estabelecer uma relação com o número de espiras, N . Esta relação está representada na seguinte equação (5.3):

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

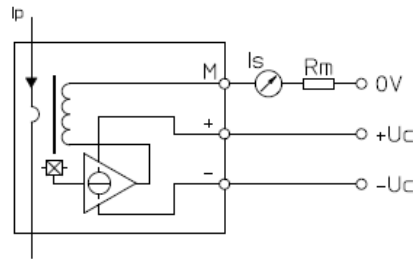


Figura 5.5 - Sensor de corrente LA100 0-P [88].

Nestes sensores é também necessária uma resistência de medida, que neste caso, está montada na placa de condicionamento de sinal. Para o projeto são necessários 3 sensores para medir as correntes nas cargas, 2 para as baterias e outros 2 para os painéis solares tendo em conta quem ambos os conversores CC-CC utilizam topologia *interleaved* e é necessário medir a corrente em cada braço do conversor.



Figura 5.6 - Montagem final do sensor de corrente.

5.4.3 Placa de Condicionamento de sinal e Detecção de Erros

A placa de condicionamento de sinal é muito importante no sistema de controlo pois garante a aquisição de sinais bipolares com amplitudes de ± 10 V que não seria possível adquirir com os ADCs internos do DSC, que são unipolares e apresentam uma gama de leitura de 0 V até 3 V. Para além do condicionamento de sinal esta placa contém um conjunto de comparadores em janela, para deteção de erros, com atuação direta nos circuitos de *driver* dos semicondutores de potência. Desta forma, caso os conversores não estejam a funcionar corretamente e sejam detetados valores, inesperados, quer de

tensão ou de corrente, que possam por em causa a integridade dos conversores, o sistema de proteção atua por hardware e software minimizando os riscos de destruição dos componentes eletrônicos.

Esta placa possui dois ADCs *MAX1324* com oito entradas bipolares cada, resolução de 14 bits e efetua a conversão de sinais compreendidos entre -10 V e 10 V de forma simultânea. Portanto, devido aos inconvenientes na utilização dos ADCs internos do DSC e com as características do ADC *MAX1324* optou-se assim pela utilização da PCB desenvolvida no GEPE com dois ADCs externos, ou seja, 16 canais.

Os sensores utilizados possuem saída em corrente e assim é necessário fazer a conversão para sinais de tensão através de um divisor resistivo para o ADC *MAX1324* efetuar as conversões [91]. Para cada um dos canais foi aplicado um divisor resistivo (R_s, R_m), como representado na Figura 5.7, de modo a limitar a amplitude de entrada no máximo a 3,1 V. De seguida, é aplicado um circuito amplificador inversor com o LM358 de ganho 3 de forma a aumentar amplitude do sinal ADC. Os sinais de ADC são previamente filtrados através de um filtro passa-baixo de modo a reduzir possíveis ruídos.

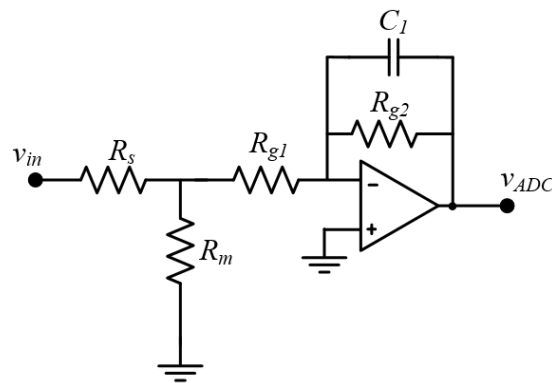


Figura 5.7 - Circuito elétrico do amplificador.

De seguida foi dimensionado o circuito de deteção de erros para assegurar que o sistema opera dentro dos valores nominais definidos (Figura 5.8). É utilizada uma montagem comparadora com o LM339 de modo a desabilitar a comutação dos semicondutores caso os valores medidos pelos sensores ultrapassem os limites previamente definidas. Se os valores dos sensores sejam superiores ou inferiores aos limites estipulados é enviado um sinal de erro à placa de comando de forma a desabilitar a comutação dos semicondutores. O circuito de deteção de erros foi dimensionado para atuar, se o valor de V_{in} for superior a 9,3 V ou caso, o valor seja inferior a -9,3 V, numa gama em que o ADC *MAX1324* opera de -10 V a 10 V.

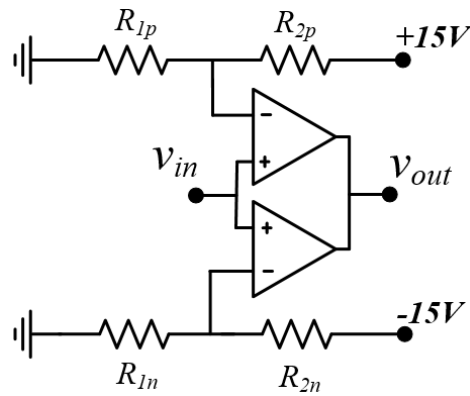


Figura 5.8 - Circuito diferencial para detecção de erros.

Os limites de operação podem ser calculados através das expressões (5.4) e (5.5):

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

ou

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

A placa de condicionamento de sinal e detecção de erros foi dimensionada para ler 16 canais, mas são utilizados apenas 15. Destes 15 canais são utilizados 9 sensores de tensão e 6 de corrente. São ainda utilizados 3 ADC's internos para fazer a medição das correntes dos painéis e um sensor de tensão aos terminais dos painéis. Assim, no total são utilizados 18 canais de ADC sendo que 15 são externos e 3 internos. Na Tabela 5.3 apresenta-se a distribuição dos sensores que fazem parte do sistema.

Tabela 5.3 - Total de sensores utilizados.

Função	Tensão	Corrente	Total
Cargas	3	3	6
Painéis Solares	1	2	3
Baterias	1	2	3
Barramento CC	2	1	3
Rede	3	0	3
		Total	18

Na Figura 5.9 é apresentado a placa de condicionamento de sinal e deteção de erros dimensionada e montada para este trabalho.



Figura 5.9 - Placa de condicionamento de sinal e deteção de erros.

Como já foi referido devido à placa de condicionamento conter 16 canais de ADC decidiu utilizar-se ADCs internos do DSC para fazer a medição das correntes e da tensão dos painéis solares por causa de serem sinais unidireccionais. As correntes dos painéis são sempre positivas o que não acontece com as baterias por permitirem um fluxo bidirecional de energia. É necessário implementar um circuito diferente (Figura 5.10) de condicionamento de sinal de modo adequar os valores para serem lidos pelo ADC e também proteger o DSC contra tensões elevadas.

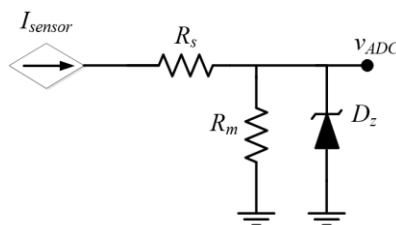


Figura 5.10 - Condicionamento de sinal e proteção para ADC interno.

Como já foi referido as saídas dos sensores utilizados são em corrente sendo a corrente máxima de 50 mA para o sensor de corrente e 25 mA para o sensor de tensão. É utilizado um divisor resistivo para definir o valor máximo da gama de medida do ADC, 3 V, e o zener D_z com uma tensão nominal de 3,3 V permitindo a proteção da entrada contra tensões elevadas e possíveis tensões negativas.

5.4.4 Placa de Comando

A placa de comando permite a interface entre o DSC e os *drivers* dos IGBTs. Esta placa é alimentada por uma fonte de tensão de 15 V e é constituída por um circuito de adaptação dos sinais em lógica TTL de 3,3 V para lógica CMOS de 15 V. Esta placa integra ainda um circuito de *enable* de PWM e um circuito de memorização de erros.

Os sinais PWM são enviados pelo DSC por intermédio de fichas *header* para a placa de comando e enviados para a placa *driver* através das fichas DB9, sendo que cada saída corresponde a cada um dos braços do conversor. Outro papel importante da placa é a gestão de erros. Caso haja deteção de erros é interrompida a comutação dos IGBTs, através de uma configuração do LM335. Esta inclui um circuito que memoriza o erro até que seja efetuado o *reset*. Como medida de segurança, sempre que a placa de comando é ligada os erros são inicializados ativos de modo a evitar comutações indesejadas dos IGBTs. Todos os LEDs vermelhos são ligados de modo avisar o utilizador e para retomar ao seu funcionamento é necessário pressionar o botão de *reset* e ativar o sinal de *enable* via software.

Para o sistema de controlo são utilizadas 2 placas de comando de 3 braços (uma para o inversor e outra para as baterias, painéis e barramento CC).



Figura 5.11 - Montagem final da placa de comando.

5.4.5 Placa de *Driver*

A placa *driver* faz a interface entre os sinais PWM provenientes da placa de comando com os IGBTs, garantindo o isolamento galvânico entre os circuitos de controlo e de potência. Os *drivers* escolhidos foram os *SKHI23* fabricados pela Semikron [92]. Os *drivers* duplos utilizados em módulos de IGBTs da mesma marca [93], garantem *deadtime* presentes nos sinais de PWM de 1,8 μ s. Estes *drivers* entram em modo de erro caso alimentação da placa seja inferior a 12,5 V ou caso seja detetado um V_{CE} elevado durante o estado de condução dos IGBTs. Os sinais de comando que chegam aos *drivers* e os

sinais enviados por estas placas são efetuadas através de fichas *header*. Neste projecto vão ser utilizadas duas *drivers* trifásicas, uma para o inversor e outra para o barramento CC, baterias e painéis.



Figura 5.12 - Placa de *driver* modelo SKHI23, Semikron.

5.4.6 Placa de Proteção dos IGBTs

Todos os módulos de IGBTs estão conectados a um circuito de proteção de *Gate*, pois mesmo que os *drivers* façam isolamento galvânico entre o sistema de potência e de controlo é ainda necessário proteger os IGBTs em caso de algum erro. A placa de proteção é constituída por dois canais PWM e são aplicados a um módulo IGBT. A proteção dos IGBTs é garantida com duas resistências de 22 Ω e dois díodos de zener de 16 V numa configuração em ânodo comum para evitar sinais prejudiciais à normal operação do IGBT.



Figura 5.13 - Placa de proteção de gate dos IGBTs.

5.4.7 Placa de DAC

A placa de DAC permite a visualização simultânea de 8 variáveis internas do DSC permitindo visualizar a evolução das variáveis digitais em tempo real. A placa de DAC foi desenvolvida pelo GEPE sendo utilizado o DAC TLV5610 da *Texas Instruments* que apresenta uma resolução de 12 bits e comunicação série por SPI [94]. Nesta placa contém ainda um circuito de condicionamento de sinal de forma a garantir tensões bipolares na sua saída com valores limitados entre -5 V e 5 V. A DSC é conectada

com a placa DAC através de uma ficha DB9 para estabelecer comunicação por SPI e são utilizadas fichas BNC para fazer a ligação das saídas analógicas com os canais do osciloscópio.

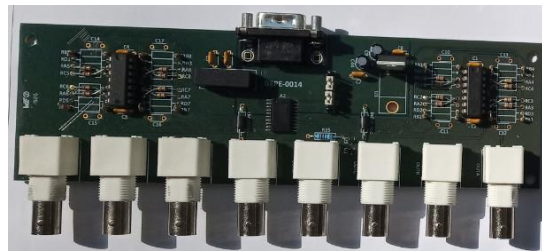


Figura 5.14 - Placa DAC.

5.4.8 Plataforma Digital de Controlo

Para implementação do controlo digital foi utilizado o TMS320F28335, pelas suas várias funcionalidades e recursos, como por exemplo permitir grande versatilidade de configurações PWM e respetivos complementares incluindo a introdução do *deadtime* entre os IGBTs do mesmo braço. Foi necessário utilizar um adaptador para criar uma base de ligação de diferentes placas que constituem os diferentes blocos do sistema de controlo à placa do DSC. A placa é alimentada com 5 V e permite interface com o ADC externo. Este DSC apresenta como principais características:

- CPU de 32-bit com uma frequência de *clock* de 150MHz;
- SRAM 16-bit com 256 kB;
- Unidade de vírgula flutuante;
- 8 Interrupções externas que podem ser associadas a GPIOs;
- 88 Pinos de uso geral;
- 1 Módulo SPI;
- 8 x 2 canais de ADC de 12bits;
- 3 Temporizadores de 32-bits;
- 18 Canais de PWM.

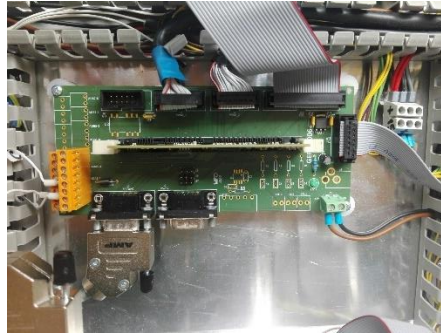


Figura 5.15 - DSC TMS320F28335 e respetiva placa de suporte.

Para a programação do DSC foi utilizado o IDE *Code Composer Studio da Texas Instruments*. Este IDE permite a programação em C dos algoritmos de controlo, *debug* em tempo real e outras características importantes. Na Figura 5.16 encontra-se o ambiente de desenvolvimento do *software*.

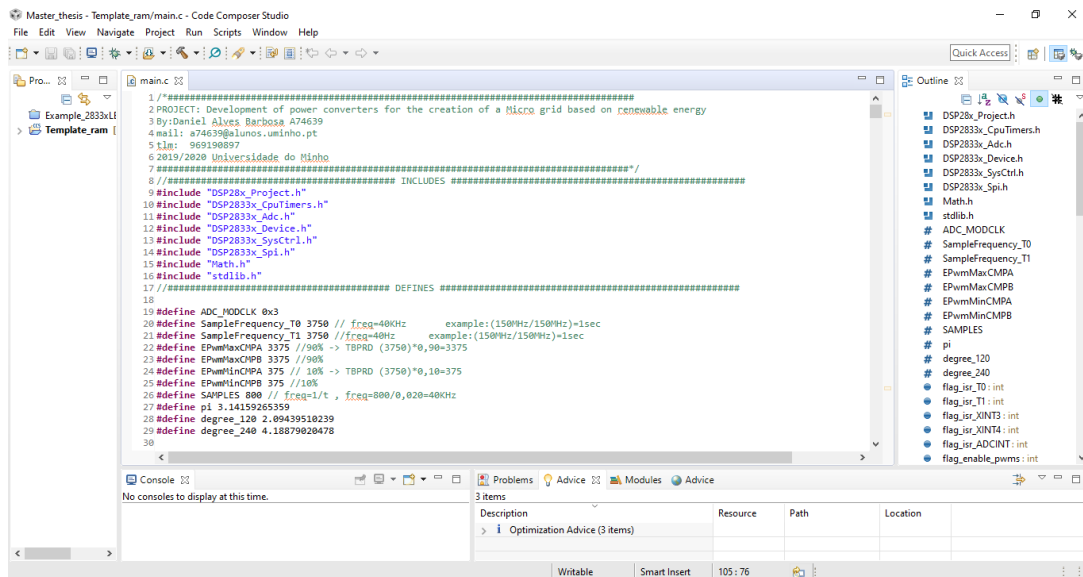


Figura 5.16 - Ambiente de desenvolvimento do code composer studio 8.1.0.

5.4.9 Fonte de Alimentação

A fonte de alimentação é importante para fazer alimentação de todos os componentes do *rack* de controlo. Esta fonte é alimentada pelos 230 V da rede elétrica e permite 2 saídas isoladas de alimentação: 15 V e -15 V com uma potência máxima é de 36 W [95]. O modelo da fonte é o *TXL035-1515D Series* da Traco Power.



Figura 5.17 - Fonte de alimentação TXL035-1515D Series, Traco Power.

5.5 Proteções Elétricas e Circuito de Comando

A obtenção dos resultados experimentais deve ser realizada em total segurança para os utilizadores e equipamentos do laboratório. Em aplicações de eletrónica de potência é necessário proteger a integridade do sistema para falhas ou erros de operação. É apresentado na Figura 5.18 um esquema em que são apresentadas as ligações elétricas com a integração do sistema de proteção. É necessário referir que neste esquema não estão representados os fusíveis utilizados para os painéis e para as baterias.

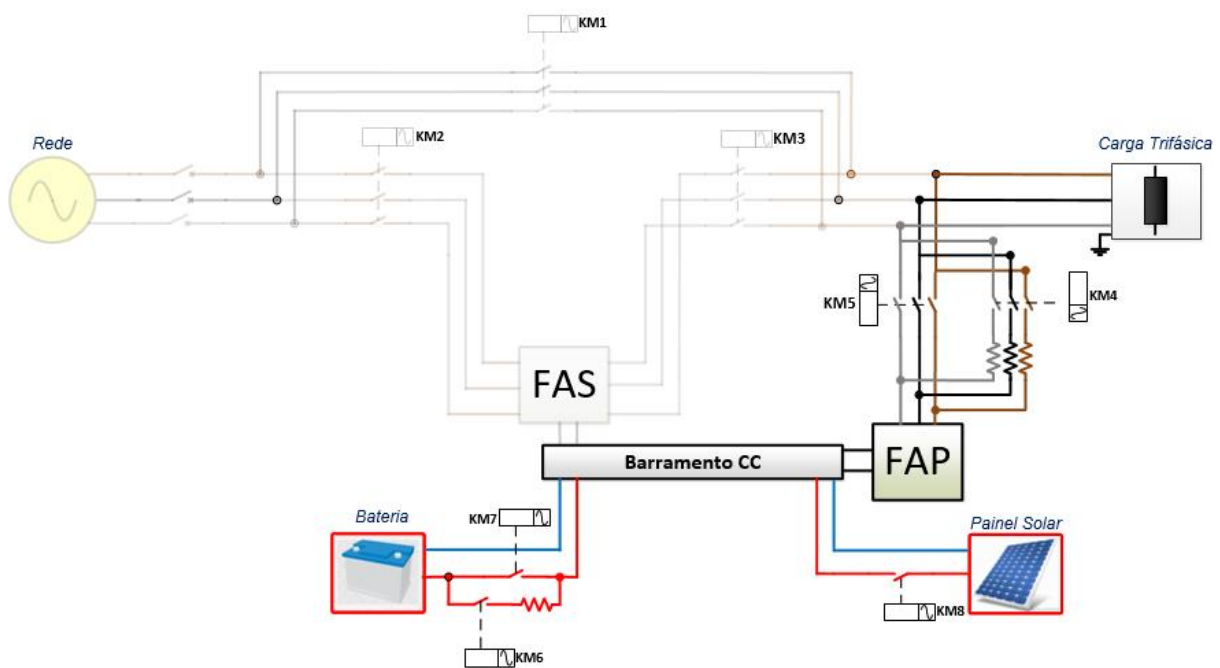


Figura 5.18 - Esquema de comando dos conversores da microrrede.

No esquema é possível observar que são utilizados 8 contatores que são ativados por botoneiras. Os contatores KM1, KM2 e KM3 estão relacionados com a interface da rede elétrica e o condicionador série, portanto não serão abordados de forma aprofundada nesta dissertação. Para perceber melhor o funcionamento e os procedimentos para ativar os contatores é apresentado um esquema relativo ao circuito de comando.

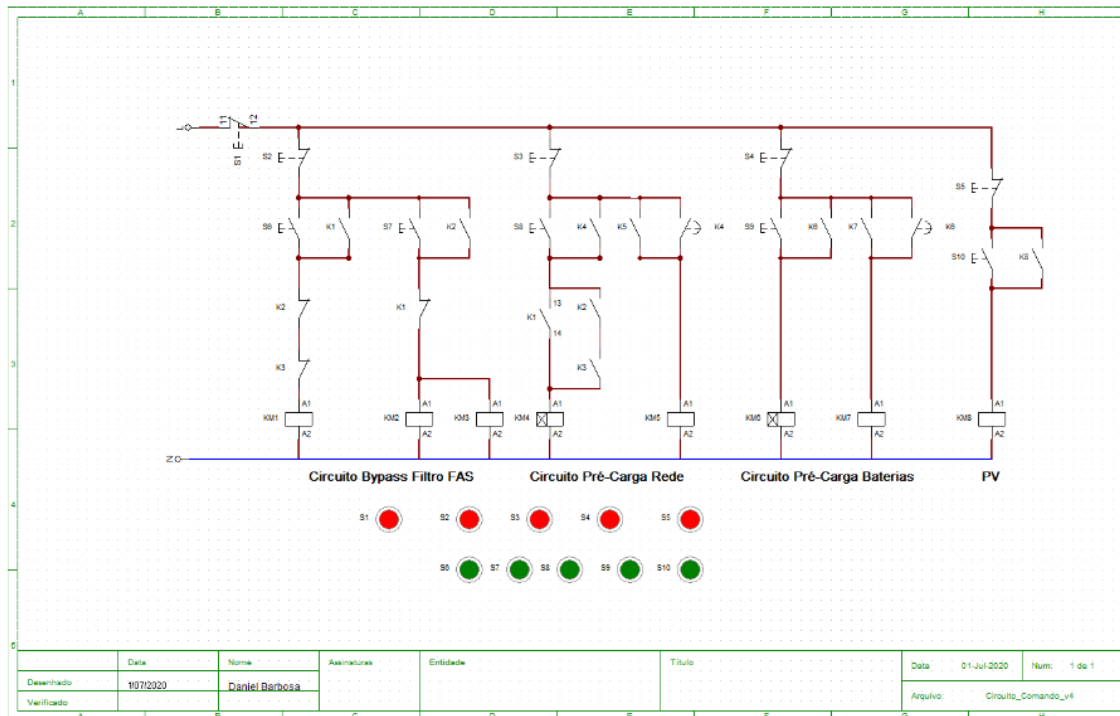


Figura 5.19 - Circuito de comando.

Para fazer o pré-carregamento do barramento CC a partir da rede é ativado o contactor KM1 que faz o bypass entre a rede e a carga. Nesta situação a rede alimenta diretamente as cargas sem interferência do condicionador série e paralelo. Para fazer a alimentação da carga através do condicionador série, os contactores KM2 e KM3 são ativados e KM1 está desligado. Como é possível observar foi dimensionado o encravamento elétrico através dos contatos auxiliares dos contactores, garantindo que quando o KM1 atraca os outros ficam impedidos de atracar e vice-versa.

Para a ligação dos painéis é acionada a botoneira S_{10} que ativa o KM8. O acionamento das baterias é realizado pela botoneira S_9 que vai atracar KM6 fazendo com que a corrente passe pelas resistências de pré-carga. O contactor KM7 é acionado automaticamente ao fim de 3 segundos fazendo o bypass.

O condicionador paralelo é acionado pela botoneira S_8 que vai atracar KM4 fazendo a pré-carga, posteriormente é acionado KM5 após 3 segundos fazendo o bypass. Para desligar todos os contactores basta pressionar a botoneira de emergência, S_1 . Para desatracar o KM8 é pressionado a botoneira S_5 , para desatracar os contactores das baterias é pressionada a botoneira S_4 , para desatracar os contactores da interface do condicionador série é pressionada a botoneira S_3 e por fim KM1 é desatracado pressionando a botoneira S_2 . É apresentado na Figura 5.20 a interface entre o circuito do comando e o utilizador.

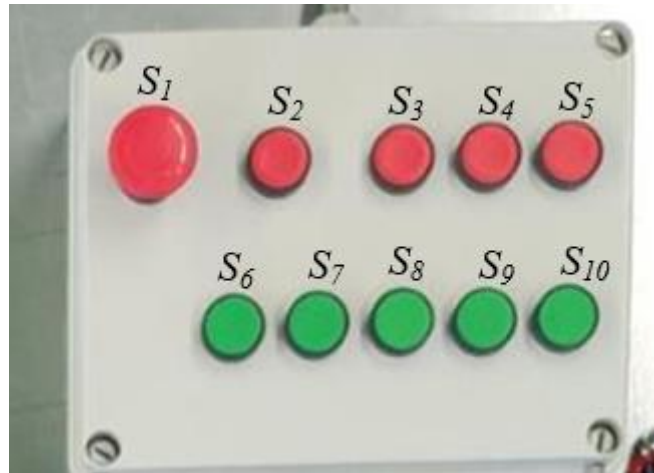


Figura 5.20 - Interface do utilizador com o circuito de comando.

5.6 Montagem do *Rack* de Controlo

Ao longo deste subcapítulo foram abordados todos os constituintes do sistema de controlo bem com a quantidade utilizada. Por questões de otimização de espaço e dimensionamento da *platine* do quadro elétrico desenhado um esquema com dimensões muito próximas dos valores reais. É de realçar que o esquema feito engloba todos os constituintes do sistema. Como já foi referido o projeto engloba o funcionamento da microrrede em modo isolado e em modo interligado, portanto o dimensionamento do *rack* e do andar de potência deve ter em conta todos os integrantes do protótipo final. Tendo isto em consideração é apresentado um desenho em 2D do *rack* de controlo que apresenta 800 mm de largura por 500 mm de altura.

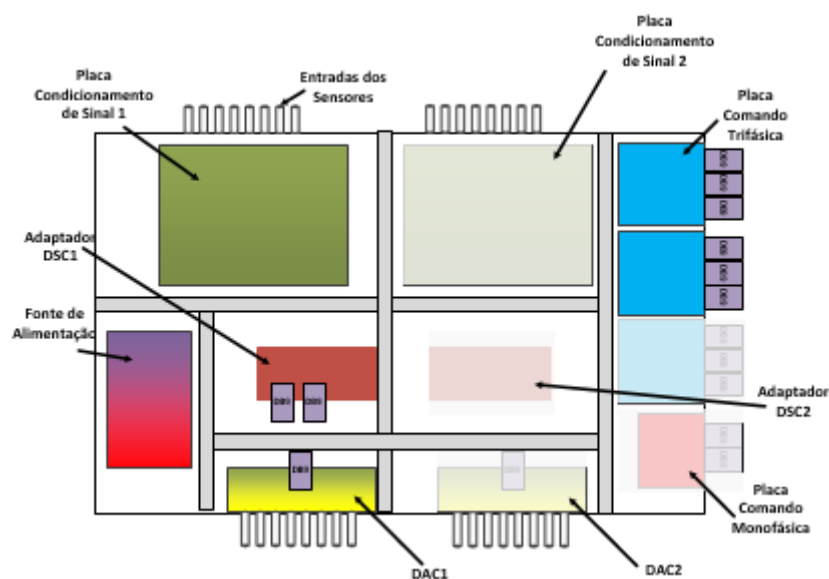
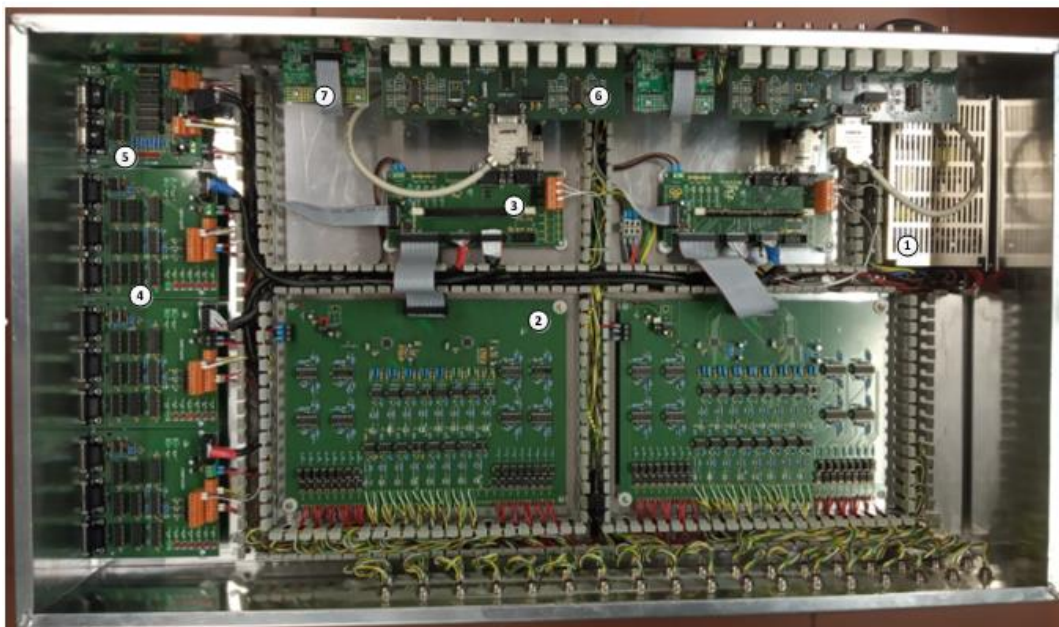


Figura 5.21 - Desenho do *Rack* de Controlo.

Na Figura 5.21 estão representadas todas as placas utilizadas no sistema de controlo e as placas menos nítidas pertencem a outra parte do projeto. Na parte superior do *rack* são visíveis as fichas XLR mini para fazer a conexão dos sensores de corrente e tensão com a placa condicionamento de sinal e proteção sendo que esta encontra-se situada no canto superior esquerdo. Seguidamente os sinais já condicionados são enviados para a placa de adaptação do DSC que se encontra no meio do *rack*. Os sinais PWM são adaptados na placa de comando para 15 V e enviados para as placas *drive* através de fichas DB9 macho. As placas de comando encontram-se todas á direita do *rack* conectadas às fichas DB9. As ligações das fichas DB9 com as placas *driver* são efetuadas pelo lado direito da platine que contém uma calha para facilitar as respetivas conexões. Caso se verifique anomalias nos sinais de sensores ou nas placas *driver* é enviado um sinal de *disable* de modo a desabilitar as comutações dos IGBTs. Na parte inferior encontra-se a fonte de alimentação isolada que vai alimentar todas as placas de controlo. A distribuição das ligações é facilitada com calhas de controlo no interior do *rack*. É ainda possível observar as fichas DB9 no DSC para comunicação por *SPI*. O utilizador utiliza o computador para controlar o sistema do *rack*. Por fim sensores de corrente e tensão embora não estejam representados encontram-se espalhados pela *platine* de modo facilitar as medições nas zonas necessárias.

Na Figura 5.22 é visível o *rack* do sistema controlo, com a integração de todas as placas necessárias.



1- Fonte de Alimentação; 2- Placa de Condicionamento de Sinal; 3- Adaptador DSC; 4- Placa de comando trifásica; 5- Placa de comando monofásica; 6- DAC; 7- Emulador JTAG

Figura 5.22 - Rack de Controlo.

5.7 Sistema de Potência

Neste subcapítulo são abordados todos os elementos que constituem o sistema de potência e é realizada uma descrição do protótipo.

5.7.1 Módulo de IGBTs

Os semicondutores de potência utilizados no sistema são os módulos *SMK100GB12T4* fabricados pela *Semikron*. Cada módulo é constituído por 2 IGBTs e respetivos díodos em antiparalelo, capazes de suportar tensões até 1200 V e correntes de coletor até 160 A. Estes módulos são adequados para conversores de comutação forçada até uma frequência de 20 kHz [96]. Apesar da baixa frequência de comutação quando comparado com outros semicondutores mais recentes, estes módulos foram escolhidos por suportarem tensões e correntes adequados à criação da microrrede, com um custo razoável. O barramento CC foi dimensionado para suportar tensões acima dos 800 V e por isso acabam por ser mais seguros e adequados para sistemas com tensões e correntes elevadas.

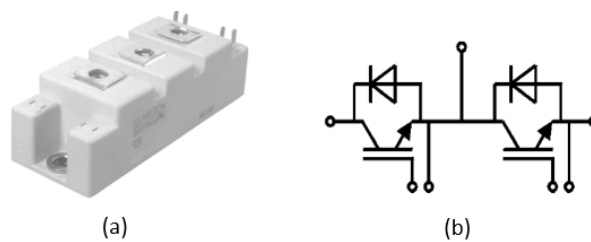


Figura 5.23 - Módulo de IGBTs SKM100GB12T4: (a) Modelo físico; (b) Esquema elétrico.

5.7.2 Condensador de *Snubber*

É importante instalar um condensador de *snubber* por cada módulo de IGBTs (3 no inversor, 2 no conversor das baterias e 2 no conversor dos painéis solares) para prevenir possíveis picos de tensão aos terminais dos IGBTs. A sua principal função é evitar a degradação do módulo funcionado como um filtro passa baixo. O modelo dos condensadores de *snubber* utilizado foi o *B32656S* fabricado pela *EPCOS*. Este caracteriza-se pelo material dielétrico que é fabricado em filme de polipropileno metalizado, com uma capacidade de 0,1 μF capaz de suportar tensões até 1600V. Este tipo de condensadores apresenta uma resposta rápida a variações de tensão. É especialmente recomendado pela *Semikron* a sua utilização de acordo com [97].



Figura 5.24 - Condensador de snubber B32656S fabricado pela Epcos..

5.7.3 Dissipador de Calor

Para manter a temperatura dos semicondutores de potência dentro dos valores recomendados pelo fabricante, é necessário recorrer à utilização de dissipadores para permitir retirar o calor produzido durante a operação dos conversores. No total são utilizados 3 dissipadores, um para o inversor trifásico do condicionador paralelo, outro para os conversores dos painéis e das baterias e um terceiro para o condicionador série que não faz parte deste trabalho. É de realçar que no caso dos painéis apenas são necessários 2 IGBTs e por isso um módulo era suficiente, contudo vão ser utilizados dois módulos IGBTs de modo aproveitar os díodos em antiparalelo que fazem falta aos conversores, facilitando a montagem mecânica do sistema. Os dissipadores utilizados foram os P3-300 fabricados pela *Semikron*, [98].



Figura 5.25 - Dissipador modelo P3/300mm fabricados pela Semikron.

5.7.4 Barramento CC

Os condensadores escolhidos para o barramento CC foram os condensadores eletrolíticos de alumínio B43723 do fabricante *EPCOS* [99]. Estes condensadores eletrolíticos apresentam uma capacidade de 8200 μF , suportam uma tensão até 450 V com uma tolerância de 20%. O barramento CC apresenta ponto médio para estabelecer a ligação ao neutro. De forma a cumprir os requisitos do protótipo final foram utilizados 22 condensadores acima referidos perfazendo uma capacitância total de 45,1 mF com o seguinte esquema de ligações.

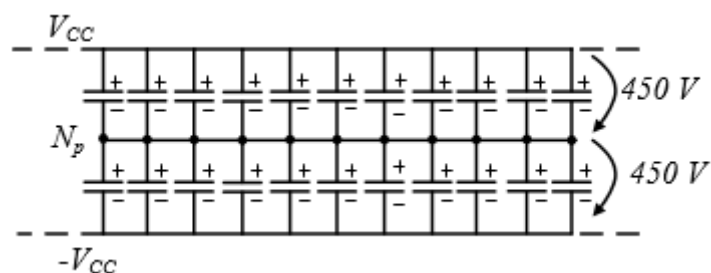


Figura 5.26 - Configuração adotada para os condensadores do barramento CC.

5.7.5 Bobinas dos Conversores CA-CC e CC-CC

As bobinas fazem o acoplamento aos diversos conversores de potência do sistema. As bobinas utilizadas apresentam núcleo de ferro em U partilhado por dois enrolamentos. Foi utilizada uma ponte RLC *Hioki 3532-50LCR Hitester* para medir o valor da indutância para diferentes frequências de operação. Foi efectuada a medição da indutância com dois enrolamentos e pode-se observar os valores retirados na Tabela 5.4.

Tabela 5.4 - Valores de indutâncias das bobinas para diferentes frequências.

Frequência	$L_{2enrolamento}$
10 kHz	2,90 mH
20 kHz	2,28 mH
40 kHz	1,72 mH



Figura 5.27 - Bobina de núcleo partilhado.

5.7.6 Resistência de Pré-Carga

São utilizadas 3 resistências de pré-carga para fazer o carregamento dos condensadores do barramento CC através do condicionador série. São também utilizadas mais duas resistências de pré-carga caso o carregamento seja realizado através das baterias. Com estas resistências pretende-se limitar o pico das correntes garantindo um carregamento suave sem levar ao acionamento das proteções. Para a fase de testes pretende testar-se o protótipo de forma independente a cada modo de funcionamento.



Figura 5.28 - Resistência de pré-carga.

5.7.7 Montagem do Protótipo Final

Na montagem do protótipo final foram levadas em consideração as dimensões de todos os componentes, orientação dos cabos, quantidade de módulos de IGBTs a utilizar, entre outros. Desta forma, recorreu-se à ferramenta *Visio* para fazer um desenho em 2D com as dimensões muito próximas dos valores reais dos componentes e tendo em consideração a distribuição das ligações para as restantes partes do sistema. Numa primeira iteração foram estudadas as melhores configurações para os conversores de potência. Os módulos IGBTs estão por cima do dissipador e por cima destes encontra-se as barras de cobre do barramento CC e os condensadores de *snubber*. Na Figura 5.29 estão representadas 2 barras de cobre, uma a vermelho e outra a azul ligadas ao barramento CC. A vermelho corresponde a ligação ao $+V_{CC}$ e azul a $-V_{CC}$ do barramento. Na parte inferior do dissipador estão colocadas as placas de *driver* e as respetivas fichas DB9 para fazer a ligação com as placas de comando.

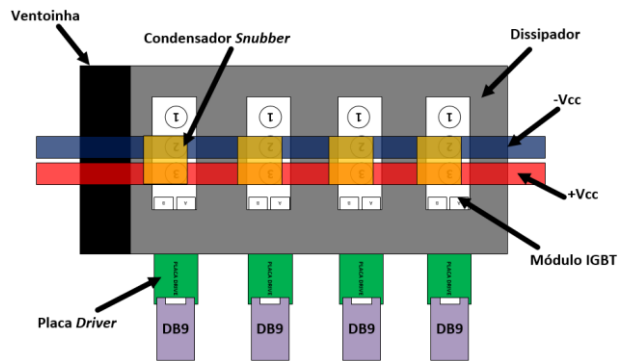


Figura 5.29 - Esquema em Visio dos 2 Conversores CC-CC utilizados.

5.8 Montagem da Microrrede

De seguida é apresentado um desenho em 2D com a distribuição dos diferentes constituintes do protótipo. O desenho apresentado é uma representação do protótipo final com todos os constituintes que permitem o funcionamento da microrrede com integração de painéis solares e baterias em modo interligado ou isolado da rede elétrica.

O protótipo final da microrrede é constituído pela parte do andar de potência, o andar de controlo e respetivas proteções elétricas e circuitos de comando para o utilizador fazer ensaios experimentais dos diferentes modos de operação. É importante referir que foram utilizados disjuntores e dois porta fusíveis como meio de proteção às baterias e painéis. Pelo andar de potência foram distribuídas calhas para a passagem dos cabos de potência e controlo. No esquema estão também representados os transformadores que vão ser ligados à rede elétrica e os circuitos de pré-carga. A platine tem 170 cm de comprimento e 110 cm de largura.

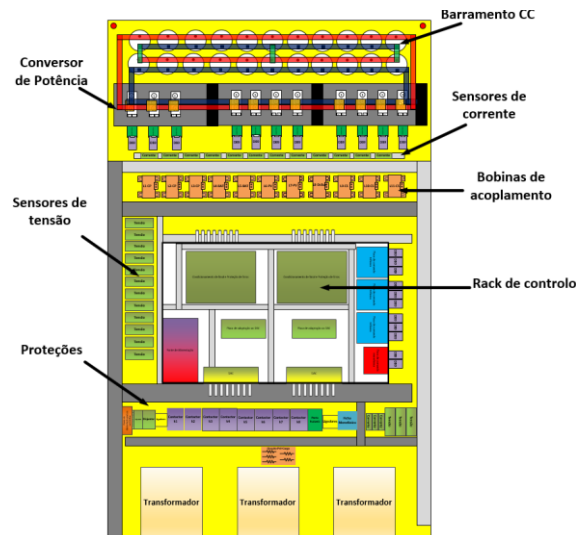


Figura 5.30 - Desenho do protótipo final dos conversores da Microrrede.

Para a implementação do protótipo foi necessário fazer um esquema com as medidas e respetiva posição dos diversos constituintes do sistema. Após definida a estrutura final do protótipo foi necessário fazer todo o trabalho manual de montagem e soldadura de todas as placas de controlo seguidos por um teste individual a cada uma delas. Seguidamente fez-se a montagem do andar de potência. Furar as placas de cobre e instalar os IGBTs nos dissipadores, montagem dos condensadores do Barramento CC, montagem dos circuitos de driver etc. Por fim, procedeu-se á cablagem do sistema de controlo e potência e das respetivas proteções.

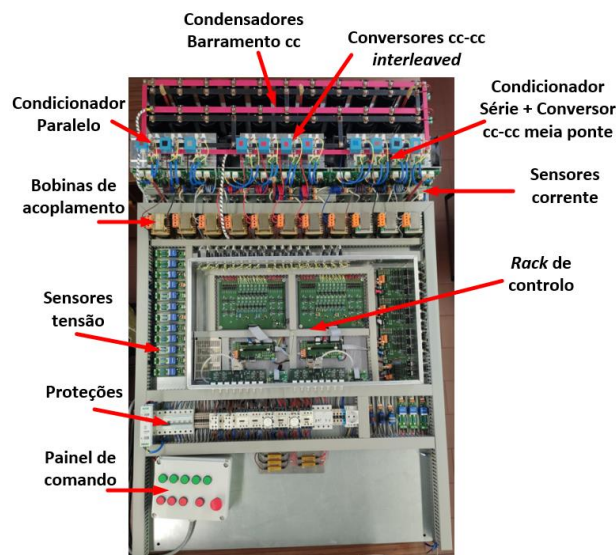


Figura 5.31 - Protótipo final dos conversores de potência da microrrede.

5.9 Conclusões

Ao longo deste capítulo foi realizada a descrição do protótipo do sistema sendo este constituído essencialmente pelo sistema de controlo e pelo sistema de potência. Na parte do sistema de controlo foi realizada uma apresentação detalhada acerca dos diferentes constituintes como os sensores de tensão e de corrente onde é descrito o princípio de funcionamento e o dimensionamento. Outra parte importante é a explicação de todas as placas de circuito impresso fornecidas pelo GEPE. Durante a descrição do sistema de controlo foram demonstrados os circuitos elétricos e o funcionamento destes para as diferentes placas.

Quanto ao sistema de potência, foram descritos os semicondutores de potência utilizados, bobinas de acoplamento aos conversores de potência, condensadores do barramento CC, condensadores de *snubber*, resistências de pré-carga e a montagem dos conversores de potência.

Por fim, é apresentado em esquema da organização dos diversos componentes para a construção do protótipo e o protótipo final. O desenvolvimento do protótipo foi uma das etapas que demorou mais tempo pela complexidade da montagem e respetiva validação.

Capítulo 6

Resultados Experimentais do Sistema Implementado

6.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos com o protótipo laboratorial desenvolvido. A validação experimental foi realizada de forma parcial dos diferentes conversores de potência. Os resultados retirados estão divididos em quatro grandes grupos: topologia do conversor CC-CC *Step Up* com implementação do algoritmo MPPT para aplicações fotovoltaicas, topologia do conversor CC-CC bidirecional para aplicação em baterias, regulação do barramento CC e por fim análise do inversor trifásico.

Inicialmente são apresentados os resultados das tensões de referência geradas a partir do algoritmo PLL. Como já foi referido ao longo desta dissertação, o algoritmo de PLL foi meramente opcional. Em trabalhos futuros será vantajoso para efetuar transição do modo isolado para o modo interligado não fazendo parte dos objetivos desta dissertação.

Seguidamente, procedeu-se à validação do conversor CC-CC com a implementação do algoritmo MPPT perturbação e observação. É feita uma análise com a topologia convencional e seguidamente para a topologia *interleaved*. Relativamente às baterias procedeu-se da mesma forma. Inicialmente foram retirados os resultados da topologia convencional e seguidamente a topologia *interleaved*. Nos resultados das baterias foi utilizado uma fonte de tensão CC para simular o comportamento da bateria com implementação do controlo de corrente constante utilizando o algoritmo PI. Posteriormente, é analisado a regulação do barramento CC sem o funcionamento do inversor trifásico. Os resultados pretendem validar o funcionamento do sistema de controlo para a gestão do fluxo das potências garantindo alimentação das cargas e regulamentação do barramento CC para o valor desejado. Na regulação do barramento CC foram analisadas duas situações. No primeiro caso em que as baterias alimentavam as cargas e mantinham o barramento CC para o valor desejado e no segundo caso inseriu-se os painéis solares. Estes garantiam a alimentação das cargas, barramento CC e o excesso de energia era fornecido às baterias. Uma vez adquiridos estes resultados, procedeu-se à validação do inversor trifásico. Nesta fase foi analisada os resultados para a implementação do controlo preditivo de tensão para cargas

lineares e não lineares. Por fim, foram apresentados os resultados do conversor CC-CC de meia ponte bidirecional para equilibrar a parte superior e inferior do barramento CC.

6.2 Validação do Algoritmo de PLL

Para o funcionamento da microrrede em modo isolado é necessário gerar um sistema de tensões trifásico para fazer o controlo das tensões das cargas. Não é necessário que seja utilizado o algoritmo da PLL para gerar essas tensões de referência até porque nesta dissertação a microrrede é validada apenas no modo isolado. No entanto, tendo em consideração a possibilidade de funcionamento em modo interligado num trabalho futuro, optou-se por implementar já este algoritmo. Os sinais de PLL estão sincronizados apenas em fase. A amplitude é obtida através da multiplicação dos sinais com amplitude unitária pelo valor pretendido para o pico das tensões nas cargas. Os sinais da PLL calculados pelo DSC foram visualizados no osciloscópio através do DAC. Na Figura 6.1 é apresentado o resultado da sincronização com a rede elétrica.

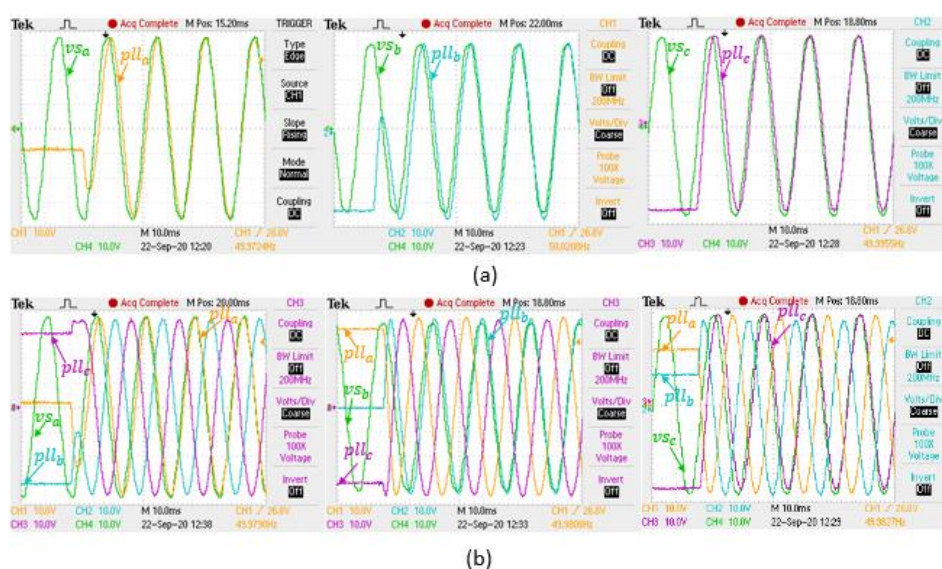


Figura 6.1 - Resposta da PLL em regime transitório: (a) Formas de onda das tensões na rede e do sinal de PLL correspondente; (b) Formas de onda da tensão na rede e sistema trifásico gerado pela PLL.

Na Figura 6.1 (a) é representado a sincronização do sinal de PLL com a respetiva fase enquanto na Figura 6.1 (b) é representado na mesma a sincronização da fase mas com a representação simultânea dos 3 sinais de PLL. É possível observar através da Figura 6.1 que a PLL demora sensivelmente 3 ciclos de rede para sincronizar com a fase. No DSC foi implementado o algoritmo da PLL para fazer aquisição dos sinais da rede a uma frequência de 40 kHz e os ganhos foram ajustados para melhorar o tempo de

sincronismo sem prejudicar o THD dos sinais gerados, sendo os valores finais utilizados $k_p=5,0$ e $k_i=0,00125$.

6.3 Validação do Algoritmo de MPPT

Neste subcapítulo é apresentada a validação do conversor *Step-Up* de interface com os painéis fotovoltaicos e do algoritmo MPPT de perturbação e observação. Para fazer a validação em ambiente laboratorial foi utilizado um reóstato em série com uma fonte de tensão CC de forma a emular o comportamento de um painel fotovoltaico. Pretende-se validar o algoritmo MPPT variando a resistência do reóstato e conseqüentemente variar a corrente de entrada e verificar se a potência extraída consegue acompanhar a potência máxima que a fonte pode fornecer.

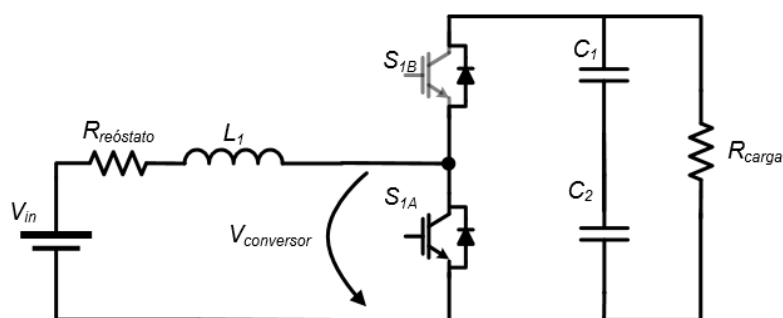


Figura 6.2 - Circuito para validação do algoritmo MPPT.

Segundo o princípio da máxima transferência de potência o sistema está no ponto máximo quando a tensão do reóstato é igual à tensão de entrada do conversor. Variando a resistência do reóstato o algoritmo MPPT vai ajustar-se de forma a que a corrente absorvida da fonte aumente ou diminua até que as tensões referidas sejam igualadas.

Inicialmente foram realizados testes em malha aberta para validar o funcionamento do conversor. Para tal foi utilizada uma fonte de tensão CC com uma tensão constante de 10 V e aplicado um *duty-cycle* fixo de modo obter na saída 20 V.

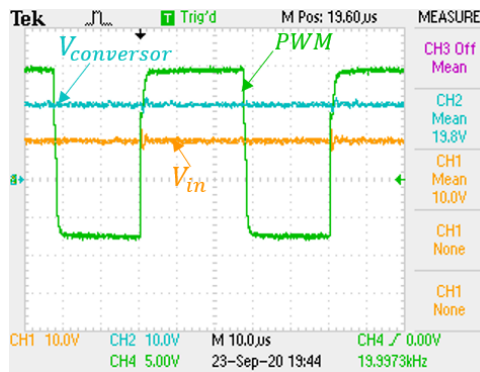


Figura 6.3 - Tensão de entrada e saída do conversor *step-up* em malha aberta.

Na Figura 6.4 é possível observar a corrente na bobina em simultâneo com o sinal de PWM na *Gate* do IGBT.

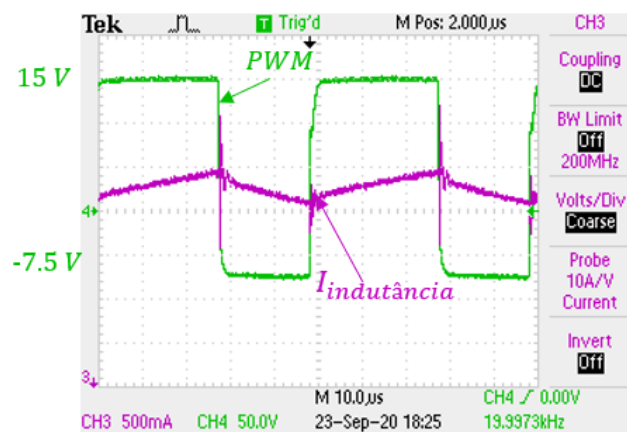


Figura 6.4 - Corrente na bobina e sinal de PWM na *Gate* do IGBT em malha aberta.

Inicialmente na validação experimental do algoritmo MPPT encontraram-se alguns problemas. O teste ocorreu com uma fonte de tensão de 60 V e com o reóstato inicialmente a 0 Ω . É possível observar na Figura 6.5 (a), que a tensão do conversor apresenta algum ruído antes de se variar o reóstato. Isto deve-se ao facto de o IGBT do conversor já estar a comutar. Ao regular o reóstato para os 15 Ω verificava-se que as tensões convergiam, mas com muito ruído. De forma a melhorar o resultado foi necessário ajustar o algoritmo de controlo. Aplicou-se uma média deslizante nos valores de tensão e corrente adquiridos a uma frequência de amostragem de 40 kHz. Foi também necessário reduzir a frequência de atuação do algoritmo MPPT para uma frequência de 400 Hz e ajustar o valor da variável de perturbação. Após ajustar os parâmetros realizou-se novamente outro ensaio ao algoritmo MPPT. O sistema de controlo foi ligado com o reóstato inicialmente a 0 Ω e aos 6,25 s regulou-se para 15 Ω . É possível verificar essa variação através do decremento do valor da corrente para 2 A. Aos 16,25 s voltou-se a regular o valor do reóstato, desta vez para os 25 Ω . Com esta alteração a corrente diminuiu para 1,25 A. Verificou-se

assim que para uma variação de corrente fornecida pela fonte, a tensão do reóstato e do conversor continuam a convergir para o mesmo valor. Na Figura 6.5 (b) é possível verificar uma melhoria significativa nos resultados obtidos.

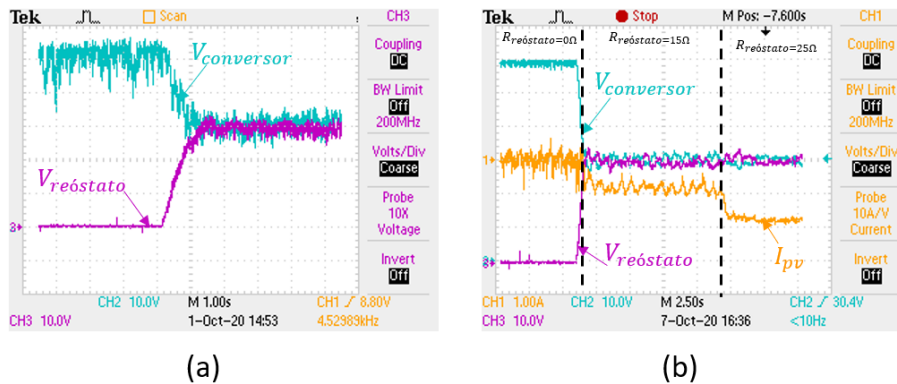


Figura 6.5 - Validação do algoritmo MPPT: (a) Tensão do conversor e tensão no reóstato; (b) Tensão do conversor, tensão do reóstato e corrente do reóstato.

Adicionalmente foi validado o funcionamento do conversor *Step-Up* a funcionar com a topologia *interleaved*.

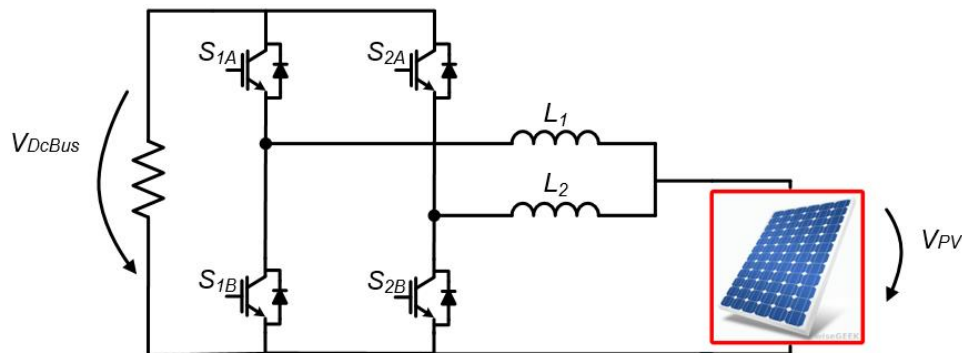


Figura 6.6 - Topologia do conversor bidirecional *interleaved* para painéis.

Primeiramente o reóstato foi colocado a 0Ω depois ajustado para 15Ω o sistema de controlo foi ativado aproximadamente aos 13 s da escala do osciloscópio. O controlo demora sensivelmente 15 s para entrar em regime permanente. A resposta acaba por ser lenta no regime transitório, contudo em regime permanente as tensões e a corrente acabam por apresentar valores satisfatórios como é possível observar na Figura 6.7 (b).

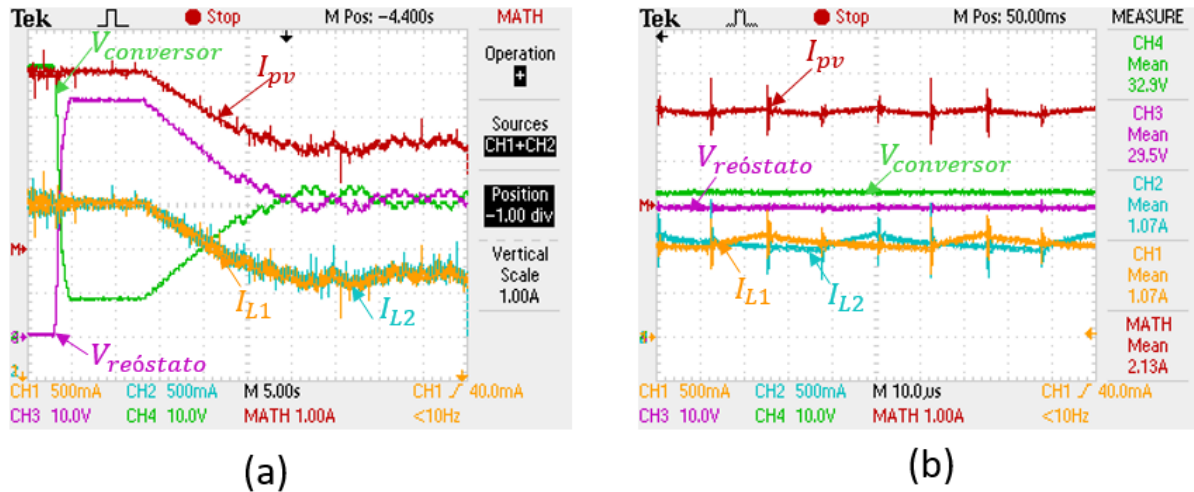


Figura 6.7 - Resultados obtidos com a topologia *interleaved*:(a) Tensão do conversor e do reóstato e correntes nas bobinas em regime transitório; (b) Tensão do conversor e do reóstato e correntes nas bobinas em regime permanente.

6.4 Validação do Conversor CC-CC Bidirecional das Baterias

Validado o funcionamento do conversor *Step-Up* e o respetivo algoritmo MPPT procedeu-se ao ensaio experimental do conversor *interleaved* bidirecional. Na Figura 6.8 é apresentado o esquema elétrico da topologia convencional para o qual se iniciaram os primeiros ensaios.

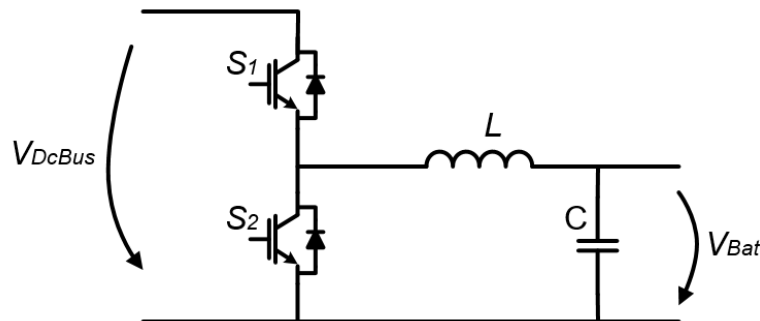


Figura 6.8 - Topologia convencional do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost*.

Inicialmente foi testado o modo de transferir energia da bateria para o barramento CC (modo *Boost*). Utilizou-se uma fonte contínua de 60 V para simular a Bateria e uma carga resistiva de 26 Ω ligada em paralelo com o barramento CC. O valor da bobina do conversor foi medido com a utilização da ponte RLC registando um valor de 2.28 mH para uma frequência de 20 kHz.

Na Figura 6.9 apresenta-se a evolução da corrente da bateria face a alterações no valor de referência. Inicialmente está a fornecer uma corrente de 2,5 A e é inserido um comando por software para que a corrente de referência passe a ser de 2 A. Após 3 segundos do primeiro comando é de novo

introduzido o valor de referência a 2,5 A. Pretende-se com este procedimento validar o controlo de corrente para variações bruscas na referência. A corrente de referência é lida através do DAC e a corrente da bateria apresenta um offset de -2 A.

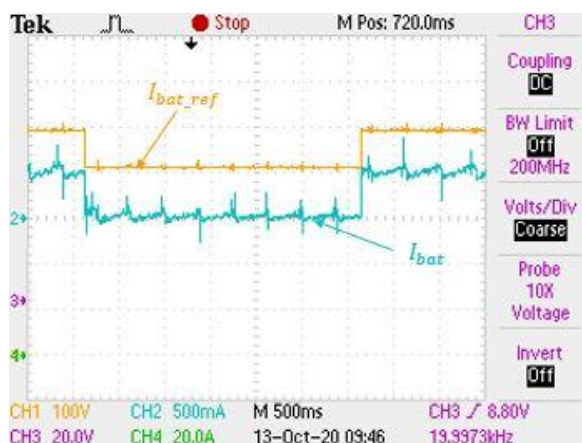


Figura 6.9 - Evolução da corrente de referência e da corrente na bateria.

Posteriormente procedeu-se à validação do conversor bidirecional em modo *Buck*. Com os mesmos parâmetros e baseado no mesmo controlador PI de corrente verificou-se a variação da corrente das baterias para diferentes valores de referência. Na Figura 6.10 (a) é introduzido um comando para a corrente na bateria seja de -0,5 A e de seguida é aplicado outro comando por software para que a corrente seja de -1 A. Na Figura 6.10 (b) o controlo de corrente está inicialmente ligado com uma corrente de referência de 0 A. Aos 1,5 s é introduzido um sinal de comando para uma corrente de referência de -1,5 A. Ambos os sinais de corrente apresentam um offset de 0,5 A.

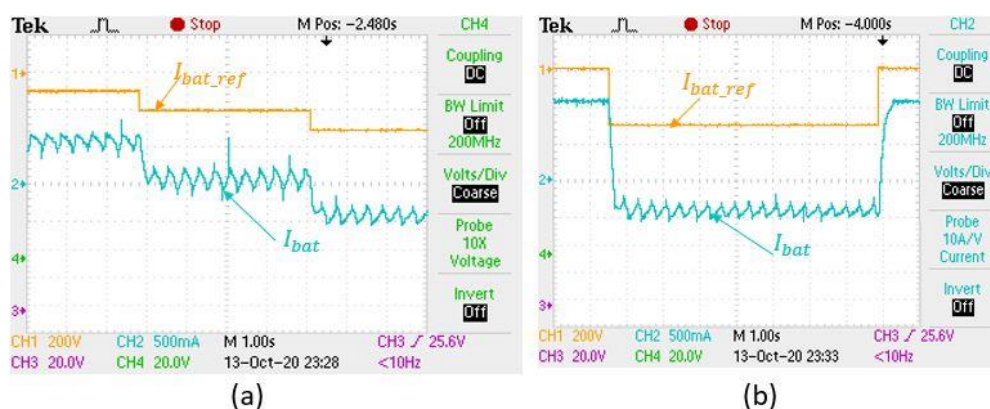


Figura 6.10 - Evolução da corrente de referência e da corrente na bateria.

Com estes ensaios experimentais validou-se a operação do conversor *Buck-Boost* bidirecional em modo *Boost* e em modo *Buck*. O facto de não ser possível aumentar o valor de indutância da bobina e com uma frequência de comutação de 20 kHz os resultados obtidos acabam por ser satisfatórios. A

corrente da bateria respondeu adequadamente às variações que foram impostas à referência nos dois modos de operação.

Após validação do funcionamento do conversor e do controlo de corrente constante procedeu-se à validação do conversor bidirecional *interleaved*.

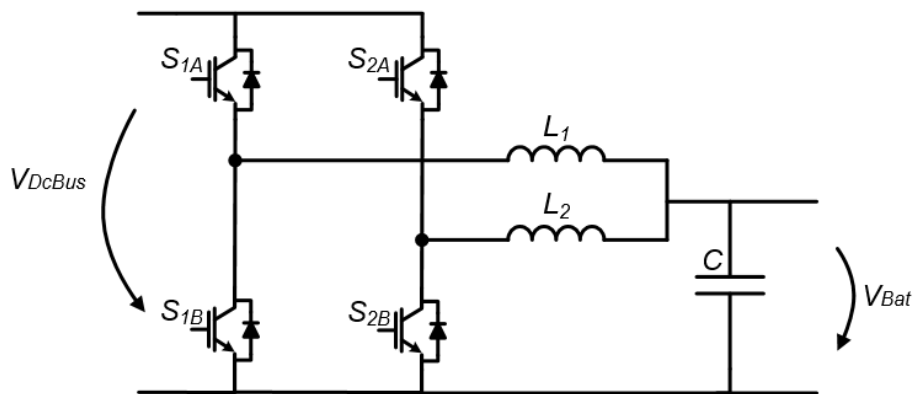


Figura 6.11 - Topologia do conversor bidirecional interleaved para baterias.

Inicialmente foram realizados testes ao conversor no modo *Buck* com a utilização de uma fonte CC de 60 V ligada ao barramento CC e uma carga resistiva de 26 Ω no lado das baterias. Como na topologia tradicional, o funcionamento do conversor *interleaved* foi validado com controlo de corrente constante.

Inicialmente procedeu-se à validação do conversor em malha aberta. Os IGBTs da parte superior foram configurados para comutar desfasados 180° enquanto os IGBTs da parte inferior permanecem desligados. Foi analisado o funcionamento do conversor com uma frequência de comutação de 10 kHz e 20 kHz com um *duty-cycle* fixo de 50 %. Na Figura 6.12 é possível observar a corrente nas bobinas para as frequências de comutação de 10 kHz e 20 kHz. É possível observar na figura uma ligeira diferença nos valores médios das correntes, em resultado de pequenas diferenças nos valores das resistências equivalentes e nos tempos de comutação dos transistores.

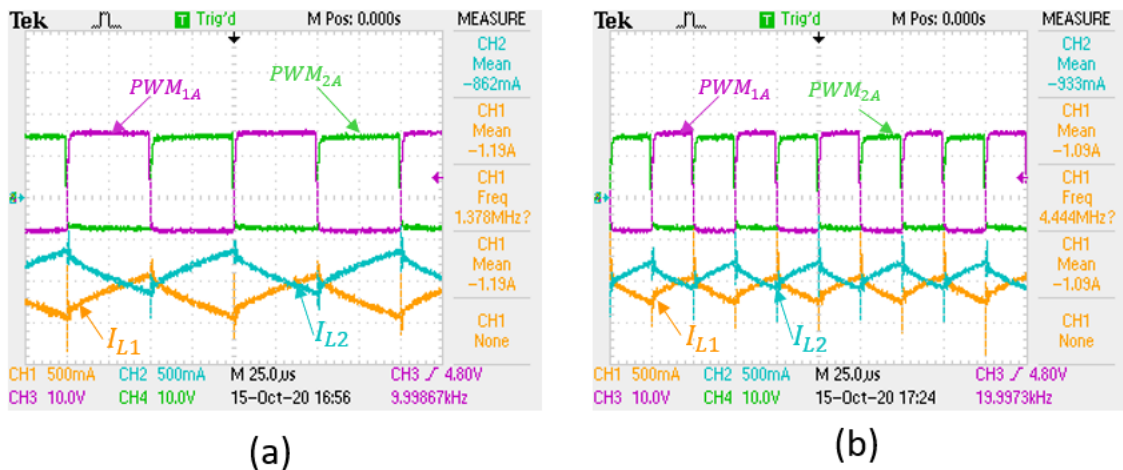


Figura 6.12 - Resultado experimental das correntes nas bobinas e dos sinais de PWM aplicados aos IGBTs da parte superior de cada braço no modo Buck. (a) Para uma frequência de comutação de 10kHz; (b) Para uma frequência de comutação de 20kHz.

Posteriormente, foi verificado o comportamento do conversor no modo *Buck* para uma frequência de comutação de 20 kHz e para diferentes valores de corrente. Para os resultados apresentados na Figura 6.12 (a) foi definida uma corrente de referência de 1 A para a bateria. A laranja e a azul é possível observar respetivamente as correntes de cada braço I_{L1} e I_{L2} e também a corrente da bateria I_{bat} , a vermelho. Na Figura 6.12 (b) a corrente de referência da bateria foi definida para 2 A. O controlo de corrente constante por PI garante que a corrente da bateria segue o valor de referência. É também possível observar que as correntes nas bobinas se encontram desfasadas 180° .

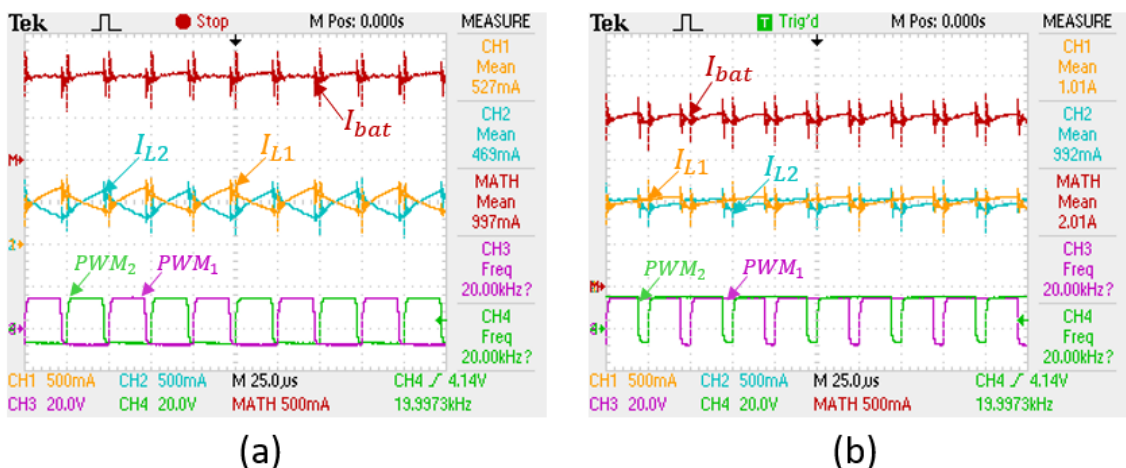


Figura 6.13 - Resultado experimental das correntes nas bobinas e dos sinais de PWM aplicados aos IGBTs da parte superior de cada braço no modo *Buck*. (a) Para uma corrente de referência de 1 A; (b) Para uma corrente de referência de 2 A.

No modo *Boost* pretende validar-se a descarga da bateria com corrente constante. Neste modo, utilizou-se uma fonte CC de 30 V a emular a bateria e uma resistência de 26Ω ligada em paralelo com barramento CC. Foi analisado o funcionamento do conversor em malha aberta para uma frequência de

comutação 20 kHz e com um *duty-cycle* de 25% e de 75% respetivamente. Mais uma vez é visível na Figura 6.14 em malha aberta uma ligeira diferença nos valores médios das correntes nas bobinas.

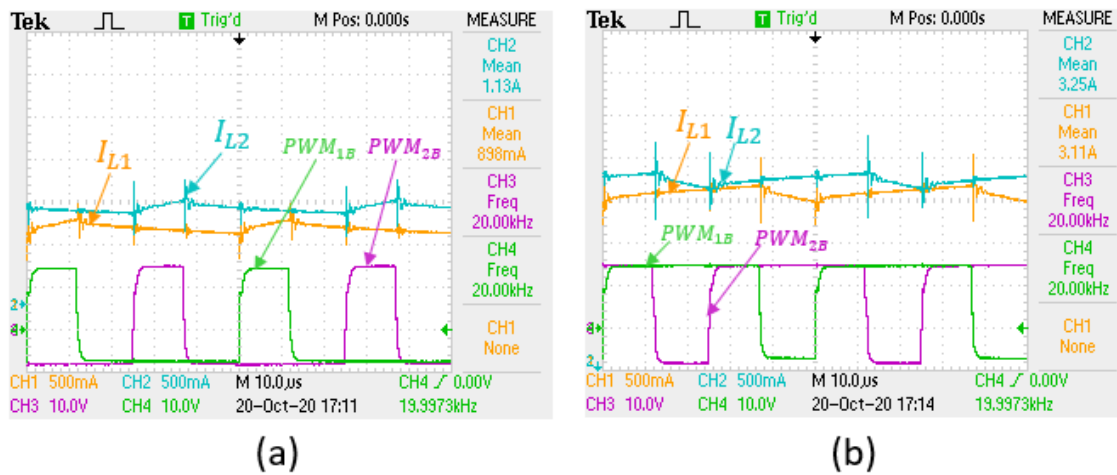


Figura 6.14 - Resultado experimental das correntes nas bobinas e dos sinais de PWM aplicados aos IGBTs da parte inferior de cada braço no modo *Boost*. (a) Com *duty-cycle* de 25%; (b) Com *duty-cycle* de 75%.

Para validar o controlo de corrente são atribuídos diferentes valores de referência. O sistema de controlo mantém os parâmetros e ganhos iguais, contudo o valor de referência passa a ser negativo. Os sensores de corrente apresentam valores positivos quando é operado o modo *Buck* e negativos no modo *Boost*. No sistema de controlo é verificado se o sinal da corrente de referência é positivo e negativo e entra na função respetiva. Na Figura 6.15 é possível observar os resultados para valores de referência de 2 A e 4 A.

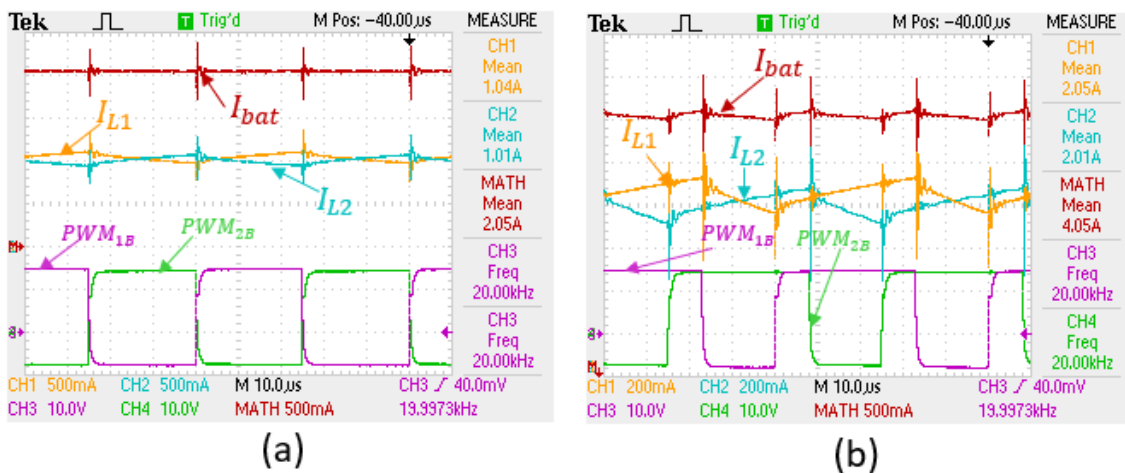


Figura 6.15 - Resultado experimental das correntes nas bobinas e dos sinais de PWM aplicados aos IGBTs da parte inferior de cada braço no modo *Boost*. (a) Corrente de referência de 2A; (b) Corrente de referência de 4 A.

É possível verificar pelos resultados que o *ripple* da corrente é baixo e que o valor médio das correntes em cada bobina é muito próximo. Quando comparado com a topologia convencional verifica-

se que as correntes da bateria para o modo *interleaved*, o *ripple* é inferior do que na topologia convencional.

6.5 Regulação da Tensão no Barramento CC

A validação da regulação da tensão no Barramento CC é feita em dois diferentes modos de operação da microrrede. No primeiro ensaio são as baterias que garantem alimentação das cargas. O segundo ensaio consiste na alimentação das cargas e carregamento das baterias através dos painéis solares fotovoltaicos.

Inicialmente é validado o modo em que as baterias alimentam as cargas e garantem a regulação do barramento CC para o valor desejado. Na Figura 6.16 é apresentado o esquema do circuito na validação experimental.

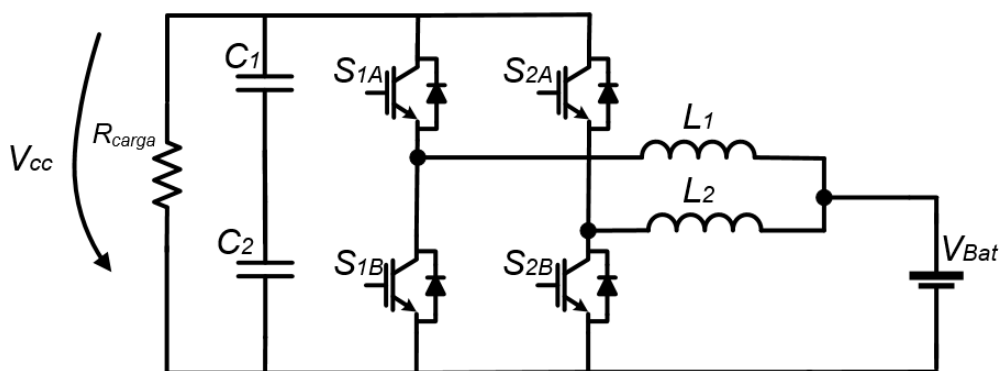


Figura 6.16 - Circuito utilizado para validar a regulação da tensão do barramento CC apenas com baterias.

É utilizado uma fonte de tensão contínua com 20 V que emula as baterias, uma resistência de 26 Ω em paralelo com o barramento CC. O objetivo é alimentar a carga regulando a tensão do barramento CC para o valor desejado. A regulação do barramento CC é feita com base na seguinte expressão (6.1):

$$I_{BAT_REF} = \frac{P_{BAT}}{V_{BAT}} = \frac{P_{REG} + P_L}{V_{BAT}} \quad (6.1)$$

O cálculo de P_{reg} é feito através de controlador PI para manter a tensão no barramento CC igual à tensão de referência. Neste modo de operação é calculado o valor de P_{reg} é adicionado ao valor da potência das cargas P_L de forma a manter a tensão regulada.

Para validar a regulação do barramento CC liga-se a fonte de tensão para emular as baterias. Inicialmente o controlo está desligado e a tensão do barramento CC é igual à tensão das baterias, depois

habilita-se a comutação e a tensão do barramento CC sobe para o valor de referência. Na Figura 6.17 (a) é possível observar a evolução da tensão no barramento para uma referência de 40 V. Para validar o controlo com variações na tensão de referência, introduziu-se uma referência inicial de 20 V, igual à tensão das baterias. Depois o valor da tensão de referência é alterado para 40 V numa primeira etapa e para 60 V numa segunda fase. Os resultados obtidos estão representados na Figura 6.17 (b).

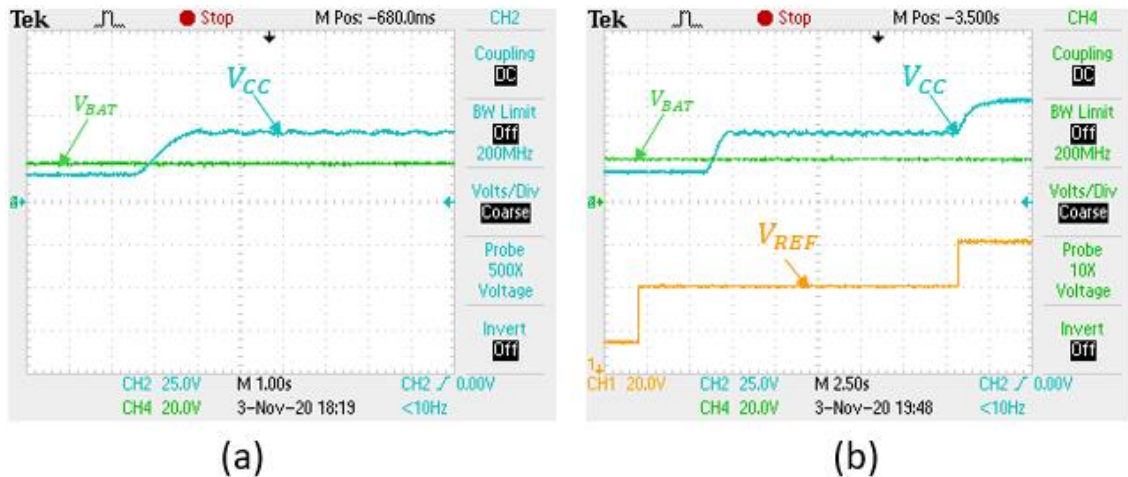


Figura 6.17 - Regulação do barramento CC através das baterias. (a) Tensão do barramento CC e da bateria; (b) Tensão do barramento CC, da bateria e da tensão de referência.

Para manter o *ripple* da tensão do barramento CC reduzido, é necessário garantir que a corrente fornecida pela bateria seja o mais constante possível evitando variações bruscas. É importante que nesta situação o controlador PI garanta uma resposta lenta em regime transitório de forma que a corrente aumente gradualmente até atingir o valor pretendido. Na Figura 6.18 é apresentado um resultado em que a tensão inicial do barramento CC com 15 V é regulada para 50 V com uma tensão constante da bateria de 15 V. A bateria fornece assim uma corrente de 1,88 A para alimentar uma carga de $26,6 \Omega$ uma corrente de 2,81 A para manter o barramento CC regulado a 50 V. Na Figura 6.18 (a) é apresentado o resultado do transitório e na Figura 6.18 (b) em regime permanente.

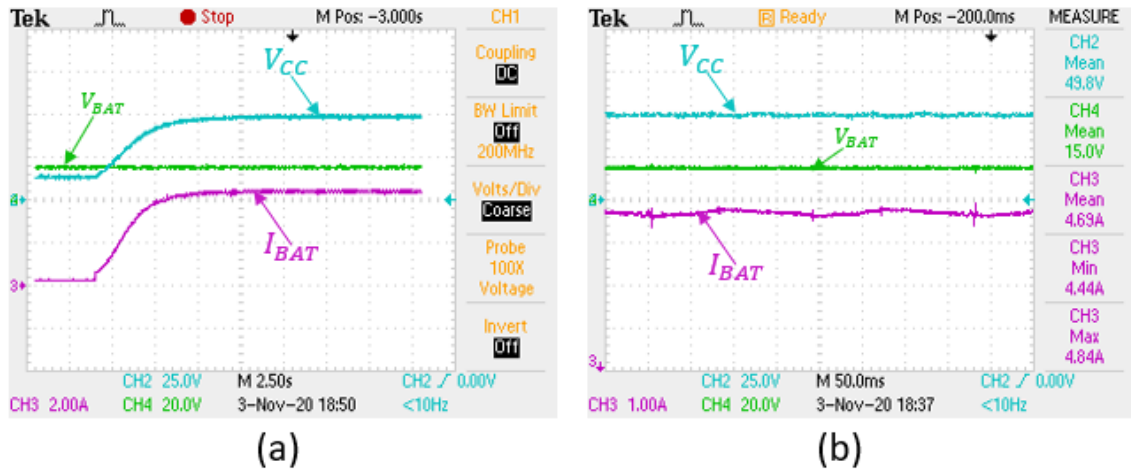


Figura 6.18 - Resultados experimentais da regulação do barramento CC para 50V. (a) Regime transitório; (b) Regime permanente.

Posteriormente passou-se à validação da regulação do barramento CC com a interface dos painéis solares fotovoltaicos e das baterias. Com este ensaio pretende-se que o sistema funcione com alimentação dos painéis fotovoltaicos e que a tensão do barramento CC seja regulada através da bateria. Para validação experimental foi ligada uma resistência de $56,6 \Omega R_{carga}$, em paralelo com o barramento CC e duas resistências de $26,6 \Omega R_{bat1}$ e R_{bat2} ligadas em paralelo a substituir as baterias. Para simular o comportamento do MPPT utilizou-se uma fonte de tensão contínua e o reóstato como já foi apresentado anteriormente. Na Figura 6.19 apresenta-se um esquema do circuito para validação experimental.

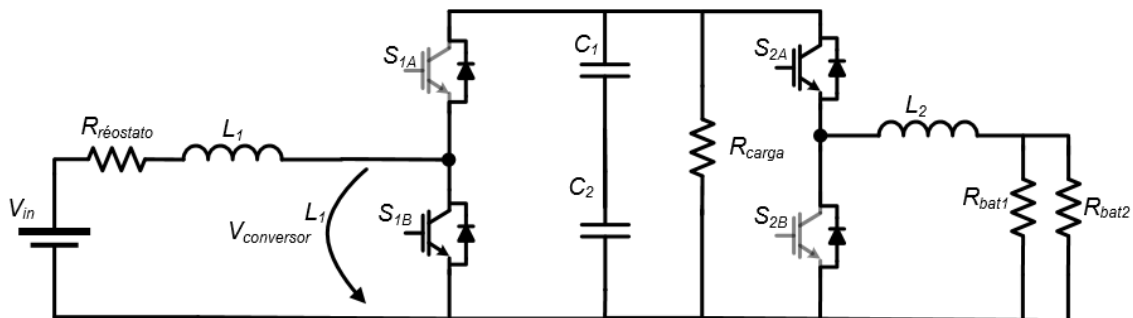


Figura 6.19 - Circuito para regulação do barramento CC com baterias e painéis solares fotovoltaicos.

A regulação do barramento CC é baseada no cálculo do fluxo de potências e conseqüentemente é determinada a potência que deve ser absorvida pelas baterias de modo a manter o barramento CC regulado. Nesta situação é utilizada a topologia *Step-Up* com integração do algoritmo MPPT na interligação com os painéis e a topologia *Buck* do conversor bidirecional com controlo de corrente nas baterias. São os painéis que fornecem energia à carga P_L e às baterias P_{bat} .

$$P_{BAT} = P_{PV} - P_L - P_{REG} \quad (6.2)$$

Tal como na situação anterior, as baterias são o elemento regulador absorvendo o excesso de produção dos painéis solares. Assim a equação (6.3) pode ser utilizada para calcular a corrente de referência para as baterias.

$$I_{BAT_REF} = \frac{P_{BAT}}{V_{BAT}} \quad (6.3)$$

Para um determinado valor de tensão do barramento CC a potência transferida para as baterias será maior com o aumento da potência fornecida pelos painéis. De forma a perceber o fluxo de potências do sistema realizaram-se dois testes. No primeiro a tensão do barramento CC foi regulada para um valor de referência de 60 V e no segundo para um valor de 70 V. Na Figura 6.20 é possível observar o valor das potências P_{PV} , $P_L + P_{reg}$, P_{bat} e o valor da tensão do barramento CC.

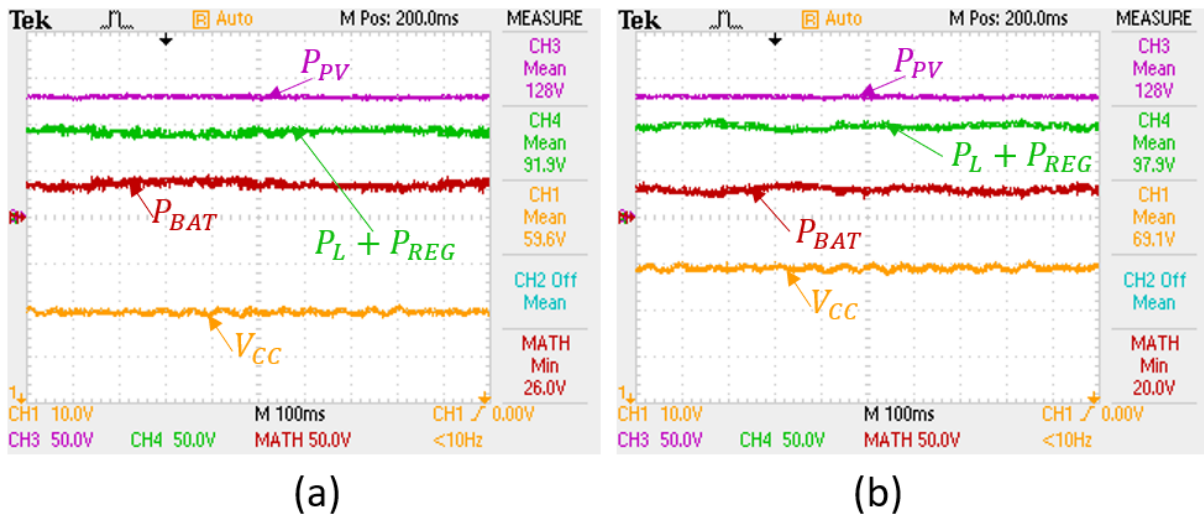


Figura 6.20 - Resultados experimentais da regulação do barramento CC com baterias e painéis solares fotovoltaicos: (a) Para um barramento CC de 60 V; (b) Para um barramento CC de 70 V.

É possível observar que a potência transferida pelos painéis permanece constante para diferentes valores de tensão do barramento CC. Para a mesma potência dos painéis o aumento da tensão do barramento CC faz com que a potência fornecida às baterias diminua. Isto porque a potência da carga aumenta com o aumento da tensão do barramento CC, ($P_L = V_{CC}^2 / R_{carga}$), enquanto que a soma das potências $P_{bat} + P_{reg}$, diminui.

De seguida é apresentado os resultados da validação do barramento CC para uma tensão do barramento CC de 50 V e 60 V na Figura 6.21.

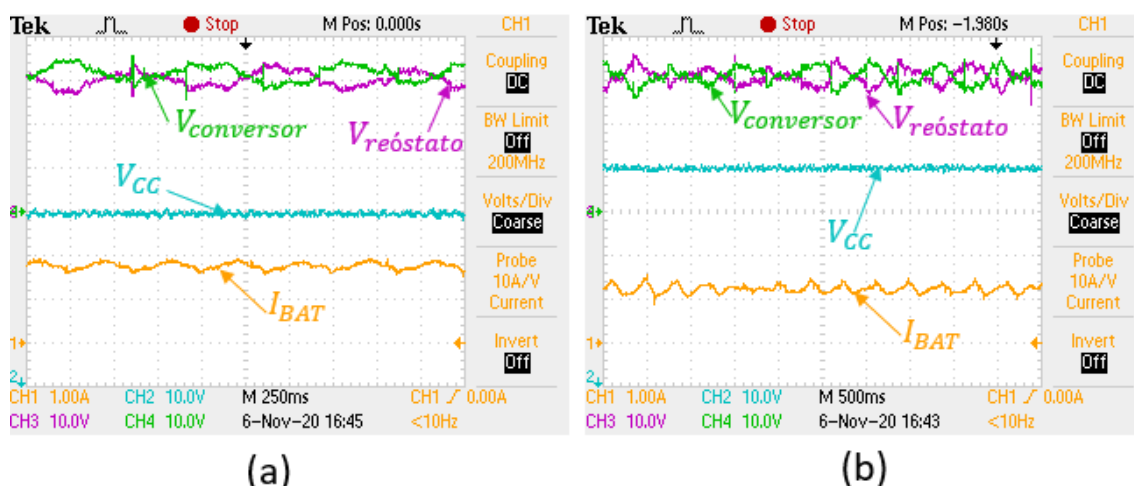


Figura 6.21 - Formas de onda da tensão do conversor, tensão no reóstato, tensão no barramento CC e da corrente na bateria: (a) Para um barramento CC de 50V; (b) Para um barramento CC de 60V.

Na Figura 6.21 é possível verificar a regulação da tensão do barramento CC para o valor desejado com o funcionamento do algoritmo MPPT sendo o excedente da produção enviado para a bateria. É possível aferir o funcionamento do algoritmo MPPT em que as tensões do conversor e do reóstato tendem a convergir para os 30 V. Observa-se que com o aumento da tensão do barramento CC a corrente da bateria diminui.

Por fim, na Figura 6.22 é apresentado o resultado em regime transitório da regulação da tensão no barramento CC dos 50 V para os 60 V. É possível observar a evolução da corrente da bateria quando é introduzido o comando para aumentar a tensão de referência. A tensão aumenta de forma lenta de modo evitar variações bruscas na corrente da bateria.

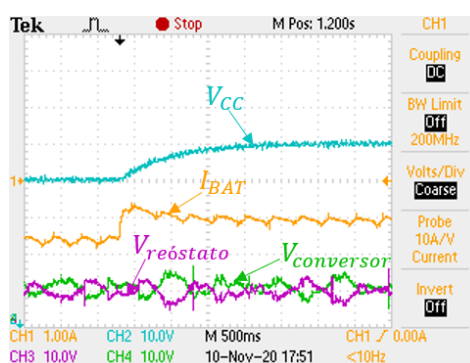


Figura 6.22 – Resultado transitório da alteração da tensão de referência do barramento CC de 50 V para os 60 V.

Uma outra parte importante da regulação do barramento CC é garantir que não haja desequilíbrios entre as tensões nos condensadores do lado superior e do lado inferior. Para garantir isso é utilizado o conversor CC-CC de meia ponte. Como já foi descrito no Capítulo 4, é monitorizada a diferença da tensão

da parte superior e inferior. Caso $V_{dc_{pos}} > V_{dc_{neg}}$ então o conversor de meia ponte funciona no modo *Buck*. Caso contrário o conversor funciona no modo *Boost*. Na Figura 6.23 é apresentado o circuito utilizado para validar o funcionamento do conversor.

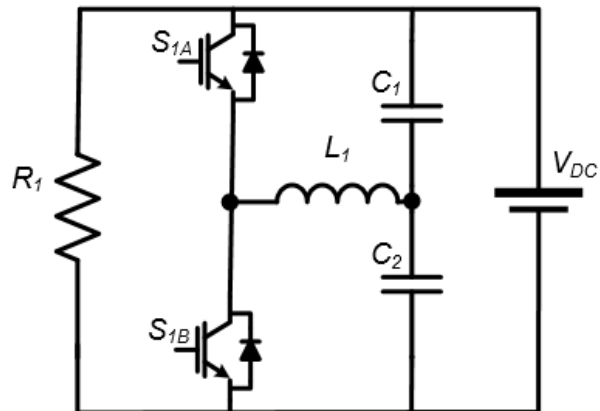


Figura 6.23 - Circuito utilizado para validar o Conversor CC-CC de meia ponte.

Para validar o funcionamento ligou-se uma fonte de tensão CC que varia até aos 120 V e uma resistência, R_1 , de 26 Ω em paralelo.

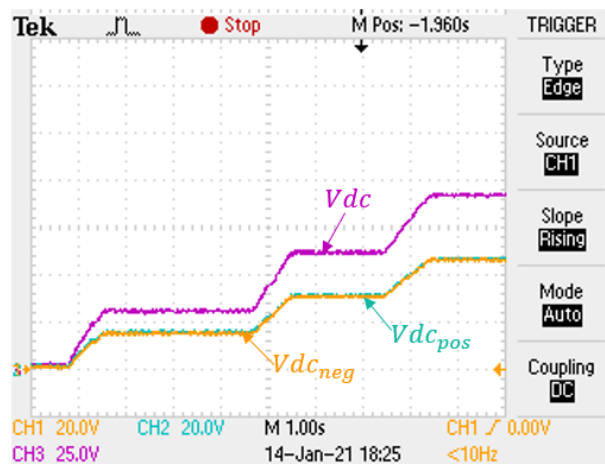


Figura 6.24 - Resultados experimentais do conversor CC de meia ponte a equilibrar a tensão nos condensadores do barramento CC.

Como é possível observar a tensão do barramento é aumentada até aos 90 V e a tensão nos condensadores aumenta de forma equilibrada.

6.6 Validação do Inversor Trifásico

De modo a verificar o funcionamento do inversor trifásico efetuaram-se testes experimentais sem a interface das baterias e dos painéis solares fotovoltaicos. O objetivo é validar o algoritmo de controlo

com uma tensão constante aos terminais do barramento CC evitando desequilíbrios entre o barramento superior e inferior. Segue-se na Figura 6.25 um esquema do circuito utilizado na obtenção dos resultados experimentais.

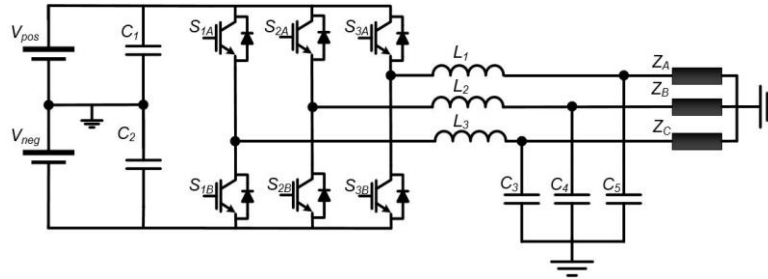


Figura 6.25 - Circuito para validação do inversor trifásico.

Inicialmente procedeu-se à validação em malha aberta para posteriormente comparar com os resultados retirados em malha fechada. Utilizou-se uma fonte de tensão CC de 60 V ligada barramento CC. Na Tabela 6.1 são apresentados os valores utilizados para o filtro passa-baixo utilizado com uma frequência de corte de 608 Hz.

Tabela 6.1 - Valores do filtro passivo.

L_1, L_2, L_3	C_3, C_4, C_5	R_1, R_2, R_3
2,28 mH	30 μ F	2 Ω

O filtro passa-baixo LC de 2ª ordem é acrescentado de uma resistência de amortecimento. As frequências altas provocadas pelas comutações dos IGBTs são filtradas pelo filtro de 2ª ordem e a resistência de amortecimento é também importante para o amortecimento da ressonância na zona da frequência de corte do filtro LC.

Num primeiro teste ao inversor foram registados os resultados experimentais em malha aberta com as cargas listadas na Tabela 6.2 ligadas em estrela:

Tabela 6.2 - Valores das cargas utilizadas em malha aberta.

Z_A	R = 26,6 Ω
Z_B	R = 56,6 Ω
Z_C	Carga não linear: ponte retificadora monofásica com C = 3497 μ F; R = 26,6 Ω e uma bobina de 2,28 mH de acoplamento CA.

As amplitudes das tensões de referência são muito próximas do valor máximo da amplitude da onda triangular e o objetivo é analisar o valor de THD%.

Na Figura 6.26 é possível observar as formas de onda das tensões para as cargas referidas. Verifica-se que o conteúdo harmónico das tensões nas cargas é significativo e por isso é bem perceptível a necessidade da implementação de um controlo de tensão para tentar melhorar os resultados alcançados.

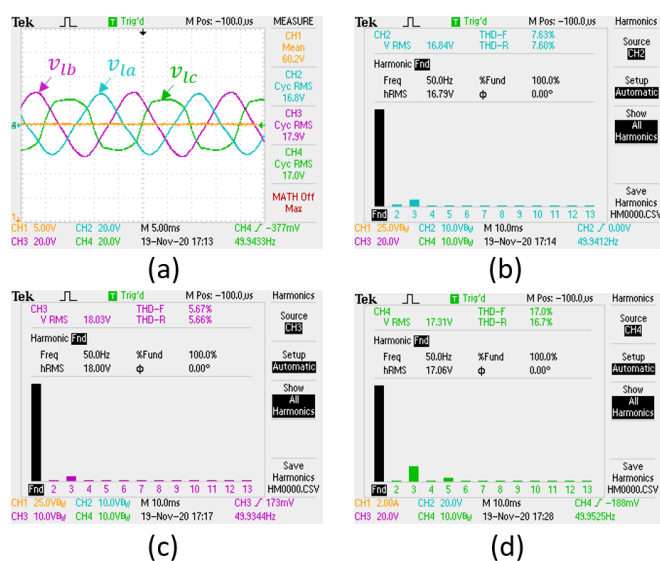


Figura 6.26 - Resultados experimentais do inversor trifásico com modulação SPWM em malha aberta. (a) Formas de onda das tensões nas cargas; (b) Harmónicos da tensão na fase A; (c) Harmónicos da tensão na fase B; (d) Harmónicos de tensão na fase C.

Posteriormente procedeu-se à validação experimental em malha fechada recorrendo ao algoritmo de controlo preditivo da tensão.

Nesta fase foram utilizadas três resistências de 26,6 Ω ligadas em estrela mantendo uma tensão constante de 60 V no barramento CC. Na Figura 6.27 são apresentados os resultados com as cargas resistivas para valores de referência de 15 V de valor eficaz.

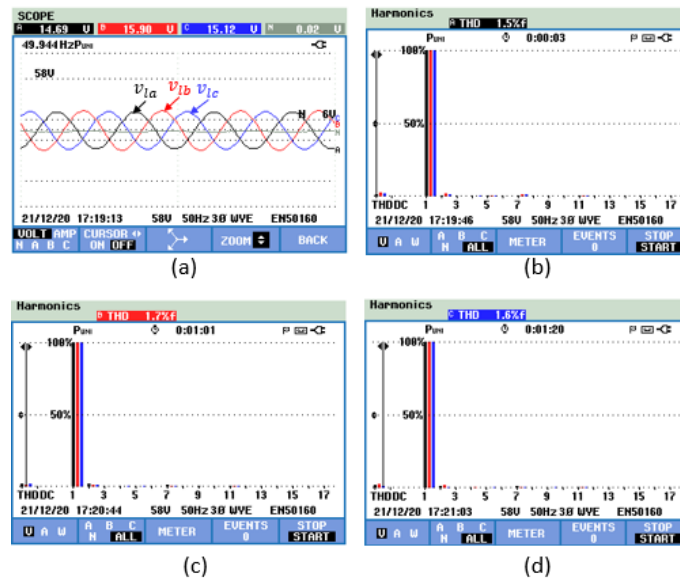


Figura 6.27 - Resultados experimentais do inversor trifásico com modulação SPWM e controlo preditivo de tensão para tensões de referência de 15V com cargas resistivas. (a) Formas de onda das tensões nas cargas; (b) Harmónicos de tensão na fase A; (c) Harmónicos de tensão na fase B; (d) harmónicos de tensão na fase C.

Na Figura 6.28 são apresentados os resultados obtidos com as mesmas cargas resistivas para um valor de referência de 45 V de valor eficaz e com uma tensão no barramento CC de 160 V.

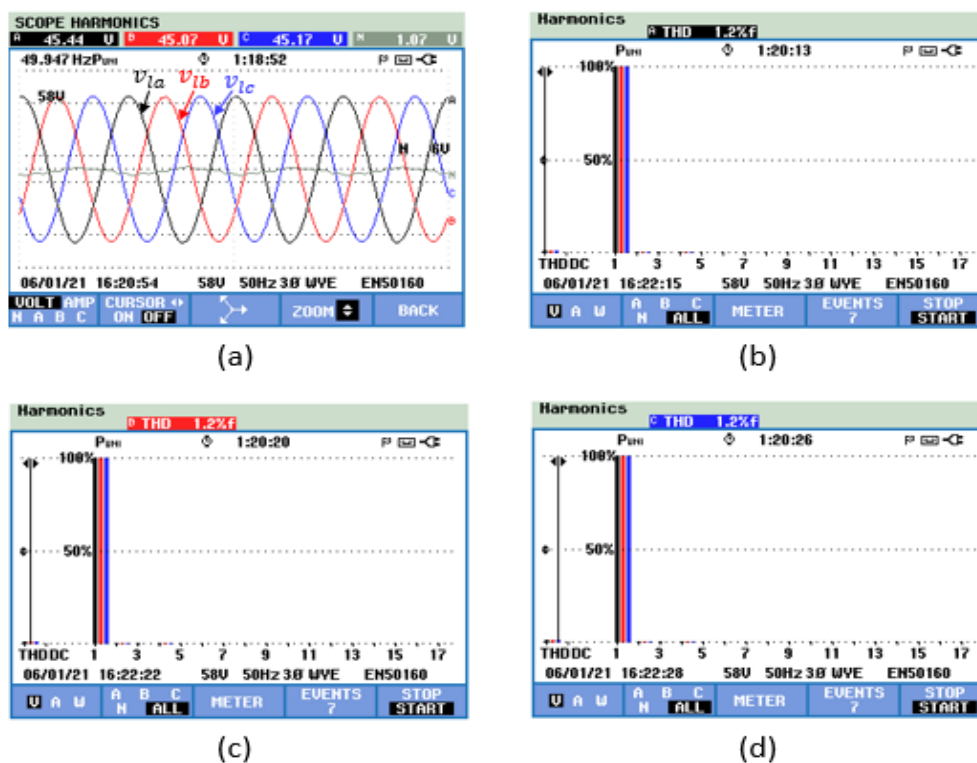


Figura 6.28 - Resultados experimentais do inversor trifásico com modulação SPWM e controlo preditivo de tensão para tensões de referência de 45V com cargas resistivas. (a) Formas de onda das tensões nas cargas. (b) Harmónicos de tensão na fase A. (c) Harmónicos de tensão na fase B. (d) harmónicos de tensão na fase C.

É possível verificar que a THD% das tensões mantém-se praticamente constante com o aumento da potência consumida pelas cargas lineares.

Uma vez realizados os ensaios experimentais a cargas resistivas seguiu-se a realização de ensaios com cargas não lineares. Na Figura 6.29 são apresentadas as cargas utilizadas para os resultados experimentais.

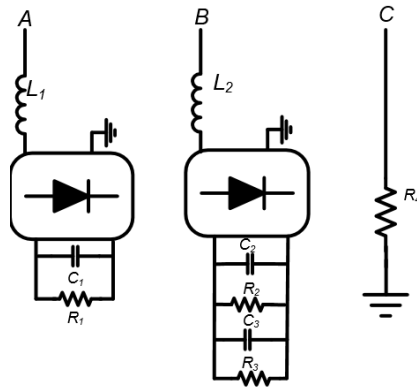


Figura 6.29 - Cargas utilizadas para os ensaios experimentais ao inversor trifásico com controlo preditivo de tensão.

Na Tabela 6.3 são apresentados os valores das cargas utilizadas para a análise de cargas não lineares e lineares em malha fechada.

Tabela 6.3 - Valores dos componentes das cargas.

L_1	2,28 mH	C_2	1 mF	R_2	47 k Ω
L_2	2,28 mH	C_3	1 mF	R_3	26 Ω
C_1	3497 μ F	R_1	26 Ω	R_3	26 Ω

Na Figura 6.30 são apresentadas as formas de onda das tensões das cargas e a tensão de referência $V_{ref,\alpha}$. Para este resultado foi considerado uma tensão de referência de 20 V. É possível verificar nesta figura que os valores medidos seguem o valor de referência. A tensão da fase A apresenta um valor de THD% de 3,4% enquanto a tensão da fase B contém um THD de 4,6% e a tensão da fase C apresenta um THD de 2,1%. As cargas não lineares apresentam um valor de THD% ligeiramente superior ao pretendido.

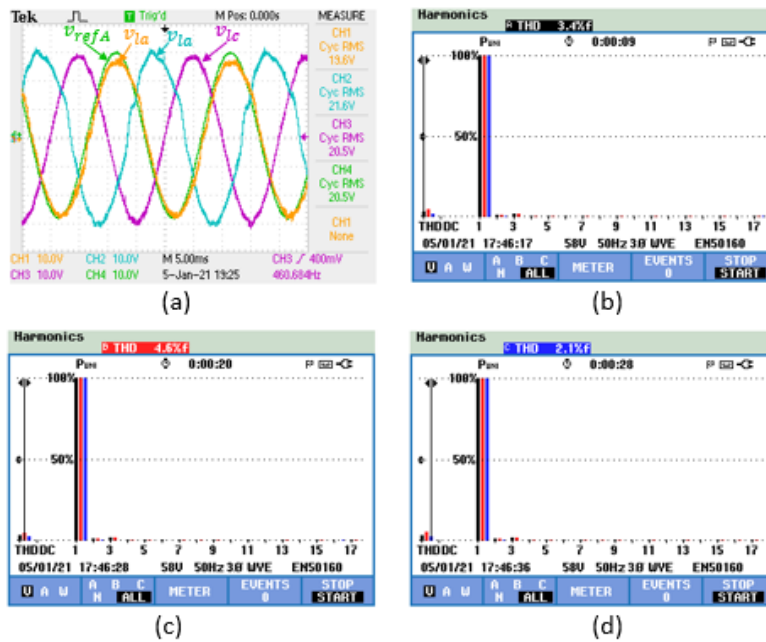


Figura 6.30 - Resultados experimentais do inversor trifásico com modulação SPWM controlo preditivo de tensão para tensões de referência de 20 V com cargas lineares e não lineares. (a) Formas de onda das tensões das cargas e da tensão de referência para a fase A; (b) THD% da tensão na fase A; (c) THD% da tensão na fase B; (d) THD% da tensão na fase C.

De forma obter resultados para uma potência superior, aumentou-se o valor da tensão no barramento CC para 160 V, definiu-se uma referência com 45 V de valor eficaz e fizeram-se algumas alterações nas cargas utilizadas (Figura 6.31) cujos valores são apresentados na Tabela 6.4.

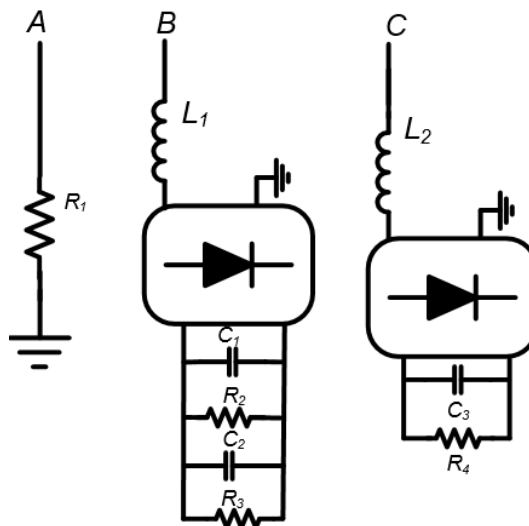


Figura 6.31 - Cargas utilizadas no controlo preditivo de tensão.

Tabela 6.4 - Valores dos componentes utilizados nas cargas.

L_1	2,28 mH	C_2	1 mF	R_2	47 k Ω
L_2	2,28 mH	C_3	3497 μ F	R_3	13 Ω
C_1	1 mF	R_1	56 Ω	R_4	13 Ω

Na Figura 6.32 é possível verificar que para estas condições o valor de THD% melhorou significativamente com o aumento das tensões de referência.

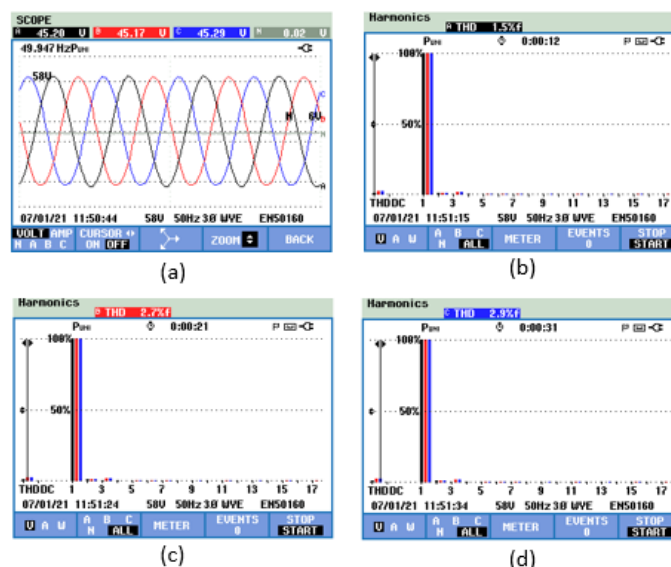


Figura 6.32 - Resultados experimentais do inversor trifásico com modulação SPWM e controlo preditivo de tensão para tensões de referência de 45 V com cargas lineares e não lineares:(a) Formas de onda das tensões nas cargas; (b) THD% de tensão na fase A; (c) THD% de tensão na fase B; (d) THD% de tensão na fase C.

Os resultados obtidos vão mais de encontro ao pretendidos para alimentação das cargas da microrrede, isto é, um sistema trifásico de tensões com baixa distorção harmónica. Na Figura 6.33 é possível observar os valores eficazes de tensão e corrente no ensaio realizado.

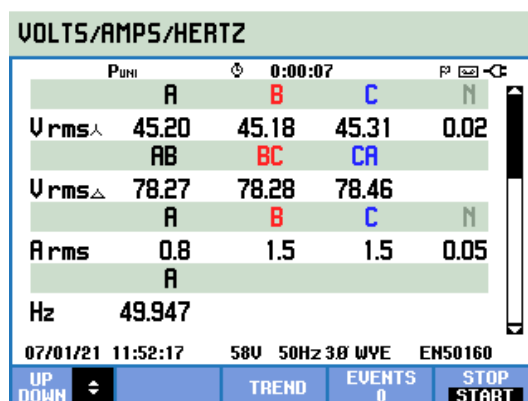


Figura 6.33 - Valores eficazes da tensão e corrente nas diferentes fases.

Para finalizar a validação do controlo preditivo de tensão decidiu-se utilizar uma carga trifásica (Figura 6.34) com as características apresentadas na Tabela 6.5.

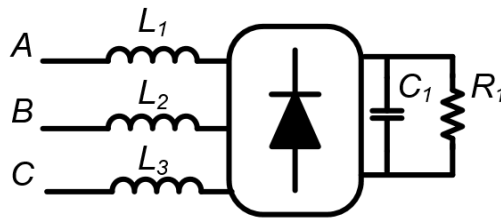


Figura 6.34 - Carga trifásica.

Tabela 6.5 - Valores dos componentes utilizados na carga trifásica.

L_1	2,28 mH	C_1	1 mF	R_1	13 Ω
L_2	2,28 mH	L_3	2,28 mH	_____	_____

Na Figura 6.35 é possível observar os últimos resultados experimentais para a validação do controlo preditivo de tensão. Estão representadas as tensões das cargas e o conteúdo harmónico. Neste ensaio foi utilizado uma tensão no barramento CC de 180 V.

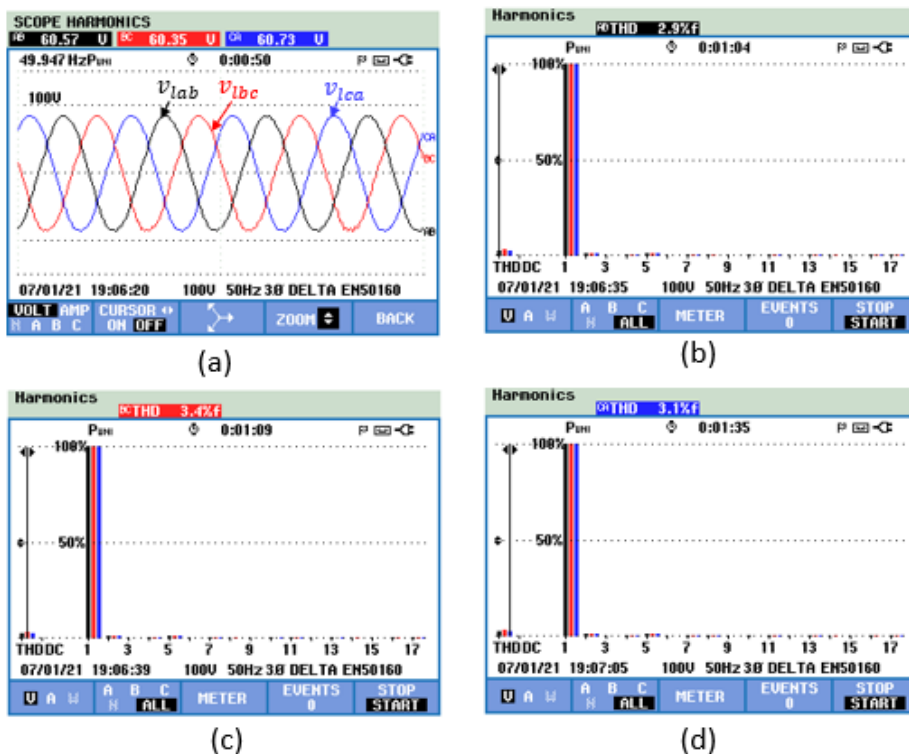


Figura 6.35 - Resultados experimentais do inversor trifásico com modulação SPWM e controlo preditivo de tensão para tensões de referência de 60 V com carga trifásica. (a) Formas de onda de tensão das cargas; (b) THD% da tensão composta AB; (c) THD% da tensão composta BC; (d) THD% da tensão composta CA.

Os resultados obtidos são satisfatórios. Os valores das tensões nas cargas seguem a referência e o valor de THD foi inferior a 3,5% para quase todos os ensaios experimentais, o que acaba por ser bastante aceitável para a aplicação em estudo e para a fase de desenvolvimento atingida.

6.7 Conclusões

Neste capítulo foram descritos os ensaios laboratoriais e apresentados os resultados experimentais obtidos nos diferentes conversores do protótipo. Inicialmente foram apresentados os resultados da PLL trifásica para calcular as tensões de referência.

Posteriormente, foi validado o conversor CC-CC *Step-Up* com implementação do algoritmo MPPT. Inicialmente analisou-se o comportamento do conversor com implementação da topologia convencional passando de seguida para a implementação da topologia *interleaved* com o algoritmo de perturbação e observação. O sistema apresentou melhores resultados na topologia *interleaved* como era previsto. De uma forma semelhante foi validado o conversor CC-CC *interleaved* com implementação de um controlo PI de corrente nas baterias.

De seguida validou-se a regulação do barramento CC através de dois cenários. No primeiro cenário os conversores das baterias funcionavam no modo *boost*. As baterias garantiam alimentação à carga enquanto a tensão do barramento CC se mantinha no valor desejado. No segundo caso os painéis funcionam com algoritmo de MPPT com potência superior à da carga, as baterias mantinham o barramento CC regulado absorvendo o excedente da produção. Os resultados obtidos são satisfatórios e comprovaram o correto funcionamento dos algoritmos de regulação da tensão no barramento CC.

Seguidamente, procedeu-se aos ensaios experimentais do inversor trifásico. Inicialmente verificou-se o comportamento do inversor para modulação SPWM em malha aberta. Posteriormente, foi analisado o desempenho do algoritmo de controlo preditivo de tensão com modulação SPWM com diferentes tipos de carga. Em relação aos resultados experimentais o inversor trifásico teve boa resposta com baixos níveis de THD e com a tensão seguir os valores de referência desejados. A validação do inversor trifásico foi o maior desafio desta dissertação de mestrado. Os resultados obtidos inicialmente apresentavam valores de THD% de tensão muito elevados pelo que foi necessário ajustar os parâmetros de controlo e fazer uma análise aos filtros passivos que mais se adequavam ao inversor trifásico. Depois de algum tempo e esforço foi possível obter bons resultados.

Capítulo 7

Conclusão

7.1 Conclusões

Nesta dissertação de mestrado é abordado o desenvolvimento dos conversores de potência para a criação de uma microrrede trifásica baseada em energia renovável com elevados padrões de qualidade de energia elétrica.

No Capítulo 1 é apresentado o objeto de estudo da presente dissertação abordando os principais problemas energéticos do mundo. A grande dependência da energia elétrica torna-a num dos pilares mais importantes no desenvolvimento social e económico das civilizações. O aumento consistente no consumo obriga a encontrar novas soluções de produção nomeadamente através da aposta em energias renováveis.

No Capítulo 2 são apresentados os conceitos de produção descentralizada como alternativa ao atual sistema elétrico que possui muitos inconvenientes como congestionamento da rede de transporte, perdas de energia e utilização massiva de combustíveis fósseis. De seguida é apresentado o conceito de microrrede de energia elétrica como um sistema que pode operar de forma interligada ou isolada da rede elétrica e com gestão inteligente da energia disponível. Conclui-se que as microrredes apresentam muitas vantagens e podem melhorar muito os sistemas elétricos convencionais através da alimentação ininterrupta das cargas garantindo padrões elevados de qualidade de energia elétrica. De seguida, são apresentados exemplos de microrredes implementadas em Portugal como por exemplo o projeto “Ourique PV” e também o “Berlenga – laboratório Sustentável”. Na segunda parte deste capítulo são abordados os sistemas fotovoltaicos, focando de forma mais específica as células fotovoltaicas e os diferentes tipos disponíveis no mercado e os fatores que influenciam o desempenho dos painéis solares fotovoltaicos. No caso específico dos sistemas de armazenamento de energia são abordadas as principais características das baterias e realizou-se um levantamento do estado da arte das diferentes tecnologias existentes. Os painéis solares fotovoltaicos e as baterias são elementos muito importantes na constituição de uma microrrede.

O Capítulo 3 é dedicado ao estado da arte dos conversores de potência e respetivos algoritmos e teorias de controlo. A topologia proposta nesta dissertação consiste na utilização de um conversor CC-

CC *Step-Up* para fazer a interface dos painéis solares fotovoltaicos com o barramento CC, um conversor CC-CC bidirecional para interface das baterias com o barramento CC, um conversor CC-CC de meia ponte para equalizar a tensão nos condensadores da parte superior e inferior do barramento e um inversor trifásico a três braços com ponto médio no barramento CC. Conclui-se que para o conversor dos painéis fotovoltaicos e das baterias a topologia *interleaved* é mais indicada tendo em conta a redução do *ripple* de corrente. Como teorias de controlo são implementados o algoritmo MPPT de perturbação e observação pela sua fácil implementação e controlo PI de corrente. O controlo PI de corrente foi também utilizado no conversor CC-CC das baterias e por último utilizou-se o controlo preditivo de tensão no inversor trifásico. Após a descrição dos conversores de potência e das teorias de controlo foram apresentadas as diferentes técnicas de modulação utilizadas.

No Capítulo 4 foram apresentadas as simulações dos diferentes conversores de potência através da ferramenta PSIM. No início do capítulo é feita uma análise da topologia proposta, como o funcionamento da microrrede e os seus diferentes modos de operação. Inicialmente validaram-se os diferentes conversores de potência de forma independente. Após a validação dos diferentes conversores de potência e respetivos algoritmos de controlo passou-se para a validação do funcionamento integral da microrrede. Nestas simulações foi possível estabilizar o barramento CC nos 800 V mesmo com variações na potência fornecida pelos painéis fotovoltaicos. O valor de distorção harmónica obtidos nas tensões das cargas ficaram um bocadinho aquém do pretendido, contudo, validaram-se os diferentes modos de operação, inicialmente previstos, da microrrede.

No Capítulo 5 é descrito todo o hardware desenvolvido e utilizado na implementação do sistema de controlo e do sistema de potência do protótipo laboratorial. As placas de circuito impresso referentes ao sistema de controlo foram desenvolvidas por investigadores do GEPE e adaptadas, dimensionadas e soldadas pelo autor. É descrito o funcionamento e dimensionamento das diferentes placas. Posteriormente, são descritos os constituintes do andar de potência. Neste capítulo é também apresentada a organização do quadro elétrico do protótipo através de desenhos elaborados na ferramenta *Visio*. Este capítulo finaliza com a apresentação da montagem final do protótipo.

No Capítulo 6 são apresentados os resultados experimentais obtidos com o protótipo laboratorial relativamente ao funcionamento em modo isolado. A obtenção dos resultados experimentais divide-se na validação independente dos diferentes conversores de potência. Os resultados da operação do conversor CC-CC *Step-Up* através de um fonte de tensão contínua e de reóstato para emular os painéis solares. Inicialmente foram feitos ensaios em malha aberta e de seguida em malha fechada, validando o

funcionamento do conversor CC-CC passo a passo, primeiramente na topologia convencional e posteriormente na topologia *interleaved*. Seguindo a mesma metodologia foi testado o funcionamento do conversor CC-CC bidirecional para as baterias. Análise em malha aberta e posteriormente em malha fechada. Os resultados obtidos com a topologia *interleaved* nos painéis e baterias são melhores que os obtidos com a topologia convencional.

De seguida, são descritos os ensaios experimentais na regulação da tensão do barramento CC. Neste ensaio é possível verificar a regulação da tensão do barramento CC para o valor de referência através do funcionamento do conversor CC-CC *Step-Up* e do conversor CC-CC bidirecional em que os painéis forneciam a energia necessária para alimentar as cargas e o excesso ser armazenado nas baterias.

Posteriormente, realizaram-se testes ao inversor trifásico com controlo preditivo de tensão e modulação SPWM. Esta foi a fase mais complicada, pois surgiram diversos problemas. No entanto, foram obtidos resultados muito satisfatórios no valor da taxa de distorção harmónica total das tensões mesmo com utilização de cargas não lineares. O funcionamento do conversor CC-CC de meia ponte, também apresentou resultados positivos garantindo a equilíbrio das tensões nos condensadores do barramento CC. Não foi possível validar o funcionamento integral da microrrede com todos os conversores de potência a operar em simultâneo.

Ao longo do desenvolvimento desta dissertação surgiram diversos problemas que consumiram muito tempo e daí não ser possível uma análise do funcionamento completo da microrrede. Um dos problemas relacionou-se com a validação do sistema de controlo. Na leitura dos valores recebidos do ADC externo não correspondiam aos valores analógicos. Verificavam-se também pequenas transições no valor digital para um mesmo valor do sinal analógico pelo que foi necessário despende de muito tempo a analisar as comunicações e corrigir o funcionamento do ADC externo. Outro problema esteve relacionado com o controlo do inversor trifásico. Na validação inicial do conversor trifásico não foram obtidos resultados aceitáveis. Foi necessário despende muito tempo a ajustar o filtro passivo que melhor se adequava, até conseguir valores aceitáveis de THD. O estudo da arquitetura do microcontrolador e o desenvolvimento do código para o DSC da *Texas Instruments* acabou por consumir um tempo muito superior ao inicialmente previsto.

Em suma, o desenvolvimento deste trabalho foi muito enriquecedor, explorando diferentes áreas como eletrónica de potência, programação em microcontroladores, controlo digital, instrumentação,

implementação de circuitos eletrónicos e utilização de muito equipamento laboratorial para a validação experimental. Apesar dos contratempos foi conseguida a validação dos diferentes conversores de potência para criação de uma microrrede isolada com bons padrões de QEE na tensão das cargas.

7.2 Trabalhos Futuros

De acordo com os resultados obtidos na realização deste trabalho é possível verificar que é necessário explorar outras técnicas de controlo de forma a tentar melhorar os resultados obtidos. Uma vez que se conseguiu concluir a montagem do protótipo final num quadro elétrico adequado e a validação experimental de todos os conversores, sugere-se para trabalhos futuros:

- A implementação dos algoritmos de controlo necessários para o condicionador série de forma a garantir correntes sinusoidais do lado da rede no modo interligado. O algoritmo de controlo deste conversor de potência deve garantir também uma gestão inteligente dos fluxos de potência através da absorção ou devolução de energia à rede em caso de defeito ou excesso de produção de produção na microrrede.

- A validação do funcionamento da microrrede de forma integral testando o modo isolado e interligado em tempo real. Deverá ser feito um estudo de técnicas para a transição entre os dois modos de operação.

- Testar outros algoritmos de controlo como por exemplo o de condutância incremental, no caso do algoritmo MPPT e substituir controladores de corrente por técnicas mais dinâmicas e de melhor desempenho.

- Implementação de filtros passa-baixo digitais para atenuar o ruído nos sinais amostrado.

- Estudo e dimensionamento mais minucioso dos filtros passivos dos conversores.

- Realização de ensaios experimentais com tensões mais elevadas, e a aferição da eficiência dos conversores de potência.

- Implementação de uma interface gráfica em que seja possível armazenar uma grande quantidade de dados e fazer o tratamento desses mesmos dados por forma a supervisionar o funcionamento da microrrede.

Lista de Referências

- [1] S.EDP - Energias de Portugal, "Guia prático da eficiência energética" 2006 [Online]. Available: http://www.louleadapta.pt/uploads/document/13_EDP_Guia_Eficiencia_Energetica.pdf. [Accessed: 01-Apr-2020].
- [2] H. Ritchie and M. Roser, "Our World in Data" 2018. [Online]. Available: <https://ourworldindata.org/energy>. [Accessed: 01-Apr-2020].
- [3] Enerdata, "Total energy consumption". [Online]. Available: <https://yearbook.enerdata.net/total-energy/world-consumption-statistics.html>. [Accessed: 01-Apr-2020].
- [4] BP, "The Editor BP Statistical Review of World Energy" [Online]. Available: <https://www.bp.com/content/dam/bp/business-sites/en/global/corporate/pdfs/energy-economics/statistical-review/bp-stats-review-2019-full-report.pdf>. [Accessed: 01-Apr-2020].
- [5] The World Bank, "Acesso universal a energia," 2016. [Online]. Available: <https://www.worldbank.org/pt/news/feature/2018/05/18/sustainable-development-goal-7-energy-access-all>. [Accessed: 01-Apr-2020].
- [6] Our World in Data, "Access to energy," 2019. [Online]. Available: <https://ourworldindata.org/energy-access>. [Accessed: 01-Apr-2020].
- [7] Association, International District Energy "Microgrid Features", 2017. [Online]. Available: <https://www.districtenergy.org/microgrids/about-microgrids97/features>. [Accessed: 31-Mar-2020].
- [8] T. L. A. Soares (2009)- *Sistemas de produção de electricidade descentralizada baseados em energia renovável* Dissertação de mestrado, Faculdade de Engenharia. Universidade do Porto, Porto, Portugal.
- [9] C. A. Gomes and R. Franco, "Produção descentralizada de energia eléctrica : A perspectiva do consumidor," vol. 5, p. 18, 2018 [Online]. Available: <https://e-publica.pt/volumes/v5n2a10.html>. [Accessed: 06-Feb-2020].
- [10] A. Tahim, "Controle de Microrredes de Distribuição de Energia Elétrica em Corrente Contínua," Tese de doutoramento, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2015.
- [11] M. T. Yeshalem and B. Khan, "Microgrid Integration," in *Special Topics in Renewable Energy Systems*, vol. chapter 4, InTech, 2018, p. 17. doi: 10.5772/intechopen.78634.
- [12] B. Medeiros (2010) *Operação e controlo de redes em ilha Parte I – Avaliação da maturidade das tecnologias existentes*. Dissertação de mestrado, Instituto Superior Técnico, Lisboa, Portugal.
- [13] X. Liu, P. Wang, and P. C. Loh, "A hybrid AC/DC microgrid and its coordination control," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 2, no. 2, pp. 278–286, 2011, doi: 10.1109/TSG.2011.2116162.
- [14] R. Pinto, "Centrais eléctricas No Distrito de Beja," 2007. [Online]. Available: <http://www.colecoesfundacaoedp.edp.pt/Nyron/Library/Catalog/winlibimg.aspx?skey=30E66E6ACD6B4063ABCF575C0914C7F7&doc=187600&img=180278>. [Accessed: 17-Feb-2020].
- [15] S. Viana (2010) *Modelação de Micro-Sistemas Híbridos Fotovoltaicos / Eólicos para Produção Descentralizada*. Dissertação de mestrado, Instituto Superior Técnico, Lisboa, Portugal.
- [16] ON Centro "Peniche: Ilha da Berlenga vai ter energia renovável", 2019 [Online]. Available: <https://on-centro.pt/index.php/pt/noticias2/item/2172-peniche-ilha-da-berlenga-vai-ter-energia-renovavel>. [Accessed: 17-Feb-2020].
- [17] S. Estanislau, "Projeto de Berlenga - Laboratório de Sustentabilidade", 2007. [Online]. Available:

- <https://energiaambiente.wordpress.com/2008/02/26/berlenga-laboratorio-sustentavel/>. [Accessed: 10-Feb-2020].
- [18] Absolute Motors “Porto Santo a primeira ‘ilha inteligente’ do planeta”, 2018. [Online]. Available: <https://www.absolute-motors.com/porto-santo-a-primeira-ilha-inteligente-do-planeta/>. [Accessed: 17-Feb-2020].
- [19] Madeira Web “Porto Santo a primeira ilha do mundo inteligente Livre de combustíveis fósseis” 2018. [Online]. Available: <https://www.madeira-web.com/pt/noticias/porto-santo-smart-fossil-free-island.html>. [Accessed: 17-Feb-2020].
- [20] Motor 24 “Porto Santo vai ser uma ilha inteligente sem energias fósseis”, 2018. [Online]. Available: <https://www.motor24.pt/sites/wattson/porto-santo-vai-ilha-inteligente-sem-energias-fosseis/373341/>. [Accessed: 17-Feb-2020].
- [21] M. Tom and C. Luis, “PRACTICAL HANDBOOK of Photovoltaics: Section Finder,” *Elsevier*, p. 110,2011.
- [22] S. H. A. Luque, "Handbook of Photovoltaic Science and Engineering", vol. 129. 2003.
- [23] M. C. Brito and J. A. Silva, “Energia fotovoltaica: conversão de energia solar em electricidade,” *O Instal.*, vol. 25, no. 676, p. 07, 2006, doi: 10.1017/CBO9781139084239.068.
- [24] H. Mokhliss and K. Rais, “New use of the photovoltaic cells and modules current-voltage characteristic to extract the simple diode model parameters,” *3rd Renew. Energies, Power Syst. Green Incl. Econ. REPS GIE 2018*, pp. 1–5, 2018, doi: 10.1109/REPSGIE.2018.8488858.
- [25] R. Elgohary, A. A. A. Elela, and A. Elkholy, “Electrical Characteristics Modeling for Photovoltaic Modules Based on Single and Two Diode Models,” *2018 20th Int. Middle East Power Syst. Conf. MEPCON 2018 - Proc.*, pp. 685–688, 2019, doi: 10.1109/MEPCON.2018.8635214.
- [26] C. Sofia Benvindo Soares Pinto,(2016) *Validação Experimental do Modelo Cinco Parâmetros e Um Diodo de Painéis Fotovoltaicos* Dissertação de mestrado, Instituto Superior Técnico, Lisboa, Portugal.
- [27] P. E. F. Viveiros, "Estudo do Impacto da Produção Distribuída numa Rede de Baixa Tensão",Dissertação de mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, 2018l.
- [28] F. J. S Calaia, "Estudo comparativo de três tecnologias fotovoltaicas", Dissertação de mestrado, Instituto Superior Técnico, Lisboa, 2011.
- [29] D. M. R. C. Costa, "Monitorização e análise da performance de duas centrais fotovoltaicas em Inglaterra",Dissertação de mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, 2019.
- [30] R. M. R. V. de Ovelha, "Dimensionamento e Instalação de Solução Fotovoltaica numa moradia offgrid", Dissertação de mestrado, Faculdade de Ciências Universidade de Lisboa, Lisboa, 2017.
- [31] R. P. Costa and S. M. Silva, “Integração de sistemas solares na reabilitação de edifícios,” *II Work. em Construção e Reabil. Sustentáveis*, p. 12, 2014 [Online]. Available: <http://hdl.handle.net/1822/31354>. [Accessed: 04-Dec-2019]
- [32] C. T. Machado and F. S. Miranda, “Energia Solar Fotovoltaica: Uma Breve Revisão,” *Rev. Virtual Quim.*, no. 1, pp. 126–143, 2014, doi: 10.5935/1984-6835.20150008.
- [33] S. de S. Brito, “Energia Solar Princípios e Aplicações,” *CEPEL*. [Online]. Available: <http://www.cresesb.cepel.br>. [Accessed: 04-Dec-2019]
- [34] J. A. Luceño-Sánchez, A. M. Díez-Pascual, and R. P. Capilla, "Materials for photovoltaics: State of art and recent developments," *Int. J. Mol. Sci.*, vol. 20, no. 4, 2019, doi: 10.3390/ijms20040976.
- [35] P. V. de S. Mota, "Desenvolvimento de um Inversor para Aplicações Fotovoltaicas com MPPT Integrado",Dissertação de mestrado, Escola de Engenharia da Universidade do Minho ,Braga, 2013.
- [36] R. Kamada *et al.*, “New world record Cu(In, Ga)(Se, S)₂ thin film solar cell efficiency beyond 22%,” *Conf. Rec. IEEE Photovolt. Spec. Conf.*, vol. 2016-Novem, pp. 1287–1291, 2016, doi:

- 10.1109/PVSC.2016.7749822.
- [37] J. Ramanujam and U. P. Singh, "Copper indium gallium selenide based solar cells - A review," *Energy Environ. Sci.*, vol. 10, no. 6, pp. 1306–1319, 2017, doi: 10.1039/c7ee00826k.
- [38] E. P. I. Association, "Solar photovoltaic electricity Solar generation 6 Solar photovoltaic electricity," *EPIA*, 2011. [Online]. Available: https://inis.iaea.org/search/search.aspx?orig_q=RN:42054991. [Accessed: 10-Dec-2019].
- [39] Kyocera, "Model KC200GHT-2." .
- [40] M. Kasper, D. Bortis, and J. W. Kolar, "Classification and comparative evaluation of PV panel-integrated DC-DC converter concepts," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 5, pp. 2511–2526, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2273399.
- [41] M. Q. Duong, G. N. Sava, G. Ionescu, H. Necula, S. Leva, and M. Mussetta, "Optimal bypass diode configuration for PV arrays under shading influence," *Conf. Proc. - 2017 17th IEEE Int. Conf. Environ. Electr. Eng. 2017 1st IEEE Ind. Commer. Power Syst. Eur. IEEEIC / I CPS Eur. 2017*, vol. 2016, pp. 1–5, 2017, doi: 10.1109/IEEEIC.2017.7977526.
- [42] A. Carvalho, "Utilização de Sistemas de Armazenamento de Energia para Melhoria das Condições de Estabilidade de Redes Isoladas", Dissertação de mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, 2015.
- [43] T. A. L. Torres, "Sistemas de Armazenamento de Energia Integrados em Centrais Fotovoltaicas", Dissertação de mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, Portugal, 2016.
- [44] C. F. Silva and J. M. Ferreira De Jesus, "A Model of a Battery Energy Storage System for Power Systems Stability Studies," pp. 1–8 [Online]. Available: https://fenix.tecnico.ulisboa.pt/downloadFile/1689244997255585/Celso_jrnl.pdf
- [45] T. Instruments, "Characteristics of Rechargeable Batteries," 2011. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/snva533/snva533.pdf>
- [46] D. Linden and T. B. Reddy, *Handbook of Batteries*, Third. McGraw-Hill Companies, 2011.
- [47] P. G. Horkos, E. Yammine, and N. Karami, "Lead Acid Batteries," 2015. [Online]. Available: https://www.concordia.ca/content/dam/concordia/services/safety/docs/EHS-DOC-146_LeadAcidBatteries.pdf. [Accessed: 20-Dec-2019].
- [48] Dr. Jürgen Fricke, "The World of Batteries: Function, Systems, Disposal," *Stiftung Gemeinsames Rücknahmesystem Batterien*, 2007. [Online]. Available: http://www.grs-batterien.de/fileadmin/user_upload/Download/Wissenswertes/Infomaterial_2010/GRS_WDB_eng.pdf. [Accessed: 26-Dec-2019]
- [49] A. Michelini, "Baterias Recarregáveis Para Equipamentos Portáteis," *STA Eletrônica*, 2017. [Online]. Available: <http://www.staeletronica.com.br/resources/downloads/ebookbateriasrecarregaveis2.pdf>. [Accessed: 27-Dec-2019]
- [50] P. Krivik and P. Baca, "Electrochemical Energy Storage," *Intech*, 2016. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.5772/52222>. [Accessed: 26-Dec-2019]
- [51] U.S. Department of Energy, "Batteries for Hybrid and Plug-In Electric Vehicles," *U.S. Department of Energy*, 2018. [Online]. Available: https://afdc.energy.gov/vehicles/electric_batteries.html. [Accessed: 29-Dec-2019].
- [52] A. Tomaszewska *et al.*, "Lithium-ion battery fast charging: A review," *eTransportation*, vol. 1, p. 100011, 2019, doi: 10.1016/j.etrans.2019.100011.
- [53] R. Blonbou, S. Monjoly, and J.-L. Bernard, "Dynamic Energy Storage Management for Dependable Renewable Electricity Generation," *Intech*, 2016, doi: 10.5772/52411.

- [54] L. F. Ferreira Maduro, "Carregador de Baterias de Iões de Lítio ou Polímeros de Lítio," pp. 1–3, 2011 [Online]. Available: <http://robotica.estg.ipleiria.pt/clube/index.php/projetos-tutoriais/61-carregador-de-baterias-de-ioes-de-litio-li-ion-polimeros-de-litio-li-po-de-uma-celula>. [Accessed: 04-Jan-2020].
- [55] V. L. Teófilo, M. J. Isaacson, R. L. Higgins, and E. A. Cuellar, "Advanced Lithium Ion Solid Polymer Electrolyte battery development," *SAE Tech. Pap.*, vol. 14, no. November 1999, pp. 43–47, 1999, doi: 10.4271/1999-01-2463.
- [56] H. V Venkatesetty and Y. U. Jeong, "Recent Advances in Lithium-Ion and Lithium-Polymer Batteries," in *Seventeenth Annual Battery Conference on Applications and Advances. Proceedings of Conference*, 2002, pp. 173–178, doi: 10.1109/BCAA.2002.986391.
- [57] Battery University "Types of Lithium-ion Batteries – Battery University," 2017. [Online]. Available: https://batteryuniversity.com/learn/article/types_of_lithium_ion. [Accessed: 06-Jan-2020].
- [58] M. Faisal, M. A. Hannan, P. J. Ker, A. Hussain, M. Bin Mansor, and F. Blaabjerg, "Review of energy storage system technologies in microgrid applications: Issues and challenges," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 35143–35164, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2841407.
- [59] H. Chen, T. N. Cong, W. Yang, C. Tan, Y. Li, and Y. Ding, "Progress in electrical energy storage system: A critical review," *Prog. Nat. Sci.*, vol. 19, no. 3, pp. 291–312, 2009, doi: 10.1016/j.pnsc.2008.07.014.
- [60] A. M. Trzynadlowski, "Power Electronic Converters," *Control Power Electron. Sel. Probl.*, pp. 1–43, 2003, doi: 10.1016/B978-012402772-5/50002-8.
- [61] N. Boujelben, F. Masmoudi, M. Djemel, and N. Derbel, "Modeling and comparison of boost converter with cascaded boost converters," *Green Energy Technol.*, pp. 85–103, 2019, doi: 10.1007/978-981-13-1945-7_4.
- [62] Y. X. Wang, F. F. Qin, and Y. B. Kim, "Bidirectional DC-DC converter design and implementation for lithium-ion battery application," *Asia-Pacific Power Energy Eng. Conf. APPEEC*, vol. 2015-March, no. March, pp. 1–5, 2014, doi: 10.1109/APPEEC.2014.7066140.
- [63] A. Thiyagarajan, S. G. Praveen Kumar, and A. Nandini, "Analysis and comparison of conventional and interleaved DC/DC boost converter," *2nd Int. Conf. Curr. Trends Eng. Technol. ICCTET 2014*, pp. 198–205, 2014, doi: 10.1109/ICCTET.2014.6966287.
- [64] S. Kamtip and K. Bhumkittipich, "Design and Analysis of Interleaved Boost Converter For Renewable Energy Applications", *9th Eco-Energy and Materials Science and Engineering Symposium, Chiang Rai*, vol. 5, no. 2, pp. 34–41, 2011.
- [65] R. Mechouma, B. Azoui, and M. Chaabane, "Three-phase grid connected inverter for photovoltaic systems, a review," *2012 1st Int. Conf. Renew. Energies Veh. Technol. REVET 2012*, pp. 37–42, 2012, doi: 10.1109/REVE.2012.6195245.
- [66] S. E. J. David Irwin, Auburn University, *POWER ELECTRONICS Academic Press Series in Engineering*. 2001.
- [67] P. P. Dash and M. Kazerani, "Dynamic modeling and performance analysis of a grid-connected current-source inverter-based photovoltaic system," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 2, no. 4, pp. 443–450, 2011, doi: 10.1109/TSTE.2011.2149551.
- [68] S. Kharjule, "Voltage source inverter," *Int. Conf. Energy Syst. Appl. ICESA 2015*, no. Icesa, pp. 537–542, 2016, doi: 10.1109/ICESA.2015.7503407.
- [69] T. Esram and P. L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449, 2007, doi: 10.1109/TEC.2006.874230.
- [70] M. Ben Smida and A. Sakly, "Genetic based algorithm for maximum power point tracking (MPPT) for grid connected PV systems operating under partial shaded conditions," *Proc. 2015 7th Int. Conf. Model. Identif. Control. ICMIC 2015*, no. Icmic, pp. 1–6, 2016, doi: 10.1109/ICMIC.2015.7409433.

- [71] F. Liu, Y. Kang, Z. Yu, and S. Duan, "Comparison of P&O and hill climbing MPPT methods for grid-connected PV converter," *2008 3rd IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2008*, pp. 804–807, 2008, doi: 10.1109/ICIEA.2008.4582626.
- [72] B. Subudhi and R. Pradhan, "A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 4, no. 1, pp. 89–98, 2013, doi: 10.1109/TSTE.2012.2202294.
- [73] A. F. Murtaza, H. A. Sher, M. Chiaberge, D. Boero, M. De Giuseppe, and K. E. Addoweesh, "Comparative analysis of maximum power point tracking techniques for PV applications," *2013 16th Int. Multi Top. Conf. INMIC 2013*, pp. 83–88, 2013, doi: 10.1109/INMIC.2013.6731329.
- [74] S. B. Kjær, "Evaluation of the hill climbing and the incremental conductance maximum power point trackers for photovoltaic power systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 4, pp. 922–929, 2012, doi: 10.1109/TEC.2012.2218816.
- [75] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion," *Proc. IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194–1214, 1994, doi: 10.1109/5.301684.
- [76] P. Mao, M. Zhang, S. Cui, W. Zhang, and B. H. Kwon, "A review of current control strategy for single-phase grid-connected inverters," *Telkomnika (Telecommunication Comput. Electron. Control)*, vol. 12, no. 3, pp. 563–580, 2014, doi: 10.12928/v12i3.94.
- [77] M. A. Elsharty, M. S. Hamad, and H. A. Ashour, "Digital hysteresis current control for grid-connected converters with LCL filter," in *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 2011, pp. 4685–4690. doi: 10.1109/IECON.2011.6120083.
- [78] D. Kalyanraj, "Design and Performance Analysis of Different Current Control Strategies of Voltage Source Inverter," *2013 Int. Conf. Power, Energy Control*, pp. 310–315, 2013, doi: 10.1109/ICPEC.2013.6527672.
- [79] L. Xia, L. Hua, T. Shengxue, and Z. Xuehui, "Current Control for the Micro-Grid connected Inverter Based on Fuzzy Control," in *2016 International Conference on Fuzzy Theory and Its Applications (iFuzzy)*, 2016, pp. 1–5, doi: 10.1109/iFUZZY.2016.8004948.
- [80] Z. Zanjan, "Predictive Voltage Control of Three-Phase Voltage Source Inverters to Supply Nonlinear and Unbalanced Loads", *The 6th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2015)*, no. February, pp. 1–6, 2015, doi: 10.1109/PEDSTC.2015.7093306.
- [81] A. Boglietti, G. Griva, M. Pastorelli, F. Profumo, and T. Adam, "Different PWM modulation techniques indexes performance evaluation," *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 193–199, 1993, doi: 10.1109/ISIE.1993.268807.
- [82] A. A. Usmani, M. Shahrukh, and A. Mustafa, "Comparison of different three phase inverter topologies: A review," *Proc. IEEE Int. Conf. Innov. Electr. Electron. Instrum. Media Technol. ICIEEIMT 2017*, vol. 2017-Janua, no. 978, pp. 19–24, 2017, doi: 10.1109/ICIEEIMT.2017.8116837.
- [83] N. I. Raju, M. S. Islam, and A. A. Uddin, "Sinusoidal pwm signal generation technique for three phase voltage source inverter with analog circuit & simulation of pwm inverter for standalone load & micro-grid system," *Int. J. Renew. Energy Res.*, vol. 3, no. 3, pp. 647–658, 2013, doi: 10.20508/ijrer.10934.
- [84] T. Bhattacharjee, M. Jamil, and A. Jana, "Design of SPWM based three phase inverter model," *Int. Conf. Technol. Smart City Energy Secur. Power Smart Solut. Smart Cities, ICSESP 2018 - Proc.*, vol. 2018-Janua, pp. 1–6, 2018, doi: 10.1109/ICSESP.2018.8376696.
- [85] I. A. Alexa and A. Onea, "A complete class of PWM techniques for voltage source inverter," *2014 Int. Symp. Fundam. Electr. Eng. ISFEE 2014*, no. 3, pp. 1–6, 2015, doi: 10.1109/ISFEE.2014.7050597.
- [86] Qingrong Zeng and Liuchen Chang, "Study of advanced current control strategies for three-phase grid-connected pwm inverters for distributed generation," *Proc. 2005 IEEE Conf. Control Appl. 2005. CCA 2005.*, pp. 1311–1316, 2005, doi: 10.1109/cca.2005.1507313.

- [87] S. Huang, D. C. Pham, K. Huang, and S. Cheng, "Space Vector PWM Techniques for Current and Voltage Source Converters : A Short Review," *2012 15th Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, pp. 1–6, ISBN: 978-1-4673-2327-7.
- [88] D. R. Costa, L. G. B. Rolim, and M. Aredes, "Analysis and software implementation of a robust synchronizing circuit PLL circuit," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 6, pp. 1919–1926, 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.885483.
- [89] C. T. G. & Co.KG, "Hall Effect Voltage Sensor CYHVS5-25A," vol. 49, no. May. 2016 [Online]. Available: <http://www.cy-sensors.com>
- [90] LEM, "Current Transducer LA 100-P Electrical data," pp. 1–3, 2016.
- [91] Maxim, "datasheet ADC MAX 1324," *Lect. Notes Energy*, 2008.
- [92] SEMIKRON, "datasheet IGBT driver SKHI2312R", 2006.
- [93] Semikron, "datasheet módulo IGBT SKM50GB063D," 2010.
- [94] T. Instruments, "datasheet DAC TLV5610", 1008.
- [95] T. Power, "datasheet fonte de alimentação TXL035-1515D Series," 2018.
- [96] Semikron, "datasheet módulo IGBT SKM100GB12T4," 2009.
- [97] EPCOS, "Film Capacitors," *General Technical Information*, no. June. pp. 1–66, 2018.
- [98] Semikron, "Datasheet Heatsink Modules," 2005.
- [99] Epcos, "Aluminum Electrolytic Capacitors", 2019.