

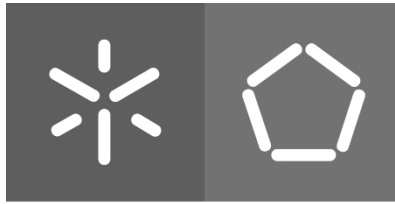


Fábio Lúcio da Eira Pereira

Desenvolvimento de uma Interface de Módulos Solares Fotovoltaicos Baseada em Conversores Modulares e Multinível para Integração em Sistemas Ferroviários

Universidade do Minho
Escola de Engenharia





Universidade do Minho

Escola de Engenharia

Fábio Lúcio da Eira Pereira

Desenvolvimento de uma Interface de Módulos Solares Fotovoltaicos Baseada em Conversores Modulares e Multinível para Integração em Sistemas Ferroviários

Dissertação submetida na Universidade do Minho para
obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

Trabalho realizado sob a orientação do
Professor Doutor José Gabriel Oliveira Pinto

dezembro de 2021

DIREITOS DE AUTOR E CONDIÇÕES DE UTILIZAÇÃO DO TRABALHO POR TERCEIROS

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

Assim, o presente trabalho pode ser utilizado nos termos previstos na licença abaixo indicada.

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

Licença concedida aos utilizadores deste trabalho



Atribuição-NãoComercial-SemDerivações

CC BY-NC-ND

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

Aos meus pais.

Agradecimentos

A realização deste trabalho de dissertação de mestrado apenas foi possível devido ao apoio de algumas pessoas, às quais pretendo transmitir os meus sinceros agradecimentos.

Em primeiro lugar queria manifestar o meu especial agradecimento aos meus pais pelo todo o esforço realizado e apoio incondicional durante todo o meu percurso académico. Sem eles, a minha formação no ensino superior não seria uma realidade. De igual modo queria agradecer aos restantes membros da minha família, nomeadamente aos meus avós, aos meus tios, ao meu primo e à minha afilhada por todo o apoio. Nos momentos mais difíceis e stressantes a nível emocional foram todos eles que nos convívios familiares me ajudaram a esquecer e a ultrapassar esses problemas.

Agradeço também ao meu orientador Doutor Gabriel Pinto por todo o conhecimento transmitido e por toda a sua disponibilidade em ajudar ao longo do desenvolvimento desta dissertação. Adicionalmente, queria agradecer ao professor Luís Barros pela paciência, disponibilidade, incentivo e conselhos dados no decorrer da realização deste projeto.

Por fim, queria agradecer aos meus amigos que conheci ao longo deste percurso académico, por toda a amizade, entretida e bons momentos proporcionados. Dando destaque aos bons momentos passados a jogar FIFA e CS:GO. Quero dar um agradecimento individual ao meu colega João Rego por toda a ajuda e convívio diário durante a realização deste trabalho.

STATEMENT OF INTEGRITY

I hereby declare having conducted this academic work with integrity. I confirm that I have not used plagiarism or any form of undue use of information or falsification of results along the process leading to its elaboration.

I further declare that I have fully acknowledged the Code of Ethical Conduct of the University of Minho.

Resumo

Nas últimas décadas, tem havido uma aposta de diversos países na eletrificação do seu sistema ferroviário. Esta eletrificação tem como objetivo combater as consequências negativas do uso de locomotivas a gasóleo, como é o caso da poluição atmosférica. Mais recentemente, com o aumento da demanda pelo transporte ferroviário, será necessária a integração de mais locomotivas no sistema ferroviário, o que leva à necessidade de aumentar a capacidade da catenária. Para isso, a incorporação de fontes de energia renováveis, como a energia solar fotovoltaica, próximas dos locais de consumo constitui uma solução pertinente.

Desta forma, no presente documento de dissertação é descrito o desenvolvimento de uma interface de módulos solares fotovoltaicos baseada em conversores modulares e multinível para integração em sistemas ferroviários, bem como todas as etapas inerentes à realização deste projeto. Para esta interface, utilizou-se um conversor CC-CC, em que no seu sistema de controlo se encontra incluído um algoritmo de extração da máxima potência (MPPT), que faz com que a sua operação ocorra sempre no ponto de máxima potência dos módulos solares fotovoltaicos. Por sua vez, este é seguido de um conversor CC-CA do tipo modular e multinível em cascata que tem como finalidade a injeção de potência ativa e reativa na catenária de um sistema ferroviário. Esta funcionalidade permite uma regulação dinâmica do valor de tensão existente na catenária.

Para a realização deste projeto de dissertação, inicialmente, foi necessário fazer um estudo relativo ao sistema elétrico ferroviário e às tecnologias solares fotovoltaicas. Seguidamente, foram analisados os diferentes conversores de eletrónica de potência e algoritmos de controlo que podiam integrar este projeto. A topologia utilizada e os algoritmos de controlo descritos nesta dissertação foram avaliados através dos resultados de simulação obtidos com o software *PSIM*. Esta topologia é composta por três transformadores, portanto foi feita uma análise de diferentes abordagens para estes, assim como os seus dimensionamentos. Posteriormente, foi desenvolvido um protótipo laboratorial do qual são apresentados os resultados experimentais que validam o funcionamento da topologia utilizada.

Palavras-Chave: Conversores Modulares e Multinível em Cascata, Energia Solar Fotovoltaica, MPPT, Sistema Ferroviário, Transformadores de Amorfo.

Abstract

In recent decades, there has been a commitment by several countries to electrify their railway system. This electrification aims to combat the negative consequences of diesel locomotives, such as air pollution. More recently, with the increase in demand for railway transport, it will be necessary to integrate more locomotives into the railway system, which leads to the need to increase the overhead catenary line power capacity. For this, the incorporation of renewable energy sources, such as photovoltaic solar energy, close to the places of consumption constitutes a pertinent solution.

Thus, the present master dissertation document describes the development of an interface of solar photovoltaic solar with the railway systems based on modular and multilevel power converter, as well as all the intrinsic stages to the conception of this project. For this interface, a DC-DC power converter was used, in which a maximum power point tracking (MPPT) algorithm is included in the control system, which ensures that the power converter operation always occurs at the maximum power point of the solar photovoltaic modules. This converter is followed by a modular and multilevel DC-AC converter, whose purpose is to inject active and reactive power into the overhead catenary line of a railway system. This feature allows dynamic regulation of the voltage value existing in the catenary.

In order to carry out this dissertation project, initially, it was necessary to conduct a study on the railway electrical system and photovoltaic solar technologies. Then, the different power electronics converters and control algorithms that could integrate this project were analyzed. The topology used and the control algorithms described in this dissertation were evaluated through the simulation results obtained with the PSIM software. This topology is composed of three transformers, so an analysis of different approaches was made for these, as well as their sizing. Subsequently, a laboratory prototype was developed, from which the experimental results that validate the operation of this topology are presented.

Keywords: Amorphous Transformers, MPPT, Modular and Multilevel Cascaded Converters, Photovoltaic Solar Energy, Railway Systems

ÍNDICE

Agradecimentos.....	iv
Resumo.....	vi
Abstract.....	vii
Lista de Figuras.....	x
Lista de Tabelas.....	xvi
Acrónimos e Siglas.....	xvii
Nomenclatura.....	xix
Capítulo 1 Introdução.....	20
1.1 Sistema Ferroviário.....	20
1.1.1 História do Sistema Ferroviário.....	21
1.1.2 Evolução do Sistema Ferroviário.....	22
1.1.3 Tendências do Sistema Ferroviário.....	27
1.2 Enquadramento e Motivações.....	30
1.3 Objetivos e Contribuições.....	32
1.4 Organização e Estrutura do Relatório.....	33
Capítulo 2 Sistema Ferroviário e Tecnologias Solares Fotovoltaicas.....	35
2.1 Introdução.....	35
2.2 Sistemas de Eletrificação Ferroviários.....	36
2.2.1 Eletrificação em Corrente Contínua.....	36
2.2.2 Eletrificação Monofásica em Corrente Alternada com Baixa Frequência.....	37
2.2.3 Eletrificação Monofásica em Corrente Alternada à Frequência da Rede.....	38
2.2.4 Sistemas de Contacto.....	38
2.3 Tecnologias Solares Fotovoltaicas.....	39
2.3.1 Tipos de Células Solares Fotovoltaicas.....	40
2.3.2 Modelo Equivalente de uma Célula Solar Fotovoltaica.....	44
2.3.3 Módulo Solar Fotovoltaico.....	45
2.4 Sistema Ferroviário com Tecnologias Solares Fotovoltaicas.....	49
2.5 Conclusões.....	51
Capítulo 3 Conversores de Eletrónica de Potência e Técnicas de Controlo.....	53
3.1 Introdução.....	53
3.2 Conversores de Eletrónica de Potência para Interface com a Catenária.....	53
3.2.1 Conversor em Meia ponte.....	54
3.2.2 Conversor em Ponte completa.....	54
3.2.3 Conversor <i>Neutral-Point Clamped</i>	56
3.2.4 Conversor <i>Neutral-Point Piloted</i>	57
3.2.5 Conversor <i>Flying-Capacitor</i>	58
3.3 Conversores Modulares e Multinível em Cascata.....	60
3.3.1 Conversor do Tipo Ponte Completa em Cascata.....	60
3.3.2 Conversor do Tipo Ponte Completa com Transformadores em Cascata.....	62
3.4 Conversores de Eletrónica de Potência para Interface com Instalação Solar Fotovoltaica.....	64
3.4.1 Conversor <i>Step-Up</i>	64
3.4.2 Conversor <i>Interleaved Boost</i>	66
3.4.3 Conversor <i>Flyback</i>	67
3.4.4 Conversor <i>Push-Pull</i> como Fonte de Corrente.....	68
3.4.5 Conversor em Ponte Completa do tipo <i>Buck</i>	70
3.4.6 Conversor em Ponte Completa do Tipo <i>Boost</i>	71
3.5 Técnicas de Modulação PWM para MMCC.....	72
3.5.1 Técnica de PWM com Distribuição Vertical.....	73

3.5.2	Técnica de PWM com Desfasamento.....	74
3.5.3	Técnica de PWM com distribuição e desfasamento	74
3.6	Técnicas de Controlo de Corrente para MMCC	75
3.6.1	Controlo de Corrente por Histerese	75
3.6.2	Controlo de corrente por <i>Periodic Sampling</i>	77
3.6.3	Controlo de Corrente por PI Estacionário com Modulação SPWM	77
3.6.4	Controlo de Corrente Preditivo.....	78
3.7	Algoritmos de MPPT.....	80
3.7.1	Tensão Constante	80
3.7.2	Corrente Constante	81
3.7.3	Perturbação e Observação	81
3.7.4	Condutância Incremental	82
3.7.5	Lógica Difusa	84
3.7.6	Resistência Incremental com Incremento Variável.....	85
3.8	Conclusões.....	87
Capítulo 4 Dimensionamento e Simulações Computacionais		89
4.1	Introdução	89
4.2	Modelos de Simulação Implementados.....	89
4.3	Regulação do Barramento CC	91
4.4	Regulação da Tensão da Catenária.....	92
4.5	Resultados da Simulação num Sistema Ferroviário	93
4.5.1	Técnica de Sincronização com a Catenária.....	96
4.5.2	Validação do Conversor CC-CC.....	97
4.5.3	Validação do Conversor CC-CA.....	98
4.6	Resultados da Simulação do Protótipo.....	102
4.7	Conclusões.....	110
Capítulo 5 Desenvolvimento do Protótipo		112
5.1	Introdução	112
5.2	Sistema de Potência Implementado	112
5.2.1	Módulo de IGBT	113
5.2.2	Placa de Circuito de <i>Driver</i>	113
5.2.3	Placa de Proteção da <i>Gate</i> dos Dispositivos de IGBT.....	115
5.2.4	Barramento CC.....	115
5.2.5	Bobina do Conversor <i>Step-Up</i>	116
5.2.6	Bobina de acoplamento	117
5.2.7	Transformadores Isoladores para o MMCC	118
5.3	Sistema de Controlo Implementado	135
5.3.1	Placa do Sensor de Tensão	135
5.3.2	Placa do Sensor de Corrente.....	137
5.3.3	Placa de Condicionamento de Sinal.....	138
5.3.4	Microcontrolador.....	139
5.3.5	Placa de Comando.....	140
5.3.6	Placa de DAC.....	141
5.3.7	Placa de Relés	141
5.3.8	Placa de Interface com o Utilizador	143
5.3.9	Estrutura Mecânica do Protótipo Laboratorial.....	144
5.4	Conclusões.....	145
Capítulo 6 Resultados Experimentais.....		147
6.1	Introdução	147
6.2	Resultados Experimentais do Conversor CC-CC	148
6.3	Resultados Experimentais do Conversor CC-CA.....	150
6.4	Resultados Experimentais do Protótipo Final.....	159
6.5	Conclusões.....	166
Capítulo 7 Conclusão.....		168
7.1	Conclusões.....	168
7.2	Sugestões para Trabalho Futuro.....	172
Referências Bibliográficas		174

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Emissões de CO ₂ associadas à queima de combustíveis por setor: (a) Evolução das emissões desde 1990 até 2015 (milhões tCO ₂); (b) Percentagem de emissões por setor em 2015 (baseado em [16]).....	24
Figura 1.2 - Percentagem de ferrovias eletrificadas em diferentes áreas geográficas desde 2000 até 2015 (baseado em [16]).	25
Figura 1.3 - Comprimento (em km) de linhas de alta velocidade em diferentes regiões do mundo entre 2010 e 2017 (baseado em [17]).	26
Figura 1.4 - Percentagem que cada região contribui para o transporte ferroviário mundial (baseado em [18]).	27
Figura 1.5 - Sistema elétrico ferroviário com destaque no desenvolvimento dos conversores para a interface entre a catenária e uma instalação solar fotovoltaica.	31
Figura 2.1 - Constituição das células solares fotovoltaicas de cada geração (baseado em [40]).	41
Figura 2.2 - Comparação entre uma célula solar fotovoltaica policristalina e uma célula solar fotovoltaica monocristalina [42].	42
Figura 2.3 - Célula solar fotovoltaica de silício amorfo [43].	42
Figura 2.4 - Módulo solar CPV [45].	43
Figura 2.5 - Modelo equivalente de uma célula solar fotovoltaica: (a) modelo standard; (b) modelo simplificado.	44
Figura 2.6 - Curvas características de um módulo solar fotovoltaico ($I-V$ e $P-V$).	46
Figura 2.7 - Efeito da radiação solar na curva característica de um módulo solar fotovoltaico: (a) Curvas $I-V$; (b) Curvas $P-V$ (baseado em [50]).	47
Figura 2.8 - Efeito da temperatura na curva característica de um módulo solar fotovoltaico: (a) Curvas $I-V$; (b) Curvas $P-V$ (baseado em [50]).	47
Figura 2.9 - Curvas características de um módulo solar fotovoltaico sob efeito de sombra: (a) Curva $I-V$; (b) Curva $P-V$ (baseado em [53]).	48
Figura 2.10 - Ligação dos diodos de <i>bypass</i> (baseado em [54]).	48
Figura 2.11 - Curva $P-V$ de um módulo solar fotovoltaico sob efeito de sombra com e sem diodos de <i>bypass</i> (baseado em [54]).	49
Figura 3.1 – Esquema elétrico de um conversor em meia ponte.....	54
Figura 3.2 – Esquema elétrico de um conversor em ponte completa.	55
Figura 3.3 – Esquema elétrico de um conversor <i>Neutral-Point Clamped</i> de três níveis.	56
Figura 3.4 – Esquema elétrico de um conversor <i>Neutral-Point Piloted</i> de três níveis.....	57
Figura 3.5 – Esquema elétrico de um conversor <i>Flying-Capacitor</i> de três níveis.	59
Figura 3.6 – Esquema elétrico de um conversor do tipo ponte completa em cascata de cinco níveis.....	61
Figura 3.7 – Esquema elétrico de um conversor do tipo ponte completa com transformadores em cascata de cinco níveis.	63
Figura 3.8 - Esquema elétrico de um conversor <i>step-up</i>	64
Figura 3.9 - Princípio de funcionamento e formas de onda do conversor <i>step-up</i> : (a) Semicondutor S em condução; (b) Semicondutor S aberto; (c) Sinal de gate do semicondutor S ; (d) Tensão aos terminais da bobina; (e) Corrente na bobina; (f) Corrente no condensador.....	65
Figura 3.10 – Esquema elétrico de um conversor <i>interleaved boost</i>	67
Figura 3.11 – Esquema elétrico de um conversor <i>Flyback</i>	68

Figura 3.12 - Formas de onda do sinal de <i>gate</i> do semiconductor $S (V_{GS,S})$, da corrente de entrada (I_a) e da potência de entrada (P_a) do conversor <i>flyback</i>	68
Figura 3.13 – Esquema elétrico de um conversor <i>push-pull</i> como fonte de corrente.	69
Figura 3.14 - Formas de onda dos sinais de <i>gate</i> dos semicondutores S_1 e $S_2 (V_{GS,S1}$ e $V_{GS,S2})$, da corrente de entrada (i) e da potência de entrada (P_a) do conversor <i>push-pull</i>	69
Figura 3.15 – Esquema elétrico de um conversor em ponte completa do tipo <i>buck</i>	70
Figura 3.16 - Forma de onda da potência de entrada (P_a) do conversor em ponte completa do tipo <i>buck</i>	71
Figura 3.17 - Esquema elétrico de um conversor em ponte completa do tipo <i>boost</i>	71
Figura 3.18 - Forma de onda da potência de entrada (P_a) do conversor em ponte completa do tipo <i>boost</i>	72
Figura 3.19 - Técnicas de PWM com distribuição vertical das ondas portadoras: (a) PD; (b) POD; (c) APOD.	73
Figura 3.20 - Técnica de PWM com desfasamento das ondas portadoras.	74
Figura 3.21 - Técnica de PWM com distribuição e desfasamento das ondas portadoras.	75
Figura 3.22 - Controlo de corrente por histerese convencional.	76
Figura 3.23 - Controlo de corrente por histerese para um inversor de três níveis.....	76
Figura 3.24 - Controlo de corrente por histerese, com múltiplas margens, para um VSI de três níveis.	77
Figura 3.25 - Diagrama de blocos do controlo de corrente PI estacionário com modulação SPWM.	78
Figura 3.26 - Diagrama de blocos do controlo de corrente preditivo.	78
Figura 3.27 - Algoritmo de MPPT perturbação e observação.	82
Figura 3.28 - Algoritmo MPPT condutância incremental.....	84
Figura 3.29 - Algoritmo de MPPT com controlo por lógica difusa.....	85
Figura 3.30 - Algoritmo MPPT resistência incremental com incremento variável.	87
Figura 4.1 - Topologias propostas para: (a) sistema ferroviário real; (b) protótipo laboratorial.	91
Figura 4.2 - Diagrama de blocos do algoritmo de regulação do barramento CC.....	92
Figura 4.3 - Diagrama de blocos do algoritmo de regulação da tensão da catenária.	92
Figura 4.4 - Funcionalidade " <i>Solar Module (physical model)</i> " do <i>PSIM</i> com as características do módulo KC200GHT-2.....	94
Figura 4.5 - Representação do painel solar fotovoltaico em ambiente de simulação.	94
Figura 4.6 - Modelo de simulação da topologia utilizada para um sistema ferroviário.....	95
Figura 4.7 - Interface do bloco programação	95
Figura 4.8 - Diagrama de blocos do algoritmo PLL (baseado em [98]).	96
Figura 4.9 - Sincronização da PLL com a tensão da catenária.....	97
Figura 4.10 - Influência da radiação (<i>Radiação</i>) incidente na potência máxima (P_{Max}) e na potência extraída pelo conversor (P_{PV}).....	97
Figura 4.11 - Tensão (V_{PV}) e corrente (I_{PV}) geradas pelos módulos solares fotovoltaicos com a variação da radiação.	98
Figura 4.12 - Influência da temperatura na potência máxima (P_{Max}) e na potência extraída pelo conversor (P_{PV}).	98
Figura 4.13 - Forma de onda da tensão do barramento CC	99
Figura 4.14 - Forma de onda da corrente de referência (i_{ref}) e da corrente produzida pelo MMCC ($i_{catenária}$).....	99
Figura 4.15 - Forma de onda da tensão da catenária ($V_{catenária}$) e da corrente produzida pelo MMCC ($i_{catenária}$).....	100
Figura 4.16 - Forma de onda da potência produzida pelos módulos solares fotovoltaicos (P_{PV}) e da potência ativa injetada pelo MMCC na catenária (P_{inj}).	100
Figura 4.17 - Forma de onda da tensão da catenária ($V_{catenária}$) e da tensão da rede elétrica (V_{rede}).....	101
Figura 4.18 - Forma de onda da potência reativa (Q_{inj}) injetada pelo MMCC.....	101

Figura 4.19 - Forma de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da corrente produzida pelo MMCC ($i_{catenária}$).....	102
Figura 4.20 - Funcionalidade "Solar Module (physical model)" do PSIM com as características do módulo solar fotovoltaico da BP Solar BP2150S.....	103
Figura 4.21 - Modelo de simulação da topologia utilizada para o protótipo.....	103
Figura 4.22 - Sincronização da PLL com a tensão da rede elétrica.....	104
Figura 4.23 - Forma de onda da tensão do barramento CC.....	104
Figura 4.24 - Forma de onda da corrente de referência (i_{ref}) e da corrente produzida pelo MMCC (i_{rede}).....	105
Figura 4.25 - Forma de onda da tensão da catenária ($V_{catenária}$) e da corrente produzida pelo MMCC (i_{rede}).....	105
Figura 4.26 - Forma de onda da tensão de saída do MMCC, na ligação em série do lado secundário dos transformadores (V_{sec}).....	106
Figura 4.27 - Forma de onda da potência produzida pelos módulos solares fotovoltaicos (P_{pv}) e da potência ativa injetada pelo MMCC na catenária (P_{inj}).....	106
Figura 4.28 - Influência da radiação na energia produzida: (a) Potência extraída pelo conversor step-up (P_{pv}) e potência injetada na catenária pelo MMCC (P_{inj}); (b) Corrente produzida pelo MMCC (i_{rede}).....	107
Figura 4.29 - Influência da temperatura na potência extraída pelo conversor <i>step-up</i> (P_{pv}) e na potência injetada na catenária (P_{inj}).....	107
Figura 4.30 - Forma de onda das componentes fundamentais da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da tensão da catenária ($V_{catenária}$) para uma sobretensão.....	108
Figura 4.31 - Formas de onda da potência reativa (Q_{inj}) e potência ativa (P_{inj}) injetadas pelo MMCC para uma sobretensão.....	108
Figura 4.32 - Forma de onda da componente fundamental da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da corrente produzida pelo MMCC (i_{rede}) para uma sobretensão.....	109
Figura 4.33 - Forma de onda das componentes fundamentais da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da tensão da catenária ($V_{catenária}$) para uma subtensão.....	109
Figura 4.34 - Formas de onda da potência reativa (Q_{inj}) e potência ativa (P_{inj}) injetadas pelo MMCC para uma subtensão.....	110
Figura 4.35 - Forma de onda da componente fundamental da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da corrente produzida pelo MMCC (i_{rede}) para uma subtensão.....	110
Figura 5.1 - Circuito referente ao andar de potência.....	113
Figura 5.2 - Módulo de IGBT SKM100GB125DN: (a) Encapsulamento; (b) Esquema de ligações interno de cada módulo de IGBT.....	113
Figura 5.3 - Placa de circuito de <i>driver SKHI22AH4R</i>	114
Figura 5.4 - Placa de circuito de <i>driver SKHI 23/12</i>	114
Figura 5.5 - Placa de proteção de <i>gate</i> dos dispositivos de IGBT.....	115
Figura 5.6 - Condensador eletrolítico utilizado no barramento CC.....	116
Figura 5.7 - Bobina desenvolvida para o conversor CC-CC do tipo <i>step-up</i>	116
Figura 5.8 – Gráfico do ensaio da corrente de saturação da bobina.....	117
Figura 5.9 - Bobina de acoplamento com a rede elétrica.....	118
Figura 5.10 – Circuito elétrico do modelo equivalente de um transformador.....	121
Figura 5.11 - Ligação dos enrolamentos: (a) Enrolamentos em série; (b) Enrolamentos em anti série.....	121
Figura 5.12 - Formas de onda da tensão do primário do transformador e da densidade de fluxo: (a) Densidade de fluxo para 4, 8 e 12 núcleos de ferrite UF120/80/40 arrancando aos 90°; (b) Densidade de fluxo para 8 núcleos de ferrite UF120/80/40 arrancando a 0°.....	124
Figura 5.13 - Densidade de fluxo do transformador com núcleos de ferrite UF120/80/40.....	125

Figura 5.14 - Formas de onda da tensão dos enrolamentos do primário e secundário do transformador A em simulação.	126
Figura 5.15 – Transformador A com núcleos de ferrite UF120/80/40.	126
Figura 5.16 - Formas de onda da tensão dos enrolamentos do primário e secundário do transformador A.	127
Figura 5.17 - Formas de onda da tensão dos enrolamentos do primário e secundário do transformador B simulação.	128
Figura 5.18 - Transformador B com núcleos de ferrite UF120/80/40.	129
Figura 5.19 - Formas de onda da tensão dos enrolamentos do primário e secundário do transformador B.	130
Figura 5.20 - Formas de onda da tensão do primário do transformador e da densidade de fluxo para 4 e 8 núcleos de metal amorfo AMCC-320.	130
Figura 5.21 - Formas de onda da tensão dos enrolamentos do primário e secundário do transformador C em simulação.	131
Figura 5.22 – Transformador C com núcleos de metal amorfo AMCC-320.	132
Figura 5.23 - Formas de onda da tensão dos enrolamentos do primário e secundário do transformador C.	133
Figura 5.24 - Transformador D utilizado no protótipo.	134
Figura 5.25 - Formas de onda da corrente no secundário e da tensão dos enrolamentos do primário e secundário do transformador D utilizado no protótipo.	135
Figura 5.26 - Esquema de ligação do sensor de tensão.	136
Figura 5.27 - Placa do sensor de tensão.	137
Figura 5.28 - Esquema de ligação do sensor de corrente.	137
Figura 5.29 - Placa do sensor de corrente.	138
Figura 5.30 - Placa de condicionamento de sinal.	139
Figura 5.31 - DSC <i>TMS320F28379D controlCard</i> e respetiva placa de adaptação.	139
Figura 5.32 - DSC <i>LAUNCHXL-F28379D</i>	140
Figura 5.33 - Placas de comando: (a) Trifásica; (b) Monofásica.	141
Figura 5.34 - Placa de DAC.	141
Figura 5.35 - Placa de relés: (a) layout da PCB no software de desenvolvimento; (b) PCB implementada.	142
Figura 5.36 - Circuito para o acionamento de um relé.	142
Figura 5.37 - Caixa de resistências implementada.	143
Figura 5.38 - Circuito para a ativação de uma etapa com a placa de interface com o utilizador.	143
Figura 5.39 - Placa de interface com o utilizador: (a) lado frontal; (b) lado traseiro.	144
Figura 5.40 - Estrutura do protótipo desenvolvido.	145
Figura 6.1 – Esquema do circuito utilizado para o teste do conversor CC-CC do tipo <i>step-up</i>	148
Figura 6.2 - Esquema do sistema utilizado para replicar o comportamento de um módulo solar fotovoltaico.	148
Figura 6.3 - Formas de onda da tensão do reóstato ($V_{reóstato}$) e da tensão à entrada do conversor CC-CC (V_{Pi}) com o algoritmo de MPPT.	149
Figura 6.4 - Formas de onda da corrente do conversor CC-CC (I_{Pi}) e da corrente de referência ($I_{Pi,ref}$).	149
Figura 6.5 - Tensões e correntes no conversor CC-CC emulando uma variação da radiação.	150
Figura 6.6 - Formas de onda da tensão de entrada (V_{Pi}) e da tensão de saída (V_{out}) do conversor CC-CC.	150
Figura 6.7 - Esquema do circuito utilizado para os testes do conversor CC-CA.	151
Figura 6.8 - Formas de onda da tensão à saída do conversor CC-CA (V_{MMCC}) e da tensão na carga resistiva (V_{carga}), com o conversor a operar em malha aberta.	152
Figura 6.9 - Formas de onda da corrente da carga (I_{carga}) e da corrente de referência (I_{ref}), com o MMCC a operar com um controlo de corrente preditivo.	152

Figura 6.10 - Esquema do circuito utilizado para os testes do conversor CC-CA com ligação à rede elétrica.	153
Figura 6.11 - Resultado experimental do sincronismo da PLL com a tensão da rede elétrica.	153
Figura 6.12 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}), da potência de saída do conversor (P_{MMCC}), da corrente sintetizada (i_{MMCC}) e da sua referência (i_{ref}) com a injeção de potência ativa na rede elétrica.	154
Figura 6.13 - Resultados da injeção de potência ativa adquiridos com o equipamento <i>Fluke 435-II</i> : (a) Potência produzida pelo conversor CC-CA; (b) Diagrama de fase da tensão da rede elétrica e da corrente injetada.	155
Figura 6.14 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}), da potência de saída do conversor (P_{MMCC}), da corrente sintetizada (i_{MMCC}) e da sua referência (i_{ref}) com a injeção de potência ativa de 500 W e 800 W na rede elétrica.	155
Figura 6.15 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da tensão no secundário dos transformadores (V_{MMCC}).	156
Figura 6.16 - Formas de onda da potência de saída do conversor e da potência da rede elétrica com a injeção de 800 W de potência ativa.	156
Figura 6.17 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da tensão da catenária ($V_{catenária}$) com a injeção de potência ativa e potência reativa capacitiva na rede elétrica.	157
Figura 6.18 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}), da corrente sintetizada (i_{MMCC}) e da sua referência (i_{ref}) com a injeção de potência ativa e potência reativa capacitiva na rede elétrica.	157
Figura 6.19 - Resultados da injeção de potência ativa (kW) e potência reativa capacitiva (kVAR) com o equipamento <i>Fluke 435-II</i> : (a) Potências produzidas pelo conversor CC-CA; (b) Diagrama de fase da tensão da rede elétrica e da corrente injetada.	158
Figura 6.20 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da tensão da catenária ($V_{catenária}$) com a injeção de potência ativa e potência reativa indutiva na rede elétrica.	158
Figura 6.21 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}), da corrente sintetizada (i_{MMCC}) e da sua referência (i_{ref}) com a injeção de potência ativa e potência reativa indutiva na rede elétrica.	159
Figura 6.22 - Resultados da injeção de potência ativa (kW) e potência reativa indutiva (kVAR) com o equipamento <i>Fluke 435-II</i> : (a) Potências produzidas pelo conversor CC-CA; (b) Diagrama de fase da tensão da rede elétrica e da corrente injetada.	159
Figura 6.23 - Esquema do circuito utilizado para os testes do protótipo completo.	160
Figura 6.24 - Formas de onda da tensão do reóstato ($V_{reóstato}$), da tensão à entrada do conversor CC-CC (V_{PI}), da corrente sintetizada (i_{MMCC}) e da sua referência (i_{ref}) com a injeção de potência ativa na rede elétrica.	161
Figura 6.25 - Formas de onda da corrente no conversor CC-CC (i_{PI}), da corrente de referência ($i_{PI,ref}$), da corrente sintetizada (i_{MMCC}) e da sua referência (i_{ref}) com a injeção de potência ativa na rede elétrica.	161
Figura 6.26 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}), da tensão no barramento CC (V_{CC}), da corrente sintetizada (i_{MMCC}) e da sua referência (i_{ref}) com a injeção de potência ativa na rede elétrica.	162
Figura 6.27 - Comportamento da potência de entrada do conversor CC-CC do tipo <i>step-up</i> (P_{PI}), da potência à saída do MMCC (P_{MMCC}) e da potência da rede elétrica (P_{rede}) quando se ativa o algoritmo de MPPT.	162
Figura 6.28 - Resultados da injeção de potência ativa (kW) com o equipamento <i>Fluke 435-II</i> : (a) Potência à saída do MMCC; (b) Diagrama de fase da tensão da rede elétrica e da corrente injetada.	163
Figura 6.29 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da tensão da catenária ($V_{catenária}$) com a injeção de potência ativa e potência reativa capacitiva na rede elétrica.	163
Figura 6.30 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}), da tensão no barramento CC (V_{CC}), da corrente sintetizada (i_{MMCC}) e da sua referência (i_{ref}) com a injeção de potência ativa e potência reativa capacitiva na rede elétrica.	164
Figura 6.31 - Resultados da injeção de potência ativa (kW) e potência reativa capacitiva (kVAR) com o equipamento <i>Fluke 435-II</i> : (a) Potências à saída do conversor CC-CA; (b) Diagrama de fase da tensão da rede elétrica e da corrente injetada.	164
Figura 6.32 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da tensão da catenária ($V_{catenária}$) com a injeção de potência ativa e potência reativa indutiva na rede elétrica.	165
Figura 6.33 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}), da tensão no barramento CC (V_{CC}), da corrente sintetizada (i_{MMCC}) e da sua referência (i_{ref}) com a injeção de potência ativa e potência reativa indutiva na rede elétrica.	165

Figura 6.34 - Resultados da injeção de potência ativa (kW) e potência reativa indutiva (kVAr) com o equipamento *Fluke 435-II*: (a) Potências à saída do conversor CC-CA; (b) Diagrama de fase da tensão da rede elétrica e da corrente injetada. 166

Lista de Tabelas

Tabela 1.1 - Fontes de energia das ferrovias no Mundo nos anos de 1990 e 2015 (baseado em [16]).	25
Tabela 1.2 - Fontes de energia usadas para a produção de eletricidade (baseada em [16]).	26
Tabela 1.3 - Evolução a nível global de Passageiro-km (Pkm), Tonelada-km (Tkm) e comprimento das linhas ferroviárias entre os anos de 2004 e 2018 (baseado em [18]).	27
Tabela 1.4 - Tendências futuras nas locomotivas de alta velocidade [22].	28
Tabela 3.1 - Estados de operação de um conversor CC-CA em ponte completa.	55
Tabela 3.2 - Estados de operação de um conversor NPC de três níveis.	57
Tabela 3.3 - Estados de operação de um conversor NPP de três níveis.	58
Tabela 3.4 - Estados de operação de um conversor do tipo <i>Flying-Capacitor</i> de três níveis.	60
Tabela 3.5 - Estados de operação de um conversor do tipo ponte completa em cascata de cinco níveis.	62
Tabela 3.6 - Resumo do algoritmo de perturbação e observação.	81
Tabela 3.7 - Comportamento do sistema e localização do ponto de máxima potência no algoritmo de condutância incremental.	83
Tabela 3.8 - Comportamento do sistema e localização do ponto de máxima potência no algoritmo de resistência incremental.	85
Tabela 3.9 - Modos de funcionamento dos incrementos no algoritmo de resistência incremental com incremento variável (baseado em [95]).	86
Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados no modelo de simulação de um sistema ferroviário.	95
Tabela 4.2 - Parâmetros utilizados no modelo de simulação do protótipo.	102
Tabela 5.1 - Valores de operação dos transformadores.	119
Tabela 5.2 - Principais características do núcleo de ferrite UF120/80/40 do fabricante <i>IFCORES</i> [103].	119
Tabela 5.3 - Principais características do núcleo de amorfo AMCC-320 do fabricante <i>Hitachi Metals</i> [104].	120
Tabela 5.4 - Denominação dos transformadores implementados.	120
Tabela 5.5 - Parâmetros do modelo equivalente do transformador A.	127
Tabela 5.6 - Parâmetros do modelo equivalente do transformador B.	129
Tabela 5.7 - Parâmetros do modelo equivalente do transformador com núcleos de amorfo AMCC- 320.	132
Tabela 5.8 - Parâmetros do modelo equivalente do transformador com núcleos de amorfo AMCC- 320 utilizado no protótipo.	134
Tabela 5.9 - Valores das resistências para os sensores de tensão.	136
Tabela 6.1 - Componentes utilizados no protótipo completo.	160

Acrónimos e Siglas

Acrónimo/Sigla	Significado
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i> Conversor Analógico-Digital
APOD	<i>Alternate Phase Opposition Disposition</i> Disposição em Oposição de Fase Alternada
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i> Semicondutor de Óxido-Metálico Complementar
CPU	<i>Central Processing Unit</i> Unidade Central de Processamento
CSI	<i>Current Source Inverter</i> Inversor Fonte de Corrente
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i> Conversor Digital-Analógico
DSC	<i>Digital Signal Controller</i> Controlador Digital de Sinais
ESR	<i>Equivalent Series Resistor</i> Resistência Série Equivalente
GEPE	Grupo de Eletrónica de Potência e Energia
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> Transistor Bipolar de Porta Isolada
MMCC	<i>Modular Multilevel Cascaded Converter</i> Conversor Modular e Multinível em Cascata
MPP	<i>Maximum Power Point</i>

	Ponto de Máxima Potência
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i> Acompanhamento do Ponto de Máxima Potência
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> Placa de Circuito Impresso
PD	<i>Phase Disposition</i> Disposição em fase
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> Malha de Detecção de Fase
POD	<i>Phase Opposition Disposition</i> Disposição em Oposição de Fase
PSIM	<i>Power Simulation</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> Modulação por Largura de Pulso
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i> Interface por porta de série
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> Modulação Sinusoidal de Largura de Pulso
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> Distorção Harmónica Total
TTL	<i>Transistor-Transistor Logic</i> Lógica Transistor-Transistor
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> Inversor Fonte de Tensão

Nomenclatura

Símbolo	Significado	Unidade
i_{carga}	Corrente na carga	A
i_{MMCC}	Corrente à saída do conversor CC-CA	A
I_{PV}	Corrente no conversor CC-CC	A
I_{PV_Ref}	Corrente de referência do conversor CC-CC	A
i_{ref}	Corrente de referência para a saída do conversor CC-CA	A
V_{CC}	Tensão do barramento CC	V
$V_{catenária}$	Tensão da catenária	V
V_{MMCC}	Tensão de saída do conversor CC-CA	V
V_{out}	Tensão de saída do conversor CC-CC	V
V_{PV}	Tensão de entrada do conversor CC-CC	V
V_{rede}	Tensão da rede elétrica	V
$V_{Reóstato}$	Tensão aos terminais do reóstato	V
P_{MMCC}	Potência de saída do conversor CC-CA	W
P_{PV}	Potência de entrada do conversor CC-CC	W
P_{rede}	Potência da rede elétrica	W

Capítulo 1

Introdução

1.1 Sistema Ferroviário

O transporte ferroviário além de ser um meio fundamental para o transporte de passageiros e de mercadorias, também tem um grande impacto a nível económico e social nos países [1].

A nível económico, o setor ferroviário europeu emprega diretamente 1,06 milhões de pessoas e gera diretamente 66 mil milhões de euros em valor acrescentado bruto. Adicionalmente, este setor tem uma maior contribuição para o produto interno bruto (PIB) europeu do que os transportes aéreos e marítimos. O setor ferroviário também tem um impacto indireto na economia. Este impacto é alcançado através das relações com fornecedores, como por exemplo a produção de locomotivas, os serviços financeiros e a alimentação, bem como através de investimentos na infraestrutura ferroviária, tal como a eletrificação das ferrovias. Estes efeitos indiretos contribuem para a empregabilidade de 2,3 milhões de pessoas e para um valor acrescentado bruto de 142 mil milhões de euros, correspondendo a aproximadamente 1,1 % do PIB europeu. Além disso, o setor ferroviário ajuda no crescimento de cidades e na diversificação dos seus mercados, levando a um aumento do valor de imóveis e à expansão dos mercados de trabalho [1].

A nível social, o transporte ferroviário permite o acesso a todos os cidadãos e visa garantir a mobilidade para todos. Esta mobilidade é fundamental para possibilitar que as pessoas participem em atividades económicas e sociais. Este tipo de transporte apresenta-se como uma alternativa ao transporte rodoviário e fornece soluções com alta capacidade para áreas congestionadas. Adicionalmente, o transporte ferroviário melhora a conectividade e acessibilidade, contribuindo, assim, para a inclusão social [1].

O transporte ferroviário é considerado o meio de transporte terrestre mais seguro, tendo o menor risco de morte e de ferimentos graves. Para a mesma distância, uma viagem utilizando este meio de transporte é considerado 4 vezes mais segura do que uma viagem de autocarro e cerca de 50 vezes mais segura do que uma viagem de carro [2].

A eletrificação das ferrovias tem sido uma aposta de vários países, possibilitando que as locomotivas passem a ser movidas por energia elétrica. Os benefícios gerados pela substituição da energia usada disseminam-se em várias frentes, como a redução de emissões de gases poluentes, a redução de perdas e o aumento da competitividade internacional com maior agilidade e maior segurança no transporte. Adicionalmente, como os motores elétricos possuem uma eficiência de 90 % e os motores a combustão apresentam uma eficiência de 30 %, a eletrificação das ferrovias leva a um aumento significativo da eficiência do sistema ferroviário [3],[4].

Sendo este um meio de transporte de grandes dimensões e, conseqüentemente, com consumos energéticos elevados, a utilização de energia produzida localmente tem vindo a chamar o interesse da comunidade científica, diminuindo ou até mesmo evitando o transporte de eletricidade de locais mais longínquos [3].

1.1.1 História do Sistema Ferroviário

O conceito do transporte através de carris provém do século VI a.C., da Grécia, onde os carris eram usados para mover uma carruagem que era puxada por animais ou então empurrada por escravos. Por volta do século XVI, na Alemanha, estavam a ser usados carris de madeira em locais de extração mineira, em que o transporte dos minérios era feito por tração animal [5], [6].

Em 1804, surgiu a primeira locomotiva a vapor contruída por Richard Trevithick [7]. O desenvolvimento das locomotivas a vapor no Reino Unido levou ao começo do transporte ferroviário moderno, e em 1825 realizou-se a primeira viagem de passageiros usando uma locomotiva a vapor na ferrovia entre Stockton e Darlington, em Inglaterra [7], [8]. Passados cinco anos, em 1830, foi inaugurada em Inglaterra a primeira ferrovia de longa distância para passageiros com horários regulares, entre as cidades de Manchester e Liverpool, e estima-se que no seu primeiro ano de funcionamento tenha transportado cerca de 460 mil passageiros [8], [9].

O desenvolvimento das ferrovias foi uma peça essencial durante a segunda revolução industrial, devido ao facto do transporte de matéria prima para longas distâncias ter um custo mais reduzido e de o tempo das viagens ser mais curto [10]. Posteriormente, devido ao desenvolvimento tecnológico em meados de 1880 e à concorrência com outros meios de transporte, as locomotivas a vapor começaram a ser substituídas por locomotivas elétricas e por locomotivas a gasóleo. Isto deveu-se ao facto de as locomotivas a vapor terem uma manutenção mais dispendiosa e pelo facto de estas libertarem uma grande quantidade de fumo, que era crítico na passagem da locomotiva por túneis [11].

Na segunda metade do século XX, foram introduzidos os comboios elétricos de alta velocidade no Japão e mais tarde noutros países, que levaram a um grande avanço no transporte ferroviário. Este avanço foi conseguido devido a estes comboios poderem atingir velocidades superiores a 300 km/h, conseguindo, assim, substituir voos de curta distância [12].

Atualmente, muitos países estão a fazer esforços para substituir as locomotivas a gasóleo por locomotivas elétricas, principalmente por motivos ambientais. Adicionalmente, esta substituição deve-se ao facto de as ferrovias eletrificadas terem menos custos de operação e terem uma melhor eficiência energética [13].

1.1.2 Evolução do Sistema Ferroviário

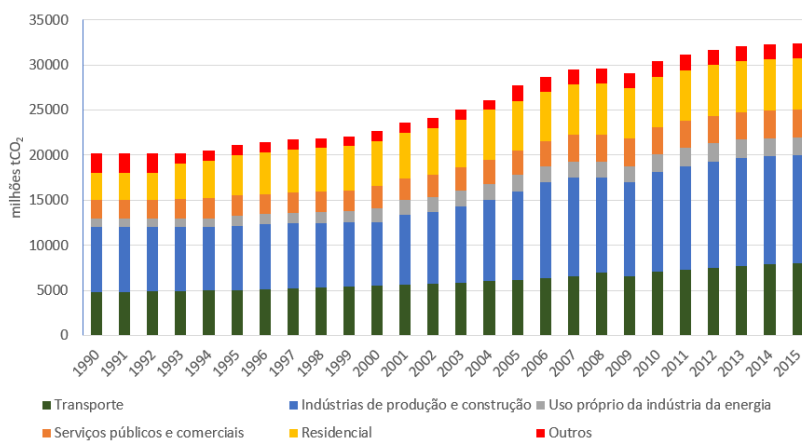
Analisando o sistema ferroviário desde os seus primórdios, é possível verificar a sua constante evolução. Evolução essa, nomeadamente no uso de diferentes locomotivas, em que passou das locomotivas a vapor para locomotivas a gasóleo e locomotivas elétricas, sendo estas últimas as mais utilizadas atualmente para o transporte de passageiros.

Primeiramente, os países substituíram as locomotivas a vapor pelas locomotivas a gasóleo, devido aos custos de manutenção serem bastante inferiores e devido a uma maior facilidade de reparações e inspeções entre paragens. Além disso, as locomotivas a gasóleo necessitavam de menos combustível e podiam percorrer maiores distâncias. Assim, esta substituição levou a uma maior flexibilidade e eficiência do sistema ferroviário. No entanto, o principal motivo para estes países escolherem as locomotivas a gasóleo em vez das locomotivas elétricas foi o facto de poderem reaproveitar, sem grandes mudanças, o sistema ferroviário utilizado pelas locomotivas a vapor. Isto leva a que o custo inicial seja significativamente inferior comparativamente com o custo associado à eletrificação das ferrovias [11], [14].

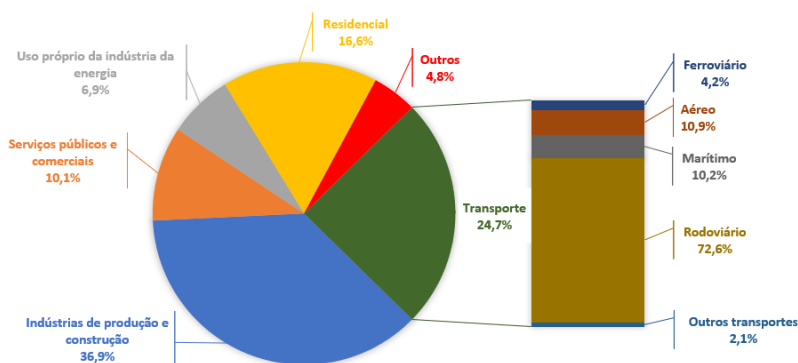
Posteriormente, após a Primeira Guerra Mundial, alguns países, sobretudo da Europa, começaram a eletrificar as suas ferrovias, até que no final da década de 1920 quase todos os países europeus apresentavam uma pequena percentagem de linhas ferroviárias eletrificadas [11]. Apesar de o custo inicial ser elevado, as locomotivas elétricas apresentam várias vantagens em relação às locomotivas a gasóleo. A tração elétrica permite uma maior relação potência-peso comparativamente com outras formas de tração que geram a energia a bordo, o que permite a uma aceleração mais rápida e a uma maior velocidade máxima [15]. A eletrificação das ferrovias também permite que o transporte ferroviário seja mais silencioso e tenha menores custos de manutenção. Adicionalmente, as locomotivas utilizam motores elétricos, que têm um rendimento superior a 90 %, o que permite ao transporte ferroviário

apresentar um maior desempenho e ser energeticamente mais eficiente [11], [15]. Nos dias de hoje, as locomotivas elétricas também podem usar um sistema de travagem regenerativa, em que a energia pode ser devolvida à catenária para ser usada por outras locomotivas ou então pode ser armazenada em dispositivos de armazenamento de energia [15]. Tendo em consideração o sistema elétrico ferroviário, este apresenta menores emissões de gases poluentes para a atmosfera, mesmo que a energia seja produzida a partir de combustíveis fósseis, a poluição associada a essa produção é bastante inferior à poluição associada aos motores a gasóleo das locomotivas [11], [15].

Analisando a Figura 1.1 (a), é possível constatar que as emissões de dióxido de carbono associadas ao setor do transporte têm vindo a aumentar ao longo dos anos. Em 1990, o setor do transporte foi responsável pela emissão de, aproximadamente, 4 800 milhões tCO₂. No entanto, em 2015, este valor aumentou para 8 000 milhões tCO₂. Considerando a Figura 1.1 (b), é possível concluir que o setor do transporte contribuiu com 24,7 % das emissões de CO₂ em 2015, sendo apenas superado pelo setor das indústrias com 36,9 %. Por sua vez, dentro do setor do transporte, o sistema ferroviário apresenta-se como um dos setores de transporte com menor contribuição de CO₂, com uma parcela de 4,2 %, quase 17 vezes menor do que a parcela de 72,6 % do sistema rodoviário. Devido a estes valores, as mudanças no uso de combustíveis para o transporte tornam-se cruciais para alcançar uma transição energética global, que permitirá diminuir a poluição do ar e mitigar as alterações climáticas.



(a)



(b)

Figura 1.1 - Emissões de CO₂ associadas à queima de combustíveis por setor: (a) Evolução das emissões desde 1990 até 2015 (milhões tCO₂); (b) Percentagem de emissões por setor em 2015 (baseado em [16]).

Para combater este aumento de poluição no setor do transporte, vários países estão a investir em veículos elétricos, tanto no setor rodoviário como no setor ferroviário. Sendo que no setor ferroviário este investimento passa pela substituição das locomotivas a gásóleo por locomotivas elétricas, eletrificando o sistema ferroviário. Como é visível no gráfico da Figura 1.2, desde 2000 até 2015, os países têm feito esforços para eletrificar o sistema ferroviário. Contudo, apesar de todas as vantagens das locomotivas elétricas, atualmente, aproximadamente, apenas um terço das ferrovias mundiais são eletrificadas.

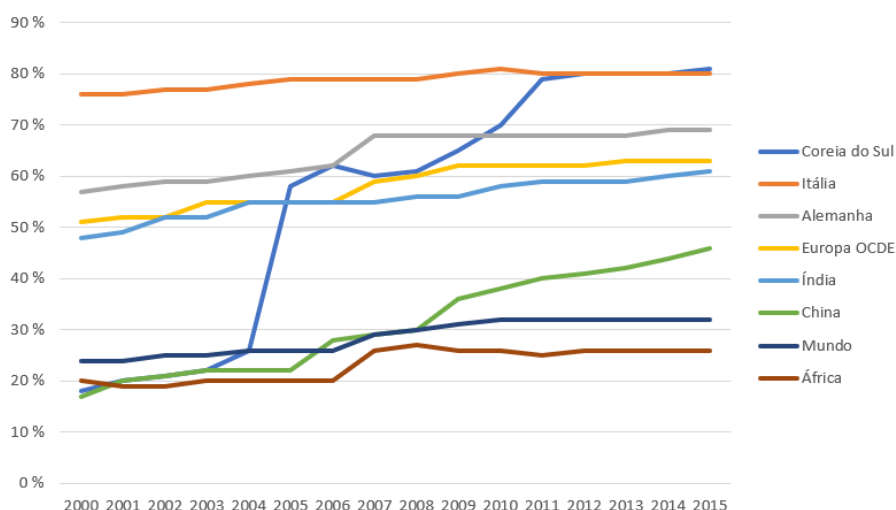


Figura 1.2 - Porcentagem de ferrovias eletrificadas em diferentes áreas geográficas desde 2000 até 2015 (baseado em [16]).

Os esforços dos países na eletrificação das ferrovias refletem-se na sua expansão. Entre os anos de 2005 e 2015, no transporte ferroviário de passageiros as emissões de dióxido de carbono por passageiro-km (Pkm) teve um decréscimo de 21,7 % e no transporte ferroviário de mercadoria as emissões de dióxido de carbono por tonelada-km (Tkm) decresceu em 19 %. Ainda entre esses anos, a utilização do gásóleo como combustível das locomotivas diminuiu de 62,2 % em 2005 para 56 % em 2015 [16]. Na Tabela 1.1 pode ver-se uma comparação do uso de diferentes fontes de energia nas ferrovias nos anos de 1990 e 2015.

Tabela 1.1 - Fontes de energia das ferrovias no Mundo nos anos de 1990 e 2015 (baseado em [16]).

Fonte de energia	1990	2015
Gasóleo	57,9 %	56 %
Carvão	24,8 %	4,8 %
Biocombustível	0 %	0,4 %
Eletricidade	17,3 %	38,8 %

Apesar da percentagem de eletricidade como fonte de energia do sistema ferroviário ter aumentado ao longo dos anos, a produção desta energia continua a ser maioritariamente derivada de combustíveis fósseis, como é visível na Tabela 1.2. Uma vez que os custos das tecnologias associadas às energias renováveis têm vindo a baixar, a aposta nas energias renováveis é fundamental para os países continuarem a diminuir as emissões de gases poluentes [14].

Tabela 1.2 - Fontes de energia usadas para a produção de eletricidade (baseada em [16]).

Tipos de fontes	1990	2015
Combustível fóssil	93,7 %	86,5 %
Nuclear	2,9 %	4,1 %
Renováveis	3,4 %	9,4 %

Alguns países também têm investido cada vez mais em comboios de alta velocidade, sendo esta a área de maior crescimento da rede ferroviária mundial, chegando a uma extensão total 68 000 km em 2017. Uma das principais razões para este crescimento é o forte investimento da China nestas linhas eletrificadas ferroviárias de alta velocidade, em que num espaço de 10 anos, e sem linhas de alta velocidade, construiu um total de 41 000 km [17]. Na Figura 1.3 pode ver-se uma comparação do comprimento das linhas eletrificadas ferroviárias entre os anos de 2010 e 2017 em diferentes regiões do mundo.

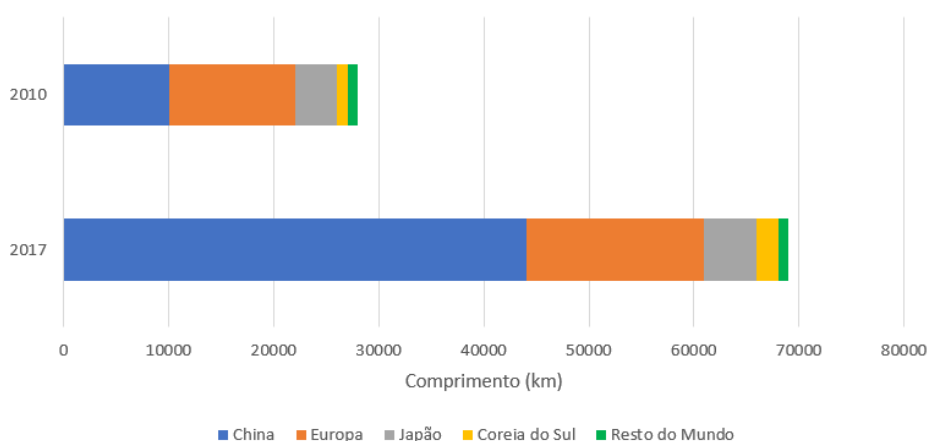


Figura 1.3 - Comprimento (em km) de linhas de alta velocidade em diferentes regiões do mundo entre 2010 e 2017 (baseado em [17]).

Este crescimento das linhas de alta velocidade levou a uma diminuição do uso de voos de curta distância e a um menor tráfego automóvel entre as cidades conectadas pelas linhas. Isto aconteceu, porque, com estas linhas, as pessoas não precisavam de perder tempo nos aeroportos nem no trânsito das estradas na entrada das grandes cidades.

Em geral, o transporte ferroviário mundial tem crescido nos últimos anos, em que entre os anos de 2004 e 2018, tanto o número de passageiros e de mercadorias como o comprimento das linhas aumentaram significativamente a nível global, como é possível comprovar pela Tabela 1.3. De salientar que, Pkm corresponde a uma unidade de medida designada ao transporte de um passageiro na distância de um quilómetro. Adicionalmente, Tkm corresponde a uma unidade de medida designada ao transporte de uma tonelada de mercadoria na distância de um quilómetro.

Tabela 1.3 - Evolução a nível global de Passageiro-km (Pkm), Tonelada-km (Tkm) e comprimento das linhas ferroviárias entre os anos de 2004 e 2018 (baseado em [18]).

	2004	2011	2018
Pkm (milhões)	2 440 732	3 390 786	4 068 548
Tkm (milhões)	8 443 020	10 475 828	11 190 112
Comprimento das linhas (km)	1 099 685	1 105 500	1 142 890

A Figura 1.4 comprova os dados apresentados na Tabela 1.3, apresentando a percentagem que cada região do mundo contribui para o transporte ferroviário global. Pelos gráficos da Figura 1.4 é possível perceber que o continente asiático é o que mais contribui para transporte ferroviário no mundo.

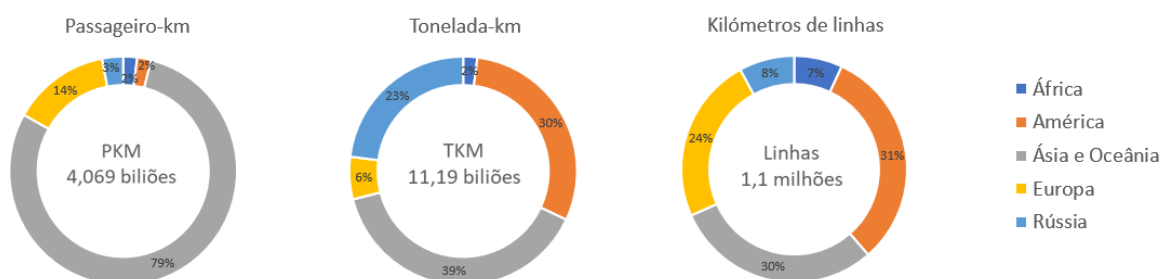


Figura 1.4 - Percentagem que cada região contribui para o transporte ferroviário mundial (baseado em [18]).

Na Europa, apesar do crescimento do número de passageiros, o comprimento das linhas ferroviárias diminuiu. Portugal foi um dos países que contribuiu para essa diminuição, passando de 2 842 km de linha, em 2008, para 2 526 km de linha, em 2019 [19].

1.1.3 Tendências do Sistema Ferroviário

Em vários países da Europa e na Ásia, os altos impostos associados à utilização de combustíveis e o aumento do preço dos combustíveis fazem com que o custo de conduzir seja cada vez mais elevado. Este custo e o elevado trânsito nas estradas das cidades têm incentivado a população à utilização de transportes alternativos, nomeadamente o transporte ferroviário. Por isso, os países têm feito esforços para melhorar o seu sistema ferroviário, um exemplo disso é a inserção de linhas de alta velocidade. Nestas linhas de alta velocidade, os atrasos são, normalmente, mínimos e a população pode evitar a utilização de voos de curta distância entre as cidades conectadas pelas linhas. A utilização destes voos tende a ser reduzida, devido ao desenvolvimento de locomotivas com velocidades superiores [20], [21]. Na Tabela 1.4 estão representadas as cinco locomotivas mais rápidas que serão comercializadas num futuro próximo [22].

Tabela 1.4 - Tendências futuras nas locomotivas de alta velocidade [22].

Locomotiva	Velocidade máxima	Começo de operações	Potência (MW)
Alfa-x e956 Shunkansen	400 km/h	2030	Indisponível
Hemu-430x	430 km/h	2015 (versão ktx-III)	8,2
CRRC Maglev	600 km/h	2021	24
LO series Maglev	603 km/h	2027	Indisponível
Hyperloop	1200 km/h	2030	21

Com o aumento da demanda por mobilidade, devem ser integrados novos sistemas na rede ferroviária que melhorem a sua eficiência. Um desses sistemas é um que permita a gestão da localização geográfica das locomotivas e velocidades. Este sistema possibilita o desenvolvimento de estratégias cooperativas que podem ser integradas no sistema ferroviário [22].

A estratégia cooperativa consiste no ajuste do tempo de chegada de uma locomotiva com o tempo de partida de outra. Desta forma, é possível tirar proveito da energia da travagem regenerativa de uma locomotiva para auxiliar o arranque da outra locomotiva. Com este sistema podem ser implementados algoritmos de controlo capazes de detetar os melhores momentos para a aceleração ou desaceleração das locomotivas, otimizando a energia consumida pelas locomotivas elétricas [22].

De modo a aumentar a eficiência energética e a redução do consumo local de energia numa subestação de tração, pode ser integrada uma estratégia cooperativa diferente. Esta estratégia cooperativa consiste na transmissão bidirecional de energia entre subestações de tração adjacentes. Isto permite minimizar a sobrecarga na catenária, possibilitando, assim, a inserção de mais locomotivas no mesmo sistema ferroviário [22]. Contudo, para realizar a interface entre diferentes catenárias são necessários conversores de eletrónica de potência.

A incorporação de sistemas de armazenamento de energia no sistema elétrico ferroviário também tem sido um alvo de estudo pela comunidade científica. Estes sistemas podem estar próximos de locais com maior variação de aceleração ou até mesmo dentro das locomotivas elétricas. A incorporação dos sistemas de armazenamento de energia permite melhorar o sistema ferroviário em casos de interrupções de energia, visto que estes sistemas podem fornecer a energia para as locomotivas, fazendo com que estas funcionem normalmente [22].

Um sistema de armazenamento de energia dentro das locomotivas faz com que as locomotivas tenham uma fonte de energia interna que permite um serviço ininterrupto em casos de falha de energia no sistema de alimentação ou quando a locomotiva se encontra numa zona neutra entre duas subestações de tração de energia. A integração dos sistemas de armazenamento de energia dentro das locomotivas permite a operação em zonas sem catenárias, nomeadamente em locais de difícil construção, como em túneis ou pontes, e em locais históricos [22], [23].

Um sistema de armazenamento de energia próximo dos locais com maior variação de aceleração pode ser usado para armazenar energia proveniente da travagem regenerativa. Adicionalmente, estes sistemas podem ser usados em conjunto com fontes de energia renováveis de maneira a armazenar a energia nos períodos de maior produção. Esta energia armazenada pode não só auxiliar no funcionamento das locomotivas, como também pode ser usada para alimentar as estações ferroviárias e os parques de carregamento para veículos elétricos. A incorporação de sistemas de armazenamento de energia próximo dos locais com maior variação de aceleração torna o sistema ferroviário mais eficiente e com uma maior independência da rede elétrica [22], [24].

A incorporação de fontes de energia renováveis próximas dos locais de consumo também tem despertado o interesse na comunidade científica. A energia elétrica que alimenta o sistema ferroviário é maioritariamente produzida através de combustíveis fósseis em zonas distantes do seu local de consumo. Isto contribui para a poluição atmosférica e leva a que haja perdas significativas no transporte da energia até ao seu local de consumo [25]. Adicionalmente, com o aumento da demanda pelo transporte ferroviário, será necessária a integração de mais locomotivas no sistema ferroviário [26]. A integração de fontes de energia renovável faz com que o sistema ferroviário fique mais independente da rede elétrica, bem como proporciona a integração de uma fonte de energia limpa. Como as fontes de energia renováveis estão próximas do local de consumo, as perdas no transporte de energia seriam minimizadas. Adicionalmente, a integração das fontes de energia renováveis para a alimentação do sistema ferroviário permite o aumento da capacidade da catenária, fazendo com que seja possível a inserção de mais e maiores locomotivas no sistema ferroviário [22]. A incorporação de fontes de energia renováveis no sistema ferroviário também permite diminuir as variações da tensão da catenária nos períodos de aceleração e desaceleração das locomotivas, fazendo com que a tensão da catenária seja mais constante [26], [27].

Das diferentes fontes de energia renovável, a energia solar fotovoltaica apresenta-se como uma boa solução para a alimentação do sistema ferroviário. Os módulos solares fotovoltaicos requerem pouca manutenção e os seus custos têm baixado com o desenvolvimento da tecnologia. Entre os anos de 2010

e 2019, os preços dos módulos solares fotovoltaicos de silício baixaram de aproximadamente 2 €/W para aproximadamente 0,20 €/W, verificando-se uma queda de preço na ordem dos 90 %. Adicionalmente, em 2020, foi registado o preço de energia solar mais baixo do mundo, num leilão de energia realizado em Portugal. Neste leilão, o preço atingido pela energia solar foi de 11,14 €/MWh. Este preço é cerca de 25 % inferior ao preço mais baixo obtido no leilão de 2019, que foi de 14,76 €/MWh. Apesar da diminuição dos custos, a qualidade dos módulos solares fotovoltaicos tem aumentado. Em 2010, a potência de saída de um módulo solar fotovoltaico de 72 células era de aproximadamente 290 W. Atualmente, consegue-se obter valores acima de 345 W na potência de saída de um módulo solar fotovoltaico [28], [29].

Para as zonas em que as ferrovias não são eletrificadas, um sistema híbrido apresenta-se como uma solução interessante. Um sistema híbrido pode combinar a autonomia de um motor a gasóleo com a eficiência, o silêncio e o maior binário de arranque dos motores elétricos. Neste sistema, o motor a combustão é responsável por fornecer a potência média e o sistema elétrico é responsável por fornecer as variações de potência. Com este sistema, o motor a combustão poderá ter menores dimensões, comparativamente com sistemas sem os motores elétricos, reduzindo as emissões de CO₂ para a atmosfera [22], [30].

Outro conceito inovador é a levitação magnética. Este conceito consiste na utilização de ímãs permanentes para levantar e mover as locomotivas. A levitação magnética permite atingir maiores velocidades e são necessárias menores manutenções, devido a dispensar a utilização das rodas ferroviárias que causam mais atrito. No entanto, este sistema de alta velocidade necessita de ser independente dos sistemas convencionais, que são mais lentos, visto que a utilização de diferentes velocidades na mesma ferrovia compromete a segurança do sistema [22], [31].

1.2 Enquadramento e Motivações

Nas últimas décadas, tem-se assistido a uma tentativa por parte de vários países em melhorar o seu sistema ferroviário. Esta melhoria passa pela eletrificação do sistema ferroviário, que leva a um aumento da eficiência energética e a uma redução dos custos de manutenção.

Contudo, o sistema elétrico ferroviário é alimentado através da rede de distribuição, em que grande parte da energia elétrica é gerada através de combustíveis fósseis. A utilização destes combustíveis cria problemas ambientais, devido às emissões de gases de efeito de estufa para a atmosfera. Além disso, os locais de produção da energia elétrica ficam, normalmente, distantes dos locais de consumo, sendo

necessário um processo de transporte de energia, onde existem perdas significativas de energia. De forma a mitigar estes problemas, a produção local de energia elétrica através de fontes de energia renováveis torna-se uma boa solução para alimentar o sistema elétrico ferroviário.

Entre as fontes de energia renováveis, a energia solar fotovoltaica mostra-se como uma solução interessante, devido aos painéis solares fotovoltaicos exigirem pouca manutenção e ao custo da sua tecnologia ter vindo a diminuir com o desenvolvimento tecnológico, tornando-a cada vez mais uma solução economicamente viável.

Tendo em consideração as informações supracitadas, é possível verificar que existe uma tendência na inclusão de fontes de energia renováveis no sistema ferroviário. Não obstante, e com o desenvolvimento da eletrónica de potência, é expectável a inclusão de soluções de eletrónica de potência com funcionalidades acrescidas. Tendo em consideração estes dois tópicos de investigação, pretende-se com esta dissertação o desenvolvimento de conversores de eletrónica de potência para aplicações elétricas ferroviárias com interface com uma instalação solar fotovoltaica. Os conversores de eletrónica de potência são compostos por dois estágios: um conversor de eletrónica de potência CC-CC e um conversor de eletrónica de potência CC-CA. O conversor CC-CC é responsável pela interface da instalação solar fotovoltaica com um barramento CC. Este conversor de eletrónica de potência será do tipo elevador de tensão, sendo responsável pela extração da máxima potência proveniente dos módulos solares fotovoltaicos. Por conseguinte, o conversor CC-CA é responsável pela interface com a catenária do sistema ferroviário. Tendo em consideração as tensões de operação do sistema ferroviário de 25 kV, 50 Hz em CA, este conversor é constituído por vários módulos ligados em série, constituindo assim um conversor modular e multinível. Na Figura 1.5 encontra-se representado o sistema elétrico ferroviário, sendo que se destaca a parte desenvolvida, que foi a interface entre a catenária e uma instalação solar fotovoltaica.

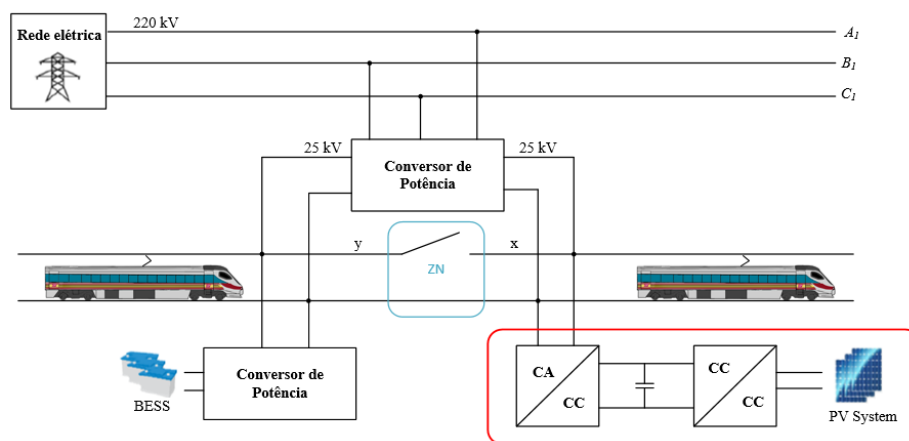


Figura 1.5 - Sistema elétrico ferroviário com destaque no desenvolvimento dos conversores para a interface entre a catenária e uma instalação solar fotovoltaica.

De realçar que se pretende a validação em ambiente laboratorial de diferentes modos de operação do sistema desenvolvido. Como tal, apenas foi desenvolvido um protótipo laboratorial de escala reduzida de modo que seja possível a validação do protótipo num ambiente de ensaios experimentais controlados de baixa tensão de 120 V/50 Hz. O sistema desenvolvido deverá ser capaz de extrair a máxima energia da instalação solar fotovoltaica e injetar a energia no sistema elétrico do laboratório. Não obstante, em caso de necessidade, o sistema deverá ser capaz de produzir energia reativa, indutiva ou capacitiva, de forma a mitigar as oscilações do valor eficaz da tensão nominal da rede elétrica (que emulará as oscilações de tensão da catenária no sistema ferroviário).

Esta dissertação resulta numa parte integrante de um projeto de maior dimensão em desenvolvimento. Neste projeto, para além da interface de módulos solares fotovoltaicos com sistemas ferroviários, também se pretende uma interface do sistema ferroviário com um local de armazenamento de energia. As funcionalidades deste sistema adicional foram estudadas e desenvolvidas no âmbito da dissertação de um colega de mestrado.

Esta dissertação tem como motivações a melhoria da eficiência energética do sistema ferroviário e a contribuição para a redução da emissão de gases de efeito de estufa e para um maior fluxo do transporte ferroviário. Adicionalmente, a possibilidade de realizar investigação num campo de investigação fértil, podendo, assim, adquirir conhecimentos de conceitos emergentes, como o solar fotovoltaico, conversores modulares de multinível em cascata e sistemas ferroviários. Não obstante, foi necessária a implementação de algoritmos de controlo em linguagem C num microcontrolador digital bem como o desenvolvimento de circuitos impressos. Para este projeto de dissertação foi necessária uma constante interação com o colega de mestrado, de forma a sincronizar as tarefas paralelas desenvolvidas por ele. Esta interação permitiu ao autor do presente documento de dissertação evoluir na comunicação e no relacionamento interpessoal. Espera-se que os conhecimentos adquiridos proporcionem oportunidades de emprego em empresas de renome.

1.3 Objetivos e Contribuições

Nesta dissertação é descrito o desenvolvimento de uma interface de módulos solares fotovoltaicos baseada em conversores modulares e multinível em cascata para integração em sistemas ferroviários. Esta interface é feita utilizando dois conversores, um CC-CC e um CC-CA modular e multinível em cascata. O conversor CC-CC tem como principal objetivo a extração da máxima potência dos módulos solares fotovoltaicos e o conversor CC-CA tem como principal objetivo a injeção de potência ativa e reativa

na catenária de um sistema ferroviário. Nesse sentido, os objetivos pretendidos para a presente dissertação são os seguintes:

- Estudo bibliográfico e respetiva análise do estado da arte;
- Realização de simulações computacionais utilizando o software *PSIM*, de forma a verificar e validar não só a topologia implementada, mas também os algoritmos de controlo;
- Desenvolvimento dos conversores de eletrónica de potência CC-CC e CC-CA;
- Desenvolvimento do sistema de controlo em linguagem C;
- Dimensionamento e implementação dos transformadores de potência a serem integrados na topologia em cascata;
- Integração de todo o hardware implementado e utilizado num quadro elétrico;
- Implementação de todos os algoritmos numa plataforma de controlo digital;
- Realização de ensaios e conseqüente validação experimental do protótipo desenvolvido.

A interface de módulos solares fotovoltaicos com sistemas ferroviários aqui apresentada tem como objetivo principal a inovação do conceito do sistema ferroviário tradicional. A produção de energia localmente, por intermédio de painéis solares fotovoltaicos, é aproveitada para alimentar o sistema ferroviário. Isto permite uma diminuição da dependência energética da rede elétrica, a regulação da tensão da catenária e um aumento da capacidade da catenária.

1.4 Organização e Estrutura do Relatório

Este documento de dissertação encontra-se dividido em 7 capítulos, dando suporte ao estudo de estado da arte, implementação de modelos computacionais, dimensionamento e implementação de hardware, resultados experimentais e conclusões. A descrição detalhada de cada capítulo é apresentada de seguida.

No Capítulo 1 é realizada uma introdução ao transporte ferroviário, onde se descreve sumariamente a evolução deste tipo de transporte e as tendências para o futuro do sistema ferroviário. O enquadramento deste tópico de investigação bem como os objetivos de trabalho são igualmente apresentados.

No Capítulo 2 é realizada uma análise do estado da arte relativo ao sistema de eletrificação ferroviário, onde são apresentados diferentes tipos de eletrificação e sistemas de contacto nos sistemas ferroviários. De igual modo, foi feita uma análise do estado da arte relativo às tecnologias solares fotovoltaicas, onde

é feita uma abordagem a diferentes tipos de células solares fotovoltaicas e como as condições externas influenciam a geração de energia por parte das células. Análise do sistema solar fotovoltaico foi realizada com vista da sua integração em sistemas elétricos ferroviários, apresentando casos práticos existentes.

No Capítulo 3 é feita uma análise do estado da arte de topologias de conversores de eletrónica de potência, tanto para a interface com uma instalação solar fotovoltaica, como para a interface com a catenária de um sistema ferroviário. Para a interface com uma instalação solar fotovoltaica foram analisados diferentes conversores CC-CC que poderiam possuir, ou não, isolamento galvânico. Para a interface com a catenária foram analisados diferentes conversores CC-CA, nos quais estão inseridos os conversores modulares e multinível em cascata. Adicionalmente, realizou-se uma análise de diferentes técnicas de controlo de corrente, técnicas de modulação e algoritmos de MPPT que podem integrar o sistema.

No Capítulo 4 são apresentadas as simulações computacionais de duas topologias, uma para a interface de módulos solares fotovoltaicos com a catenária de um sistema ferroviário real e outra para o protótipo desenvolvido que faz a interface com a rede elétrica. Estas simulações computacionais permitiram validar o hardware de potência e o sistema de controlo bem como validar o funcionamento do sistema.

No Capítulo 5 é feita uma descrição detalhada de todo o hardware de potência e de controlo utilizados no sistema, no qual se destaca o dimensionamento dos transformadores usados no conversor CC-CA.

No Capítulo 6 são apresentados os resultados experimentais obtidos nos testes realizados ao protótipo implementado, de forma a validar a topologia e os algoritmos de controlo implementados.

No Capítulo 7 são descritas as conclusões relativas ao trabalho efetuado ao longo desta dissertação, finalizando com algumas sugestões de melhorias para um eventual trabalho futuro.

Capítulo 2

Sistema Ferroviário e Tecnologias Solares Fotovoltaicas

2.1 Introdução

O transporte ferroviário é considerado o meio de transporte terrestre mais seguro e também é apontado como sendo um grande impulsionador económico em vários países. Nos locais onde funcionam as locomotivas com motor de combustão, principalmente na passagem por zonas residenciais, são necessárias soluções mais silenciosas e com menos emissões de gases de efeito de estufa. Adicionalmente, é preciso uma solução que faça aumentar o conforto dos passageiros, reduzindo as vibrações. Uma solução para estes problemas pode ser a integração de um sistema elétrico ferroviário. De um ponto de vista energético, as locomotivas elétricas são um dos transportes terrestres mais eficientes e que permitem um desenvolvimento sustentável. No entanto, ainda podem ser exploradas algumas potencialidades no sistema elétrico ferroviário, como a integração com fontes de energia renováveis e a recuperação de energia através da travagem regenerativa [32].

Com vista a tirar proveito destas potencialidades, a integração de sistemas solares fotovoltaicos próximos dos locais de consumo é uma solução com elevado potencial. A integração local de instalações solares fotovoltaicas faz com que o sistema ferroviário se torne mais eficiente e energeticamente mais autónomo da rede de distribuição elétrica. Com esta integração, não só as perdas no transporte de energia são reduzidas, como pode haver um aumento da capacidade da catenária. Assim, existe a possibilidade de poderem circular mais locomotivas elétricas no sistema ferroviário [22].

Este capítulo começa por descrever o sistema elétrico ferroviário, fazendo uma análise de diferentes tipos de eletrificação ferroviária. De seguida, é realizado um estudo ao nível de tecnologias solares fotovoltaicas. Inicialmente é descrito o princípio de funcionamento da célula solar fotovoltaica, sendo posteriormente identificadas diferentes tecnologias de células solares fotovoltaicas existentes. Com este estudo, é ainda analisado o modelo elétrico de uma célula solar fotovoltaica, identificando os principais fatores externos que influenciam a potência gerada pelos módulos solares fotovoltaicos. Por fim, é feita uma análise da importância da incorporação de tecnologias solares fotovoltaicas no sistema ferroviário,

mostrando os benefícios dessa incorporação. Este estudo é conciliado com a apresentação de alguns projetos em que essa incorporação já é, ou pode vir a ser realizada.

2.2 Sistemas de Eletrificação Ferroviários

Um sistema de eletrificação ferroviário fornece energia elétrica às locomotivas elétricas para que estas possam funcionar sem um motor a combustível a bordo. A eletrificação do sistema ferroviário traz várias vantagens, como a possibilidade de as locomotivas serem mais leves e terem uma aceleração mais rápida [15]. Adicionalmente, a eletrificação permite a diminuição das emissões de gases de efeito de estufa e dos custos de manutenção. No entanto, a eletrificação das ferrovias apresenta um custo inicial muito elevado [14].

No mundo existem diferentes tipos de sistemas de eletrificação, podendo estes classificar-se segundo quatro parâmetros: i) a tensão; ii) o tipo de corrente; iii) a frequência; iv) e o sistema de contacto. O sistema elétrico de alimentação pode ser em corrente contínua (CC) ou em corrente alternada (CA). Por sua vez, o sistema de contacto mecânico pode usar um terceiro trilho ou uma catenária [15].

2.2.1 Eletrificação em Corrente Contínua

Em 1860, começaram a aparecer as primeiras aplicações da eletrificação em CC, devido ao surgimento dos elétricos, que funcionavam com uma tensão de aproximadamente 500 V. Com o passar dos anos, as tensões foram subindo desde os 750 V até os 3 000 V, e começaram a ser usadas nas linhas de metro. Atualmente, os sistemas de eletrificação em CC ainda são muito usados em metros e elétricos, com tensões que variam entre 750 V e 1 500 V, sendo também utilizados na rede ferroviária convencional de alguns países, como em Itália e na Bélgica, em que são alimentados com tensões de 3 000 V [33].

Normalmente, as tensões até aproximadamente 1 200 V são usadas em sistemas com terceiro trilho. No entanto, por razões de segurança, as tensões acima desse valor são usadas em sistemas com catenárias [15]. Em Portugal só existe uma linha eletrificada em CC, que é a Linha de Cascais, e esta é alimentada com uma tensão de 1 500 V [15].

Nos sistemas de alimentação em CC, a energia elétrica é convertida de CA, da rede elétrica de distribuição, para CC, por intermédio de transformadores e retificadores [34]. Os sistemas de alimentação em CC deram a possibilidade de derivar a energia diretamente das linhas de distribuição à frequência da rede, sem introduzir desequilíbrios e sem o risco do fluxo indesejado nas linhas de contacto [33]. Além disso, existem mais vantagens que ainda tornam estes sistemas de alimentação preferíveis

em várias aplicações. A limitação das quedas de tensão apenas devido a componentes resistivos das impedâncias de linha, a ausência de tensões induzidas nas linhas vizinhas das ferrovias e o uso de motores com comutadores com excitação em série, são algumas dessas vantagens [33].

No entanto, um sistema em CC tem consideravelmente mais perdas nas linhas de transporte, precisa de cabos relativamente grossos, devido às baixas tensões e altas correntes, e, conseqüentemente as distâncias entre estações de alimentação devem ser pequenas. A distância entre estações de alimentações para sistemas de 750 V é de aproximadamente 2,5 km e cerca de 25 km para sistemas de 3 000 V [15].

A nível mundial, o comprimento das ferrovias em CC é de 96 980 km, correspondendo a 47,3 % das ferrovias eletrificadas [33].

2.2.2 Eletrificação Monofásica em Corrente Alternada com Baixa Frequência

Os sistemas de eletrificação em CA com baixa frequência foram desenvolvidos no início da eletrificação das ferrovias com o objetivo de aumentar a tensão nos sistemas de contacto, neste caso catenárias, e de usar motores com comutadores que permitem a regulação da velocidade e o uso de apenas uma linha de contacto [33].

Alguns países, para a eletrificação das ferrovias, optaram por usar CA monofásica, o que possibilitou um aumento da tensão para valores entre 10 kV e 15 kV, e o uso de motores com comutadores. No entanto, estes motores quando funcionam com CA à frequência da rede revelam forças eletromotrizes que dificultam a troca no comutador. Por isso, para combater este problema foi necessária uma redução da frequência de alimentação. Portanto, nos sistemas onde a frequência da rede era de 50 Hz, foram desenvolvidos sistemas de alimentação de 16,7 Hz e nos sistemas onde a frequência da rede era de 60 Hz, os sistemas de alimentação passaram a ter frequências de 20 Hz [33].

Com esta eletrificação monofásica em CA com baixa frequência, o sistema tem baixas quedas de tensão e uma menor reatância de linhas. Contudo, como a frequência é diferente da frequência da rede, é necessária que a eletricidade seja convertida por inversores estáticos ou que seja gerada em estações de tração de energia dedicadas ao sistema ferroviário [15], [33].

Este sistema de eletrificação ainda é usado na rede ferroviária de vários países, como por exemplo na Alemanha e na Noruega, em que usam uma tensão de 15 kV em CA com uma frequência de 16,7 Hz [15].

2.2.3 Eletrificação Monofásica em Corrente Alternada à Frequência da Rede

Após a Segunda Guerra Mundial, com o avanço da tecnologia, surgiram os primeiros sistemas de eletrificação ferroviários monofásicos em CA à frequência da rede [15], [33].

Este tipo de eletrificação permite uma ligação direta das linhas de alimentação com a rede elétrica sem serem necessários sistemas de conversão, sendo apenas preciso o uso de transformadores [33].

As principais vantagens da eletrificação monofásica em CA à frequência da rede são a possibilidade de simplificar as estações de alimentação, a redução das perdas de transmissão, comparativamente com a eletrificação em CC, e o uso de menores transformadores quando comparado com sistemas de corrente alternada de 16,7 Hz [33], [35].

Atualmente, este é o sistema de eletrificação mais eficiente e é utilizado na rede ferroviária de vários países, como Portugal e França e também nas linhas de alta velocidade, em que a tensão é de 25 kV em CA com uma frequência de 50 Hz [15], [33].

A nível mundial, o comprimento das ferrovias com a eletrificação monofásica em CA é de 108 050 km, correspondendo a 52,7 % das ferrovias eletrificadas [33].

2.2.4 Sistemas de Contacto

Considera-se “sistema de contacto” como o sistema mecânico que permite o contacto físico e, conseqüentemente, troca de energia entre um sistema estacionário, o terceiro trilho ou catenária, com um sistema em movimento, a locomotiva.

O terceiro trilho é um trilho adicional que pode ser colocado ao lado ou no meio dos carris da ferrovia e que tem como objetivo fornecer energia às locomotivas [15]. Os sistemas com terceiro trilho são usados, maioritariamente, em metros e em elétricos [15].

As locomotivas possuem blocos de contacto metálicos que fazem o contacto com o terceiro trilho. Este contacto pode ser feito por cima, pelo lado ou por baixo do terceiro trilho. Os contactos feitos por cima são menos seguros, pois este trilho fica exposto a pessoas e também fica vulnerável a perturbações causadas por neve ou por folhas caídas. No entanto, os contactos feitos pelo lado e por baixo permitem que o terceiro trilho possa ter um resguardo de segurança incorporado, tornando estes tipos contactos mais seguros e viáveis [15].

Os sistemas com terceiro trilho podem usar CC ou CA, mas o uso de CC permite ao terceiro trilho transportar 41 % mais energia do que em CA quando operam na mesma tensão de pico. Por isso, na

prática, todos os sistemas com terceiro trilho utilizam CC [15]. Contudo, estes sistemas estão limitados a tensões relativamente baixas, até aproximadamente 1 200 V, o que leva a que as locomotivas tenham tamanhos e velocidades mais reduzidas. A velocidade máxima das locomotivas nos sistemas de terceiro trilho é de, aproximadamente, 160 km/h. A velocidade é limitada, uma vez que para velocidades muito elevadas o sistema de contacto não é muito fiável [15].

O sistema de contacto mais usado nas redes ferroviárias eletrificadas é a catenária. A catenária consiste numa instalação aérea, colocada por cima das ferrovias, que transmite a energia elétrica às locomotivas. A catenária é composta por um ou mais fios de contacto e um ou mais condutores longitudinais que suportam mecanicamente estes fios [15], [36].

Para a alimentação das locomotivas, as locomotivas elétricas possuem um pantógrafo que fica em contacto com o fio de contacto da catenária, levando, assim, à transferência de energia entre a catenária e a locomotiva [15], [30]. A catenária é normalmente usada para sistemas de CA, mas também pode ser utilizada para sistemas em CC, principalmente para sistemas com tensões superiores a 1 200 V [15].

A energia é fornecida à catenária através de subestações de tração de energia que são alimentadas pela rede de distribuição de energia. Estas subestações de tração de energia conseguem alimentar as catenárias em distâncias de 25 km a 50 km, para ambos os lados da subestação. Assim, as subestações podem ter uma distância entre si de 50 km a 100 km [36].

De modo a prevenir problemas relacionados com a troca de fases, as catenárias alimentadas por diferentes subestações precisam de estar separadas eletricamente. Esta separação é feita através de zonas neutras, que são pequenos troços das catenárias sem sistema de alimentação. Para atravessarem esta zona neutra, as locomotivas devem desacelerar e devem também desligar o disjuntor de alimentação da unidade motora ou baixar o pantógrafo atempadamente, de modo a que não se forme um arco elétrico entre a zona alimentada e a zona neutra [15], [36].

2.3 Tecnologias Solares Fotovoltaicas

Um dos grandes avanços da tecnologia renovável tem sido o módulo solar fotovoltaico. No entanto, a evolução do módulo solar fotovoltaico tem sido lenta.

O primeiro passo para a tecnologia dos módulos solares fotovoltaicos ocorreu em 1839, quando o físico francês Alexandre Becquerel observou pela primeira vez o efeito fotovoltaico, enquanto realizava experiências com elétrodos. Sendo a primeira célula solar fotovoltaica apenas construída em 1888 por Aleksandr Stoletov. No entanto, foi devido a Albert Einstein que a tecnologia fotovoltaica teve mais

desenvolvimentos, através da publicação do seu artigo sobre o efeito fotoelétrico, em 1904. Albert Einstein descreve neste artigo como a luz do Sol pode produzir energia elétrica. A *Bell Laboratories*, guiando-se pela descrição de Einstein, produziu a primeira célula fotovoltaica moderna em 1954, com uma eficiência de 6 %. A tecnologia das células fotovoltaicas tinha um preço elevado e era mais rentável na exploração espacial em comparação com o uso terrestre. Uma das primeiras utilizações de módulos solares fotovoltaicos foi no satélite *Vanguard 1*, lançado a 1958. Estes serviam para apoiar a principal fonte de energia do satélite, uma vez que no espaço esta é uma das poucas fontes de energia disponível [37].

Nos dias de hoje, a energia solar fotovoltaica é uma fonte de energia cada vez mais viável, visto que existem em grande abundância e a sua eficiência em sistemas comerciais ronda os 16 % [38].

Existem várias vantagens para o uso da energia solar fotovoltaica através de módulos solares fotovoltaicos, como por exemplo, a fonte de energia ser renovável, apresentam um baixo impacto ambiental, os módulos solares fotovoltaicos têm uma fácil instalação e exigem pouca manutenção. Além disso, os módulos podem ser instalados em lugares remotos e, graças ao desenvolvimento tecnológico, o custo associado às tecnologias solares fotovoltaicas tem vindo a diminuir [28], [29].

Para estudo das tecnologias solares fotovoltaicas deve começar-se por analisar o elemento básico, a célula solar fotovoltaica. A célula solar fotovoltaica tem como principal função converter a energia proveniente da luz solar em eletricidade sob a forma de CC através do efeito fotoelétrico. Como cada célula produz um valor de energia reduzido, estas são agrupadas em paralelo e/ou série de modo que os níveis de corrente e/ou tensão perfazem os valores mínimos desejados. Estes agrupamentos de células solares fotovoltaicas denominam-se de módulos solares fotovoltaicos, sendo um painel solar fotovoltaico constituído por vários módulos solares fotovoltaicos [38], [39].

2.3.1 Tipos de Células Solares Fotovoltaicas

As células solares fotovoltaicas constituintes dos módulos solares fotovoltaicos são fabricadas, maioritariamente, usando silício (Si). Isto deve-se à sua abundância no meio ambiente e ao grande investimento que tem vindo a ser feito nas últimas décadas na investigação e desenvolvimento de novas tecnologias fotovoltaicas utilizando este material. Estas podem ser constituídas de cristais monocristalinos, policristalinos ou de silício amorfo. Atualmente a eficiência das células fotovoltaicas é muito reduzida (ronda os 16 %). Por sua vez, as células de maior eficiência têm um custo de produção muito elevado, inviabilizando a sua aplicação em grandes escalas [38].

As tecnologias fotovoltaicas existentes podem ser divididas em três categorias: as células de 1ª geração, feitas a partir de silício cristalino que englobam as soluções monocristalinas e policristalinas, as células de 2ª geração que correspondem às soluções de película fina e, por fim, a categoria das células de 3ª geração, que engloba vários novos conceitos de células solares, na sua maioria ainda apenas na fase de desenvolvimento, embora algumas sejam utilizadas em utilizações aeroespaciais [40]. Na Figura 2.1, é possível observar-se a comparação da constituição das células solares fotovoltaicas de cada geração.

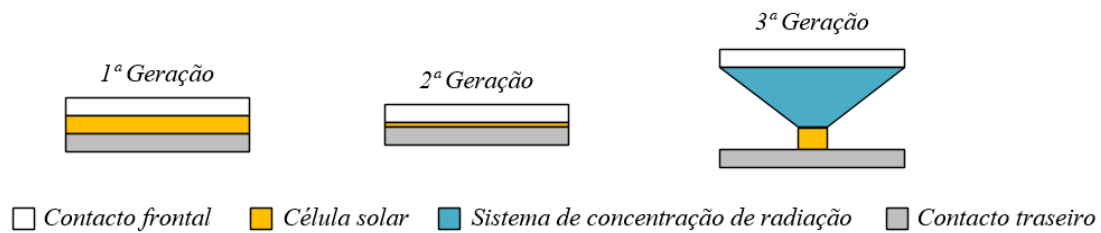


Figura 2.1 - Constituição das células solares fotovoltaicas de cada geração (baseado em [40]).

2.3.1.1 Células Solares de 1ª Geração

A primeira geração de células solares fotovoltaicas é, ainda hoje, a que domina o mercado. Estas são fabricadas recorrendo a silício cristalino possuindo rendimento e custo de fabrico elevado [41].

As células de silício monocristalino têm um rendimento elétrico relativamente elevado, rondando os 16 % e podendo subir até cerca de 23 % em laboratório. Estas células apresentam um grau de pureza elevado, cerca de 99 %. [41]

Nas células policristalinas, o grau de pureza dos cristais é menor comparativamente com as células de silício monocristalino. Isto leva a que os custos de produção sejam inferiores por necessitarem de menos energia no seu fabrico. Por outro lado, o seu rendimento é significativamente inferior ao das células monocristalinas, rondando os 12 % em condições normais e 18 % em laboratório [41].

Na Figura 2.2, estão representadas uma célula monocristalina, à direita, e uma célula policristalina, à esquerda. Como se pode observar, na célula policristalina existem diversos padrões originados pela presença de vários cristais.

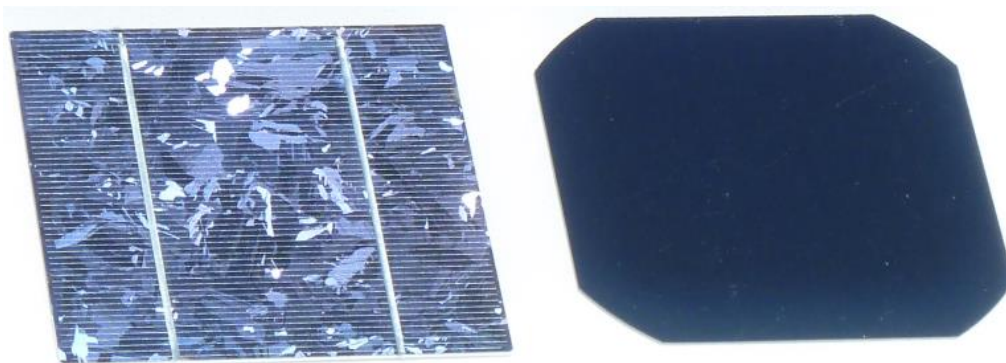


Figura 2.2 - Comparação entre uma célula solar fotovoltaica policristalina e uma célula solar fotovoltaica monocristalina [42].

2.3.1.2 Células Solares de 2ª Geração

A segunda geração de células solares fotovoltaicas surgiu devido à necessidade de redução do consumo de silício visto a oferta ser inferior à procura. Por isso, apareceram os chamados filmes finos, partículas semicondutoras com uma espessura muito pequena [41].

As células de silício amorfo podem ser consideradas as primeiras a surgir desta geração. Apresentam um custo de fabrico muito mais reduzido que as de silício monocristalino. Em contrapartida, o seu rendimento elétrico é também o mais reduzido, ficando-se por volta dos 8 % a 10 % em condições normais ou 13 % em laboratório [41]. Este tipo de célula encontra-se representado na Figura 2.3.

Outras células desta geração são as de telureto de cádmio. Estas apresentam um rendimento superior às de silício amorfo, rondando os 13 % em condições normais e podendo chegar a 18 % em laboratório [41].



Figura 2.3 - Célula solar fotovoltaica de silício amorfo [43].

2.3.1.3 Células Solares de 3ª Geração

A terceira geração de células solares fotovoltaicas surgiu devido ao potencial da energia solar ter incentivado ao desenvolvimento de novas tecnologias.

Um exemplo são as células solares que utilizam um sistema de concentração de radiação solar (CPV – *Concentration Photovoltaics*), ilustradas na Figura 2.4. Este sistema de concentração é adicionado entre a camada superficial da célula e a camada de semicondutor. Uma vez que a radiação é concentrada num local, a quantidade de semicondutor é substancialmente inferior. As células mais avançadas desta categoria concentram até 1 000 vezes a radiação solar e possuem um rendimento que ronda os 40 %, representando um grande avanço relativamente às tecnologias tradicionais. Ainda assim, para obtenção de rendimentos tão elevados é necessário um sistema de refrigeração, o que resulta num custo de energia elevado [40].

Nestes módulos CPV podem ser usadas células solares de multijunção, que são constituídas por múltiplas junções *p-n* feitas de diferentes materiais semicondutores. Cada junção *p-n* produz corrente em resposta a diferentes comprimentos de onda da luz solar. Assim, o uso de múltiplos materiais semicondutores permite uma absorção de mais comprimentos de onda, o que melhora a eficiência da célula [40],[44].

Para o fabrico das células solares fotovoltaicas de multijunção, normalmente usam-se materiais da família de compostos dos grupos III a V da tabela periódica, visto que possuem grandes vantagens em termos de *gap* energético e compatibilidade de parâmetros de rede [40],[44].

A maioria das células de multijunção produzidas são de tripla junção, em que estas três junções normalmente são de InGaP/InGaAs/Ge (fosfeto de índio e gálio / arseneto de índio e gálio / germânio), estando empilhadas por ordem decrescente de *gap* energético. A 1ª camada é de InGaP que capta baixos comprimentos de onda, a 2ª camada é de InGaAs que capta comprimentos de onda intermédio e a 3ª camada é de Ge. A tripla junção InGaP/InGaAs/Ge é muito eficiente, devido às três junções *p-n* terem parâmetros de rede cristalina muito semelhantes, e têm um rendimento a rondar os 40 % [40],[44].

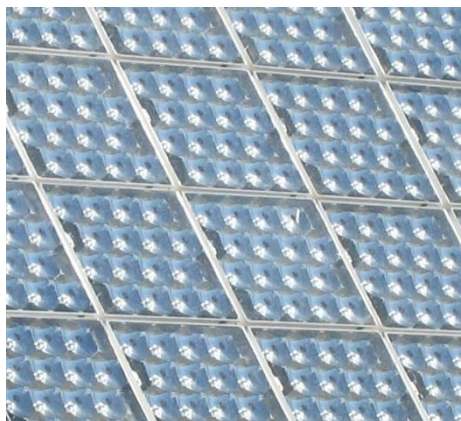


Figura 2.4 - Módulo solar CPV [45].

2.3.2 Modelo Equivalente de uma Célula Solar Fotovoltaica

Após realizada a revisão bibliográfica de tecnologias de células solares fotovoltaicas, o entendimento do funcionamento da mesma torna-se um passo crucial. Assim sendo, de seguida é apresentado o modelo elétrico de uma célula solar fotovoltaica.

A célula solar fotovoltaica funciona como uma fonte de corrente. Portanto, o modelo que representa uma célula solar fotovoltaica é constituído por uma fonte de corrente I_f , em paralelo com um diodo D , por uma resistência série R_s e por uma resistência paralela R_p . A resistência R_s é afetada por fatores como a resistência dos materiais semicondutores da célula, pelos contactos metálicos e pelas ligações elétricas existentes. Por sua vez, a resistência R_p é normalmente influenciada pelas junções $p-n$ não ideais e pelas impurezas existentes perto das junções. O valor desta resistência é elevado e, então, como influencia pouco no cálculo da corrente de saída, esta resistência é geralmente eliminada do circuito equivalente, como é demonstrado na Figura 2.5.

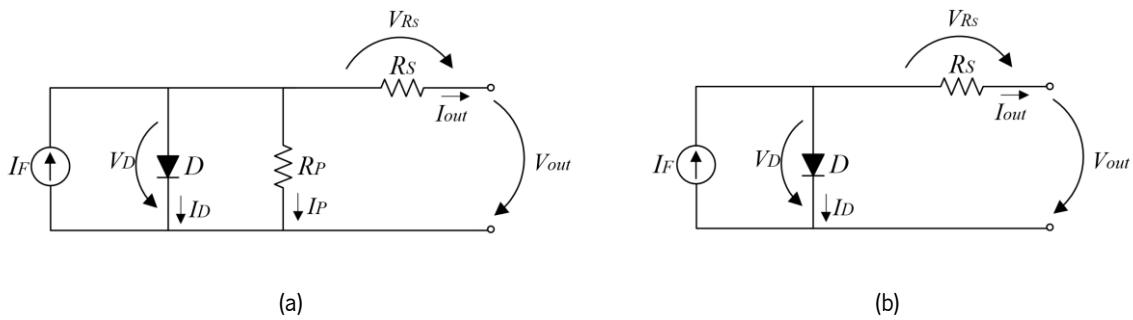


Figura 2.5 - Modelo equivalente de uma célula solar fotovoltaica: (a) modelo standard; (b) modelo simplificado.

Considerando a Figura 2.5 (a), a corrente produzida pelo efeito fotoelétrico provocado pela incidência de radiação solar no módulo é representada pela fonte de corrente I_f . Assim, analisando as correntes nos nós, pode deduzir-se a equação (2.1):

$$I_{out} = I_f - I_p - I_D \quad (2.1)$$

A corrente inversa de saturação do diodo, I_0 , é dada pela equação (2.2), onde I_0 é a corrente máxima de saturação do diodo para uma determinada temperatura, V_D é a queda de tensão no diodo, q é a carga de um eletrão, K_b é a constante de Boltzmann e T é a temperatura de operação da célula solar fotovoltaica [46], [47], [48].

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

A corrente na resistência R_p é dada pela equação (2.3) [46], [47], [48].

$$I_P = \frac{V_D}{R_P} = \frac{V_{out} + V_{R_S}}{R_P} \quad (2.3)$$

De modo a completar a análise elétrica do funcionamento de uma célula solar fotovoltaica, é necessário deduzir a corrente de saída I_{out} , substituindo as equações (2.2) e (2.3) na equação (2.1), dando origem à equação (2.4) [46], [47], [48].

$$I_{out} = I_F - \frac{V_{out} + V_{R_S}}{R_P} - I_0 \left[e^{\left(\frac{qV_D}{k_b T} \right)} - 1 \right] \quad (2.4)$$

Baseando-se na equação (2.4) é possível constatar que para valores de R_P elevados, a parcela do meio apresentará um valor muito baixo, podendo, assim, ser desprezada dos cálculos. Conclui-se então que a célula solar fotovoltaica e, conseqüentemente, o módulo solar fotovoltaico, operam como fontes de corrente.

2.3.3 Módulo Solar Fotovoltaico

Os módulos solares fotovoltaicos são desenvolvidos para otimizar a produção de energia nas suas condições nominais. Apesar disso, estas dependem de fatores externos como a intensidade da radiação solar, temperatura e sombras na superfície dos módulos solares fotovoltaicos [49]. Dependendo das condições num dado instante, o módulo solar fotovoltaico vai produzir uma determinada potência.

De modo a entender a influência dos fatores externos na extração de energia solar fotovoltaica, deve entender-se primeiro os parâmetros e variáveis associadas aos módulos solares fotovoltaicos:

- **Corrente de curto-circuito (I_{sc}):** Valor da corrente máxima produzida por um módulo solar fotovoltaico quando os seus terminais se encontram curto-circuitados;
- **Tensão de circuito aberto (V_{oc}):** Valor de tensão máxima produzida por um módulo solar fotovoltaico quando os seus terminais se encontram circuito aberto;
- **Corrente nominal (I_{MPP}):** Valor de corrente nominal produzida pelo módulo solar fotovoltaico no ponto de máxima potência;
- **Tensão nominal (V_{MPP}):** Valor de tensão nominal produzida pelo módulo solar fotovoltaico no ponto de máxima potência;
- **Potência máxima (P_{max}):** Potência máxima que o módulo solar fotovoltaico consegue produzir. Este resulta do produto da tensão nominal (V_{MPP}) com a corrente nominal (I_{MPP}).

No gráfico da Figura 2.6 pode observar-se as curvas características de um módulo solar fotovoltaico. Como se verifica, a corrente máxima é a corrente de curto-circuito, I_{cc} , e a potência nesse instante é nula, tal como acontece para o valor máximo da tensão, que corresponde à tensão de circuito aberto, V_{oc} . O produto dos pontos da tensão pela corrente origina a curva $P-V$, onde se pode observar que apenas existe um ponto onde a potência é máxima, P_{MAX} . Esse ponto é obtido através da combinação dos valores I_{MPP} e V_{MPP} .

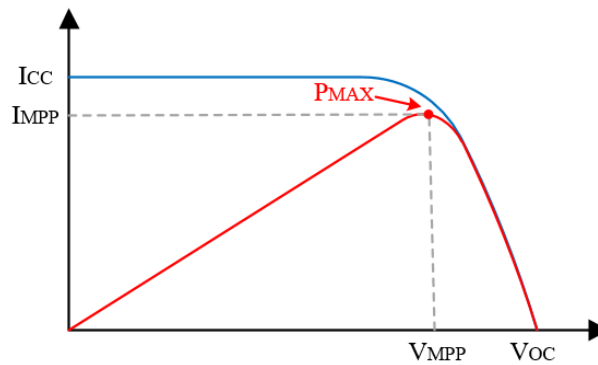


Figura 2.6 - Curvas características de um módulo solar fotovoltaico ($I-V$ e $P-V$).

Estas curvas $I-V$ e $P-V$ variam com a temperatura, radiação solar e possíveis sombras que possam afetar os módulos solares fotovoltaicos, sendo essencial analisar o seu efeito nas mesmas.

2.3.3.1 Radiação solar

A Figura 2.7 mostra a influência da variação da radiação solar nas curvas da corrente em função da tensão ($I-V$) e da potência em função da tensão ($P-V$) dos módulos solares fotovoltaicos. A corrente do módulo solar é diretamente proporcional à radiação solar, ou seja, com o aumento da radiação solar a corrente produzida pelo módulo aumenta e, conseqüentemente, a potência produzida aumenta [50].

De salientar que a radiação solar incidente num módulo solar fotovoltaico depende de alguns fatores, tais como, a sua localização geográfica, as sombras incidentes e o ângulo em que o módulo se encontra em relação aos raios solares [51].

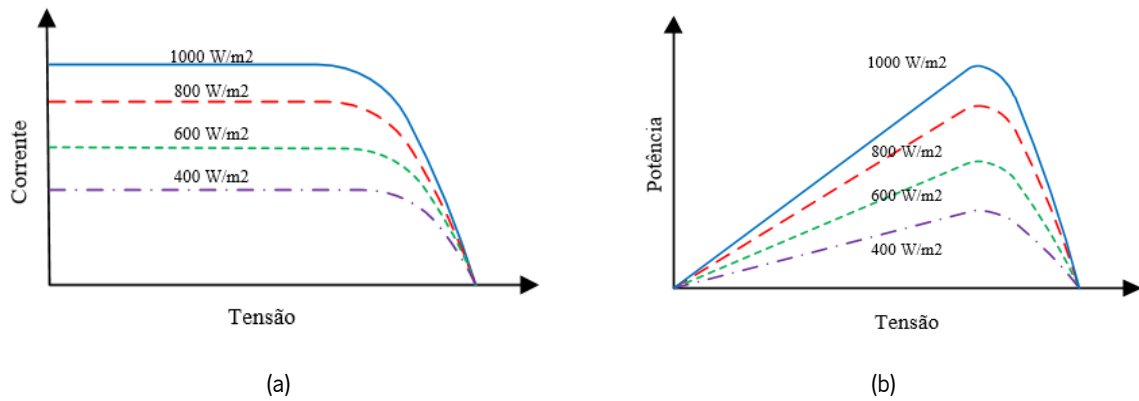


Figura 2.7 - Efeito da radiação solar na curva característica de um módulo solar fotovoltaico: (a) Curvas $I-V$; (b) Curvas $P-V$ (baseado em [50]).

2.3.3.2 Temperatura

O efeito da variação de temperatura num módulo solar fotovoltaico é bastante notório, uma vez que com o aumento da temperatura, a tensão do módulo decresce consideravelmente, provocando uma diminuição da potência produzida. Por outro lado, observando a Figura 2.8 fica claro que a corrente não é tão sensível a variações de temperatura [50].

De referir que o aumento da temperatura de funcionamento do módulo solar fotovoltaico não só está relacionado com a temperatura ambiente, mas também com as características térmicas do material de que este é feito [52].

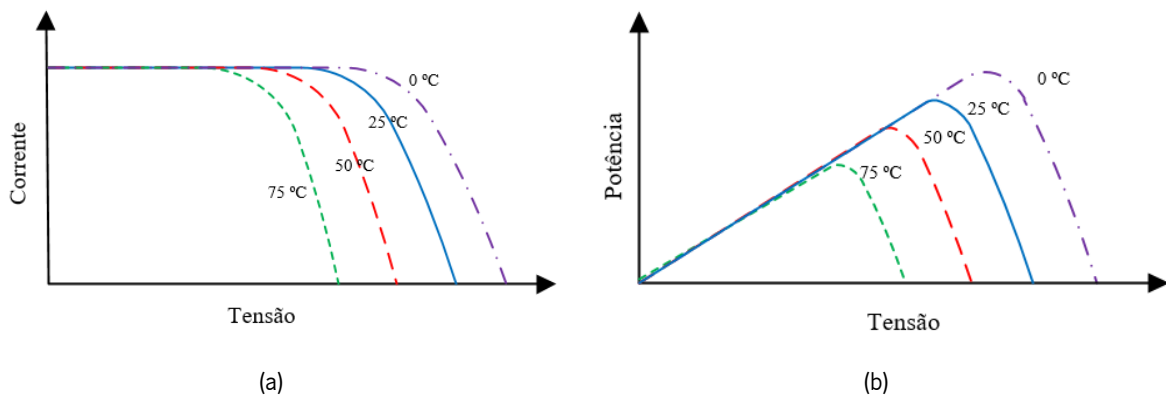


Figura 2.8 - Efeito da temperatura na curva característica de um módulo solar fotovoltaico: (a) Curvas $I-V$; (b) Curvas $P-V$ (baseado em [50]).

2.3.3.3 Efeito de sombra

As sombras influenciam indiretamente o desempenho dos módulos solares fotovoltaicos, sendo necessário garantir que a radiação solar não seja obstruída por construções, árvores ou qualquer outro tipo de obstáculos. Apesar disso, não é possível eliminar todos os potenciais causadores de sombras, pois estes também dependem de condições meteorológicas, como por exemplo uma nuvem que impede a passagem da luz solar [53].

Na Figura 2.9 pode-se observar um efeito provocado por sombras parciais num módulo solar fotovoltaico. Neste caso, verifica-se uma diminuição da corrente gerada pelo módulo solar fotovoltaico, surgindo pontos de máxima potência localizados, P_{MPP1} e P_{MPP3} e também um ponto de máxima potência geral P_{MPP2} .

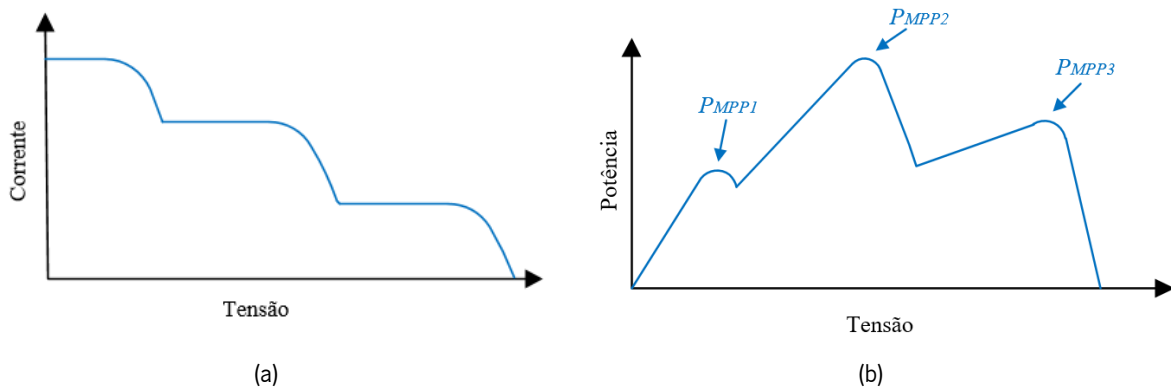


Figura 2.9 - Curvas características de um módulo solar fotovoltaico sob efeito de sombra: (a) Curva $I-V$; (b) Curva $P-V$ (baseado em [53]).

Numa instalação com vários módulos solares fotovoltaicos ligados em série, a corrente da instalação é limitada pelo módulo de menor corrente que, provavelmente, estará com menor radiação solar incidente. Para minimizar este problema, são adicionados os diodos de *bypass*. Estes componentes são incorporados nos módulos solares fotovoltaicos de forma a proteger os sistemas solares deste fenómeno. Na Figura 2.10 está representado um esquema da montagem destes diodos que se encontram em paralelo com as células solares fotovoltaicas.

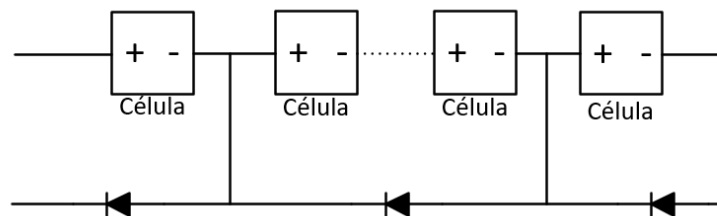


Figura 2.10 - Ligação dos diodos de *bypass* (baseado em [54]).

Esta solução traduz-se em resultados bastante satisfatórios comparativamente aos resultados sem os diodos de *bypass*. Na Figura 2.11 estão representadas três curvas $P-V$ de diferentes módulos solares fotovoltaicos sob o mesmo efeito de sombra, mas com diferentes configurações de diodos de *bypass*. Como se pode observar, quantos mais diodos de *bypass* são adicionados, maior é a potência máxima produzida nas condições de sombra parcial do painel.

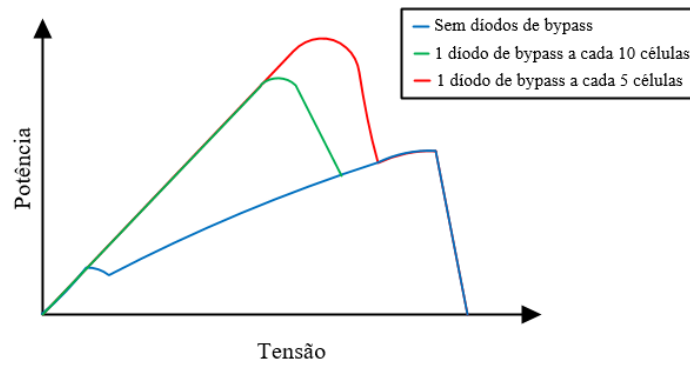


Figura 2.11 - Curva $P-V$ de um módulo solar fotovoltaico sob efeito de sombra com e sem diodos de *bypass* (baseado em [54]).

Embora a produção de energia seja inferior à que se iria verificar sem sombras, o seu aproveitamento é consideravelmente superior ao que se verifica sem o diodo de *bypass*.

2.4 Sistema Ferroviário com Tecnologias Solares Fotovoltaicas

Até aos dias de hoje, a integração de fontes de energia renováveis no sistema de alimentação ferroviário tem sido escassa. Porém, com o avanço da tecnologia e com a grande redução dos custos de operação e instalação das fontes de energia renováveis, estas têm vindo a chamar a atenção da comunidade científica que prevê que tenham um papel fundamental no futuro dos sistemas de eletrificação ferroviários [26].

Atualmente, devido ao aumento do tráfego e do número de locomotivas mais rápidas, tem-se assistido a um aumento no consumo de energia das ferrovias. Isto traduz-se numa necessidade de adicionar mais e maiores subestações de tração de energia para a conexão das catenárias com a rede de distribuição. Contudo, isto levaria a custos de implementação elevados. Uma solução seria a instalação de painéis solares fotovoltaicos nas proximidades das subestações, o que levaria a diminuir a dependência energética do sistema elétrico ferroviário da rede pública. Desta forma, seria possível de igual modo evitar a substituição da subestação de tração de energia [26].

Nas proximidades das ferrovias de longa distância, normalmente existem muitos espaços propícios para a instalação de painéis solares fotovoltaicos, como por exemplo no telhado das estações ferroviárias, nos parques de estacionamento próximos das estações ferroviárias, bem como em terrenos/barragens que se encontram nas proximidades das ferrovias [26]. Esta integração local de painéis solares fotovoltaicos no sistema de alimentação ferroviário traz vários benefícios, como por exemplo [27], [22]:

- A possibilidade de manter a tensão da catenária constante, reduzindo as variações de tensão durante a aceleração e desaceleração;

- A redução das perdas energéticas de distribuição durante o congestionamento da linha;
- A redução da sobrecarga na subestação de tração de energia, possibilitando a inserção de mais ou maiores locomotivas elétricas no mesmo sistema ferroviário;
- A redução da emissão de gases de efeito de estufa para a atmosfera.

O potencial da incorporação de painéis solares fotovoltaicos no sistema ferroviário é enorme, despertando já o interesse da comunidade científica na sua incorporação no sistema ferroviário elétrico em alguns países.

Em Antuérpia, na Bélgica, foi contruído um túnel de 3,4 km na linha de alta velocidade que liga Bruxelas a Amsterdão, com o objetivo de proteger a linha, que passava por uma floresta, de potenciais quedas de árvores. Após a construção do túnel, decidiu-se cobrir a parte superior deste com painéis solares fotovoltaicos. Assim, foram colocados 16 000 módulos solares fotovoltaicos monocristalinos de 245 W, cobrindo uma área de 50 000 m² [55]. A energia produzida pela instalação é usada para alimentar as locomotivas que usam a rede ferroviária belga, bem como para a sinalização, iluminação e aquecimento das estações ferroviárias. Anualmente, esta instalação produz cerca de 3 300 MWh de energia, o que é suficiente para alimentar 4 000 locomotivas. Adicionalmente, esta instalação levou a um decréscimo das emissões de CO₂ para a atmosfera em cerca de 2 400 toneladas por ano [55].

Em Wasbek, na Alemanha, foi assinado um contrato entre a operadora ferroviária alemã *Deutsche Bahn* e a desenvolvedora de projetos solares *Enerparc* para a construção de um parque solar fotovoltaico que terá uma potência de 42 MW. O objetivo deste projeto é que a energia produzida pelo parque solar fotovoltaico seja utilizada para alimentar diretamente a rede ferroviária de 16,7 Hz através de uma subestação de conversão em Neumünster. Espera-se que o parque solar fotovoltaico produza cerca de 38 GWh por ano [56]. Projetos como este vão ajudar a atingir o grande objetivo da operadora ferroviária alemã *Deutsche Bahn* que é alimentar toda a sua rede ferroviária através de fontes de energia renováveis até 2038 [56].

A Índia também está a fazer esforços para tornar o seu sistema ferroviário mais amigo do ambiente. Um exemplo disso é o metro de Deli, onde a empresa responsável pela operação, *Delhi Metro Rail Corporation (DMRC)*, recebe uma parcela de 27 MW do projeto *Rewa Solar Power*, que é um dos maiores parques solares fotovoltaicos do mundo com uma produção de 750 MW de potência [57]. Anteriormente, a *DMRC* produzia a energia solar através de módulos solares fotovoltaicos colocados nos telhados das estações de metro, mas essa energia era maioritariamente usada na iluminação e no aquecimento das estações

de metro. No entanto, agora, com a energia recebida do projeto *Rewa Solar Power*, essa também pode ser usada para a alimentação dos metros [57]. Assim, a energia solar produzida é usada para 60 % das necessidades energéticas da *DMRC*, contudo a *DMRC* tem como objetivo usar a energia solar produzida para todas as suas operações num futuro próximo. Com esta iniciativa, a *DMRC* espera poupar cerca de 89 milhões de euros nos próximos 25 anos [57],[58].

Apesar de o *Hyperloop* ainda estar numa fase inicial, o projeto refere que este será alimentado por qualquer fonte de energia disponível ao longo do percurso, incluindo a energia solar, em que os módulos solares fotovoltaicos serão colocados no cimo do tubo. Espera-se que em regiões como o Médio Oriente se possa alimentar o *Hyperloop* apenas com a energia solar proveniente dos módulos colocados por cima do tubo. A área ocupada pelos módulos solares fotovoltaicos pode ter uma largura de 4,25 metros por mais de 560 km, podendo produzir até 285 MW de potência [59], [60]. Encontra-se em fase de análise a melhor configuração de módulos solares fotovoltaicos a ser colocada no *Hyperloop*. Por exemplo em [61] foi feito um estudo em que indica quais as melhores configurações para maximizar a energia produzida ou então para minimizar os custos. Neste estudo concluiu-se que para maximizar a energia produzida os módulos solares devem ser colocados na diagonal, com módulos em ambos os lados do tubo. Para minimizar os custos, os módulos devem ser colocados horizontalmente no cimo do tubo.

A empresa de arquitetura chinesa *MAD*, em parceria com a *Hyperloop Transportation Technologies* está a desenvolver uma versão do *Hyperloop*, em que este funcionará a energia solar e energia eólica. A ideia desta empresa é colocar módulos solares fotovoltaicos dobráveis no topo do tubo para alimentar o próprio *Hyperloop* e também painéis de informação interativos [62].

2.5 Conclusões

Neste capítulo foi realizada uma revisão bibliográfica dos sistemas de eletrificação ferroviários e das tecnologias que constituem o sistema solar fotovoltaico.

A revisão foi inicializada com a apresentação dos sistemas de eletrificação ferroviários, em que foram analisados os diferentes tipos de eletrificação das ferrovias. Nesta análise, foram expostas algumas vantagens e desvantagens de cada tipo de eletrificação, podendo concluir-se que, no geral, a eletrificação em CA apresenta mais vantagens em relação à eletrificação em CC. Tal afirmação é corroborada pelo facto de a eletrificação em CA poder adotar uma tensão de alimentação mais elevada e apresentar menores perdas. Entre os tipos de eletrificação em CA, a eletrificação monofásica em CA à frequência da rede elétrica provou ser a mais eficiente. Também foi feita uma comparação entre sistemas de contacto, em que os sistemas de terceiro trilho são mais vocacionados para tensões baixas e em CC. No

entanto, nos sistemas com catenárias são usadas tensões mais altas, tanto em CC como em CA. Por isso, nos sistemas com catenárias, o número de subestações de tração de energia necessárias para a mesma distância é menor e as locomotivas podem atingir velocidades mais elevadas.

O capítulo segue com uma revisão bibliográfica de tecnologias solares fotovoltaicas, onde foram demonstrados diferentes tipos de células solares fotovoltaicas, podendo destacar-se a predominância do silício na constituição das células. Foram apresentados os rendimentos de cada tipo de célula, sendo que dos tipos de células tradicionais, as células de silício monocristalino são as que têm um rendimento superior. No entanto as novas tecnologias utilizadas nas células também mostram um grande potencial. Posteriormente, foi demonstrado o modelo elétrico de uma célula solar fotovoltaica, verificando-se que esta funciona como fonte de corrente e, de seguida, foi explicada a influência dos fatores externos na produção de energia por parte dos módulos solares fotovoltaicos. Posto isto, foi possível averiguar que existem fatores externos que afetam o ponto ótimo de funcionamento dos módulos solares fotovoltaicos, necessitando para tal de algoritmos de controlo capazes de detetar o ponto de máxima potência. Com estes algoritmos, os módulos solares fotovoltaicos podem operar sempre no ponto ótimo de funcionamento, de forma a tirar proveito do máximo rendimento destes.

O capítulo finaliza com a apresentação de sistemas ferroviários com tecnologias solares fotovoltaicas, onde são apresentados alguns benefícios da incorporação de tecnologias solares fotovoltaicas no sistema ferroviário e demonstrados alguns projetos, em diferentes países, em que esta incorporação está a ser realizada.

Capítulo 3

Conversores de Eletrônica de Potência e Técnicas de Controlo

3.1 Introdução

Com o aumento da população, a demanda energética tem aumentado de forma proporcional, havendo a necessidade de estabelecer estratégias eficazes para o consumo de eletricidade. A crescente evolução tecnológica incentiva a investigação de soluções energeticamente mais eficientes. Nesse sentido, a eletrônica de potência tem garantido uma posição forte no que diz respeito ao controlo de energia e potência, graças à versatilidade e funcionalidades dos conversores de eletrônica de potência.

Neste capítulo são abordadas as principais topologias de conversores de eletrônica de potência, técnicas de modulação e técnicas de controlo que podem ser usadas para a interface de módulos solares fotovoltaicos com sistemas ferroviários.

No início, é feita uma análise das diferentes topologias de conversores CC-CA que podem ser usadas para a interface com a catenária, apresentando algumas vantagens e desvantagens de cada uma. De seguida, são analisados conversores CC-CC que podem ser aplicados para a interface com módulos solares fotovoltaicos.

Após concluído o estudo das diferentes topologias de conversores, são abordadas diferentes técnicas de modulação e algoritmos de controlo que podem ser implementados nos conversores. Começou-se pela análise de técnicas de modulação e controlo de corrente, que são fundamentais para uma correta interface com a catenária. Por fim, são abordados alguns algoritmos para a extração da máxima potência dos módulos solares fotovoltaicos, visto que como os módulos apresentam um baixo rendimento, é crucial extrair a máxima potência destes.

3.2 Conversores de Eletrônica de Potência para Interface com a Catenária

Os conversores de eletrônica de potência para interface com a catenária de 25 kV, 50 Hz, são do tipo CC-CA. Os conversores CC-CA, também chamados de inversores, são dispositivos capazes de converter a energia elétrica de CC para CA usando semicondutores totalmente controlados. Implementando um

algoritmo de controle nestes conversores, é possível ajustar a amplitude e a frequência da onda de saída. Estes conversores podem ser divididos em dois grupos: Inversores Fonte de Tensão (VSI – *Voltage Source Inverters*) e Inversores Fonte de Corrente (CSI – *Current Source Inverters*), dependendo do elemento armazenador que se encontra no barramento CC [63].

Os VSI têm sido a topologia mais utilizada, porque têm uma maior eficiência, são mais fáceis de controlar e têm um menor custo, volume e peso [64]. Posto isto, o foco de estudo recaiu sobre os conversores de eletrônica de potência VSI.

3.2.1 Conversor em Meia ponte

O conversor em meia ponte é um conversor CC-CA que se destaca pela sua simplicidade, sendo constituído por um barramento CC dividido por dois condensadores C_1 e C_2 e por um braço com dois semicondutores totalmente controlados S_1 e S_2 , como ilustrado na Figura 3.1.

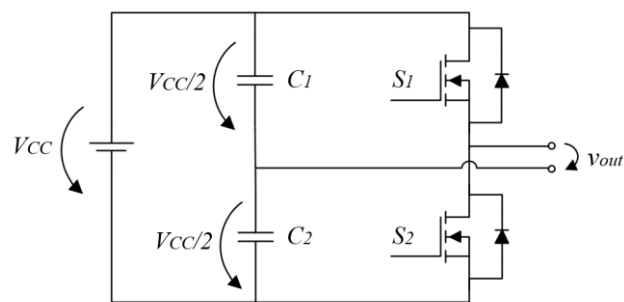


Figura 3.1 – Esquema elétrico de um conversor em meia ponte.

Neste conversor, os condensadores C_1 e C_2 apresentam uma tensão $V_{cc}/2$, de forma a gerarem um ponto neutro que é usado como referência na tensão de saída. Os semicondutores S_1 e S_2 não podem estar em condução ao mesmo tempo, pois isto provoca um curto-circuito à fonte de tensão V_{cc} [65], [66].

Quando o semicondutor S_1 está em condução e o semicondutor S_2 está ao corte, a tensão de saída terá um valor $V_{cc}/2$. Quando o semicondutor S_2 está em condução e o semicondutor S_1 está ao corte, a saída terá um valor de tensão $-V_{cc}/2$. Com a combinação destes dois estados, é obtida uma tensão bipolar na saída do conversor.

3.2.2 Conversor em Ponte completa

O conversor em ponte completa baseia-se no conversor em meia ponte, mas, com vista a melhorar o seu desempenho, este apresenta algumas modificações. Estas modificações consistem na introdução de um segundo braço com dois semicondutores (S_3 e S_4) totalmente controlados e na substituição do

barramento CC com dois condensadores por apenas um condensador, C_1 . A carga é ligada aos pontos centrais de cada braço, como é mostrado na Figura 3.2.

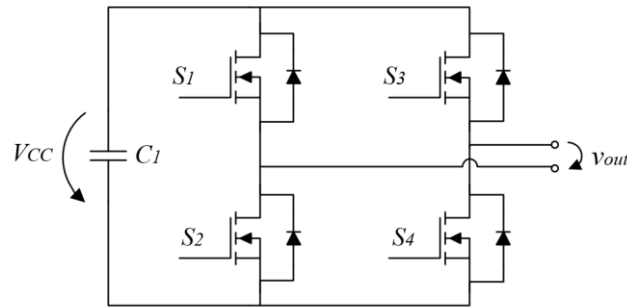


Figura 3.2 – Esquema elétrico de um conversor em ponte completa.

Com este conversor é possível obter três níveis diferentes de tensão à saída, $+V_{cc}$, 0 e $-V_{cc}$, dependendo dos semicondutores que se encontram em condução. Tal como na topologia anterior, os semicondutores do mesmo braço não podem estar em condução em simultâneo, pois isso provoca um curto-circuito no barramento CC [65], [66].

Este conversor apresenta quatro estados de operação. O primeiro estado ocorre quando os semicondutores S_1 e S_4 estão em condução, levando a que a tensão de saída tenha um valor $+V_{cc}$. O segundo estado ocorre quando os semicondutores S_1 e S_3 se encontram em condução, fazendo com que a tensão de saída seja 0 . O terceiro estado acontece quando os semicondutores S_2 e S_3 estão em condução, provocando que a tensão de saída seja $-V_{cc}$. Por último, o quarto estado é semelhante ao segundo estado, em que ocorre quando os semicondutores S_2 e S_4 estão a conduzir e leva com que a tensão de saída seja 0 . Este funcionamento do conversor em ponte completa pode ser resumido através da Tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Estados de operação de um conversor CC-CA em ponte completa.

Estado	S_1	S_2	S_3	S_4	V_{out}
1	ON	OFF	OFF	ON	$+V_{cc}$
2	ON	OFF	ON	OFF	0
3	OFF	ON	ON	OFF	$-V_{cc}$
4	OFF	ON	OFF	ON	0

Devido à disposição dos semicondutores de eletrônica de potência e com uma modulação unipolar é possível obter à saída do conversor uma frequência com o dobro da frequência de comutação imposta aos semicondutores. Esta característica permite a possibilidade de reduzir os filtros passivos à saída do conversor [65].

3.2.3 Conversor *Neutral-Point Clamped*

O conversor *Neutral-Point Clamped* (NPC) é um conversor multinível constituído por condensadores em série no barramento CC, um braço de semicondutores totalmente controlados e díodos de bloqueio. Dependendo do número de níveis, n , este conversor é composto por $2(n-1)$ semicondutores totalmente controlados, $(n-1)$ condensadores e $(n-1)(n-2)$ díodos de bloqueio. Estes díodos têm a função de fixar a tensão de cada semicondutor, igual à que está entre o ponto médio de cada um dos condensadores do barramento CC. Assim, a tensão de bloqueio de cada semicondutor é de $V_{cc}/(n-1)$ [63], [67].

Na Figura 3.3 está ilustrado um conversor NPC de três níveis. Este é constituído por quatro semicondutores totalmente controlados, dois condensadores no barramento CC, em que o ponto médio destes constitui um ponto neutro, e dois díodos de bloqueio.

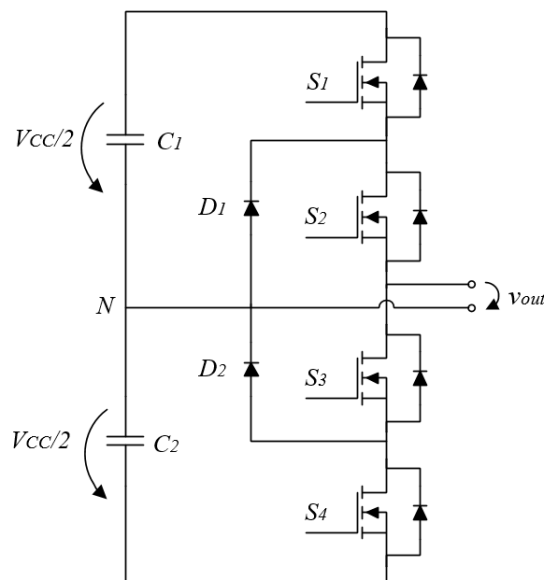


Figura 3.3 – Esquema elétrico de um conversor *Neutral-Point Clamped* de três níveis.

Este conversor apresenta três estados de operação. O primeiro estado ocorre quando os semicondutores S_1 e S_2 se encontram em condução, fazendo com que a tensão de saída tenha um valor $+V_{cc}/2$. O segundo estado acontece quando os semicondutores S_2 e S_3 estão a conduzir, levando a uma tensão de saída 0. O terceiro estado corresponde ao funcionamento dos semicondutores S_3 e S_4 , o que leva a uma tensão de saída $-V_{cc}/2$. O funcionamento deste conversor é resumido na Tabela 3.2.

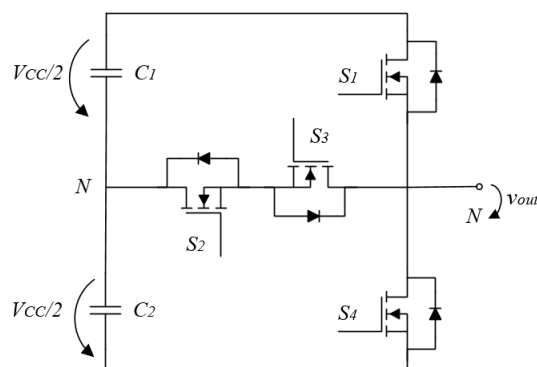
Tabela 3.2 - Estados de operação de um conversor NPC de três níveis.

Estado	S_1	S_2	S_3	S_4	V_{out}
1	ON	ON	OFF	OFF	$+V_{cc}/2$
2	OFF	ON	ON	OFF	0
3	OFF	OFF	ON	ON	$-V_{cc}/2$

Como dito anteriormente, com o aumento dos níveis deste conversor, o número de condensadores também aumenta. Devido às impedâncias no sistema, podem existir valores de tensão diferentes nos condensadores. Este desequilíbrio da tensão no barramento CC é considerado uma desvantagem neste conversor [66].

3.2.4 Conversor *Neutral-Point Piloted*

O conversor *Neutral-Point Piloted* (NPP), também designado por *T-Type NPC* (TNPC), é um conversor com uma estrutura parecida com o conversor em meia ponte, contendo o barramento CC dividido. O NPP também contém semicondutores totalmente controlados em anti série entre os terminais de corrente alternada. Na Figura 3.4 está representado um conversor NPP de três níveis, que é composto por quatro semicondutores totalmente controlados e dois condensadores no barramento CC, em que o ponto entre estes representa um ponto neutro, que também serve de ponto de referência para a tensão de saída [66].


 Figura 3.4 – Esquema elétrico de um conversor *Neutral-Point Piloted* de três níveis.

Este conversor permite a obtenção três níveis de tensão à sua saída, $+V_{cc}/2$, 0 e $-V_{cc}/2$. Para um nível de tensão de $+V_{cc}/2$ os semicondutores S_1 e S_2 encontram-se em condução. Para uma tensão 0 conduzem os semicondutores S_2 e S_3 . Quando os semicondutores S_3 e S_4 estão em condução, obtém-se uma tensão de $-V_{cc}/2$ [68], [69]. Este funcionamento está resumido na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 - Estados de operação de um conversor NPP de três níveis.

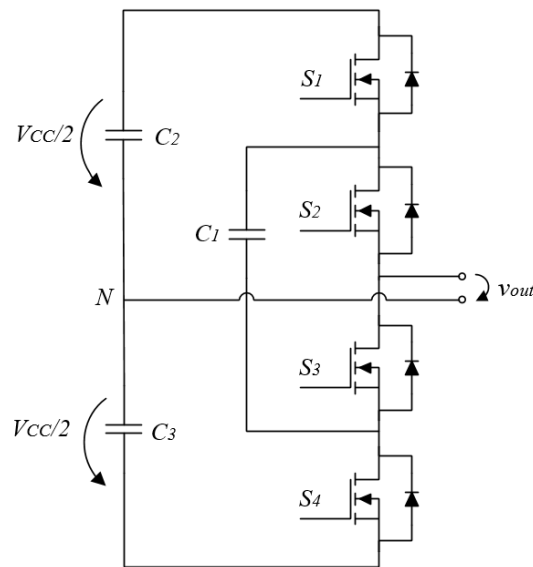
Estado	S_1	S_2	S_3	S_4	V_{out}
1	ON	ON	OFF	OFF	$+V_{cc}/2$
2	OFF	ON	ON	OFF	0
3	OFF	OFF	ON	ON	$-V_{cc}/2$

A condução do semicondutor S_2 e S_3 para a obtenção das tensões de saída $+V_{cc}/2$ e $-V_{cc}/2$, respetivamente, é importante, pois quando ocorrer a comutação para o estado em que a saída é 0, a corrente comuta naturalmente para o ramo correto, independentemente da direção da corrente [68], [69].

3.2.5 Conversor *Flying-Capacitor*

O conversor do tipo *Flying-Capacitor* é um conversor multinível constituído por condensadores em série no barramento CC, um braço de semicondutores totalmente controlados e condensadores flutuantes. Os condensadores flutuantes são responsáveis por bloquear a tensão inversa a que os semicondutores são submetidos. Dependendo do número de níveis, n , este conversor é composto por $2(n-1)$ semicondutores totalmente controlados, capazes de suportar uma tensão de $V_{cc}/(n-1)$, que corresponde à tensão aos terminais de cada condensador, $(n-1)$ condensadores no barramento CC e $(n-1)(n-2)/2$ condensadores flutuantes [70].

Na Figura 3.5 está representado um conversor do tipo *Flying-Capacitor* de três níveis, sendo constituído por quatro semicondutores totalmente controlados, um condensador flutuante, C_1 , e dois condensadores no barramento CC, C_2 e C_3 , em que o ponto médio destes constitui o ponto neutro, que também é o ponto de referência para a tensão de saída [66].


 Figura 3.5 – Esquema elétrico de um conversor *Flying-Capacitor* de três níveis.

Este conversor apresenta quatro estados de operação [71]. O primeiro estado ocorre quando os semicondutores S_1 e S_2 estão em condução, fazendo com que a tensão de saída seja $+V_{cc}/2$. O segundo estado de operação dá-se quando os semicondutores S_1 e S_3 estão a conduzir, provocando uma tensão 0 à saída e o carregamento do condensador flutuante C_1 através da energia proveniente do condensador C_2 do barramento CC. Similarmente, o terceiro estado também provoca uma tensão de saída 0, mas neste estado os semicondutores que se encontram em condução são o S_2 e o S_4 , e a energia do condensador flutuante C_1 é transferida para o condensador C_3 do barramento CC. O quarto estado corresponde ao funcionamento dos semicondutores S_3 e S_4 , o que faz com que a tensão de saída tenha um valor $-V_{cc}/2$. De salientar que os semicondutores S_2 e S_3 não podem conduzir em simultâneo, pois isso levaria a um curto-circuito no condensador C_1 . Assim, na Tabela 3.4 é apresentado um resumo do modo de funcionamento deste conversor, em que o carregamento do condensador flutuante é representado pelo sinal '+', o descarregamento deste condensador é representado pelo sinal '-' e para indicar que não existe trocas de energia é utilizado o símbolo 'z'.

Tabela 3.4 - Estados de operação de um conversor do tipo *Flying-Capacitor* de três níveis.

Estado	S_1	S_2	S_3	S_4	C_1	V_{out}
1	ON	ON	OFF	OFF	z	$+V_{cc}/2$
2	ON	OFF	ON	OFF	+	0
3	OFF	ON	OFF	ON	-	$-V_{cc}/2$
4	OFF	OFF	ON	ON	z	0

Nesta topologia, devido à predominância de condensadores, podem ocorrer correntes *inrush* no início da operação. De maneira a minimizar as elevadas correntes transitórias e de forma a proteger a integridade do sistema é necessário implementar circuitos de pré-carga dos condensadores.

3.3 Conversores Modulares e Multinível em Cascata

Os conversores modulares e multinível em cascata (*Modular Multilevel Cascaded Converter* – MMCC) são conversores CC-CA que são constituídos por um número de submódulos idênticos e individualmente controláveis. O número de submódulos é determinado pelos níveis de tensão que se pretende obter à saída, sendo que, quanto maior a tensão pretendida, maior o número de submódulos. Os submódulos podem consistir em conversores em meia ponte ou em conversores em ponte completa, semelhantes aos que foram analisados anteriormente. Ao ser multinível, a qualidade da tensão de saída é melhor, uma vez que apresenta um baixo conteúdo harmónico [72].

O MMCC permite a operação com frequências de comutação mais baixas, o que leva a que haja menos perdas por comutação. Adicionalmente, uma vantagem do MMCC em relação aos VSI clássicos é que reduz o dv/dt no lado de corrente alternada, o que leva na redução dos problemas de compatibilidade eletromagnética [72].

De seguida são analisadas duas configurações de conversores modulares e multinível em cascata com submódulos constituídos por conversores em ponte completa.

3.3.1 Conversor do Tipo Ponte Completa em Cascata

O conversor do tipo ponte completa em cascata, também designado por *Cascaded H-Bridge*, é constituído por dois ou mais conversores CC-CA em ponte completa ligados em série. Cada submódulo é constituído por quatro semicondutores totalmente controlados e por um barramento CC capacitivo separado. Cada submódulo é capaz de sintetizar três níveis de tensão à sua saída, $+V_{cc}$, 0 e $-V_{cc}$, e a tensão de saída do conversor corresponde à soma das tensões provenientes de cada submódulo [71], [73].

Dependendo do número de níveis n deste conversor, este é composto por $(n-1)/2$ submódulos e fontes de energia isoladas e $2(n-1)$ semicondutores totalmente controlados [71], [73].

Na Figura 3.6, está representado um conversor do tipo ponte completa em cascata. Este é composto por dois submódulos, ou seja, no total tem oito semicondutores totalmente controlados e dois barramento CC separados. Como a tensão de saída do conversor corresponde à soma da tensão de saída de cada submódulo, este possui cinco níveis de tensão de saída diferentes, sendo $+2V_{cc}$, $+V_{cc}$, 0 , $-V_{cc}$, $-2V_{cc}$.

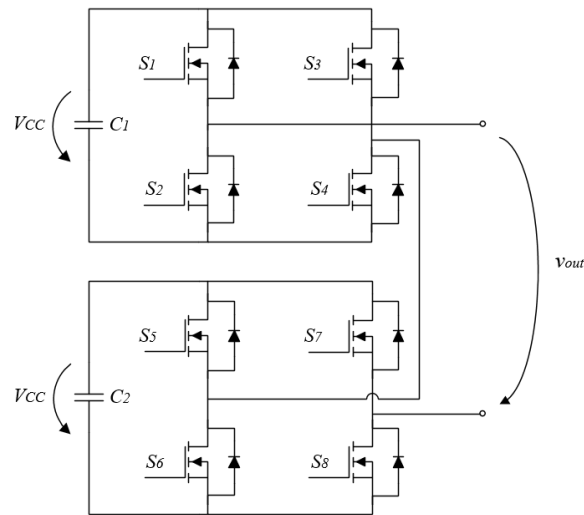


Figura 3.6 – Esquema elétrico de um conversor do tipo ponte completa em cascata de cinco níveis.

O funcionamento deste conversor consiste em ter quatro semicondutores em condução em simultâneo. Então, este conversor possui dezasseis estados de funcionamento, estando estes representados na Tabela 3.5. Como se observa, este conversor apresenta estados redundantes, isto é, diferentes combinações de semicondutores que apresentam a mesma tensão à saída.

Tabela 3.5 - Estados de operação de um conversor do tipo ponte completa em cascata de cinco níveis.

Estado	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	V_{out}
1	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	$+2V_{cc}$
2	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	$+V_{cc}$
3	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	$+V_{cc}$
4	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	$+V_{cc}$
5	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	$+V_{cc}$
6	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	0
7	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	0
8	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	0
9	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	0
10	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	0
11	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	0
12	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	$-V_{cc}$
13	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	$-V_{cc}$
14	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	$-V_{cc}$
15	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	$-V_{cc}$
16	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	$-2 V_{cc}$

Este conversor tem como principal desvantagem o facto de precisar de fontes de energia independentes para cada submódulo. Adicionalmente, para um aumento dos níveis de tensão à saída, o número de semicondutores de potência também aumenta, o que torna o conversor e o algoritmo de regulação dos barramentos CC mais complexos. De igual modo faz com que seja necessário um maior número de sensores e circuitos de condicionamento de sinal [74].

3.3.2 Conversor do Tipo Ponte Completa com Transformadores em Cascata

O conversor do tipo ponte completa com transformadores em cascata apresenta algumas semelhanças com o conversor analisado anteriormente, mas destaca-se por ter apenas uma única fonte de energia comum no barramento CC e por apresentar os transformadores em cascata. Este conversor é constituído por dois ou mais conversores CC-CA em ponte completa, em que cada um destes é ligado em paralelo com uma única fonte de energia. A saída de cada submódulo é ligada ao enrolamento primário de um transformador de potência, sendo que o enrolamento do secundário se encontra ligado em série com os enrolamentos secundários dos transformadores associados aos restantes submódulos. Assim, estes transformadores permitem um isolamento galvânico entre entrada em CC e a saída em CA [73].

Dependendo do número de níveis n , este conversor é constituído por $(n-1)/2$ submódulos e transformadores e $2(n-1)$ semicondutores totalmente controlados. A tensão de saída do conversor é dada pela soma das tensões de cada enrolamento do secundário.

Na Figura 3.7, está ilustrado um conversor do tipo ponte completa com transformadores em cascata de cinco níveis. Este é constituído por dois submódulos, então tem um total de oito semicondutores totalmente controlados, dois transformadores e um condensador no barramento CC.

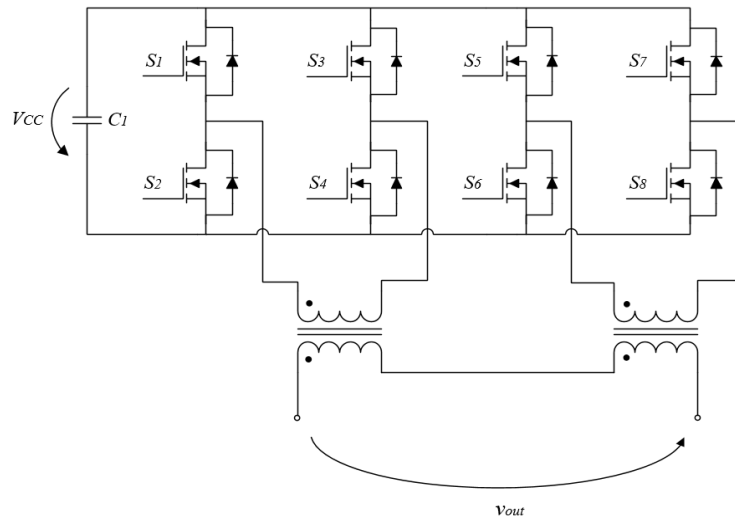


Figura 3.7 – Esquema elétrico de um conversor do tipo ponte completa com transformadores em cascata de cinco níveis.

O modo de funcionamento deste conversor consiste em ter quatro semicondutores em condução, dois de cada submódulo. No entanto, semicondutores do mesmo braço não podem estar em condução em simultâneo, visto que provoca um curto-circuito no barramento CC. Para uma razão de transformação de 1:1 nos transformadores, este conversor apresenta os mesmos estados de funcionamento do conversor anterior, Tabela 3.5, possuindo cinco níveis de tensão diferentes, $+2V_{cc}$, $+V_{cc}$, 0 , $-V_{cc}$, $-2V_{cc}$.

Este conversor não necessita de díodos de bloqueio nem de condensadores flutuantes, o que leva a um menor número de componentes. Adicionalmente, este conversor apresenta modularidade, permitindo adicionar mais submódulos de potência. Para além disso, este conversor tem a vantagem de só necessitar de um único barramento CC e a utilização dos transformadores permite que não sejam necessários adicionar mais módulos sempre que se pretende elevar a tensão da saída. No entanto, sempre que se pretende adicionar um submódulo, também é necessária a utilização de um novo transformador, o que faz com que os custos de implementação do sistema sejam mais elevados. Outra desvantagem do uso de transformadores nesta topologia é que estes não são adequados para aplicações de frequência variável [73], [75], [76].

3.4 Conversores de Eletrônica de Potência para Interface com Instalação Solar Fotovoltaica

Os conversores CC-CC são conversores de eletrônica de potência que funcionam em CC e adaptam os níveis de tensão ao valor pretendido, sendo por isso indicados para interface com o sistema solar fotovoltaico. Dentro destes pode destacar-se os conversores não isolados e os conversores isolados.

Os conversores CC-CC não isolados são muito usados para aplicações em que os níveis de tensão na saída do conversor sejam próximos dos níveis de tensão à entrada do conversor, uma vez que a sua capacidade de ajustar os níveis de tensão está limitada aos componentes passivos, não tirando proveito de um transformador de alta frequência. Apesar disso, a sua facilidade de construção, custo e simplicidade de controlo podem ser fatores preponderantes na escolha deste tipo de conversores.

As topologias CC-CC isoladas tiram proveito de um transformador de alta frequência de forma a obter isolamento galvânico entre a entrada e a saída do conversor. Estas são usadas em aplicações em que se necessita de uma razão elevada entre a tensão de entrada e a tensão de saída. Com o devido dimensionamento do transformador de alta frequência este problema pode ser facilmente resolvido, além de permitir múltiplas entradas e saídas de tensão, dependendo do número de enrolamentos presentes no transformador [77].

3.4.1 Conversor *Step-Up*

O conversor *step-up* é um elevador de tensão, ou seja, consegue produzir uma tensão de saída com uma amplitude superior à tensão de entrada, mas sem isolamento galvânico. Como é possível verificar na Figura 3.8, este conversor é composto por uma bobina L , um semiconductor totalmente controlado S , um diodo D e um condensador C à saída.

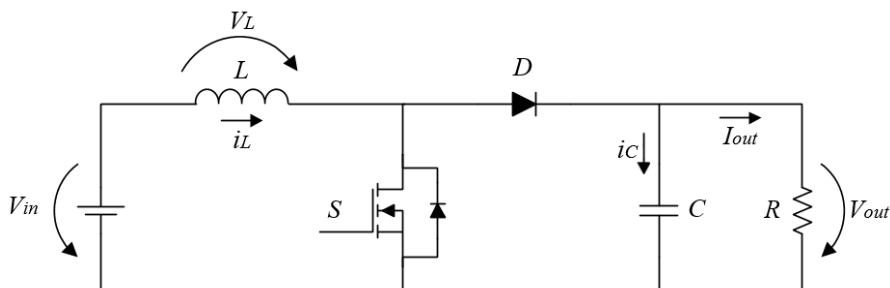


Figura 3.8 - Esquema elétrico de um conversor *step-up*.

O princípio de funcionamento deste conversor consiste em impor que o semiconductor S opere na condução plena ou ao corte. Conforme o seu estado, a resposta do circuito é diferente. Este princípio de funcionamento e as formas de onda de tensão e de corrente são apresentados na Figura 3.9 [65].

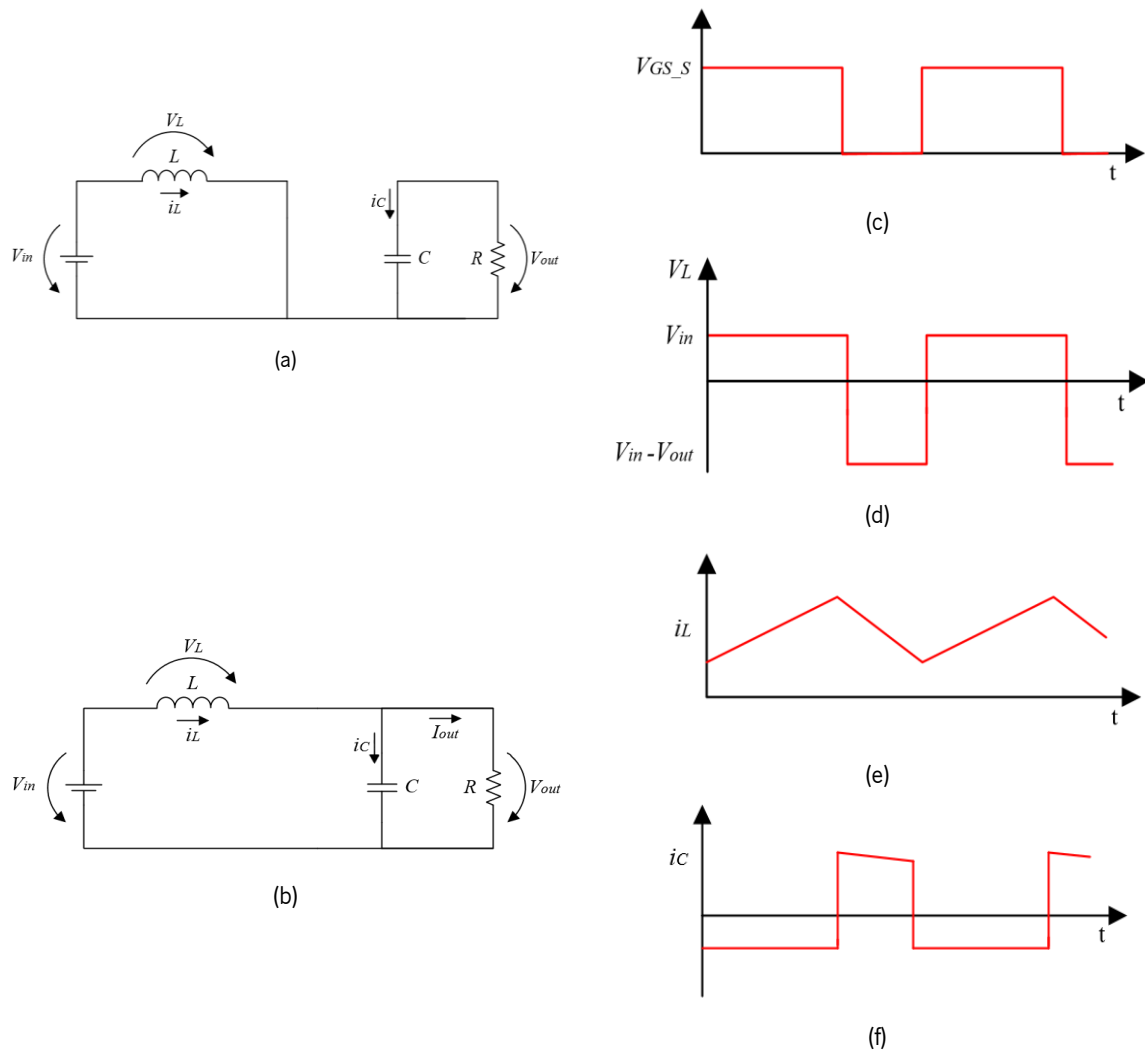


Figura 3.9 - Princípio de funcionamento e formas de onda do conversor *step-up*: (a) Semicondutor S em condução; (b) Semicondutor S aberto; (c) Sinal de gate do semicondutor S ; (d) Tensão aos terminais da bobina; (e) Corrente na bobina; (f) Corrente no condensador.

Quando o semicondutor S entra em condução, Figura 3.9 (a), o diodo D fica inversamente polarizado, o que impede a passagem de corrente. Assim, a bobina fica apenas em paralelo com a fonte de alimentação, armazenando energia. Conseqüentemente, a corrente da bobina i aumenta linearmente (Figura 3.9 (e)) e a tensão aos terminais desta é igual à tensão da fonte V_m , (Figura 3.9 (d)). Neste estado, a carga continua a receber energia através do condensador C .

Quando o semicondutor S está aberto, Figura 3.9 (b), o diodo D entra em condução, sendo a carga alimentada pela fonte de alimentação e pela energia proveniente da bobina e do condensador C . A partir de certo instante a corrente no condensador inverte de sentido e o condensador começa a carregar com energia proveniente da fonte e da bobina. A tensão aos terminais da bobina com S em aberto é mostrada na equação (3.1).

$$V_{out} = V_{in} - v_L \Leftrightarrow v_L = V_{in} - V_{out} \quad (3.1)$$

O período de comutação T é constituído pelo tempo que o semiconductor S está em condução (t_{on}) e pelo tempo que o semiconductor S está ao corte (t_{off}). O *duty-cycle* (D) corresponde à razão entre t_{on} e o período T .

$$T = t_{on} + t_{off} \quad (3.2)$$

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (3.3)$$

Analisando a Figura 3.9 (c) e a Figura 3.9 (e), é possível constatar que o aumento da corrente da bobina i_L durante t_{on} e a diminuição da corrente da bobina i_L durante t_{off} têm a mesma amplitude, portanto a variação da tensão na bobina é nula em regime permanente, como se pode comprovar na equação (3.4).

$$V_{in} t_{on} = (V_{out} - V_{in}) t_{off} \quad (3.4)$$

Para se obter a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada do conversor *step-up*, é necessário substituir as equações (3.2) e (3.3) na equação (3.4) [78], [65].

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - D)} \quad (3.5)$$

Analisando o conversor como sendo ideal, em que não ocorrem perdas, pode considerar-se que a potência à entrada do circuito será a mesma que à sua saída. Assim sendo, é possível obter a equação (3.6), do valor médio da corrente da bobina:

$$P_{in} = P_{out} \Rightarrow \bar{I}_L = \frac{V_{out} I_{out}}{V_{in}} \quad (3.6)$$

A partir destas equações é possível perceber o correto funcionamento do conversor *step-up*. Analisando a equação (3.5), é perceptível que para ajustar a tensão à saída do conversor é necessário variar o valor do *duty-cycle* aplicado ao semiconductor S .

3.4.2 Conversor *Interleaved Boost*

O conversor *interleaved boost* consiste em dois ou mais conversores *step-up* conectados em paralelo com o acionamento de sinais desfasados $360/N$ graus e a operar à mesma frequência, sendo N o número de conversores em paralelo. Quando comparado com o conversor *step-up*, o conversor *interleaved boost* é mais eficiente e permite a diminuição do *ripple* da corrente de entrada. Ter uma corrente de entrada com *ripple* reduzido é uma vantagem adicional para os módulos solares fotovoltaicos, pois permite extrair uma potência mais constante. Adicionalmente, com o aumento do número de conversores em paralelo as perdas na condução diminuem, devido à divisão da corrente pelos caminhos

paralelos. No entanto, esta topologia apresenta um maior custo inicial devido a um maior número de componentes e o controlo deste conversor ser mais complexo [79].

Na Figura 3.10, encontra-se um conversor *interleaved boost* com 2 braços. Este é constituído por dois díodos D_1 e D_2 , duas bobinas L_1 e L_2 , dois semicondutores totalmente controlados S_1 e S_2 e um condensador C à saída.

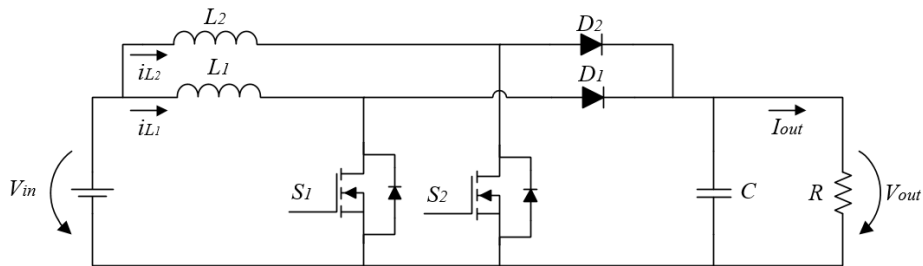


Figura 3.10 – Esquema elétrico de um conversor *interleaved boost*.

O conversor *interleaved boost* apresenta quatro estados de operação. Quando S_1 e S_2 estão em condução, D_1 e D_2 encontram-se inversamente polarizados impedindo a passagem de corrente. Assim, L_1 e L_2 ficam em paralelo com a fonte de alimentação, armazenando energia. Consequentemente, a corrente nas bobinas L_1 e L_2 , aumenta linearmente. Quando S_1 está aberto e S_2 se encontra em condução, D_1 conduz a energia armazenada em L_1 para a carga e para o condensador, fazendo com que a corrente em L_1 diminua. Neste estado, L_2 armazena energia proveniente da fonte de alimentação. Quando S_1 se encontra em condução e S_2 está em aberto, D_2 conduz a energia armazenada em L_2 para a carga e para o condensador, fazendo com que a corrente em L_2 diminua. Neste estado, L_1 armazena energia proveniente da fonte de alimentação. Por fim, quando S_1 e S_2 estão em aberto, ambos os díodos entram em condução, estando a carga e o condensador a receber a energia armazenada em ambas as bobinas. Deste modo, a corrente em ambas as bobinas diminui [79].

3.4.3 Conversor *Flyback*

O conversor *flyback* é um conversor com isolamento galvânico que pode funcionar como redutor de tensão ou como elevador de tensão. Este conversor é composto por um transformador de alta frequência, um semicondutor totalmente controlado S , por um diodo D e pelos condensadores de entrada e de saída C_1 e C_2 , respetivamente. O semicondutor S é colocado em série com o enrolamento primário do transformador de forma que a *source* esteja ligada ao potencial mais baixo do circuito, simplificando o circuito de *gate* do semicondutor. Na Figura 3.11 pode ver-se o esquema elétrico do conversor *flyback*, onde também se representa a indutância de magnetização, L_m , do transformador *Flyback*. [77]. Um

transformador *Flyback* é um transformador com um arranjo especial cujo comportamento é semelhante a duas bobinas que partilham o mesmo núcleo ferromagnético.

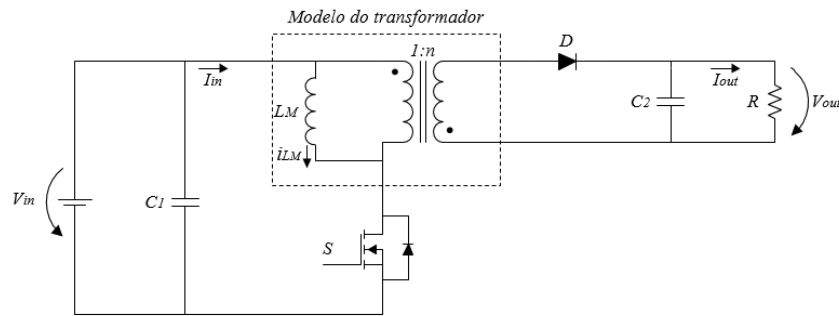


Figura 3.11 – Esquema elétrico de um conversor *Flyback*.

Quanto ao princípio de funcionamento deste conversor, quando o semicondutor *S* está em condução, o diodo *D* fica inversamente polarizado e, portanto, a indutância de magnetização, L_M , fica em paralelo com a fonte de alimentação, fazendo com que esta lhe forneça energia e, conseqüentemente, faça com que a corrente que atravessa esta indutância aumente de forma linear. Quando o semicondutor *S* abre, o diodo *D* entra em condução e a energia armazenada na indutância L_M é transferida para a carga. No entanto, nesse instante, a corrente de entrada anula-se, visto que o semicondutor está aberto, interrompendo o caminho para a corrente, como se pode verificar entre os instantes 1 e 2 da Figura 3.12. Conseqüentemente, a potência na entrada do conversor também se anula, levando a que este conversor não seja o mais indicado para aplicações fotovoltaicas, visto que compromete a eficácia da extração da energia [77] [80].

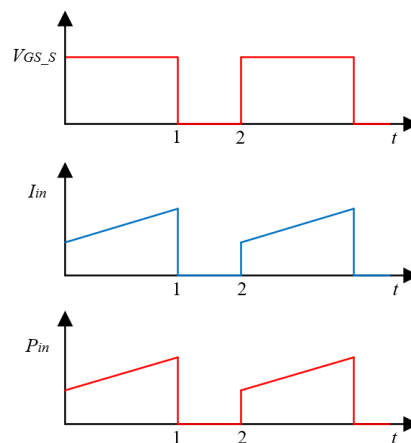


Figura 3.12 - Formas de onda do sinal de *gate* do semicondutor *S* ($V_{GS,S}$), da corrente de entrada (I_m) e da potência de entrada (P_m) do conversor *flyback*.

3.4.4 Conversor *Push-Pull* como Fonte de Corrente

O conversor *push-pull* como fonte de corrente é um conversor com isolamento galvânico e, como se pode ver na Figura 3.13 é constituído por um transformador de alta frequência com dois enrolamentos

primários e pelo menos um enrolamento secundário. O lado do primário é composto por um condensador C_1 , por uma bobina L e por dois semicondutores totalmente controlados S_1 e S_2 , em que cada um está ligado a um enrolamento diferente do primário do transformador. A bobina L permite que o conversor *push-pull* opere como fonte de corrente, podendo ser extraída energia de forma contínua. Esta topologia permite ainda reduzir a razão de transformação do transformador, diminuindo as perdas do circuito [81]. Do lado do secundário, existe uma ponte retificadora a diodos e um condensador de saída C_2 .

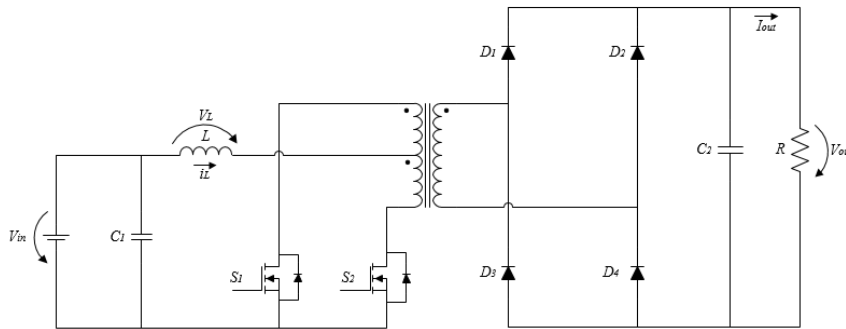


Figura 3.13 – Esquema elétrico de um conversor *push-pull* como fonte de corrente.

Este conversor funciona geralmente como elevador de tensão e, de modo a manter uma extração contínua de energia, pelo menos um dos semicondutores tem de estar em condução, pois, assim, é garantido sempre um caminho para a corrente de entrada, fazendo com que esta nunca se anule. Este conversor também tem os semicondutores totalmente controlados referenciados ao mesmo potencial, simplificando os circuitos de acionamento dos destes [80].

Quando os semicondutores estão ambos a conduzir, a corrente na bobina aumenta de forma linear, como se pode observar na Figura 3.14 [80].

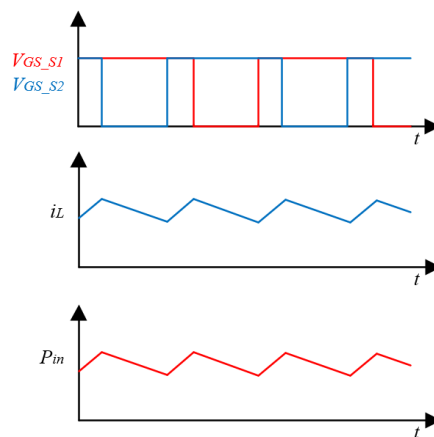


Figura 3.14 - Formas de onda dos sinais de gate dos semicondutores S_1 e S_2 ($V_{GS,S1}$ e $V_{GS,S2}$), da corrente de entrada (i_L) e da potência de entrada (P_{in}) do conversor *push-pull*.

3.4.5 Conversor em Ponte Completa do tipo *Buck*

O conversor em ponte completa do tipo buck é um conversor com isolamento galvânico, constituído por um transformador de alta frequência, em que no lado do primário existem quatro semicondutores totalmente controlados e no lado do secundário existe uma ponte retificadora a diodos e uma bobina. Na Figura 3.15 encontra-se representado o esquema elétrico de um conversor em ponte completa do tipo *buck*.

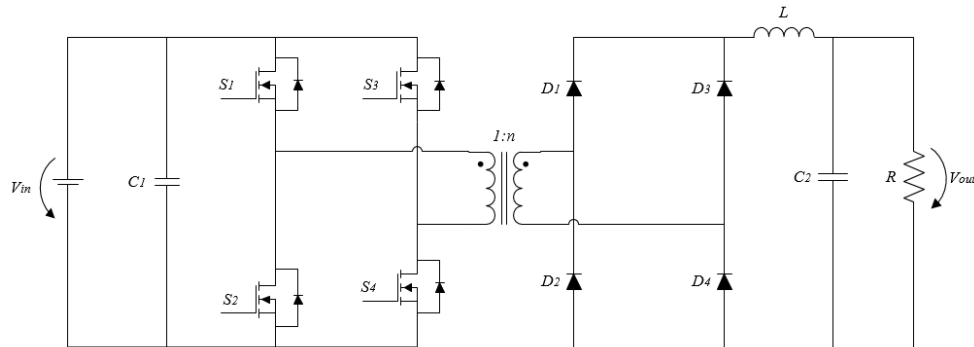


Figura 3.15 – Esquema elétrico de um conversor em ponte completa do tipo *buck*.

O princípio de operação deste conversor resume-se a quatro etapas, que dependem dos semicondutores que estão em condução [77], [80].

Na primeira etapa os semicondutores S_1 e S_4 estão a conduzir, fazendo com que nos enrolamentos do primário do transformador esteja uma tensão igual à tensão de entrada, aumentando linearmente a corrente de magnetização. Neste instante, os diodos D_1 e D_4 estão em condução, o que leva a que a carga seja alimentada pelo transformador e por C_2 . O C_2 é também alimentado pela energia transferida nesta etapa.

A segunda etapa serve para criar um *deadtime* entre a entrada e saída de condução de semicondutores do mesmo braço, de forma a evitar possíveis curto-circuitos. Para isso, todos semicondutores totalmente controlados estão em aberto, fazendo com que esteja uma tensão de 0 V no enrolamento do primário. A carga neste instante encontra-se a ser alimentada por C_2 .

Na terceira etapa os semicondutores S_2 e S_3 estão em condução, fazendo com que nos enrolamentos do primário esteja uma tensão de $-V_{in}$, diminuindo de forma linear a corrente de magnetização. Neste instante, são os diodos D_2 e D_3 que entram em condução, fazendo com que a carga seja alimentada pelo transformador e por C_2 .

A quarta etapa é semelhante à segunda etapa, em que os semicondutores totalmente controlados estão em aberto, fazendo com que a tensão no primário do transformador seja de 0 V e que a carga seja alimentada apenas por C_2 .

Este conversor não é o mais indicado para aplicações fotovoltaicas, uma vez que a potência de entrada se anula na segunda etapa e na quarta etapa, comprometendo a eficácia da extração da energia, como se pode comprovar na Figura 3.16.

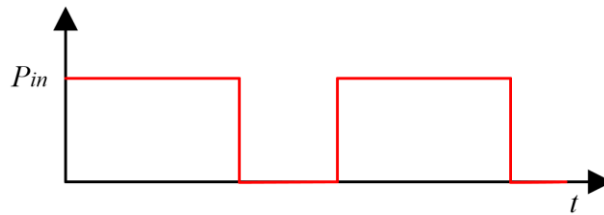


Figura 3.16 - Forma de onda da potência de entrada (P_{in}) do conversor em ponte completa do tipo *buck*.

3.4.6 Conversor em Ponte Completa do Tipo *Boost*

O conversor em ponte completa do tipo *boost* é um conversor elevador de tensão com isolamento galvânico. Como é visível na Figura 3.17, este conversor é constituído por um transformador de alta frequência, em que no lado do primário existem quatro semicondutores totalmente controlados e uma bobina e no lado do secundário existe uma ponte retificadora a diodos.

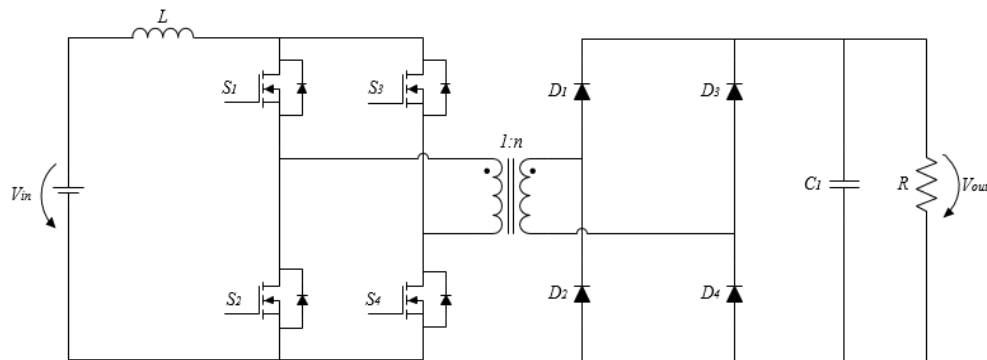


Figura 3.17 - Esquema elétrico de um conversor em ponte completa do tipo *boost*.

O princípio de operação deste conversor resume-se a quatro estados, que dependem dos semicondutores que estão em condução [77].

No primeiro estado, todos os semicondutores totalmente controlados encontram-se a conduzir, fazendo com que a bobina fique em paralelo com a fonte de alimentação, armazenando energia. Consequentemente, a corrente da bobina aumenta linearmente e a tensão aos seus terminais é igual à tensão de entrada. Adicionalmente, a tensão no primário do transformador é de 0 V.

No segundo estado, os semicondutores S_1 e S_4 encontram-se em condução, fazendo com que parte da energia armazenada na bobina seja transferida para a carga através do transformador e dos diodos D_1 e D_4 que se encontram diretamente polarizados. Neste estado, a corrente da bobina diminui e a tensão no primário do transformador é de V_{out}/n .

O terceiro estado é semelhante ao primeiro estado, em que todos os semicondutores totalmente controlados se encontram em condução. Assim, a bobina tem uma tensão aos seus terminais igual à tensão de entrada e a corrente que a atravessa aumenta linearmente.

No quarto estado, apenas os semicondutores S_2 e S_3 se encontram a conduzir fazendo com que nos enrolamentos do primário do transformador se encontre uma tensão de $-V_{out}/n$. Neste estado, os diodos D_2 e D_3 estão diretamente polarizados e parte da energia armazenada na bobina é transferida para a carga através do transformador e destes diodos. Assim, a corrente na bobina diminui linearmente.

A forma de onda da potência de entrada do conversor em ponte completa do tipo *boost* pode ser observada na Figura 3.18.

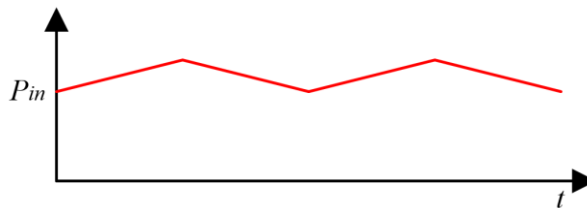


Figura 3.18 - Forma de onda da potência de entrada (P_n) do conversor em ponte completa do tipo *boost*.

3.5 Técnicas de Modulação PWM para MMCC

O princípio das técnicas PWM (*Pulse Width Modulation*) consiste na comparação de uma onda moduladora de referência, V_{ref} , com ondas portadoras triangulares, V_{port} . A frequência da portadora define a frequência de comutação dos semicondutores de eletrônica de potência. Por sua vez, a frequência da onda moduladora impõe a frequência da onda sintetizada pelo MMCC. Se a amplitude da onda de referência for superior à amplitude da onda portadora, então a saída do comparador está no estado ativo. Caso a amplitude da onda de referência seja inferior, a saída do comparador está no estado desativo. O valor resultante da comparação é usado para controlar o estado de operação dos semicondutores totalmente controlados. As ondas triangulares portadoras formam técnicas de modulação, como a modulação com distribuição vertical e a modulação com desfasamento.

De seguida, serão analisadas algumas técnicas de modulação PWM usadas em conversores modulares e multinível em cascata.

3.5.1 Técnica de PWM com Distribuição Vertical

Num conversor de multinível de n níveis são necessárias $n-1$ ondas portadoras com a mesma amplitude e frequência, que são distribuídas verticalmente com diferentes valores médios, associando-se cada uma a um nível de tensão de saída [82].

Dentro das técnicas de distribuição vertical, existem três disposições distintas, sendo elas a disposição em fase (*Phase Disposition* - PD), a disposição em oposição de fase (*Phase Opposition Disposition* - POD) e a disposição em oposição de fase alternada (*Alternate Phase Opposition Disposition* - APOD). Na técnica de modulação PD, as ondas portadoras encontram-se em fase. Na técnica de modulação POD, as ondas portadoras que se encontram acima do nível zero encontram-se em fase entre si. Por sua vez, as ondas portadoras abaixo do nível zero, encontram-se 180° defasadas relativamente às ondas portadoras positivas. Por fim, na técnica de modulação APOD, as ondas portadoras encontram-se defasadas de 180° alternadamente [82], [66]. Na Figura 3.19, estão ilustrados os três tipos de distribuição vertical descritos.

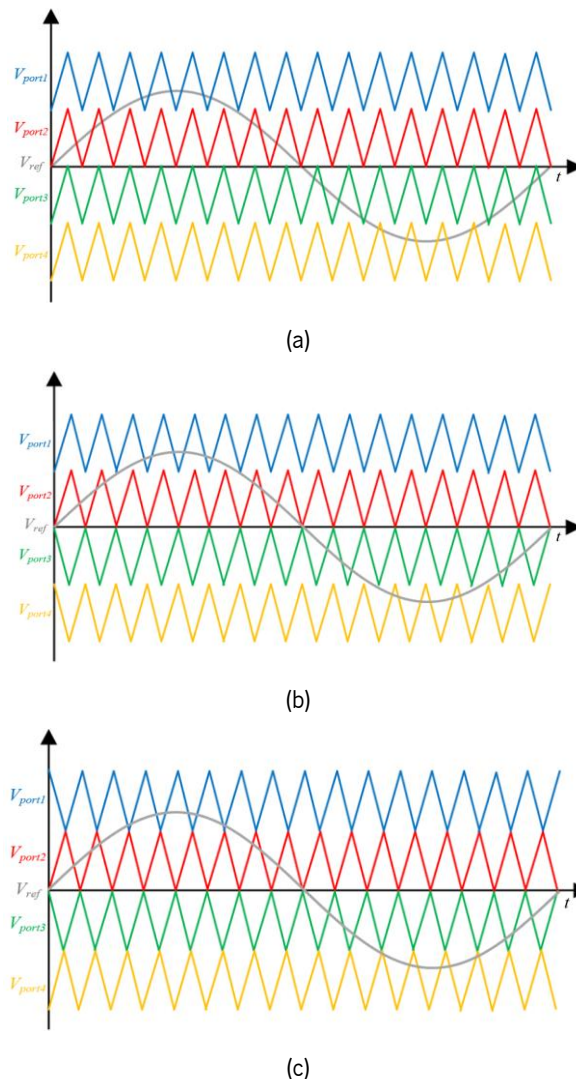


Figura 3.19 - Técnicas de PWM com distribuição vertical das ondas portadoras: (a) PD; (b) POD; (c) APOD.

3.5.2 Técnica de PWM com Desfasamento

A técnica de PWM com desfasamento das ondas portadoras (*Phase-Shift Carrier* - PSC) tem algumas semelhanças com a técnica anterior, visto que para um conversor de n níveis são necessárias $n-1$ ondas portadoras triangulares com a mesma amplitude e frequência. No entanto, na técnica de modulação PSC, as ondas portadoras têm o mesmo valor médio e são desfasadas de $360/(n-1)$ graus entre si [82].

Esta técnica de modulação minimiza o *ripple* da tensão dos condensadores no barramento CC e também elimina alguns harmônicos da tensão de saída. Adicionalmente, esta técnica de modulação permite obter uma tensão de saída do MMCC com uma forma de onda sinusoidal, mesmo funcionando com frequências baixas. Adicionalmente, uma vez que na técnica de modulação PSC a onda moduladora interceta mais vezes as ondas portadoras, é concedido um maior equilíbrio de potência nos diferentes submódulos, reduzindo as perdas de comutação nos semicondutores totalmente controlados [66].

Na Figura 3.20, está apresentada a distribuição das ondas portadoras com esta técnica de modulação.

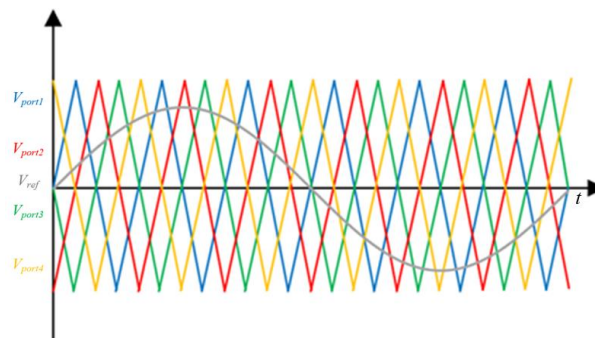


Figura 3.20 - Técnica de PWM com desfasamento das ondas portadoras.

3.5.3 Técnica de PWM com distribuição e desfasamento

A técnica de PWM com distribuição e desfasamento das ondas portadoras (*Phase-Shift Disposition* - PSD) é uma combinação das técnicas de modulação PSC e PD, analisadas anteriormente. Para um conversor com n níveis, são necessários dois grupos de $(n-1)/2$ ondas portadoras, um grupo para valores acima do valor de referência zero e o outro grupo para valores abaixo do valor de referência zero. As ondas portadoras têm um desfasamento igual à técnica de modulação PSC, ou seja, estas possuem um desfasamento de $360/(n-1)$ graus entre si. Adicionalmente, as ondas portadoras de baixo apresentam simetria em relação às ondas de cima [82], [66].

Segundo alguns estudos, quando um conversor opera com um índice de modulação maior do que 70 %, a técnica de modulação PSD apresenta menos perdas de comutação em relação às técnicas de modulação PD, POD, APOD e PSC [82], [66].

Na Figura 3.21 é possível observar a distribuição das ondas portadoras com esta técnica de modulação.

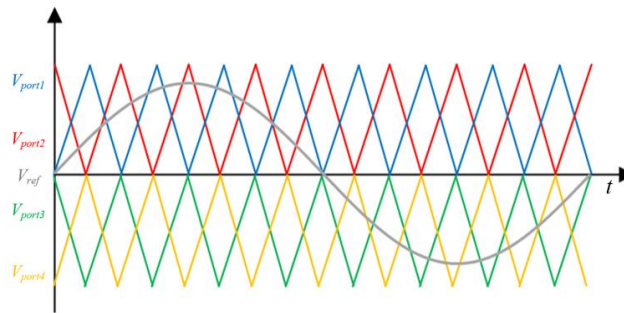


Figura 3.21 - Técnica de PWM com distribuição e desfasamento das ondas portadoras.

3.6 Técnicas de Controlo de Corrente para MMCC

As técnicas de modulação analisadas anteriormente afetam o valor da tensão da saída do MMCC, devido à alteração dos estados dos semicondutores de potência. No entanto, quando é necessário controlar a corrente de saída do MMCC, estas técnicas de modulação não são suficientes, sendo precisas técnicas de controlo de corrente.

A técnica de controlo de corrente consiste num sistema de controlo com realimentação. Ou seja, a corrente de saída do MMCC é comparada com uma corrente de referência e, a partir daí, são feitas as comutações necessárias de modo que o erro seja minimizado. Desta maneira, a corrente sintetizada está o mais próximo possível da corrente de referência. A utilização desta técnica de controlo em conversores modulares e multinível em que as células são inversores fonte de tensão, geralmente é acompanhada pelo uso de bobinas de acoplamento à saída dos MMCC, com o objetivo de transformar as variações de tensão em variações de corrente.

De seguida são analisadas algumas técnicas de controlo de corrente a ser usadas em MMCC.

3.6.1 Controlo de Corrente por Histerese

O controlo de corrente por histerese é uma técnica de controlo de corrente que faz a comparação da corrente de saída do VSI com uma corrente de referência. O resultado desta comparação origina um valor de erro em que lhe é dada uma margem de histerese. Como é visível na Figura 3.22, quando o erro é menor ao limite inferior da margem de histerese o VSI comuta para o nível de saída alto, e quando o limite superior é atingido, o VSI comuta para o nível de saída baixo. Assim, a corrente de saída varia em torno do valor da corrente de referência [83].

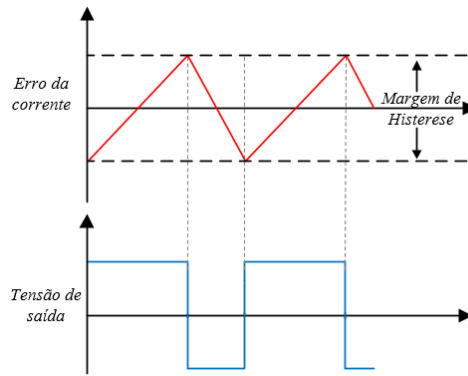


Figura 3.22 - Controlo de corrente por histerese convencional.

Quando este tipo de controlo é aplicado num MMCC, o comportamento deste é semelhante. A diferença é que quando um dos limites da margem de histerese é alcançado pelo erro da corrente, o MMCC comuta para o nível seguinte abaixo ou acima dependendo do limite que seja atingido. Se este novo estado ainda não for suficiente para o erro convergir para zero, é necessário que o inversor comute para o nível de tensão seguinte até que o nível correto para inverter a direção do erro seja encontrado, como é possível verificar na Figura 3.23 [83].

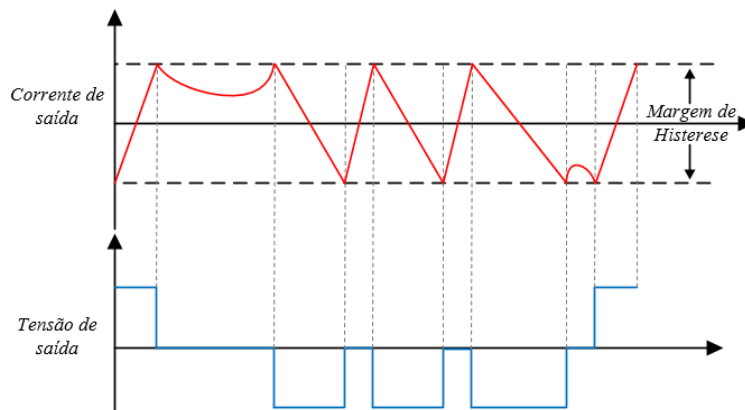


Figura 3.23 - Controlo de corrente por histerese para um inversor de três níveis.

De forma a auxiliar a chegada ao nível de tensão correto para regular a corrente, pode usar-se uma técnica com diferentes margens de histerese. Para um VSI de n níveis, são necessárias $n-1$ margens de histerese, em que cada margem representa a comutação entre dois níveis de tensão adjacentes. Esta técnica está ilustrada na Figura 3.24 [83].

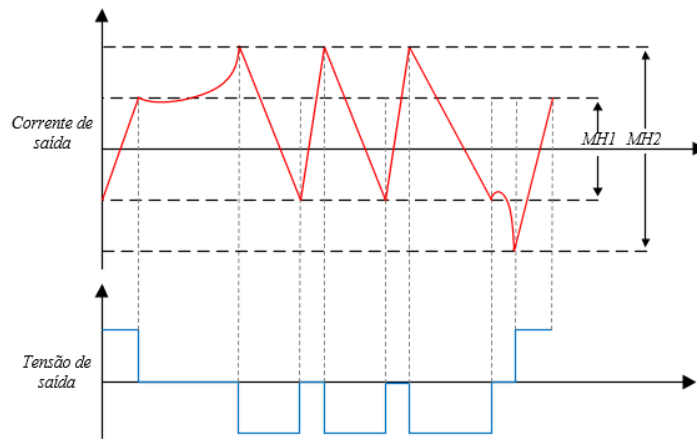


Figura 3.24 - Controle de corrente por histerese, com múltiplas margens, para um VSI de três níveis.

O controle de corrente por histerese apresenta uma desvantagem, que é o facto de resultar numa frequência de comutação variável. Isto leva à criação de harmónicos de frequências diferentes, dificultando o dimensionamento dos filtros passivos e causando ressonâncias indesejadas com a rede elétrica [84].

3.6.2 Controle de corrente por *Periodic Sampling*

A técnica de controle de corrente por *periodic sampling* (amostragem periódica) é similar à técnica de controle por histerese, sendo que neste caso a margem de histerese é zero. Esta técnica é implementada através da comparação direta da corrente de saída do VSI com a corrente de referência. O resultado desta comparação é enviado para um circuito lógico combinacional que gera os padrões de pulsos que respeitam os estados válidos do VSI. Este circuito lógico permite controlar a frequência máxima de comutação, evitando que os semicondutores de potência comutem a frequências superiores ao permitido [85].

Esta técnica de controle apresenta uma simples implementação tanto num controlador analógico como digital [86].

3.6.3 Controle de Corrente por PI Estacionário com Modulação SPWM

Na técnica de controle de corrente por controle proporcional-integral (PI) estacionário com modulação SPWM é usado um controlador PI, que tem como variável de entrada o erro entre a corrente de referência e a corrente de saída do MMCC. A tensão gerada através do controlador PI é usada como onda moduladora nas técnicas de PWM analisadas anteriormente. O valor resultante das técnicas de PWM originam os sinais de controle dos semicondutores de potência que constituem o MMCC. Na Figura 3.25 está representado o diagrama de blocos desta técnica de controle de corrente.

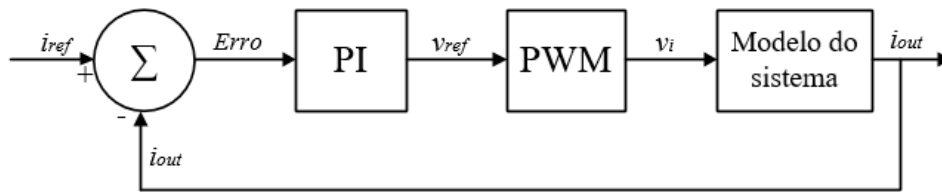


Figura 3.25 - Diagrama de blocos do controle de corrente PI estacionário com modulação SPWM.

A frequência de comutação dos semicondutores de eletrônica de potência é fixada pela frequência das ondas portadoras, uma vez que é utilizada uma modulação SPWM. Assim, os harmônicos de corrente encontram-se centrados na frequência de comutação. Isto facilita o dimensionamento de elementos passivos para a filtragem dos harmônicos e a posterior diminuição do *ripple* da corrente produzida [87], [88].

Este controle apesar de conseguir produzir ondas com baixo *ripple* e uma baixa distorção harmônica, não responde rapidamente a variações bruscas da referência. Isto acontece devido ao atraso característico entre a corrente saída, \dot{i}_{out} , e a corrente de referência, \dot{i}_{ref} , que pode ser reduzido, com um ajuste de ganhos, mas cujo o valor do erro, *Erro*, nunca é completamente eliminado [87], [88].

3.6.4 Controle de Corrente Preditivo

O controle de corrente preditivo utiliza os parâmetros do modelo elétrico do sistema e a aquisição de sinais para prever o comportamento futuro das variáveis a controlar. Posteriormente, essa informação é usada pelo sistema de controle, de maneira a fornecer uma resposta rápida e dinâmica no controle da corrente sintetizada pelo VSI. Na Figura 3.26 é apresentada uma estrutura simples de um controle de corrente preditivo [89].

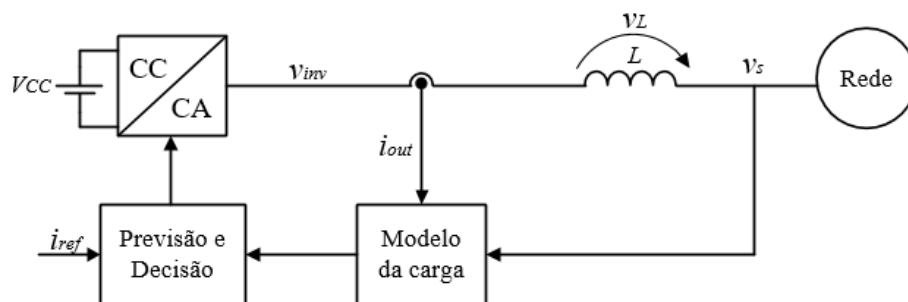


Figura 3.26 - Diagrama de blocos do controle de corrente preditivo.

Através da visualização da Figura 3.26, é possível perceber que a tensão de saída do VSI, v_{inv} , é igual à soma da tensão da rede v_s e da queda de tensão na bobina de acoplamento, v_L , como é demonstrado na equação (3.7).

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

A tensão na bobina é caracterizada por duas componentes: a resistência interna R_L e a indutância L . Substituindo a tensão da bobina v_L pela sua equação característica obtém-se a equação (3.8). Contudo, como a resistência interna da bobina R_L tem valores relativamente baixos, esta pode ser desprezada, sendo assim obtida a equação (3.9).

$$v_{inv} = R_L i_{out} + L \frac{di_{out}}{dt} + v_s \quad (3.8)$$

$$v_{inv} = L \frac{di_{out}}{dt} + v_s \quad (3.9)$$

Tal como nas técnicas de controlo descritas anteriormente, no controlo de corrente preditivo também é calculado o erro da corrente de saída do VSI, sendo a diferença entre a corrente de referência, i_{ref} , e a corrente de saída do inversor, i_{out} , como é demonstrado na equação (3.10).

$$i_{erro} = i_{ref} - i_{out} \quad (3.10)$$

Considerando o modelo elétrico do sistema, pode substituir-se a i_{out} determinado na equação (3.10) na equação (3.9), obtendo-se a equação (3.11).

$$L \frac{di_{erro}}{dt} = v_s + L \frac{di_{ref}}{dt} - v_{inv} \quad (3.11)$$

De forma que a variável de erro, i_{erro} , seja anulada, a tensão aplicada à bobina de acoplamento terá de induzir uma variação de corrente oposta e de amplitude igual à que foi calculada na equação (3.11), obtendo-se a equação (3.12).

$$-\left(L \frac{di_{erro}}{dt}\right) = v_s + L \frac{di_{ref}}{dt} - v_{inv} \quad (3.12)$$

Arranjando a equação anterior em ordem à tensão de saída, v_{inv} , é obtida a equação (3.13).

$$v_{inv} = v_s + L \frac{di_{ref}}{dt} + L \frac{di_{erro}}{dt} \quad (3.13)$$

Para efetuar os cálculos num microcontrolador é necessário converter a equação anterior para o domínio discreto. Utilizando uma frequência de amostragem elevada, $f_s = 1/T_s$, é possível considerar que a variação da corrente de erro num intervalo de amostragem curto, é praticamente constante, sendo assim obtida a equação (3.14) [90].

$$v_{inv}[k] = v_s[k] + \frac{L}{T_a} (2i_{ref}[k] - i_{ref}[k-1] - i_{out}[k]) \quad (3.14)$$

O controlo de corrente preditivo tem algumas semelhanças ao controlo de corrente PI, no entanto o controlo de corrente preditivo apresenta a vantagem de não haver a necessidade de ajustar os ganhos como no controlo de corrente PI. No entanto, o controlo de corrente preditivo apresenta como desvantagem a dificuldade em obter o modelo elétrico preciso do sistema.

3.7 Algoritmos de MPPT

Como a instalação de um painel solar fotovoltaico tem um custo elevado e as suas células solares fotovoltaicas apresentam um baixo rendimento, é fundamental extrair o máximo de energia destes sistemas. Sabendo que, o ponto de máxima potência de um painel solar fotovoltaico corresponde ao maior valor do produto da tensão com a corrente e, uma vez que este ponto de máxima potência se desloca devido a fatores externos (como a variação da radiação solar ou da temperatura), é necessário um algoritmo que acompanhe esta deslocação. Este algoritmo denominado por MPPT (*Maximum Power Point Tracker*), tendo como objetivo procurar o ponto de máxima potência e obrigar a que o conversor de eletrônica de potência opere sempre nesse ponto ao longo do tempo.

Atualmente, existem bastantes algoritmos de MPPT, dos quais se destacam: tensão constante, corrente constante, perturbação e observação, condutância incremental, lógica difusa e resistência incremental com incremento variável.

3.7.1 Tensão Constante

Independentemente das variações da radiação solar ou da temperatura, a tensão de circuito aberto do módulo solar fotovoltaico (V_{OC}) e a tensão no ponto de máxima potência (V_{MPP}) mantêm uma relação aproximadamente linear. Esta técnica de tensão constante baseia-se nessa relação de linearidade para encontrar o ponto de máxima potência do sistema. Essa relação é apresentada na equação (3.15) [91],[92].

$$V_{MPP} \approx K_1 V_{OC} \quad (3.15)$$

A constante de proporcionalidade K_1 é calculada por meios empíricos e normalmente tem valores entre 0,7 e 0,8. Assim, através da equação (3.15), é possível determinar a tensão no ponto de máxima potência a partir da medição periódica da tensão de circuito aberto [91],[92].

No entanto, para fazer estas medições é preciso desligar os módulos solares fotovoltaicos do conversor de eletrônica de potência, este processo leva à desvantagem da perda temporária de energia [91].

3.7.2 Corrente Constante

A técnica da corrente constante tem um princípio de funcionamento bastante similar à técnica de tensão constante. A corrente de curto-circuito do módulo solar fotovoltaico (I_{CC}) e a corrente no ponto de máxima potência (I_{MPP}) também têm uma relação aproximadamente linear. Essa relação é demonstrada na equação (3.16) [91],[92].

$$I_{MPP} \approx K_2 I_{CC} \quad (3.16)$$

A constante de proporcionalidade K_2 é determinada por meios empíricos e o seu valor normalmente varia entre 0,78 e 0,92. Então, pela equação (3.16), é possível determinar a corrente no ponto de máxima potência através da medição periódica da corrente de curto-circuito [91],[92].

Tal como a técnica de tensão constante, é necessário interromper a ligação do conversor de eletrónica de potência com os módulos solares fotovoltaicos para a medição da corrente de curto-circuito [91].

3.7.3 Perturbação e Observação

O algoritmo de perturbação e observação é um dos algoritmos de controlo de MPPT mais utilizados, devido à sua simples implementação e bons resultados práticos.

Este método baseia-se na perturbação periódica da variável de referência e na comparação da potência de saída do módulo solar fotovoltaico antes e depois desta perturbação. Assim, se a potência de saída aumentar, a próxima perturbação vai continuar com a mesma direção, caso contrário, a próxima perturbação vai ter uma direção oposta. Na Tabela 3.6 encontra-se um resumo do funcionamento do algoritmo de perturbação e observação [91],[92].

Tabela 3.6 - Resumo do algoritmo de perturbação e observação.

Perturbação	Alteração da Potência	Próxima Perturbação
Positiva	Aumenta	Positiva
Positiva	Diminui	Negativa
Negativa	Aumenta	Negativa
Negativa	Diminui	Positiva

Pela análise da Tabela 3.6, é possível constatar que, pelo facto de o sistema ser perturbado periodicamente, o sistema fotovoltaico irá oscilar em torno do ponto de máxima potência, em vez de se fixar nele. Esta oscilação pode ser minimizada através da redução do tamanho da perturbação aplicada.

A implementação do algoritmo de perturbação e observação consiste em adquirir os valores de tensão e da corrente de saída do módulo solar fotovoltaico, para se conseguir calcular a potência. Posteriormente, verifica-se se a potência aumentou ou diminuiu em relação ao instante anterior. Consoante este resultado é definida a próxima perturbação de forma que o sistema convirja para o ponto de máxima potência. No final, os valores de tensão, corrente e potência são guardados para se fazer uma comparação na iteração seguinte [91],[92].

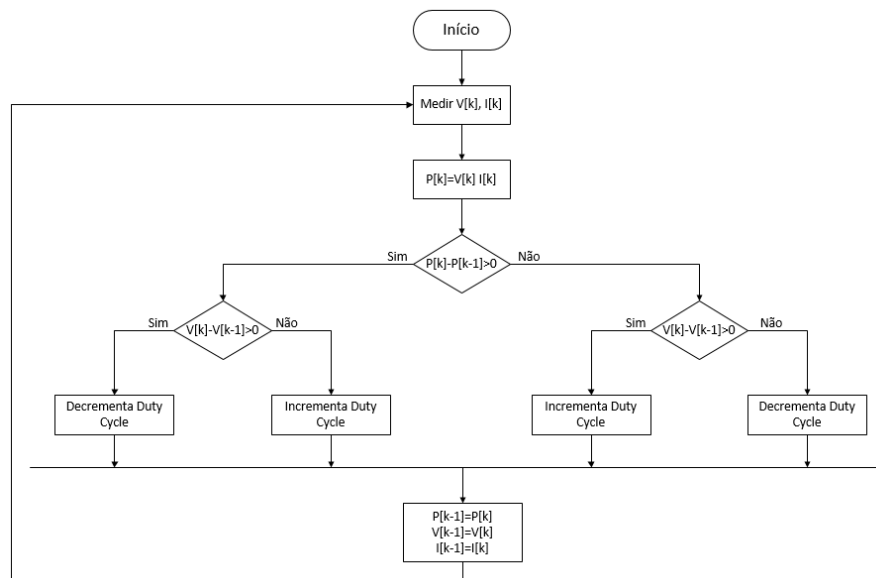


Figura 3.27 - Algoritmo de MPPT perturbação e observação.

3.7.4 Condutância Incremental

O algoritmo de condutância incremental baseia-se na curva característica do módulo solar fotovoltaico para encontrar o ponto de máxima potência. Este método é conseguido através do cálculo do sinal da derivada da potência de saída do módulo solar fotovoltaico em relação à tensão, em que quando o sistema está a operar no ponto de máxima potência, esta derivada é zero. Derivando a potência em relação à tensão é obtida a equação (3.17) [93].

$$\frac{dP}{dV} = V \frac{dI}{dV} + I = I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (3.17)$$

Igualando a derivada da potência em relação à tensão a zero, através da comparação da condutância instantânea com a condutância incremental, pode encontrar-se o ponto de máxima potência, como demonstrado na equação (3.18).

$$\frac{dP}{dV} = 0 \Leftrightarrow \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} \quad (3.18)$$

O comportamento do sistema e a localização do ponto de operação podem ser resumidos pela Tabela 3.7 [93].

Tabela 3.7 - Comportamento do sistema e localização do ponto de máxima potência no algoritmo de condutância incremental.

$\frac{dP}{dV} = 0 \Leftrightarrow \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}$	No ponto de máxima potência
$\frac{dP}{dV} < 0 \Leftrightarrow \frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}$	À direita do ponto de máxima potência
$\frac{dP}{dV} > 0 \Leftrightarrow \frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}$	À esquerda do ponto de máxima potência

Se o sistema não estiver a operar no ponto de máxima potência, têm de ajustar-se o *duty cycle* de forma que o sistema comece a operar nesse ponto.

Na Figura 3.28 está representado o fluxograma do algoritmo condutância incremental. Inicialmente, são adquiridos os valores de tensão e corrente de saída do módulo solar fotovoltaico, para se conseguir calcular a variação dos seus valores com a interação anterior. De seguida verifica-se se o sistema se encontra no ponto de máxima potência. Se estiver a operar no ponto de máxima apenas são atualizados os valores da tensão e corrente. Caso contrário, verifica-se de que lado é que o sistema se encontra em relação ao ponto de máxima potência, de maneira a realizar-se o ajuste apropriado para convergir para esse ponto. O tamanho do incremento determina a rapidez com que o sistema converge para o ponto de máxima potência. No entanto, se o incremento for demasiado elevado, o sistema irá oscilar em torno do ponto de máxima potência, em vez de operar nele.

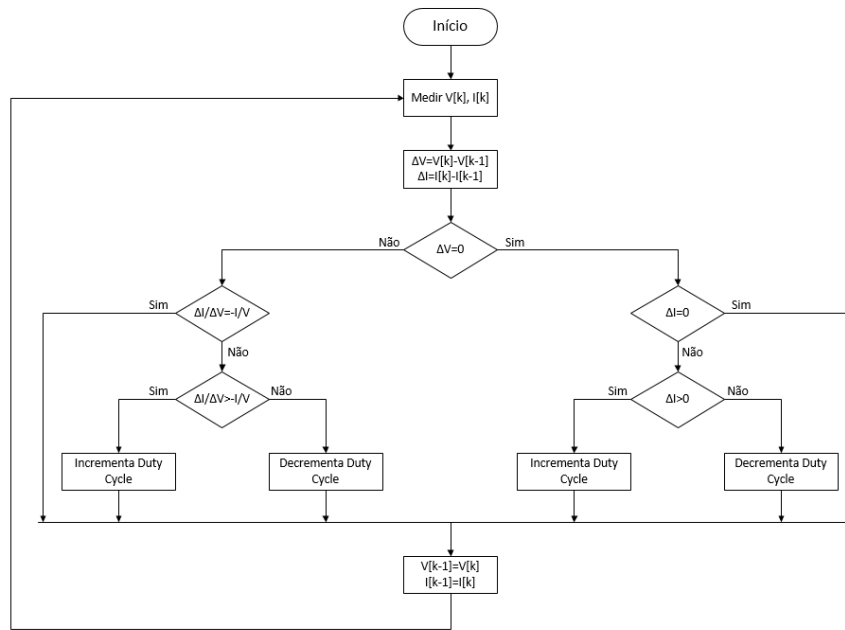


Figura 3.28 - Algoritmo MPPT condutância incremental.

3.7.5 Lógica Difusa

O algoritmo de MPPT com controle por lógica difusa é baseado em três fases: fuzificação, aplicação dos operadores difusos e desfuzificação. A fuzificação consiste em converter as variáveis de entrada em variáveis linguísticas. A aplicação dos operadores difusos serve para determinar a ação a tomar. A desfuzificação consiste em converter a variável linguística de saída numa variável numérica [91], [94].

A implementação deste controle em adquirir a tensão e a potência de saída do módulo solar fotovoltaico, de maneira a ser calculada uma variável de erro e a sua variação, como é mostrado nas equações (3.19) e (3.20) [91], [94].

$$E(k) = \frac{P(k) - P(k-1)}{V(k) - V(k-1)} \quad (3.19)$$

$$\Delta E(k) = E(k) - E(k-1) \quad (3.20)$$

A variável de erro e a sua variação são convertidas em variáveis linguísticas e são comparadas com uma tabela de regras impostas ao controlador, de forma a obter-se a variação do *duty cycle*. De seguida, este valor é convertido para uma variável numérica, através da desfuzificação, para ser transmitido para o conversor de eletrônica de potência [91], [94].

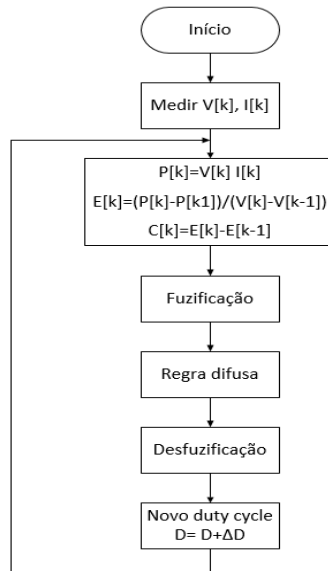


Figura 3.29 - Algoritmo de MPPT com controlo por lógica difusa.

3.7.6 Resistência Incremental com Incremento Variável

O algoritmo de resistência incremental com incremento variável baseia-se na curva característica do módulo solar fotovoltaico para encontrar o ponto de máxima potência. Este método realiza-se através do cálculo do sinal da derivada da potência de saída do módulo solar fotovoltaico em relação à corrente, em que quando o sistema está a operar no ponto de máxima potência esta derivada é zero. Derivando a potência em relação à corrente obtém-se a equação (3.21) [95].

$$\frac{dP}{dI} = I \frac{dV}{dI} + V = V + I \frac{\Delta V}{\Delta I} \quad (3.21)$$

Assim, o comportamento do sistema e a localização do ponto de operação podem ser resumidos pela Tabela 3.8. [95]

Tabela 3.8 - Comportamento do sistema e localização do ponto de máxima potência no algoritmo de resistência incremental

$\frac{dP}{dI} = 0 \Leftrightarrow \frac{\Delta V}{\Delta I} = -\frac{V}{I}$	No ponto de máxima potência
$\frac{dP}{dI} < 0 \Leftrightarrow \frac{\Delta V}{\Delta I} < -\frac{V}{I}$	À direita do ponto de máxima potência
$\frac{dP}{dI} > 0 \Leftrightarrow \frac{\Delta V}{\Delta I} > -\frac{V}{I}$	À esquerda do ponto de máxima potência

Adicionalmente, neste algoritmo é utilizada uma função de limite (C), representada na equação (3.22), onde n corresponde a um índice e P corresponde à potência [95].

$$C = P^n \left| \frac{dP}{dI} \right| \quad (3.22)$$

Esta função de limite apresenta dois valores extremos que correspondem a dois valores de corrente, em que um se encontra do lado esquerdo do ponto de máxima potência e o outro encontra-se do lado direito do ponto de máxima potência. Assim, se o ponto de operação estiver dentro destes dois valores de corrente, o valor do incremento é variável. Caso contrário, o incremento apresenta um valor fixo. Adicionalmente, é de realçar que quanto maior for o valor do índice n , mais próximos estarão os valores extremos da função de limite (C) do ponto de máxima potência, o que fará com que a resposta do sistema seja mais rápida. Esta ideia pode ser formulada pela Tabela 3.9, onde $\Delta C/\Delta I$ corresponde ao incremento da função de limite [95].

Tabela 3.9 - Modos de funcionamento dos incrementos no algoritmo de resistência incremental com incremento variável (baseado em [95]).

$\frac{\Delta C}{\Delta I} \geq 0$	Incremento fixo (à esquerda do ponto de máxima potência)
$\frac{\Delta C}{\Delta I} < 0$	Incremento variável (à esquerda do ponto de máxima potência)
$\frac{\Delta C}{\Delta I} > 0$	Incremento variável (à direita do ponto de máxima potência)
$\frac{\Delta C}{\Delta I} \leq 0$	Incremento fixo (à direita do ponto de máxima potência)

Por fim, o incremento variável pode ser calculado através da equação (3.23) [95].

$$S_k = (\Delta I_{ref})_{max} \sin(\theta_k) \quad (3.23)$$

Onde $(\Delta I_{ref})_{max}$ corresponde ao valor de incremento fixo máximo e $\sin(\theta_k)$ está representado na equação (3.24) [95].

$$0 < \sin(\theta_k) = \frac{\left| \frac{dP}{dI} \right|}{\sqrt{1 + \left| \frac{dP}{dI} \right|^2}} < 1 \quad (3.24)$$

Desta forma, à medida que o ponto de operação se aproxima do ponto de máxima potência, o valor do incremento vai-se tornando cada vez menor [95].

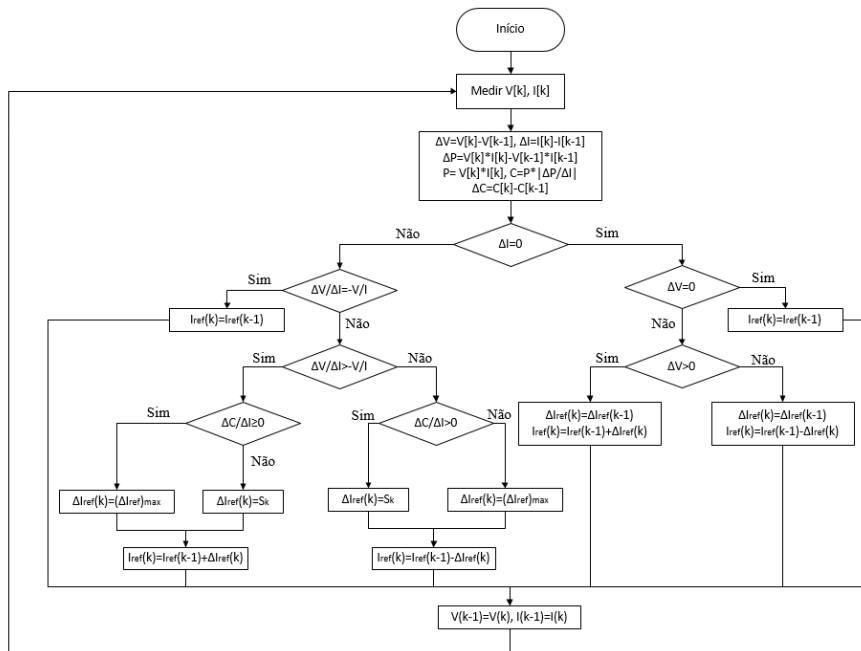


Figura 3.30 - Algoritmo MPPT resistência incremental com incremento variável.

3.8 Conclusões

Neste capítulo foram abordados os principais conversores de eletrônica de potência e técnicas de modulação e controle que podem ser usados na interface de módulos solares fotovoltaicos com sistemas ferroviários.

Inicialmente, foram abordadas várias topologias de conversores para a interface com a catenária, sendo que estes podem, ou não, ser modulares e multinível. Foi feita uma análise de diferentes topologias de conversores de eletrônica de potência, desde a topologia em meia ponte, até topologias mais complexas como o conversor do tipo ponte completa com transformadores em cascata. Este apresenta várias vantagens em comparação com as outras topologias analisadas, como a existência de isolamento galvânico entre a entrada em corrente contínua e a saída em corrente alternada e a possibilidade de obter uma forma de onda com melhor qualidade. Adicionalmente, a partilha de um único barramento CC pelos diferentes submódulos facilita os algoritmos de controle e a integração de conversores de eletrônica de potência para a interface com módulos solares fotovoltaicos. Assim, devido a todas as vantagens, optou-se por utilizar este conversor para a interface com a catenária.

Seguidamente, foi apresentado um estudo do estado da arte de topologias de conversores para a interface com os módulos solares fotovoltaicos. Alguns dos conversores possuem um transformador de alta frequência que garante um isolamento galvânico. Por sua vez, outros conversores não apresentam este isolamento, visto não possuírem um transformador isolador. Dado que a utilização do MMCC possibilita uma elevada modularidade, não é necessária uma grande elevação de tensão no conversor

CC-CC. Adicionalmente, o conversor do tipo ponte completa com transformadores em cascata já proporciona isolamento galvânico. Assim, o conversor *step-up* apresenta algumas vantagens comparativamente com outras topologias, como a sua simplicidade, a necessidade de um número de componentes reduzido e permite uma extração contínua de energia proveniente dos módulos solares fotovoltaicos. Desta forma, optou-se pela utilização deste conversor para a interface com os módulos solares fotovoltaicos, por ser uma solução mais simples para a validação do conceito.

Posteriormente, foram abordadas técnicas de modulação e técnicas de controlo de corrente para MMCC. A técnica de PWM com desfasamento horizontal é a técnica que apresenta mais vantagens, como a eliminação de alguns harmónicos na tensão de saída e permite que a tensão de saída tenha uma forma de onda sinusoidal mesmo a baixas frequências. Além disso, esta técnica concede um maior equilíbrio de potência entre os diferentes submódulos e uma diminuição das perdas de comutação nos semicondutores totalmente controlados.

Relativamente às técnicas de controlo de corrente, o controlo de corrente por PI estacionário, apesar de ser necessário o ajuste de ganhos, apresenta-se como uma boa técnica de controlo devido à simplicidade da sua implementação e à capacidade de conseguir produzir ondas com baixo *ripple*.

No final, foram analisados alguns algoritmos para a extração da máxima potência dos módulos solares fotovoltaicos, visto que com o uso destes algoritmos, os módulos apresentam um melhor rendimento. O algoritmo de perturbação e observação e o algoritmo de condutância incremental são os mais utilizados, mas o algoritmo de perturbação e observação destaca-se pela sua simplicidade de implementação e pelos bons resultados.

Capítulo 4

Dimensionamento e Simulações Computacionais

4.1 Introdução

De modo a garantir um bom funcionamento dos circuitos e sistemas eletrónicos implementados, foi fundamental recorrer a ferramentas de simulação computacional, uma vez que estas permitiram testar e validar estes sistemas com total segurança. As ferramentas de simulação computacional ajudam no dimensionamento dos componentes integrantes no sistema e possibilitam a implementação de algoritmos de controlo. Com estas ferramentas é possível simular e controlar o sistema, permitindo, assim, analisar e antecipar erros que possam surgir durante a implementação prática.

Neste capítulo é apresentada a topologia utilizada para a interface de módulos solares fotovoltaicos com o sistema ferroviário, tanto para um sistema ferroviário real como para o protótipo de escala reduzida implementado, e o seu princípio de funcionamento. Posteriormente, são apresentadas as simulações computacionais realizadas dos dois sistemas. Para as simulações computacionais, utilizou-se a ferramenta de simulação *PSIM*, de forma a validar e otimizar a topologia proposta para esta dissertação.

4.2 Modelos de Simulação Implementados

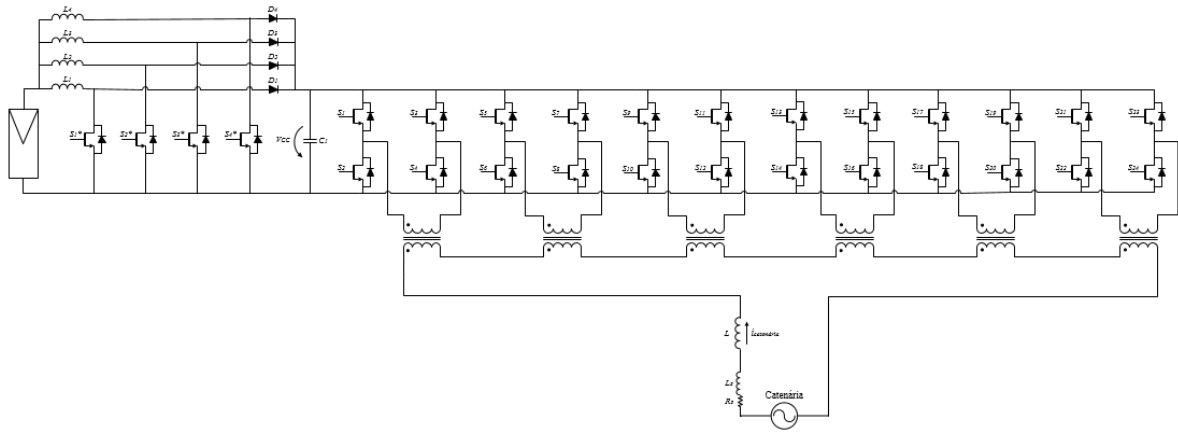
Foram desenvolvidos dois modelos de simulação para a interface de módulos solares fotovoltaicos com sistemas ferroviários, um para uma aplicação real e outro para uma aplicação de escala reduzida semelhante ao protótipo implementado. Ambos os modelos de simulação são compostos por dois conversores de eletrónica de potência: um CC-CC não isolado e um CC-CA do tipo MMCC com transformadores em cascata.

O conversor CC-CC é responsável por extrair a potência máxima dos módulos solares fotovoltaicos. Neste conversor, foi implementado o algoritmo de MPPT perturbação e observação. Numa interface de módulos solares fotovoltaicos com um sistema ferroviário real, o algoritmo de MPPT atua diretamente no *duty-cycle*. Para o protótipo, através do algoritmo de MPPT, é gerada uma corrente de referência que é,

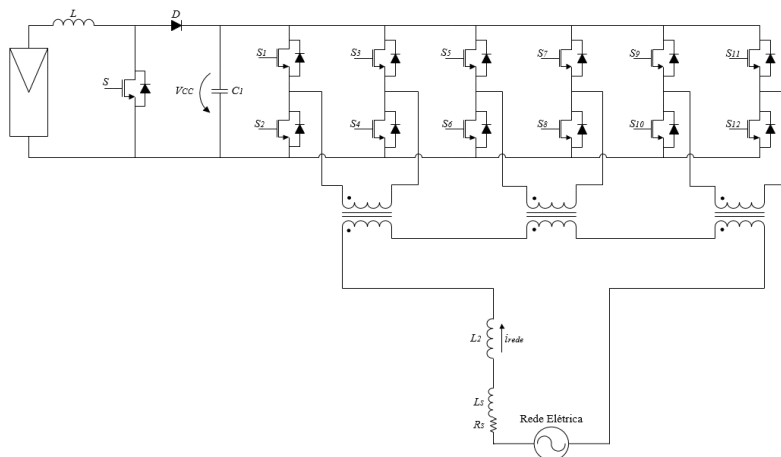
posteriormente, utilizada no controlo de corrente por *periodic sampling*. O controlo de corrente por *periodic sampling* compara a corrente de referência com a corrente que está a ser extraída pelo conversor. Se a corrente de referência for maior do que a corrente que está a ser extraída, o semiconductor de potência começa a conduzir e se a corrente de referência for menor do que a corrente que está a ser extraída, o semiconductor de potência fica em aberto.

O conversor CC-CA do tipo MMCC tem como principal função a injeção de potência ativa e potência reativa na catenária de um sistema elétrico ferroviário. A potência ativa a ser injetada corresponde à potência produzida pelos módulos solares fotovoltaicos enquanto a potência reativa deve ser injetada quando ocorram subtensões ou sobretensões na catenária, de forma a regular o valor eficaz da tensão desta. Para isto, foram implementados diversos algoritmos, nomeadamente: o algoritmo de sincronização com a catenária; o algoritmo para a regulação do barramento CC; o algoritmo de regulação da tensão da catenária; e o algoritmo de controlo de corrente do MMCC. Para o controlo do MMCC foi utilizada a técnica de modulação PSC, em que o sinal de referência resultante do controlo de corrente é comparado com as ondas triangulares desfasadas entre si, resultado nos pulsos que são aplicados aos semicondutores de potência.

Na Figura 4.1 (a) pode observar-se a topologia utilizada para uma interface dos módulos solares fotovoltaicos com um sistema ferroviário real e na Figura 4.1 (b) está presente a topologia utilizada para uma interface dos módulos solares fotovoltaicos com a rede elétrica em ambiente laboratorial, correspondente ao protótipo implementado.



(a)



(b)

Figura 4.1 - Topologias propostas para: (a) sistema ferroviário real; (b) protótipo laboratorial.

Devido às potências elevadas, utilizou-se um conversor CC-CC do tipo *interleaved boost* de quatro braços para a interface com um sistema ferroviário real. No entanto, para a topologia do protótipo para a interface com a rede elétrica, como a potência de operação é reduzida, utilizou-se um conversor CC-CC não isolado do tipo *step-up*. Tal como o conversor CC-CC, o MMCC de interface com a catenária também possui algumas diferenças nos dois modelos de simulação (real e laboratorial). O MMCC para aplicação real num sistema ferroviário, uma vez que funciona com tensões elevadas, é composto por seis submódulos e os transformadores têm uma razão de transformação de 1:3. Já o MMCC utilizado no protótipo para a interface com a rede elétrica é composto por três submódulos e os transformadores têm uma razão de transformação de 1:1.

4.3 Regulação do Barramento CC

A função principal do MMCC é a injeção de potência ativa ou reativa na catenária de um sistema ferroviário. Para isso, é necessário que a tensão do barramento CC seja constantemente regulada, de forma que o funcionamento do sistema seja o mais constante possível. Para tal, a tensão do barramento

CC deve ser superior ao valor de pico da tensão na catenária. No entanto, nesta topologia de MMCC, a soma das tensões no secundário dos transformadores é que tem de ser superior ao valor de pico da tensão da catenária. Uma vez que nesta topologia são utilizados submódulos em paralelo com o barramento CC, o valor deste pode ser mais reduzido.

De forma a controlar o barramento CC, é feita uma média deslizante da tensão do barramento CC ($V_{CC_média}$) que é subtraída à tensão de referência (V_{CC_ref}), sendo obtido um erro de tensão (V_{CC_erro}) que será entrada de um controlador PI com limitador. Com o controlador PI é calculada a potência necessária para a regulação do barramento CC (P_{REG}) [96]. Na Figura 4.2, está ilustrado o diagrama de blocos que representa o algoritmo utilizado para a regulação do barramento CC.

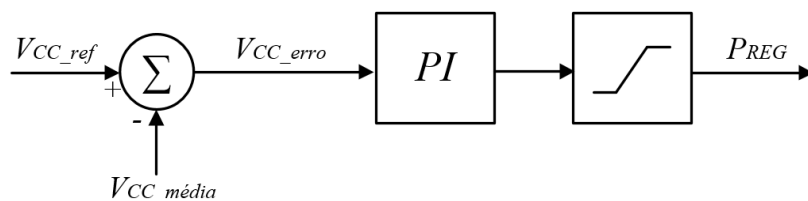


Figura 4.2 - Diagrama de blocos do algoritmo de regulação do barramento CC.

4.4 Regulação da Tensão da Catenária

O MMCC tem a função de injetar potência reativa na catenária, de maneira que não haja variações do valor eficaz da tensão desta. De forma a regular a tensão da catenária, foi utilizado um algoritmo semelhante ao utilizado para a regulação do barramento CC. Portanto, foi subtraída à tensão de referência (V_{Ref}) a amplitude da tensão da catenária ($V_{catenária}$) resultante do algoritmo de PLL, resultando num erro de tensão (V_{erro}). Posteriormente, este erro é introduzido num controlador PI com limitador que calcula a potência necessária para a regulação da tensão da catenária (Q_{REG}). Na Figura 4.3, é mostrado o diagrama de blocos que representa o algoritmo utilizado para a regulação da tensão da catenária.

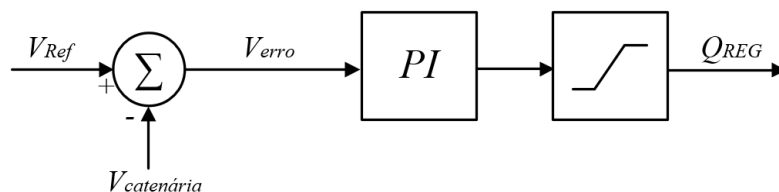


Figura 4.3 - Diagrama de blocos do algoritmo de regulação da tensão da catenária.

As potências de regulação P_{REG} e Q_{REG} , resultantes dos controladores PI da regulação do barramento CC e da regulação da tensão da catenária, respetivamente, são utilizadas para calcular uma corrente de referência (i_{ref}) para injetar energia na catenária. A potência P_{REG} é subtraída à potência ativa fornecida pelos módulos solares fotovoltaicos (P_{PV}), obtendo-se a potência a injetar na catenária. Posteriormente, a

potência a injetar na catenária é dividida pela amplitude da tensão da catenária ($V_{catenária}$) e multiplicada pelo sinal unitário da PLL que se encontra em fase com a tensão da catenária (pll_s). Assim, é obtida a parcela responsável pela injeção de potência ativa na catenária. Para a injeção da potência reativa, é necessário somar à parcela obtida anteriormente o produto da divisão da potência Q_{REG} por $V_{catenária}$ com o sinal obtido pela PLL que está em quadratura com pll_s (pll_c). Estes cálculos referentes à corrente de referência estão demonstrados na equação (4.1).

$$i_{ref} = 2 \frac{P_{PV} - P_{REG}}{V_{catenária}} pll_s + \frac{Q_{REG}}{V_{catenária}} pll_c \quad (4.1)$$

4.5 Resultados da Simulação num Sistema Ferroviário

De forma a validar a topologia proposta, foram realizadas simulações computacionais utilizando a ferramenta de simulação *PSIM*. Nesta secção encontram-se as simulações realizadas para a interface de uma instalação fotovoltaica com o sistema ferroviário real.

Para este sistema, o modelo dos módulos solares fotovoltaicos utilizado foi o KC200GHT-2 do fabricante Kyocera, que tem uma potência máxima de 200 W. De forma a tornar o modelo de simulação mais próximo da realidade, foi usada uma funcionalidade do *PSIM* denominada “*Solar Module (physical model)*”. Esta funcionalidade permite introduzir os parâmetros dos módulos solares fotovoltaicos presentes nos manuais dos fabricantes, sendo possível obter um modelo equivalente de qualquer módulo solar fotovoltaico. Adicionalmente, com a introdução dos parâmetros dos módulos solares fotovoltaicos, são apresentadas as curvas características *I-V* e *P-V* dos módulos, onde se pode verificar se o ponto de máxima potência coincide com o valor do painel real. Esta funcionalidade do *PSIM* encontra-se ilustrada na Figura 4.4.

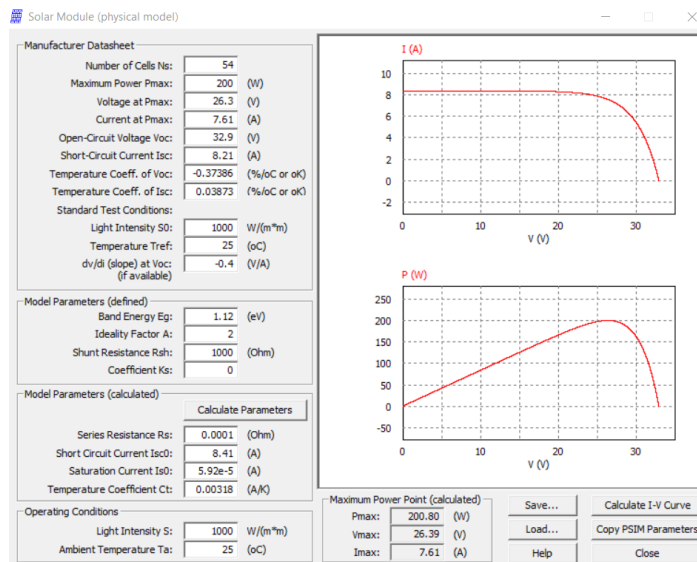


Figura 4.4 - Funcionalidade "Solar Module (physical model)" da PSIM com as características do módulo KC200GHT-2.

Após configurados os parâmetros do módulo solar fotovoltaico, este é inserido no ambiente de simulação segundo a representação indicada na Figura 4.5. Este modelo permite testar o comportamento do módulo para diferentes valores de radiação e de temperatura, alterando os valores S e T, respetivamente, indicando ainda o valor da potência máxima para as condições de radiação e temperatura escolhidas. Adicionalmente, com este modelo o utilizador pode escolher o número de módulos em série e em paralelo que pretende para o sistema. No caso da simulação para a interface de uma instalação fotovoltaica com um sistema ferroviário real, optou-se por colocar 85 módulos em série e 188 séries de módulos em paralelo, resultando num total de 15 980 módulos solares fotovoltaicos que produzem um total de 3,2 MW de potência.

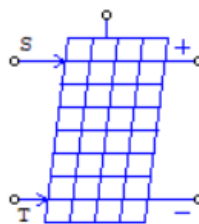


Figura 4.5 - Representação do painel solar fotovoltaico em ambiente de simulação.

Para ser feita a interface da instalação fotovoltaica com a catenária do sistema ferroviário, foi adicionado ao ambiente de simulação um conversor CC-CC do tipo *interleaved boost*, seguido de um conversor CC-CA do tipo MMCC, constituído por seis submódulos, como é mostrado na Figura 4.6. Adicionalmente, para se emular a catenária, adicionaram-se duas bobinas que correspondem às impedâncias da catenária e uma carga resistiva que corresponde a uma locomotiva. Os parâmetros utilizados neste modelo de simulação encontram-se representados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados no modelo de simulação de um sistema ferroviário.

Bobinas do conversor CC-CC	$L_1 - L_4$	15 mH
Condensador do barramento CC	C_i	200 mF
Bobina de conversor CC-CA	L	30 mH
Indutâncias da catenária	L_s	7 mH

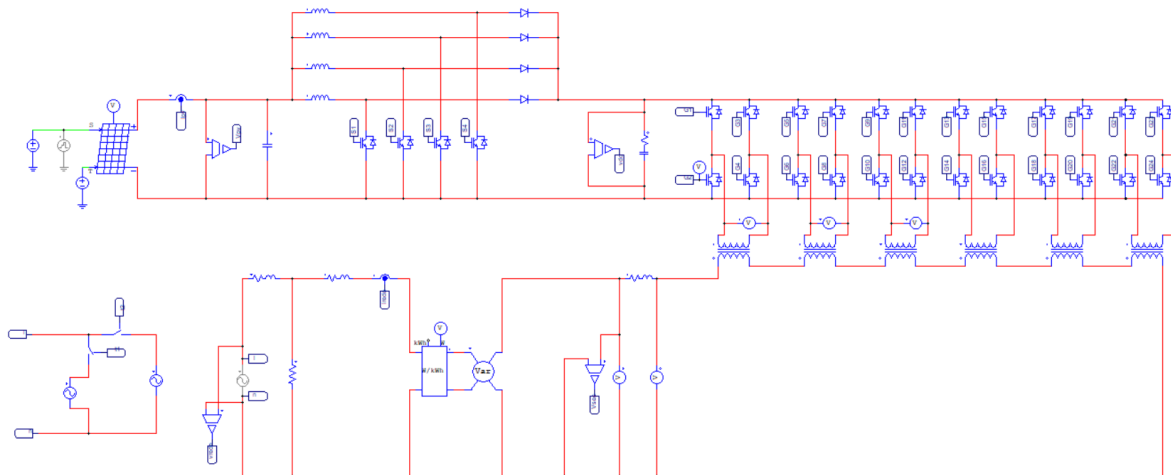


Figura 4.6 - Modelo de simulação da topologia utilizada para um sistema ferroviário

O controlo do sistema foi implementado em linguagem de programação C, utilizando um bloco de programação disponibilizado pelo *PSIM*, que está representado na Figura 4.7. A utilização deste bloco para o controlo do sistema é vantajosa, porque desta forma o controlo realizado no modelo de simulação será parecido com o implementado na prática, facilitando a transição da simulação para o sistema prático.

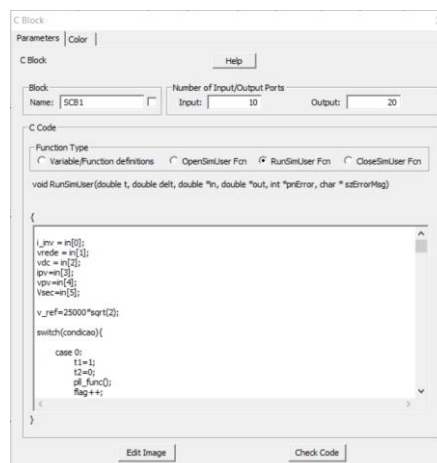


Figura 4.7 - Interface do bloco programação

4.5.1 Técnica de Sincronização com a Catenária

Em condições ideais, a forma de onda da tensão da catenária seria sinusoidal com amplitude constante. No entanto, como a catenária é alimentada pela rede de distribuição, onde circulam correntes harmónicas pelas impedâncias de linha que originam a distorção harmónica da tensão da rede eléctrica, a tensão da catenária também contém distorção harmónica. Assim sendo, os conversores de electrónica de potência conectados à catenária devem possuir algoritmos de sincronização, de maneira a obter sinais de referência sinusoidais e em fase com a componente fundamental do sinal de entrada [32],[97].

O algoritmo de sincronização utilizado é denominado por PLL – *Phase Locked Loop*. Este algoritmo deteta a fase e a amplitude da componente fundamental de um sinal de entrada e gera um sinal de saída sinusoidal em fase com o sinal de entrada. A constituição dos algoritmos de PLL pode ser resumida a um detetor de fase, um filtro e um oscilador. O desfasamento entre o sinal de entrada e o sinal de saída gerado pelo oscilador é medido através do detetor de fase, passando seguidamente por um filtro passa baixo. O erro resultante é a entrada do oscilador, no qual é gerado o sinal de saída [98]. Na Figura 4.8 está representado um diagrama de blocos do algoritmo de PLL utilizado. Este algoritmo permite detetar a fase e a amplitude da componente fundamental da tensão da catenária.

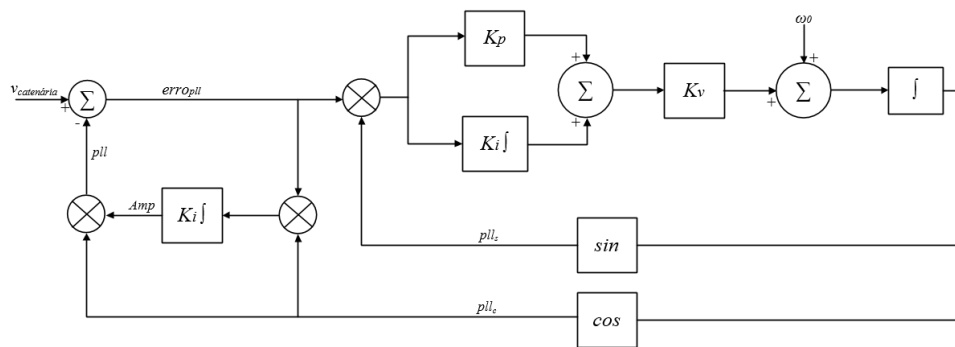


Figura 4.8 - Diagrama de blocos do algoritmo PLL (baseado em [98]).

Posto isto, na Figura 4.9 está representado o resultado da simulação deste algoritmo de sincronização, em que o sinal de entrada corresponde à tensão da catenária ($V_{catenaria}$). Como se pode observar, o sinal de saída (pll) adquire a fase da componente fundamental da tensão após um ciclo e a amplitude da tensão após quatro ciclos. Adicionalmente, é possível verificar que apesar da tensão da catenária conter harmónicos, com um $THD_{\%r}$ de 4,1 %, a PLL gera um sinal sinusoidal com reduzido conteúdo harmónico, com um $THD_{\%r}$ de 0,8 %. De salientar que esta forma de onda resultante da PLL tem um papel importante para o cálculo da corrente de referência do MMCC.

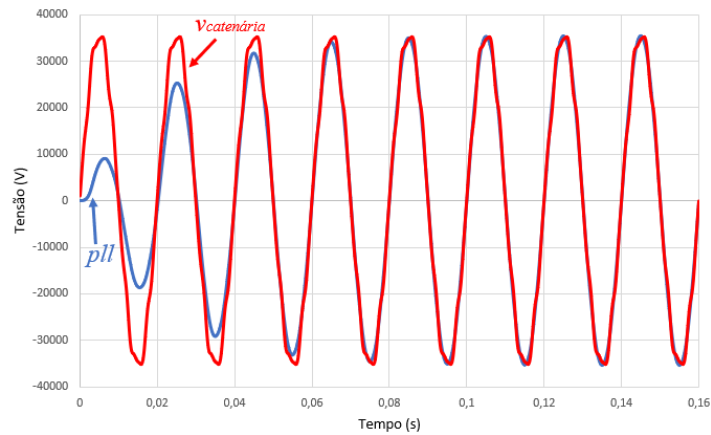


Figura 4.9 - Sincronização da PLL com a tensão da catenária.

4.5.2 Validação do Conversor CC-CC

O conversor CC-CC do tipo *interleaved boost* de quatro braços é responsável pela extração da máxima potência dos módulos solares fotovoltaicos. Para isso, implementou-se um algoritmo de MPPT de perturbação e observação. De forma a validar este algoritmo, foram realizadas simulações em diferentes condições de operação. A potência produzida pelos módulos solares fotovoltaicos varia com os fatores externos, como a radiação solar incidente e a temperatura. Deste modo, na Figura 4.10 é possível visualizar a resposta do algoritmo de MPPT à variação da radiação solar incidente. A diminuição da radiação solar incidente de 1 000 W/m² para 700 W/m² e posterior aumento de 700 W/m² para 900 W/m², levou a uma variação da potência máxima e, conseqüentemente, do MPP. No entanto, como é possível verificar, o algoritmo de MPPT consegue acompanhar este MPP, visto que a potência extraída pelo conversor (P_{PV}) acompanha a potência máxima dos módulos solares fotovoltaicos (P_{Max}).

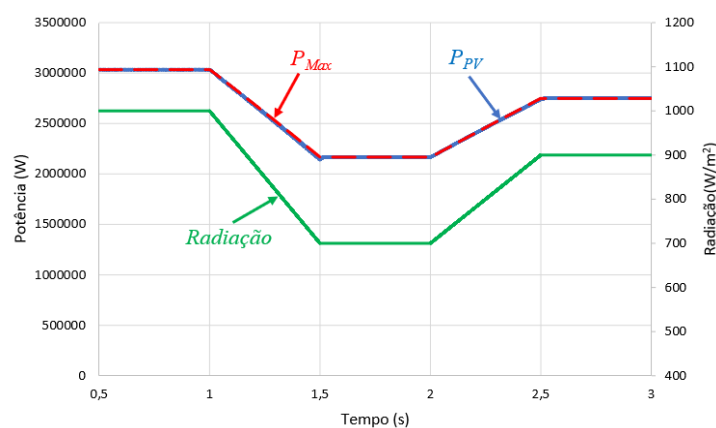


Figura 4.10 - Influência da radiação (*Radiação*) incidente na potência máxima (P_{Max}) e na potência extraída pelo conversor (P_{PV}).

Como se pode verificar na Figura 4.11, esta variação da potência ocorre, principalmente, devido à influência que a radiação solar incidente nos módulos solares fotovoltaicos tem sobre a corrente gerada por estes, mantendo praticamente constante o valor da tensão gerada.

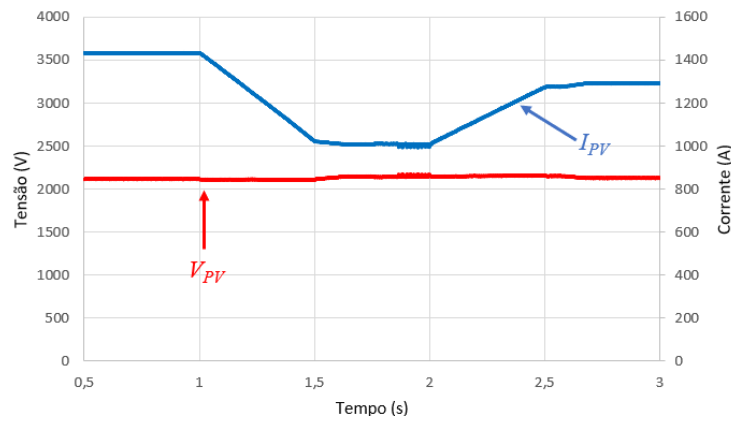


Figura 4.11 - Tensão (V_{PV}) e corrente (I_{PV}) geradas pelos módulos solares fotovoltaicos com a variação da radiação.

Na Figura 4.12 é possível visualizar a resposta do algoritmo de MPPT à variação da temperatura. O aumento da temperatura de 25 °C para 50 °C e posterior diminuição de 50 °C para 40 °C, levou a uma variação da potência máxima e, conseqüentemente, do MPP. No entanto, como é possível verificar, o algoritmo de MPPT consegue acompanhar este MPP, visto que a potência extraída pelo conversor (P_{PV}) acompanha a potência máxima dos módulos solares fotovoltaicos (P_{Max}).

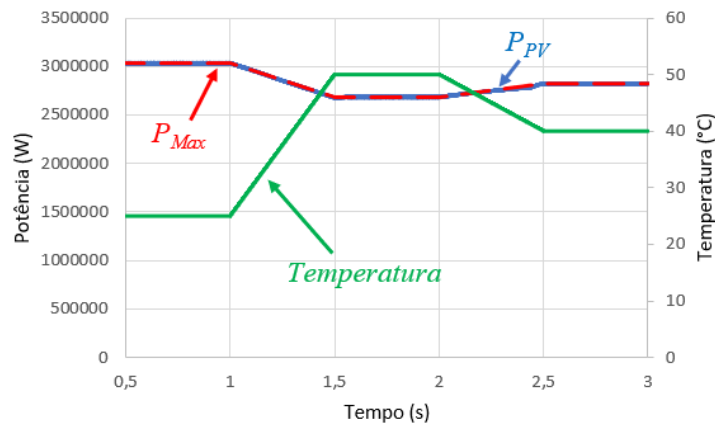


Figura 4.12 - Influência da temperatura na potência máxima (P_{Max}) e na potência extraída pelo conversor (P_{PV}).

4.5.3 Validação do Conversor CC-CA

O conversor CC-CA do tipo MMCC é responsável pela injeção da potência ativa produzida pelos módulos solares fotovoltaicos. Adicionalmente, o MMCC é também responsável por injetar potência reativa na catenária, de forma a regular o valor eficaz da tensão desta.

Para o correto funcionamento do sistema, a soma das tensões no secundário dos transformadores tem de ser superior ao valor de pico da tensão da catenária. Sabendo que o valor eficaz da tensão máxima da catenária é de 27 500 V e como os transformadores apresentam uma razão de transformação de 1:3, optou-se por uma tensão no barramento CC de 2800 V, dando, assim, uma margem de segurança. Adicionalmente, neste modelo optou-se pela utilização de dispositivos IGBT de 4500 V.

Nesta simulação o barramento CC já se encontra carregado desde o início, podendo iniciar-se todos os algoritmos de controlo. Como já referido, para um correto funcionamento do sistema, o barramento CC tem de estar devidamente regulado. Na Figura 4.13 pode observar-se a forma de onda da tensão no barramento CC, sendo que esta possui variações de cerca de 30 V pico a pico a uma frequência de 100 Hz.

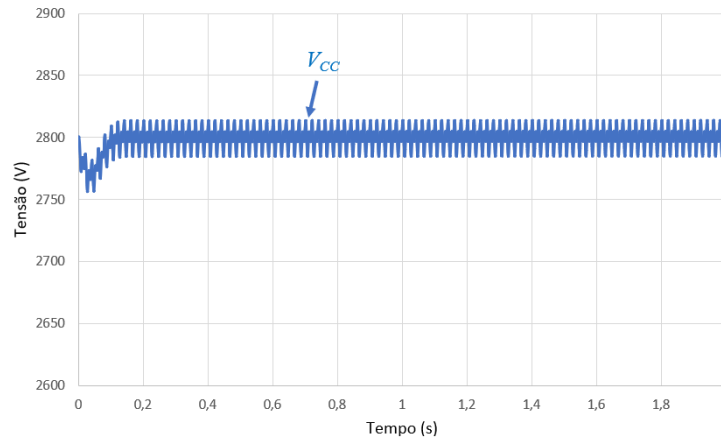


Figura 4.13 - Forma de onda da tensão do barramento CC

De forma a conectar o MMCC à rede elétrica é necessário controlar a corrente de saída para que esta esteja dentro dos valores pretendidos. Este controlo é feito por um controlador PI, em que a entrada deste corresponde à comparação da corrente de saída do MMCC ($i_{catenária}$) com a corrente de referência (i_{ref}). A saída deste controlador é usada na técnica de modulação PSC, sendo comparada com doze ondas triangulares desfasadas de 30° entre si, de modo a obter os pulsos a ser aplicados nos semicondutores de potência. Para o teste do sistema, os painéis solares fotovoltaicos funcionam com uma radiação incidente de $1\ 000\ \text{W/m}^2$ e com uma temperatura de 25°C . Na Figura 4.14, estão representadas as formas de i_{ref} e $i_{catenária}$.

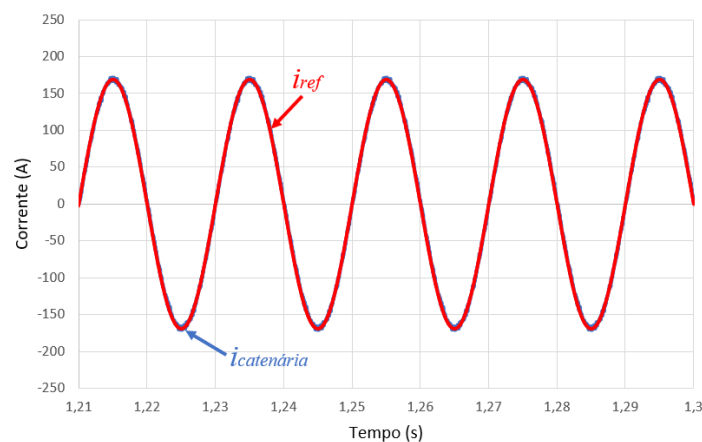


Figura 4.14 - Forma de onda da corrente de referência (i_{ref}) e da corrente produzida pelo MMCC ($i_{catenária}$).

Como é possível constatar, $i_{catenária}$ acompanha i_{ref} e apresenta um baixo conteúdo harmônico. Adicionalmente, como se pode verificar na Figura 4.15, $i_{catenária}$ encontra-se desfasada de 180° de $v_{catenária}$, injetando, assim, potência ativa na catenária sem provocar problemas de qualidade de energia.

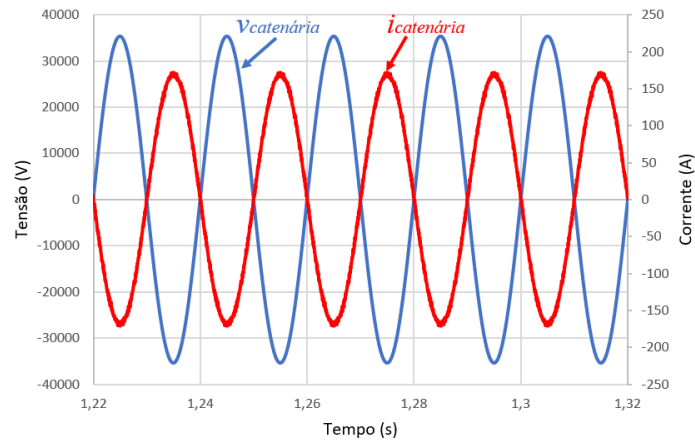


Figura 4.15 - Forma de onda da tensão da catenária ($v_{catenária}$) e da corrente produzida pelo MMCC ($i_{catenária}$).

Com o propósito de validar o correto funcionamento do sistema, mais concretamente se a potência ativa produzida pelos módulos solares fotovoltaicos está a ser injetada na catenária, foi analisado o resultado de simulação ilustrado na Figura 4.16. Nesta figura é visível que a potência na catenária, P_{inj} , tende para o valor da potência produzida pelos módulos solares fotovoltaicos, P_{PV} , tal como o esperado.

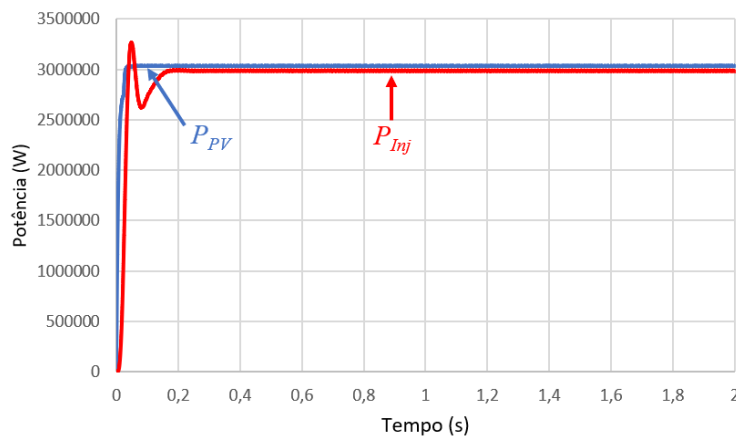


Figura 4.16 - Forma de onda da potência produzida pelos módulos solares fotovoltaicos (P_{PV}) e da potência ativa injetada pelo MMCC na catenária (P_{inj}).

Paralelamente à regulação do barramento CC, é realizado um algoritmo de regulação do valor eficaz da tensão da catenária. Sempre que haja uma subtensão ou uma sobretensão na catenária, é adicionada uma parcela à fórmula da corrente de referência para que seja injetada potência reativa na catenária, regulando, assim, o valor da tensão da catenária. Na Figura 4.17 estão representadas as formas de onda da rede elétrica com uma sobretensão e da tensão da catenária.

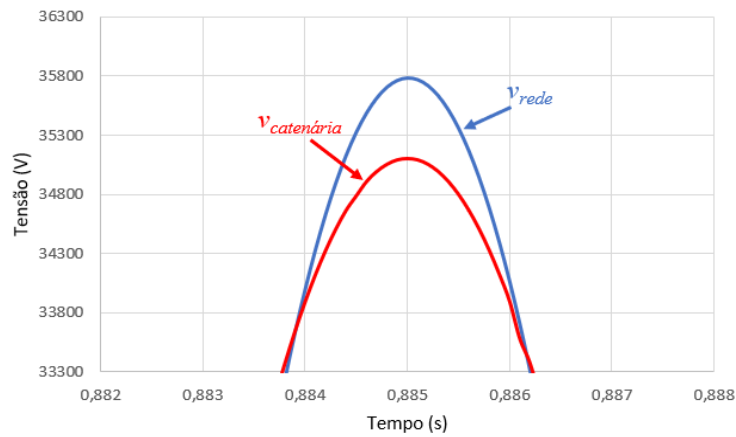


Figura 4.17 - Forma de onda da tensão da catenária ($v_{catenária}$) e da tensão da rede elétrica (v_{rede}).

Como se pode comprovar, devido ao algoritmo de regulação da tensão, a amplitude da catenária é menor do que a amplitude da rede elétrica, mantendo-se no seu valor de referência. Na Figura 4.18 está ilustrada a potência reativa que é injetada na catenária, sendo visível que entre os instantes 0,5 s e 1 s é injetada a potência reativa indutiva, pois é entre estes instantes que ocorre a sobretensão na catenária.

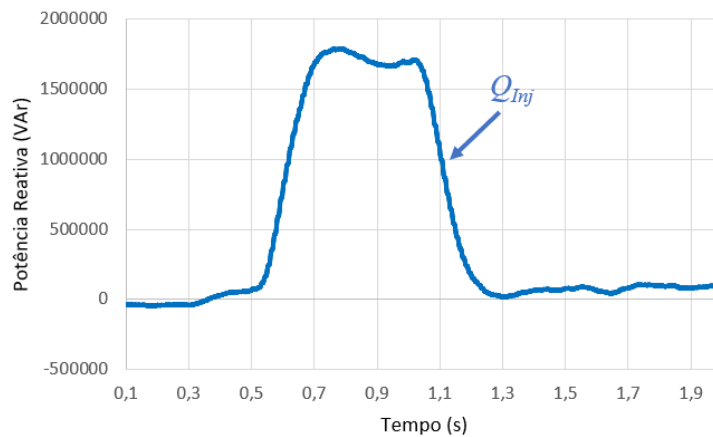


Figura 4.18 - Forma de onda da potência reativa (Q_m) injetada pelo MMCC.

O comportamento da corrente produzida pelo MMCC está representado na Figura 4.19, sendo observável que, devido à injeção da potência reativa na catenária, a amplitude da corrente aumenta e o desfasamento entre a corrente produzida e a tensão da rede elétrica deixa de ser de 180° , passando a ser de 224° .

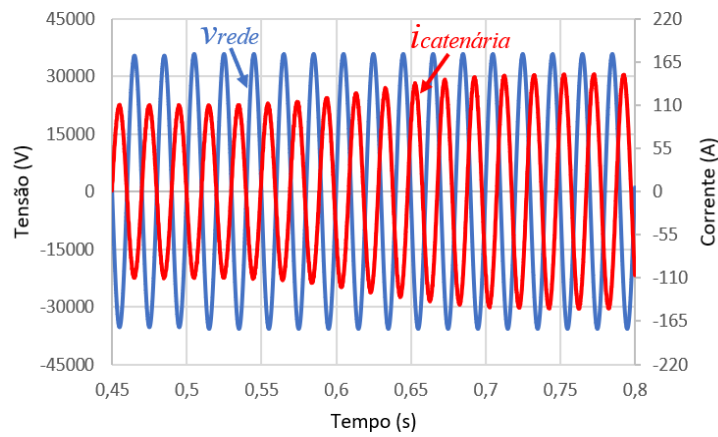


Figura 4.19 - Forma de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da corrente produzida pelo MMCC ($i_{catenária}$).

4.6 Resultados da Simulação do Protótipo

De forma a validar a topologia que foi implementada na prática, foram realizadas simulações computacionais utilizando um conversor *step-up* seguido de um MMCC com três submódulos, para fazer a interface dos módulos solares fotovoltaicos com a rede elétrica. O modelo dos módulos solares fotovoltaicos utilizado foi o BP2150S, da BP solar, em que as suas características estão representadas na Figura 4.20. Para este sistema foram considerados 2 módulos em série e 4 séries de módulos em paralelo, fazendo um total de 8 módulos solares fotovoltaicos. Na Figura 4.21, encontra-se o modelo de simulação da topologia utilizada. Tal como no modelo anterior, adicionaram-se duas bobinas e uma carga resistiva para emular a catenária. Os parâmetros utilizados neste modelo de simulação encontram-se representados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 - Parâmetros utilizados no modelo de simulação do protótipo.

Bobina do conversor CC-CC	L_i	1 mH
Condensador do barramento CC	C_i	13 mF
Bobina de conversor CC-CA	L	4 mH
Indutâncias da catenária	L_s	4 mH

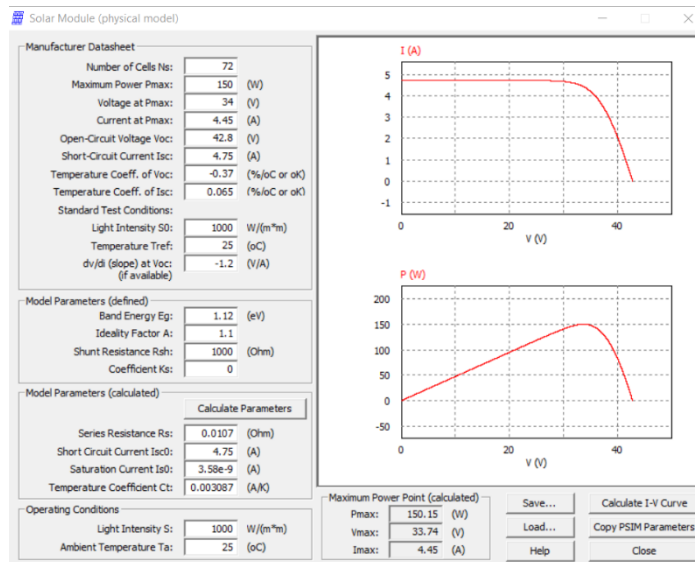


Figura 4.20 - Funcionalidade "Solar Module (physical model)" do PSIM com as características do módulo solar fotovoltaico da BP Solar BP2150S.

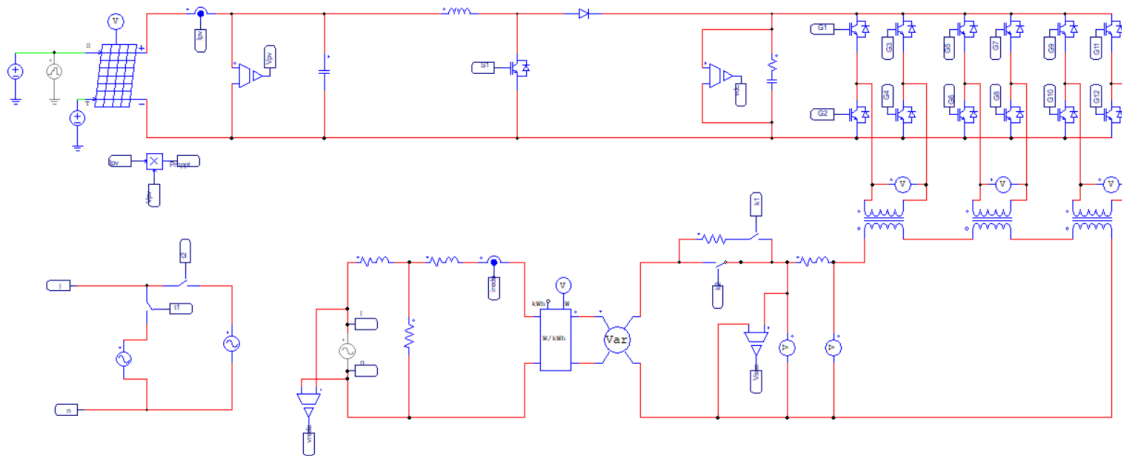


Figura 4.21 - Modelo de simulação da topologia utilizada para o protótipo.

Um dos aspetos fundamentais de um dispositivo que injeta energia na rede elétrica é garantir que a forma de onda da corrente injetada seja sinusoidal de forma a não introduzir harmónicos. Caso a tensão da rede sofra perturbações, estas não podem influenciar a qualidade da forma de onda da corrente injetada. Por isso, foi implementado o mesmo algoritmo de sincronização utilizado no sistema anterior, estando representado na Figura 4.8. Na Figura 4.22 está representado o resultado da simulação deste algoritmo de sincronização, em que o sinal de entrada corresponde à tensão da catenária ($V_{catenária}$). Como se pode observar, o sinal de saída adquire a fase e a amplitude da componente fundamental de $V_{catenária}$ após quatro ciclos de rede. Adicionalmente, é possível comprovar que apesar da tensão da catenária conter harmónicos, a PLL gera um sinal sinusoidal com reduzido conteúdo harmónico.

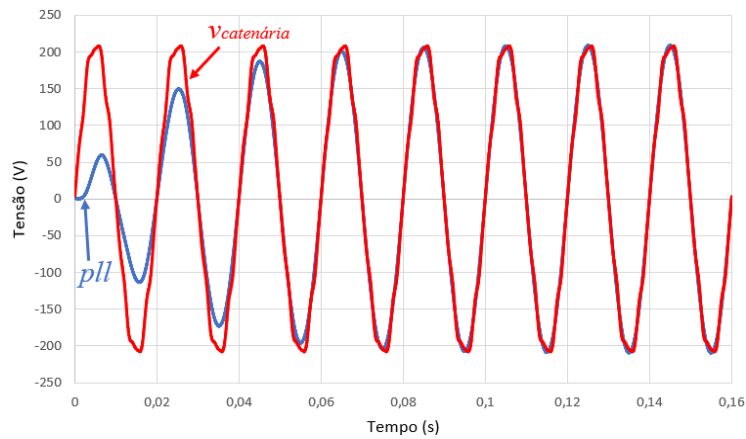


Figura 4.22 - Sincronização da PLL com a tensão da rede elétrica.

De forma a aproximar o sistema da realidade, todos os elementos passivos que constituem o sistema encontram-se, inicialmente, descarregados. Por isso, antes de serem inicializados os algoritmos de controlo, é necessário fazer uma pré-carga ao barramento CC. Esta pré-carga é feita através da tensão da rede elétrica com um auxílio de uma resistência. Quando a tensão do barramento chegar a um valor de tensão desejado, é feito um *bypass* a essa resistência de forma a aumentar a tensão do barramento CC para um valor proporcional ao valor de pico da tensão da rede, considerando a razão de transformação dos transformadores e do conceito em cascata utilizado. Uma vez chegado ao seu valor de referência, 90 V, são inicializados os algoritmos de controlo. Na Figura 4.23 pode observar-se a forma de onda da tensão no barramento CC, sendo que esta possui variações de cerca de 10 V pico a pico a uma frequência de 100 Hz.

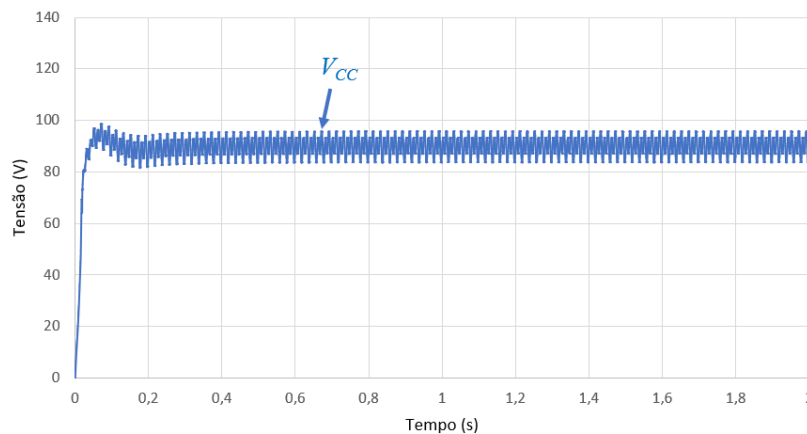


Figura 4.23 - Forma de onda da tensão do barramento CC.

O MMCC é controlado através da técnica de modulação PSC, em que a onda de referência é comparada com seis ondas triangulares desfasadas de 60° entre si, de modo a obterem-se os pulsos a serem aplicados nos semicondutores de potência. Para o teste do sistema, os módulos solares fotovoltaicos funcionam com uma radiação de $1\,000\text{ W/m}^2$ e com uma temperatura de 25°C . Na Figura 4.24, estão representadas as formas de onda da corrente de referência e da corrente de saída do MMCC.

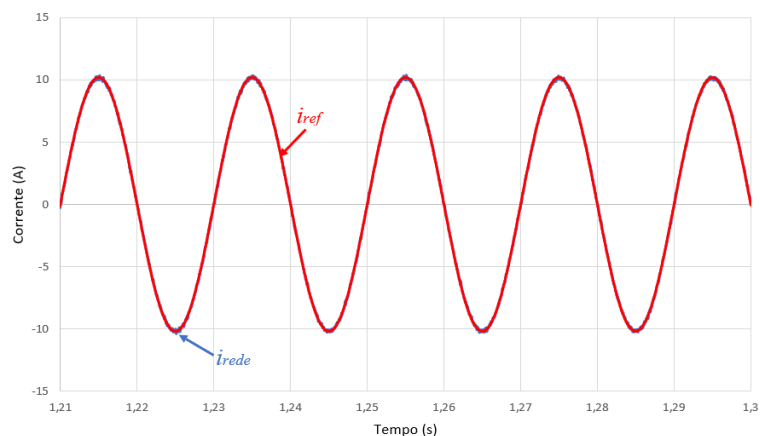


Figura 4.24 - Forma de onda da corrente de referência (i_{ref}) e da corrente produzida pelo MMCC (i_{rede}).

Como se pode visualizar, a corrente produzida pelo MMCC acompanha a sua referência e apresenta um baixo conteúdo harmónico, com um $THD_{\%r}$ de 1,3 %. Adicionalmente, como se pode verificar na Figura 4.25, i_{rede} encontra-se desfasada de 180° de $V_{catenária}$, injetando, assim, potência ativa na catenária.

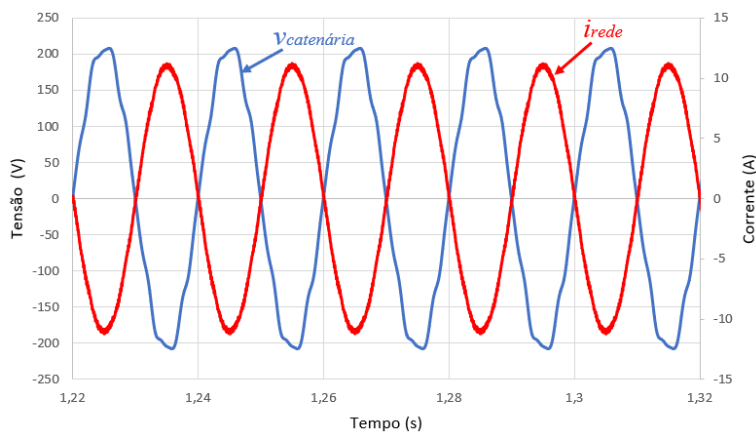


Figura 4.25 - Forma de onda da tensão da catenária ($V_{catenária}$) e da corrente produzida pelo MMCC (i_{rede}).

A tensão de saída do MMCC, na ligação em série do lado secundário dos transformadores, V_{sec_1} é visível na Figura 4.26. Como se pode observar, a forma de onda apresenta 7 níveis de tensão, devido ao uso de 3 submódulos com transformadores em cascata.

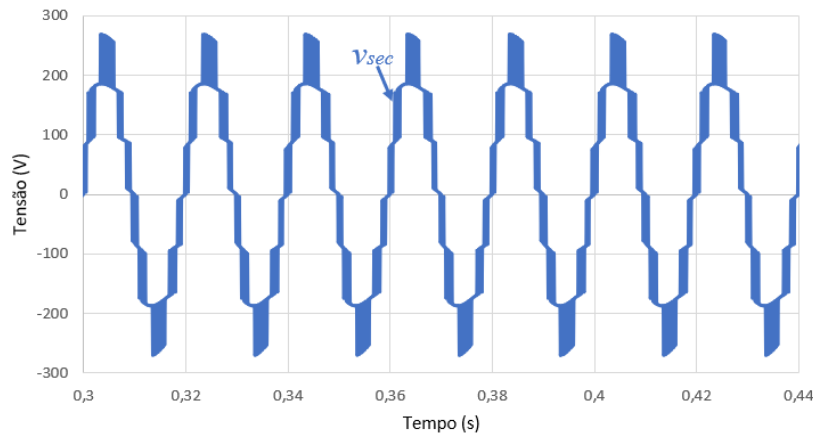


Figura 4.26 - Forma de onda da tensão de saída do MMCC, na ligação em série do lado secundário dos transformadores (v_{sec})

De modo a verificar se a potência produzida pelos módulos solares fotovoltaicos está a ser corretamente injetada na catenária efetuou-se a análise dos resultados representados na Figura 4.27. Como se consegue verificar, num instante inicial a rede elétrica fornece energia ao MMCC de forma a fazer o carregamento do barramento CC. Após este ser carregado e regulado, o MMCC injeta a potência ativa na catenária, sendo que esta tende para um valor ligeiramente menor do que a potência produzida pelos módulos, devido à potência que é necessária para a regulação do barramento CC.

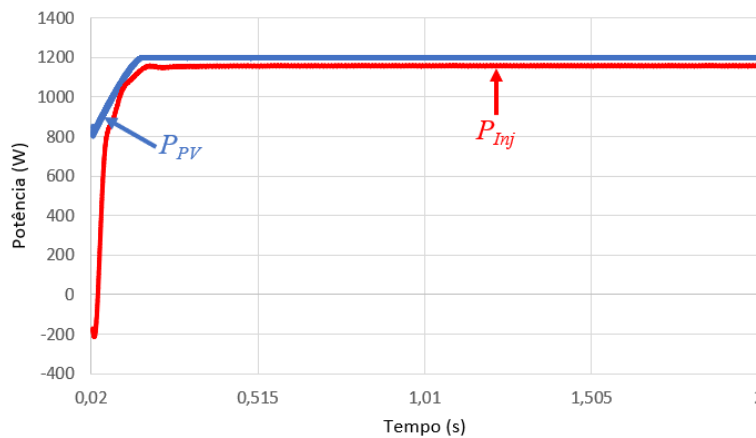
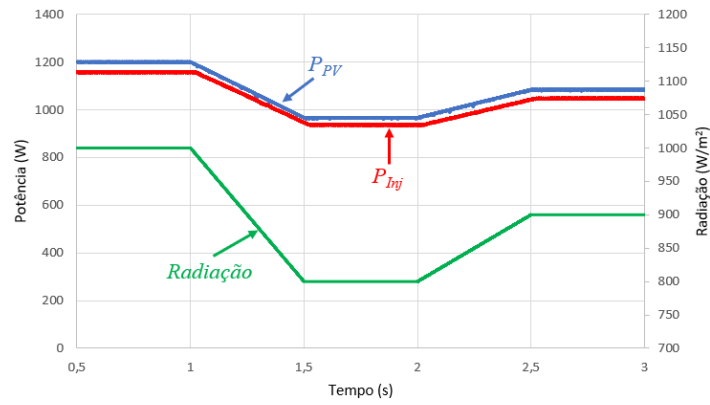
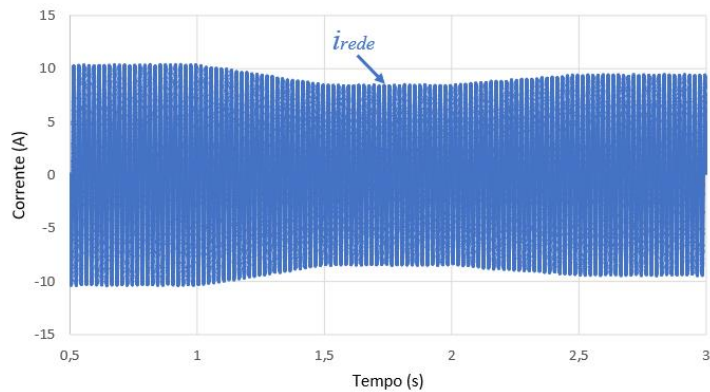


Figura 4.27 - Forma de onda da potência produzida pelos módulos solares fotovoltaicos (P_{PV}) e da potência ativa injetada pelo MMCC na catenária (P_{inj}).

De maneira a visualizar-se o efeito dos fatores externos no comportamento do sistema, foi feita uma variação da radiação solar incidente nos módulos solares fotovoltaicos, de 1 000 W/m² para 800 W/m² e posteriormente de 800 W/m² para 900 W/m². Na Figura 4.28 (a) está representada variação da potência extraída pelo conversor *step-up* (P_{PI}) e da potência ativa injetada na catenária pelo MMCC (P_{inj}), em função da variação da radiação solar incidente. Esta variação da potência ativa injetada reflete-se na amplitude da corrente produzida pelo MMCC, como se pode verificar na Figura 4.28 (b).



(a)



(b)

Figura 4.28 - Influência da radiação na energia produzida: (a) Potência extraída pelo conversor step-up (P_{pv}) e potência injetada na catenária pelo MMCC (P_{inj}); (b) Corrente produzida pelo MMCC (i_{rede}).

Na Figura 4.29 está representada variação da potência extraída pelo conversor *step-up* (P_{pv}) e da potência ativa à saída do MMCC (P_{inj}), em função da variação da temperatura. Para esta análise aumentou-se a temperatura de 25 °C para 50 °C e posteriormente diminuiu-se de 50 °C para 40 °C. Como se pode comprovar, com o aumento da temperatura, a potência extraída pelos módulos solares fotovoltaicos diminui.

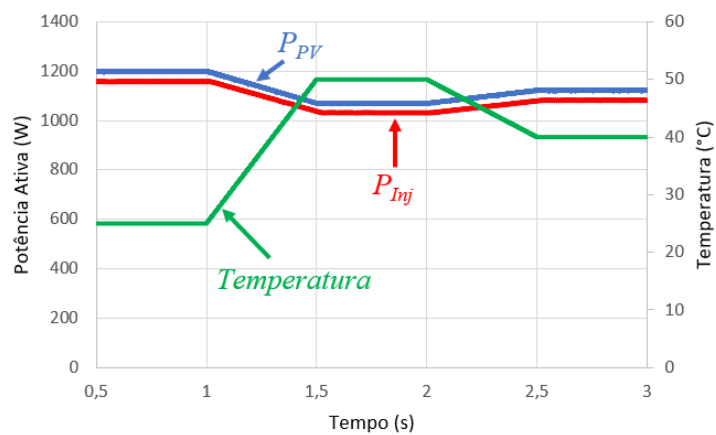


Figura 4.29 - Influência da temperatura na potência extraída pelo conversor *step-up* (P_{pv}) e na potência injetada na catenária (P_{inj}).

Quanto à injeção de potência reativa na catenária, sempre que haja uma subtensão ou uma sobretensão na rede elétrica, o algoritmo de regulação do valor eficaz da tensão leva a que o MMCC consiga injetar potência reativa na catenária, tentando, desta forma, manter o valor eficaz da tensão da catenária estável. Na Figura 4.30 estão representadas as formas de onda das componentes fundamentais da tensão da rede elétrica, com uma sobretensão de 10 V de valor eficaz, e da tensão da catenária.

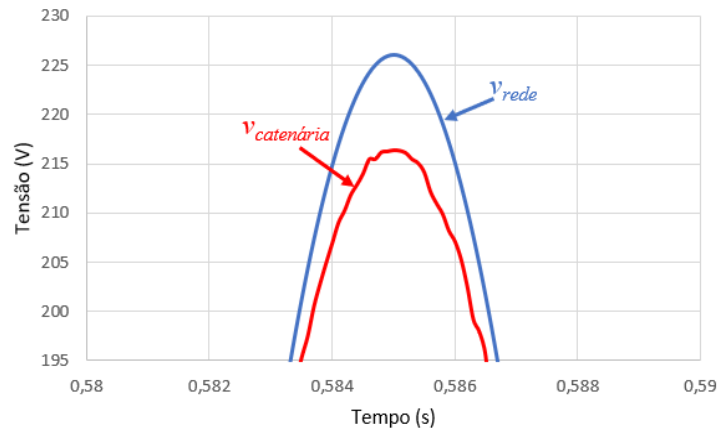


Figura 4.30 - Forma de onda das componentes fundamentais da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da tensão da catenária ($V_{catenária}$) para uma sobretensão.

Como se pode comprovar, devido ao algoritmo de regulação da tensão, a amplitude da tensão da catenária é menor do que a amplitude da tensão da rede elétrica, visto que a tensão se manteve no seu valor de referência. Na Figura 4.31 estão ilustradas as potências ativa e reativa que são injetadas na catenária, sendo visível que entre os instantes 0,5 s e 1 s é injetada a potência reativa indutiva, pois é entre estes instantes que ocorre a sobretensão na rede elétrica.

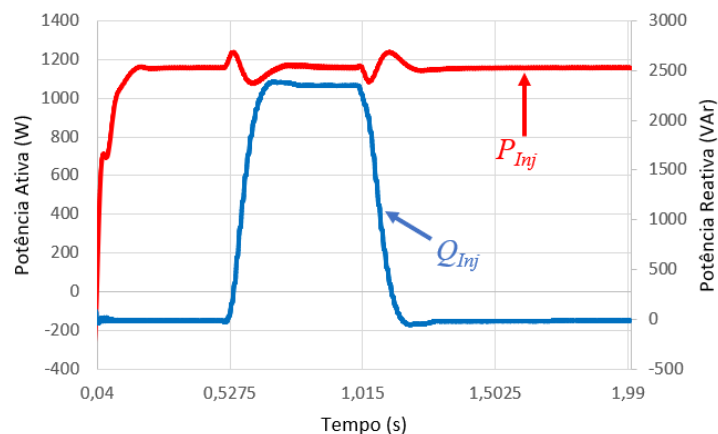


Figura 4.31 - Formas de onda da potência reativa (Q_{Inj}) e potência ativa (P_{Inj}) injetadas pelo MMCC para uma sobretensão.

Na Figura 4.32 está representado o comportamento de i_{rede} face à injeção da potência reativa na catenária. Como é observável, a injeção de potência reativa na catenária leva a um aumento da amplitude da corrente e a que o desfasamento entre i_{rede} e V_{rede} deixe de ser de 180° , passando a ser de 245° .

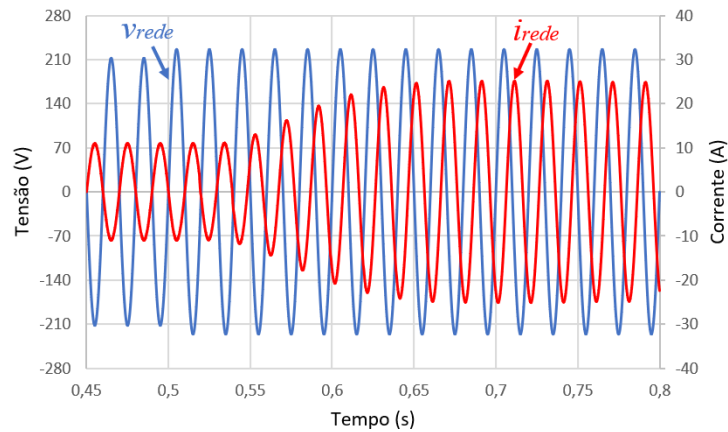


Figura 4.32 - Forma de onda da componente fundamental da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da corrente produzida pelo MMCC (i_{rede}) para uma sobretensão.

Uma vez analisado o caso de uma sobretensão, procedeu-se para a análise de uma subtensão. Na Figura 4.33 estão representadas as formas de onda das componentes fundamentais da tensão da catenária e da tensão da rede elétrica, com uma subtensão de 12 V.

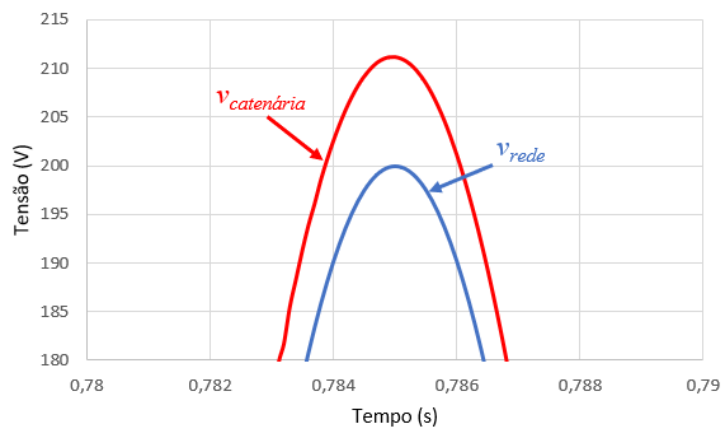


Figura 4.33 - Forma de onda das componentes fundamentais da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da tensão da catenária ($V_{catenária}$) para uma subtensão.

Como se pode verificar, devido ao algoritmo de regulação da tensão, a amplitude da tensão da catenária é maior do que a amplitude da tensão da rede elétrica, dado que a tensão se manteve no seu valor de referência. Na Figura 4.34 estão ilustradas as potências ativa e reativa que são injetadas na catenária, sendo visível que entre os instantes 0,5 s e 1 s é injetada a potência reativa capacitiva, pois é entre estes instantes que ocorre a subtensão na rede elétrica.

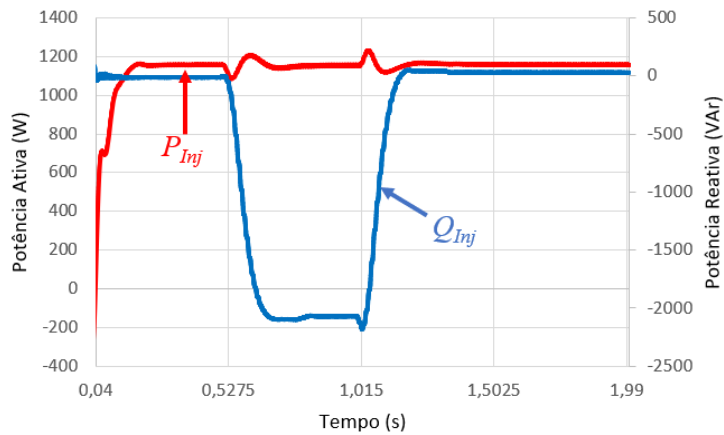


Figura 4.34 - Formas de onda da potência reativa (Q_{inj}) e potência ativa (P_{inj}) injetadas pelo MMCC para uma subtensão.

Na Figura 4.35 está ilustrado o comportamento de i_{rede} face à injeção da potência reativa na catenária. Como é visível, a injeção de potência reativa na catenária leva a um aumento da amplitude da corrente e a que o desfasamento entre i_{rede} e V_{rede} deixe de ser de 180° , passando a ser de 120° .

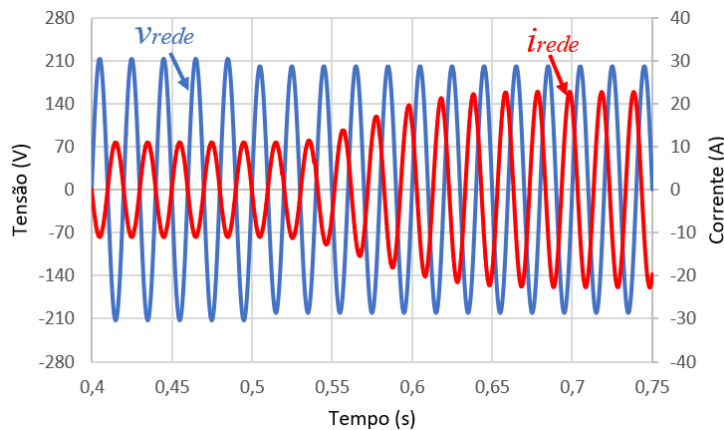


Figura 4.35 - Forma de onda da componente fundamental da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da corrente produzida pelo MMCC (i_{rede}) para uma subtensão.

4.7 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados dois modelos de simulação computacional com conversores de eletrónica de potência responsáveis pela interface de painéis solares fotovoltaicos com a catenária do sistema elétrico ferroviário. O primeiro modelo de simulação é baseado nas condições nominais de um sistema elétrico ferroviário real, sendo o segundo modelo de simulação criado para dar suporte aos resultados experimentais obtidos num protótipo laboratorial de pequena escala. Através da ferramenta de simulação *PSIM* foi possível avaliar e validar não só os algoritmos de controlo implementados mas também os conversores de eletrónica de potência. Com estas simulações foi possível prever o comportamento do sistema e melhorar o dimensionamento dos componentes e dos ganhos dos

algoritmos de controlo de forma a ser obtido um melhor resultado. Assim, estes modelos de simulação estabelecem um ponto de referência para os ensaios práticos.

Relativamente aos resultados obtidos, uma vez que se pretende injetar a potência ativa produzida pelos módulos solares fotovoltaicos na catenária, a corrente que é injetada tem de estar em oposição fase com a tensão da catenária. Para isso, foi simulado um algoritmo de sincronização PLL, sendo gerado um sinal com a mesma fase e amplitude da componente fundamental da tensão da catenária. Adicionalmente, para a injeção da potência ativa, a tensão do barramento CC tem de estar devidamente regulada. Esta regulação da tensão do barramento CC foi feita através de um controlador PI. Posteriormente é calculada uma corrente de referência em oposição de fase com a tensão da catenária e esta é introduzida no controlo de corrente, fazendo com que a corrente injetada acompanhe esta referência e que seja injetada a potência ativa.

De seguida foi simulada a injeção de potência ativa e reativa na catenária. Para isso, foi implementado um algoritmo de regulação do valor eficaz da tensão da catenária. Este algoritmo é composto por um controlador PI, em que a saída deste é utilizada para o cálculo da corrente de referência. Deste modo, o sistema injeta continuamente potência ativa na catenária e injeta potência reativa quando existe uma subtensão ou uma sobretensão na catenária.

Relativamente ao algoritmo de MPPT as simulações mostram o seu correto funcionamento, visto que quando se variou os valores da radiação e da temperatura, este conseguiu acompanhar as variações da potência máxima dos módulos solares fotovoltaicos.

Capítulo 5

Desenvolvimento do Protótipo

5.1 Introdução

Neste capítulo são descritos o desenvolvimento e a implementação de todos os elementos utilizados no protótipo do sistema implementado no âmbito desta dissertação. O sistema implementado pode ser dividido em duas partes, o sistema de potência e o sistema de controlo. Inicialmente, são descritos os elementos usados no andar de potência, nomeadamente os conversores de eletrónica de potência, os transformadores de potência, os elementos indutivos, o barramento CC, os circuitos de proteção de *gate* e o circuito de *drive*. Posteriormente, são apresentados os elementos constituintes do sistema de controlo, nomeadamente os sensores de tensão e corrente, o circuito de condicionamento de sinal, as placas de comando, a placa de interface com o utilizador, a placa de relés e o microcontrolador.

É de referir que algumas placas de circuito impresso (*Printed Circuit Board* - PCB) utilizadas já existiam no laboratório do GEPE, sendo necessário estudar, dimensionar os componentes de acordo com as especificações do protótipo e soldá-los nas PCB.

5.2 Sistema de Potência Implementado

Nesta secção são apresentados todos os elementos constituintes para a implementação do estágio de potência. O estágio de potência desenvolvido encontra-se na Figura 5.1. Este é composto por um conversor CC-CC do tipo *step-up*, um barramento CC, um conversor CC-CA do tipo MMCC de ponte completa com transformadores em cascata, circuitos de *driver* dos IGBTs e circuitos de proteção de *gate* dos IGBTs. Os componentes necessários para o estágio de potência foram selecionados tendo em conta os valores nominais de funcionamento verificados em simulação e os requisitos impostos para o desenvolvimento do protótipo.

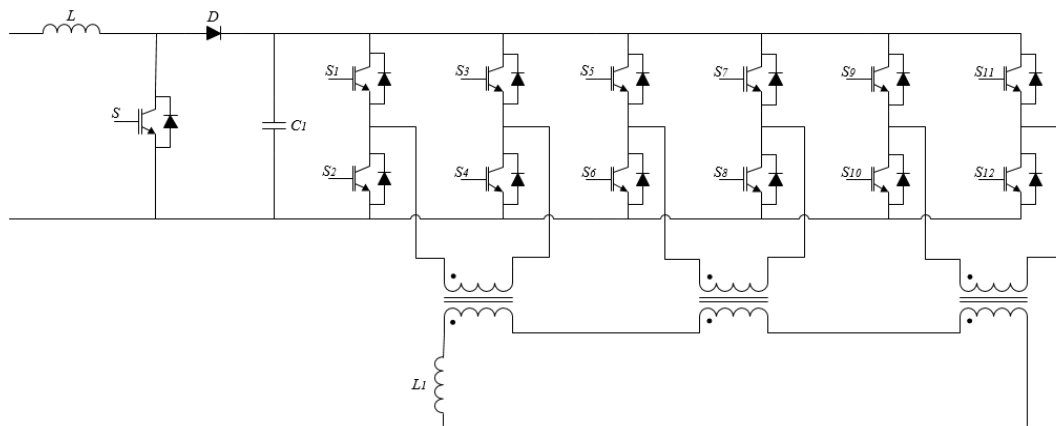


Figura 5.1 - Circuito referente ao andar de potência.

5.2.1 Módulo de IGBT

O módulo de IGBTs utilizado tanto no conversor CC-CC *step-up* como no MMCC foi o *SKM100GB125DN* do fabricante *Semikron* como é apresentado na Figura 5.2 (a). Este módulo de IGBT é constituído por dois IGBT em série e os respetivos díodos em antiparalelo, como se pode visualizar na Figura 5.2 (b). Para uma temperatura de 25 °C este módulo suporta uma corrente de coletor de 100 A e uma tensão coletor-emissor de 1 200 V. Quando a temperatura sobe substancialmente a corrente suportada pelos semicondutores decresce, por isso é necessário o uso de dissipadores que permitam manter a temperatura dos módulos em valores aceitáveis [99].

Para o conversor CC-CC *step-up* foi utilizado um módulo de IGBT e para o MMCC foram utilizados seis módulos de IGBT, sendo que cada módulo constitui um braço do MMCC.

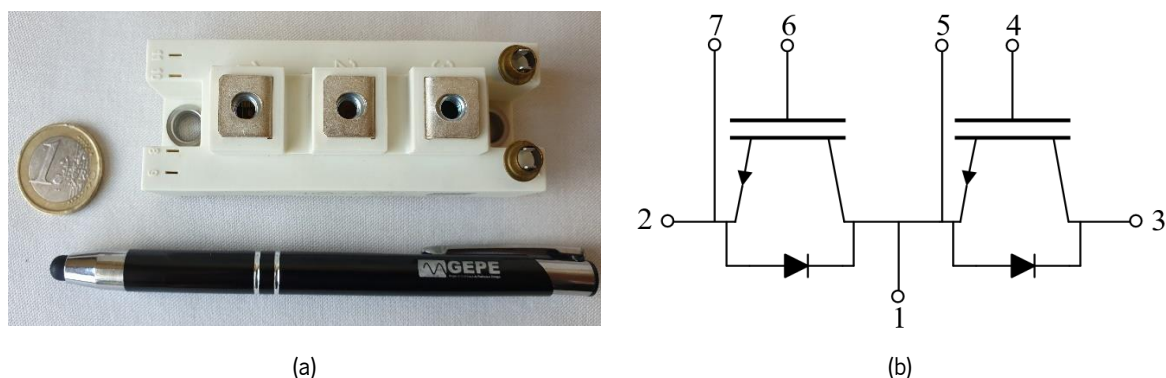


Figura 5.2 - Módulo de IGBT SKM100GB125DN: (a) Encapsulamento; (b) Esquema de ligações interno de cada módulo de IGBT.

5.2.2 Placa de Circuito de *Driver*

De forma a realizar o acionamento dos semicondutores de potência, através do envio dos pulsos para a *gate* destes, foram utilizados circuitos de *driver* duplos do modelo *SKHI22AH4R* do fabricante *Semikron*.

Uma vez que o conversor CC-CA é composto por 12 dispositivos IGBT, foram utilizados 6 circuitos de *driver* duplos. Estes circuitos de *driver* possuem entradas compatíveis com tecnologia CMOS a 15 V e isolamento galvânico, o que permite a interface entre o estágio de potência e o sistema de controlo de forma isolada. Adicionalmente, estes circuitos de *driver* apresentam uma proteção contra curto-circuitos através da monitorização da tensão coletor-emissor, que sinaliza um erro ao sistema de controlo. Além disso, os circuitos de *driver* permitem o bloqueio entre os pulsos de comando e a geração de tempos mortos por hardware [100].

Na Figura 5.3 está ilustrada uma das placas de driver utilizadas, desenvolvida previamente pelo GEPE. Os sinais de PWM vindos do sistema de controlo são recebidos através do conector *DB9* e são enviados para as *gates* dos semicondutores de eletrónica de potência através das fichas *header*.



Figura 5.3 - Placa de circuito de *driver* SKHI22AH4R.

Para o conversor CC-CC utilizou-se um driver *SKHI 23/12* do fabricante *Semikron*. Este *driver* permite configurar o nível da tensão de entrada (15 V ou 5 V) e tem a possibilidade de utilizar dispositivos IGBT em paralelo. Adicionalmente, este *driver* permite configurar os tempos mortos. Na Figura 5.4, é possível observar-se a placa de driver SKHI 23/12 utilizada.



Figura 5.4 - Placa de circuito de driver SKHI 23/12.

5.2.3 Placa de Proteção da *Gate* dos Dispositivos de IGBT

Apesar do circuito de *driver* possuir uma proteção contra curto-circuitos, também é necessário que haja uma proteção contra valores excessivos de tensão na *gate* dos IGBT. Para isso, e uma vez que os módulos de IGBT utilizados apresentam um valor de tensão *gate*-emissor máximo de ± 20 V, foram utilizadas 7 placas de proteção de *gate*, como a representada na Figura 5.5. Cada placa é composta por dois circuitos de proteção, sendo cada um referente à proteção de apenas um IGBT. Cada circuito de proteção é composto por 2 diodos de *zener* de 16 V em anti série com ligação em ânodo comum, fazendo com que o terminal de *gate* esteja protegido contra tensões superiores a +16 V ou inferiores a -16 V. Adicionalmente, cada circuito de proteção contém uma resistência de *pull-down* entre a *gate* e o emissor, com vista a eliminar o ruído presente na *gate* dos IGBT que poderia provocar comutações indesejáveis.

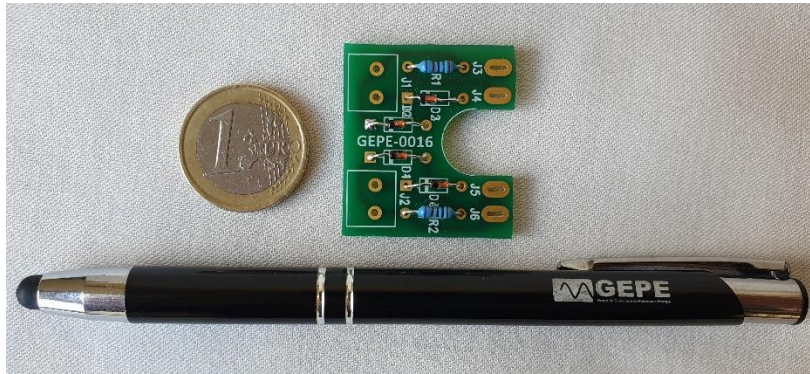


Figura 5.5 - Placa de proteção de *gate* dos dispositivos de IGBT.

5.2.4 Barramento CC

Na construção do barramento CC foram utilizados condensadores eletrolíticos de 1 mF/450 V do fabricante *EPCOS*. Estes condensadores apresentam uma resistência série equivalente (*Equivalent Series Resistance – ESR*) $ESR_{(100)} = 0,12 \Omega$. Na Figura 5.6 está representado um dos condensadores utilizados no barramento CC.



Figura 5.6 - Condensador eletrolítico utilizado no barramento CC.

O protótipo desenvolvido é constituído por um conjunto de 13 condensadores eletrolíticos ligados em paralelo para o barramento CC. Assim, o barramento CC tem uma capacidade total de 13 mF e uma tensão de 450 V.

5.2.5 Bobina do Conversor *Step-Up*

Para o desenvolvimento do conversor CC-CC do tipo *step-up* foi construída uma bobina constituída por dois núcleos toroidais de pó de ferro do fabricante *Micrometals*. O enrolamento desta bobina é composto por 100 espiras e por 17 cabos em paralelo, tendo sido dimensionada para uma corrente de 25 A, de forma a obter uma bobina com uma indutância de 1 mH. Para o correto dimensionamento da bobina recorreu-se à aplicação online fornecida pelo fabricante [101]. O estudo e análise mais minuciosa da ferramenta foi desenvolvido por outros investigadores do GEPE, sendo necessária a reconfiguração dos parâmetros da bobina para a aplicação em estudo. Após concluído o desenvolvimento da bobina, mediou-se o valor da indutância através da ponte RLC *3532-50LCR HiTESTER* do fabricante *Hioki*, onde se obteve um valor de 1,02 mH.



Figura 5.7 - Bobina desenvolvida para o conversor CC-CC do tipo *step-up*.

De forma a verificar se a bobina apresenta o comportamento desejado, foi realizado um ensaio experimental com o intuito de determinar o seu ponto de saturação. Assim, aplicou-se um pulso de tensão à bobina e verificou-se a evolução da corrente. Na Figura 5.8, está representado um resultado deste teste, em que a amarelo está representada a tensão da bobina, em que é possível verificar o comprimento do pulso aplicado e a azul está representada a corrente da bobina. Através desta figura é possível comprovar que com o pulso aplicado a corrente da bobina se mantém linear até aos 93 A, não alcançando o seu ponto de saturação. Assim, conclui-se que a bobina é adequada para esta aplicação.

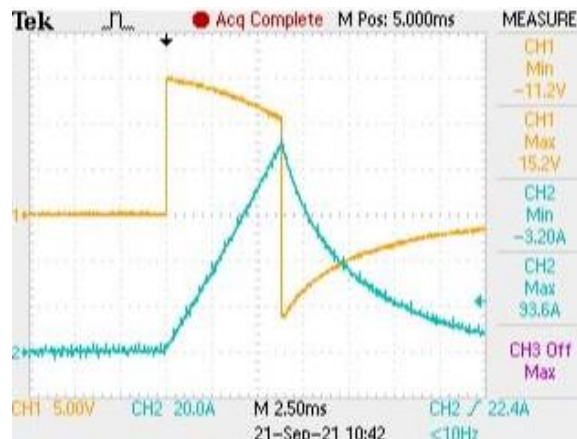


Figura 5.8 – Gráfico do ensaio da corrente de saturação da bobina.

5.2.6 Bobina de acoplamento

Na saída do conversor CC-CA foi utilizada uma bobina para o acoplamento com a rede elétrica, com o objetivo de filtrar a corrente de saída do MMCC. Esta bobina, representada na Figura 5.9, é composta por um núcleo de ferro laminado e por dois enrolamentos, em que cada um apresenta uma indutância de 1 mH. Devido ao acoplamento mútuo e estando os enrolamentos ligados em série, o valor da indutância total será quatro vezes superior ao valor individual da indutância de cada enrolamento, obtendo assim uma indutância total de 4 mH. É de salientar que esta bobina já se encontrava disponível no laboratório do GEPE.

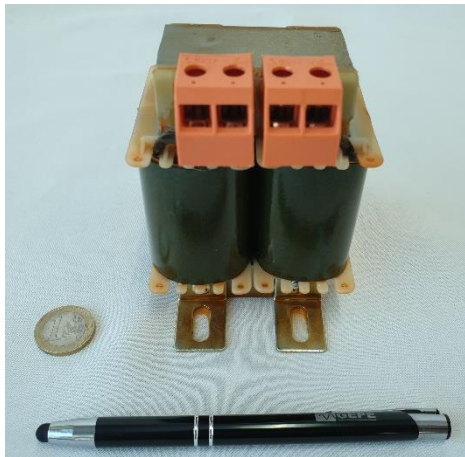


Figura 5.9 - Bobina de acoplamento com a rede elétrica.

5.2.7 Transformadores Isoladores para o MMCC

Para o dimensionamento dos transformadores existem dois fatores a terem em conta, as perdas no cobre e as perdas no ferro. As perdas no cobre devem-se à resistência interna dos enrolamentos do transformador, portanto quanto menor for o comprimento do condutor e menor for a corrente que os percorre, menor serão as perdas no cobre. As perdas no ferro acontecem no circuito magnético devido a dois fenómenos. Um dos fenómenos ocorre quando se utiliza um circuito magnético não linear, como é o caso dos materiais ferromagnéticos, que causam perdas por histerese. O outro fenómeno ocorre quando se utiliza circuitos magnéticos condutores, por exemplo materiais ferromagnéticos, que provocam perdas por correntes parasitas.

As perdas no cobre podem ser reduzidas com a diminuição do número de espiras, dado que o comprimento do condutor é menor. As perdas no ferro podem ser reduzidas com a diminuição da densidade de fluxo magnético e, conseqüentemente, do ciclo de histerese. Como é visível na equação (5.1), a densidade de fluxo magnético (B) depende do número de espiras do primário (N_p), da área efetiva (A_c) e da tensão no primário do transformador ($V_{primário}$) [102].

$$B(t) = \int_0^T \frac{1}{N_p A_c} \frac{dV_{primário}}{dt} \quad (5.1)$$

De forma a reduzir a densidade de fluxo, o número de espiras no primário do transformador deve aumentar, reduzindo, assim, as perdas no ferro. No entanto, o aumento do número de espiras, com o objetivo de diminuir as perdas no ferro, provoca o aumento as perdas no cobre devido ao aumento do comprimento do condutor. Por outro lado, diminuído o número de espiras para reduzir as perdas no cobre, as perdas no ferro aumentam devido ao aumento da densidade de fluxo magnético.

Analisando este estudo teórico, conclui-se que um correto dimensionamento dos valores de operação possibilita uma redução das perdas. Na Tabela 5.1, estão visíveis os pontos de operação para o correto funcionamento dos transformadores.

Tabela 5.1 - Valores de operação dos transformadores.

	Valor de Operação
Tensão no Primário	90 V
Tensão no Secundário	90 V
Potência	1 000 VA
Corrente no Primário	11,1 A
Corrente no Secundário	11,1 A
Frequência	2 000 Hz

Após delimitados os valores de operação do transformador, foi feito um estudo para a escolha do núcleo ferromagnético que constitui o transformador. Foram analisados diferentes tipos de núcleos de diferentes materiais, como de ferrite, de metal nanocristalino e de metal amorfo. Após esta análise destacaram-se dois tipos de núcleos, o núcleo de ferrite UF120/80/40 e o núcleo metal de amorfo AMCC-320.

O núcleo de ferrite UF120/80/40 é fabricado pela *IFCORES* e as suas principais características estão apresentadas na Tabela 5.2. Este núcleo de ferrite possui uma forma de “U”, sendo que, para fechar o circuito magnético são necessários, no mínimo, 4 unidades para formais dois núcleos em “E”. De forma a aumentar a área efetiva, são necessários mais conjuntos constituídos por 4 unidades. O transformador é constituído por um par de núcleos inferior e um par de núcleos superior, sendo os enrolamentos do transformador enrolados no “ pilar” central desta configuração. Na Figura 5.15 é possível ver com melhor detalhe a estrutura do transformador. De mencionar que o principal fator de escolha deste núcleo foi a sua existência em grande quantidade no laboratório do GEPE.

Tabela 5.2 - Principais características do núcleo de ferrite UF120/80/40 do fabricante *IFCORES* [103].

Área efetiva	A_c	12 cm ²
Comprimento efetivo	MPL	44 cm
Volume efetivo	V_c	528 cm ³
Saturação da densidade de fluxo	B_{sat}	0,4T
Peso	-	2 534 g

O núcleo de metal amorfo AMCC-320 é fabricado pela *Hitachi Metals* e as suas principais características estão apresentadas na Tabela 5.3. Tal como o núcleo de ferrite, o núcleo de amorfo AMCC-320 possui uma forma de “U”, sendo que para fechar o circuito magnético são necessários, no mínimo, 4 unidades. O transformador é constituído por dois núcleos inferiores e por dois núcleos superiores, sendo os enrolamentos do transformador enrolados no “ pilar ” central desta configuração. A estrutura do transformador pode ser vista com melhor detalhe na Figura 5.22. De mencionar que o principal fator de estudo deste núcleo foi o seu elevado valor da densidade de fluxo de saturação.

Tabela 5.3 - Principais características do núcleo de amorfo AMCC-320 do fabricante *Hitachi Metals* [104].

Área efetiva	A_c	9,02 cm ²
Comprimento efetivo	MPL	32,8 cm
Volume efetivo	V_c	296 cm ³
Saturação da densidade de fluxo	B_{sat}	1,56T
Peso	-	2 167 g

O estudo, dimensionamento e implementação dos transformadores passou por diversos processos bem como algumas tentativas e erros. Como tal, ao longo do processo, os dimensionamentos foram ajustados em função do hardware disponível, nomeadamente os núcleos e os fios de cobre. De forma a uma melhor compreensão e diferenciação, denomina-se os transformadores apresentados na Tabela 5.4.

Tabela 5.4 - Denominação dos transformadores implementados.

	Transformador A ¹	Transformador B ¹	Transformador C ¹	Transformador D ²
Núcleo	Ferrite (UF120/80/40)	Ferrite (UF120/80/40)	Amorfo (AMCC-320)	Amorfo (AMCC-320)
Nº de núcleos	8	8	4	4
Espiras	99	175	98	98
Tensão no primário	50 V	90 V	90 V	90 V
Potência	150 VA	1 000 VA	1 000 VA	1 000 VA
¹ protótipo implementado para ensaios preliminares; ² transformador utilizado nos resultados experimentais.				

Para cada transformador dimensionado e implementado, foi necessário realizar ensaios experimentais, não só às condições nominais, mas também aos parâmetros do transformador. Esta metodologia é apresentada de seguida.

5.2.7.1 Metodologia de Análise dos Modelos dos Transformadores

De maneira a antecipar o comportamento do transformador é necessário colocar o seu modelo equivalente numa simulação. O modelo equivalente de um transformador utilizado está ilustrado na Figura 5.10.

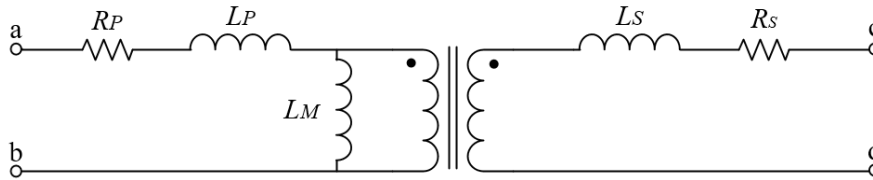


Figura 5.10 – Circuito elétrico do modelo equivalente de um transformador.

Sendo:

- R_P a resistência elétrica do enrolamento do primário;
- R_S a resistência elétrica do enrolamento do secundário;
- L_P a indutância de dispersão do enrolamento do primário;
- L_S a indutância de dispersão do enrolamento do secundário;
- L_M a indutância de magnetização.

Com vista a obter-se o modelo do transformador, para este ser colocado em simulação, foi utilizada uma ponte RLC, com a referência *3532-50LCR HiTESTER* do fabricante *Hioki*, para proceder à medição das indutâncias do transformador com os enrolamentos em série e em anti série, como representado na Figura 5.11 (a) e Figura 5.11 (b), respetivamente.



Figura 5.11 - Ligação dos enrolamentos: (a) Enrolamentos em série; (b) Enrolamentos em anti série.

A medida destas duas indutâncias permite ao cálculo da indutância própria do enrolamento do primário (L_1), da indutância própria do enrolamento do secundário (L_2) e da indutância mútua entre os enrolamentos do primário e do secundário (M), através das equações (5.2) e (5.3). Uma vez que o número de espiras no enrolamento do primário é próximo do número de espiras no enrolamento do

secundário, L_1 é aproximadamente igual a L_2 . Assim, nas equações (5.2) e (5.3), a indutância própria dos enrolamentos foi representada por L [76], [105].

$$L_{série} = 2L + 2M \quad (5.2)$$

$$L_{anti_série} = 2L - 2M \quad (5.3)$$

A indutância própria dos enrolamentos, L_1 e L_2 , são indutâncias representativas da força eletromotriz induzida em cada enrolamento, devido ao campo magnético produzido pela corrente do próprio enrolamento. A indutância mútua entre os enrolamentos, M , representa a força eletromotriz induzida no enrolamento primário devido ao campo magnético produzido pela corrente do enrolamento secundário e vice-versa [76], [105].

Uma vez calculada a indutância própria dos enrolamentos e a indutância mútua entre os enrolamentos, é possível calcular o coeficiente de acoplamento entre os enrolamentos, k , através da equação (5.4) [76], [105].

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (5.4)$$

O coeficiente de acoplamento entre os enrolamentos, k , é um valor compreendido entre 0 e 1. Quando este coeficiente tem o valor 0 significa que não existe acoplamento magnético entre o enrolamento primário e o enrolamento secundário. Por sua vez, quando o coeficiente tem o valor 1, o acoplamento é ideal, ou seja, todo o fluxo magnético produzido pelo enrolamento primário enlaça o enrolamento secundário, e vice-versa. Assim, o fluxo magnético é igual em todo o circuito magnético [76], [105].

Por fim, após calculado o coeficiente de acoplamento entre os enrolamentos é possível calcular as indutâncias de dispersão, L_p e L_s , e a indutância de magnetização, L_M , presentes no modelo equivalente do transformador, através das equações (5.5), (5.6) e (5.7) [76], [105].

$$L_p = (1 - k) L_1 \quad (5.5)$$

$$L_s = (1 - k) L_2 \quad (5.6)$$

$$L_M = k L_1 \quad (5.7)$$

Para se obter os valores das resistências dos enrolamentos, R_p e R_s , foi utilizado um multímetro de precisão, com a referência 34450A do fabricante *Keysight Technologies*. Medido a resistência de cada enrolamento, com o outro em aberto, foi possível adquirir os valores de R_p e R_s .

Para a realização de uma simulação preliminar com base nos valores teóricos de dimensionamento dos transformadores, é possível estimar alguns parâmetros. Assim, e com base na equação (5.8), é possível calcular as indutâncias de dispersão e a indutância de magnetização com base nos valores teóricos. Esta

equação é dependente não só das características do núcleo, A_c e μ_m (permeabilidade do material), mas também de características técnicas de implementação, N e MPL . Esta aproximação de parâmetros permitiu uma perceção do comportamento dos transformadores antes da sua implementação.

$$L = \frac{0,4 \pi N^2 A_c (10^{-8})}{\frac{MPL}{\mu_m}} \quad (5.8)$$

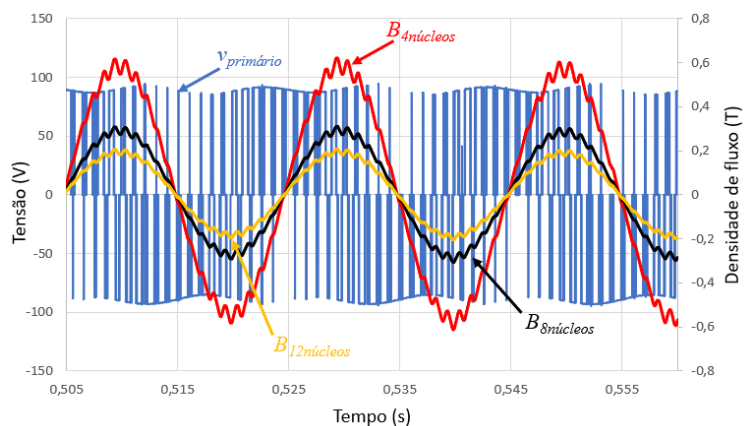
Após determinada a indutância própria dos transformadores, L , já foi possível determinar as indutâncias de dispersão e a indutância de magnetização através das equações (5.5), (5.6) e (5.7). Dado que o número de espiras no enrolamento do primário é igual ao número de espiras do secundário a indutância própria, L , é igual à indutância própria do enrolamento do primário, L_1 , que é aproximadamente igual à indutância própria do enrolamento do secundário, L_2 .

Uma vez determinada a metodologia de análise dos transformadores, procedeu-se ao desenvolvimento destes. Para isso foi necessário o cálculo do número de espiras e de fios condutores em paralelo para os diferentes núcleos.

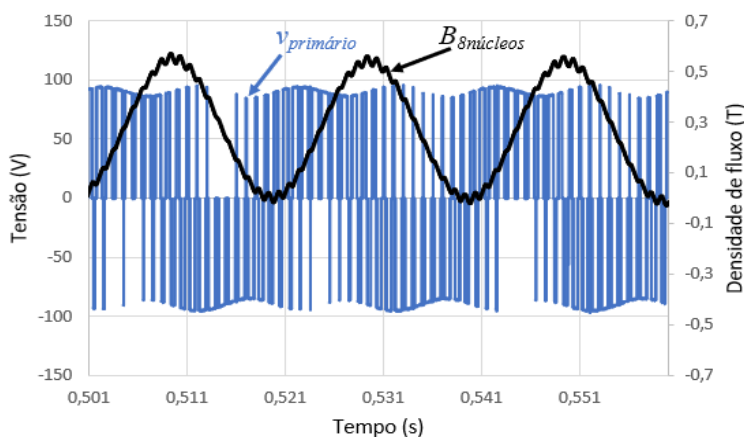
5.2.7.2 Transformadores com Núcleos de Ferrite

Com os valores de operação dos transformadores delimitados e com uma metodologia de análise determinada, passou-se para o dimensionamento dos transformadores com núcleos de ferrite.

Para o correto funcionamento do transformador a densidade de fluxo não pode chegar ao seu valor de saturação. Utilizando a equação (5.1), foi elaborado um ficheiro *Excel* de forma a determinar o número de núcleos e de espiras no primário necessários para constituir o transformador. Na Figura 5.12 (a), pode verificar-se um gráfico com os resultados deste estudo. Este gráfico é constituído por quatro formas de onda, sendo que a forma de onda a azul corresponde à tensão no primário do transformador, com uma frequência de 2 000 Hz, e as ondas a vermelho, preto e laranja correspondem à densidade de fluxo para quatro, oito e doze núcleos, respetivamente, para um número de 175 espiras no enrolamento do primário. É importante salientar que, de forma a não se obter valor médio na densidade de fluxo, é necessário que o transformador comece a operar aos 90° , ou aos -90° , da tensão do primário do transformador. Se o transformador começasse a operar aos 0° da tensão do primário do transformador, a densidade de fluxo iria ter apenas valores positivos, como se pode observar na Figura 5.12 (b).



(a)



(b)

Figura 5.12 - Formas de onda da tensão do primário do transformador e da densidade de fluxo: (a) Densidade de fluxo para 4, 8 e 12 núcleos de ferrite UF120/80/40 arrancando aos 90°; (b) Densidade de fluxo para 8 núcleos de ferrite UF120/80/40 arrancando a 0°.

Como é possível verificar, com 8 núcleos de ferrite UF120/80/40, correspondendo a uma área efetiva de 48 cm², com 175 espiras no enrolamento do primário do transformador e começando a operar aos 90°, a densidade de fluxo máxima é de 0,31 T. Assim, o correto funcionamento do transformador é garantido, uma vez que a densidade de fluxo não ultrapassa o seu valor de saturação. Dado que a razão de transformação do transformador é de 1:1, o número de espiras no enrolamento do secundário é igual ao número de espiras no enrolamento do primário.

De forma a verificar se os cálculos efetuados estavam corretos, utilizou-se o software de simulação *Ansys Maxwell*, em que é possível observar a variação da densidade de fluxo do transformador. Após colocados todos os parâmetros do transformador, verificou-se que a densidade de fluxo máxima do transformador é de aproximadamente 0,31163 T, como se pode observar na Figura 5.13. Desta forma, conclui-se que os cálculos efetuados no ficheiro *Exce*/estão corretos.

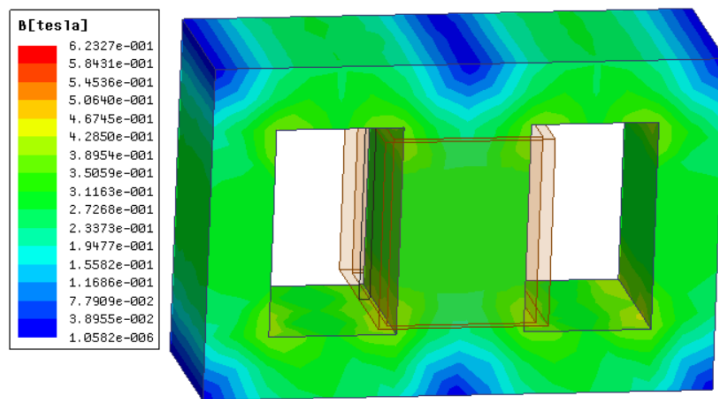


Figura 5.13 - Densidade de fluxo do transformador com núcleos de ferrite UF120/80/40.

Concluídos os cálculos para o número de espiras de cada enrolamento que constitui o transformador, é necessário calcular a secção do condutor para cada enrolamento. Um aspeto importante para a escolha do fio condutor é o diâmetro máximo em que o efeito pelicular não se manifesta, que se pode obter através da equação (5.9) [106]. Para uma frequência de 2 000 Hz o diâmetro máximo em que o efeito pelicular não se manifesta é de 2,96 mm.

$$D_{AWG} = \frac{6,62}{\sqrt{f}} \quad (5.9)$$

Protótipo do Transformador A de 50 V com Núcleos de Ferrite

Antes do desenvolvimento de um transformador para as condições de operação do sistema, dimensionou-se um transformador de testes com os núcleos de ferrite UF120/80/40, visto que estes núcleos estavam disponíveis no laboratório do GEPE. Este transformador é composto por 8 núcleos de ferrite e foi dimensionado para uma tensão máxima de 50 V e uma corrente máxima de 3 A. Para isso, são necessárias 99 espiras tanto no enrolamento do primário como no enrolamento do secundário, com vista a obter-se uma razão de transformação de 1:1.

Antes de se proceder à implementação do transformador foi estimada a indutância própria deste, através da equação (5.8), para posteriormente serem calculadas as indutâncias de dispersão de cada enrolamento, assim como, a indutância de magnetização. Finalizados os cálculos, obteve-se um valor de 149,23 μ H nas indutâncias de dispersão L_p e L_s e de 210,17 mH na indutância de magnetização L_m . Uma vez obtidos os valores das indutâncias, estes podem ser colocados no modelo de simulação para se estimar o comportamento do transformador.

No modelo de simulação utilizou-se um conversor CC-CA de ponte completa ligado ao enrolamento do primário do transformador, com uma tensão no barramento CC de 50 V, e uma carga resistiva de 16,7 Ω ligada ao secundário do transformador, para que lhe seja percorrida uma corrente de 3 A. No controlo do sistema, foi utilizado uma modulação SPWM unipolar em malha aberta, através de uma senoide de

referência com um índice de modulação de 80 %. Na Figura 5.14 estão representadas as formas de onda da tensão do primário e da tensão do secundário do transformador em simulação.

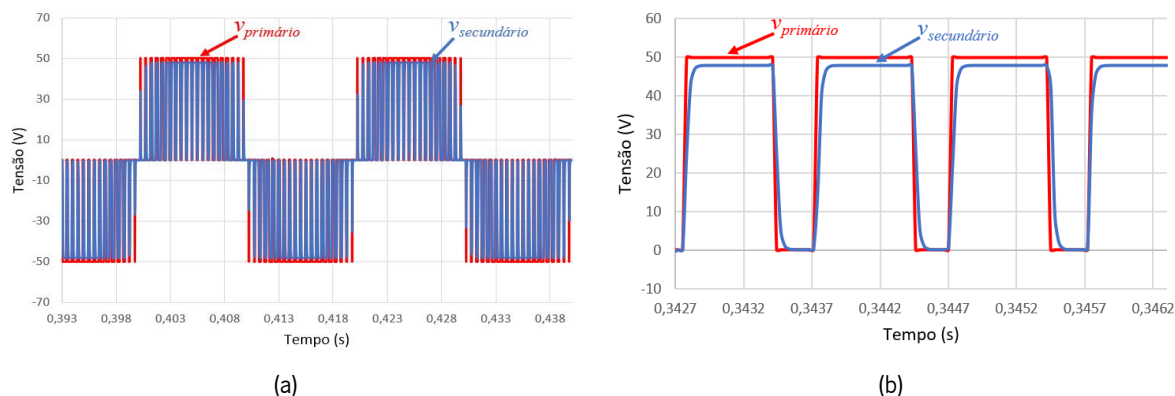


Figura 5.14 - Formas de onda da tensão dos enrolamentos do primário e secundário do transformador A em simulação.

Uma vez comprovado o bom resultado em simulação procedeu-se à implementação do transformador A. A bobinagem deste transformador foi feita à mão e ficou com 99 espiras no enrolamento do primário e o enrolamento do secundário ficou com 95 espiras. Para este transformador considerou-se uma densidade máxima de corrente de 4 A/mm^2 , sendo necessária uma secção de $0,75 \text{ mm}^2$. Assim, utilizou-se um fio com uma secção de $0,05 \text{ mm}^2$ com um diâmetro de $0,3 \text{ mm}$, que estava disponível no laboratório do GEPE, sendo necessários 15 fios em paralelo. O transformador implementado encontra-se representado na Figura 5.15.

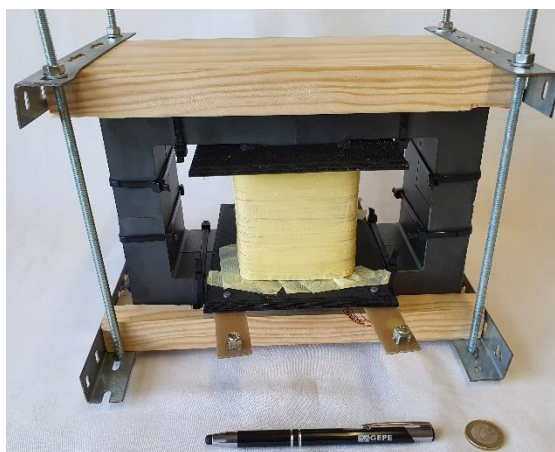


Figura 5.15 – Transformador A com núcleos de ferrite UF120/80/40.

Com o transformador implementado foram realizadas as medições e os cálculos necessários para se obter os parâmetros do modelo equivalente do transformador. Os parâmetros do modelo equivalente do transformador obtidos estão representados na Tabela 5.5. Como se pode comprovar, os valores obtidos são aproximados aos valores estimados anteriormente que foram colocados na simulação.

Tabela 5.5 - Parâmetros do modelo equivalente do transformador A.

Parâmetro	Variável	Valor
Indutâncias de dispersão	L_P e L_S	172,99 μ H
Indutância de magnetização	L_M	243,66 mH
Resistência do enrolamento primário	R_P	610 m Ω
Resistência do enrolamento secundário	R_S	591 m Ω

Para testar o transformador na prática, montou-se um circuito igual ao da simulação e com o mesmo controlo. Na Figura 5.16 estão representadas as formas de onda da tensão do primário e da tensão do secundário do transformador. Como se pode observar, as formas de onda em simulação e na prática são idênticas, validando assim o modelo equivalente do transformador. Além disso, é visível que o transformador apresenta uma boa resposta. A tensão do secundário do transformador, representada a amarelo, apresenta um tempo de transição de 50 μ s.

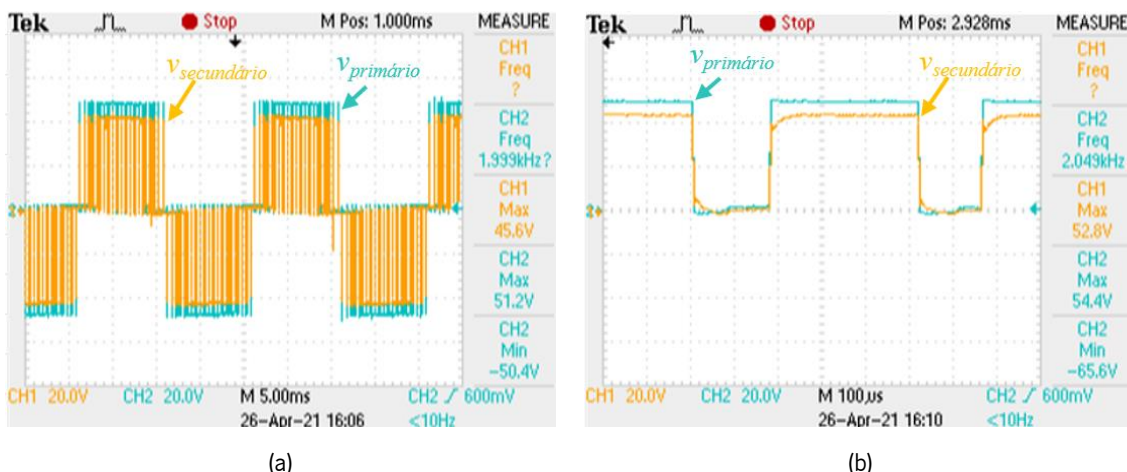


Figura 5.16 - Formas de onda da tensão dos enrolamentos do primário e secundário do transformador A.

Protótipo do Transformador B de 90 V com Núcleos de Ferrite

Após comprovada a boa resposta do transformador A, procedeu-se ao dimensionamento de um transformador, também com núcleos de ferrite UF/120/80/20, para as condições de operação do sistema. Como analisado anteriormente, para uma tensão de 90 V, este transformador é composto por 8 núcleos de ferrite e são necessárias 175 espiras no enrolamento do primário e no enrolamento do secundário para se obter uma razão de transformação de 1:1.

Antes de se proceder à implementação do transformador B, através da equação (5.8) estimou-se a indutância própria deste, para posteriormente serem calculadas as indutâncias de dispersão de cada

enrolamento, assim como a indutância de magnetização. Finalizados os cálculos, obteve-se um valor de 720,51 μH nas indutâncias de dispersão L_p e L_s e de 712,99 mH na indutância de magnetização L_m . Analisando os valores obtidos, pode verificar-se que os valores das impedâncias são muito elevados, devido ao grande número de espiras necessárias. Uma vez obtidos os valores das indutâncias, estes podem ser colocados no modelo de simulação para se estimar o comportamento do transformador.

No modelo de simulação utilizou-se um conversor CC-CA de ponte completa ligado ao enrolamento do primário do transformador, com uma tensão no barramento CC de 90 V, e uma carga resistiva de 8,1 Ω ligada ao secundário do transformador, para que lhe seja percorrida uma corrente de 11,1 A. O controlo do sistema é idêntico ao utilizado no modelo de simulação do transformador A. Os resultados da simulação do transformador B estão representados na Figura 5.17. Como se pode observar, os resultados não são satisfatórios, uma vez que o tempo de transição da tensão do secundário do transformador é superior ao desejado, o que leva a que a tensão do secundário não consiga acompanhar a tensão do primário do transformador. Isto acontece devido ao valor das impedâncias de dispersão serem elevados.

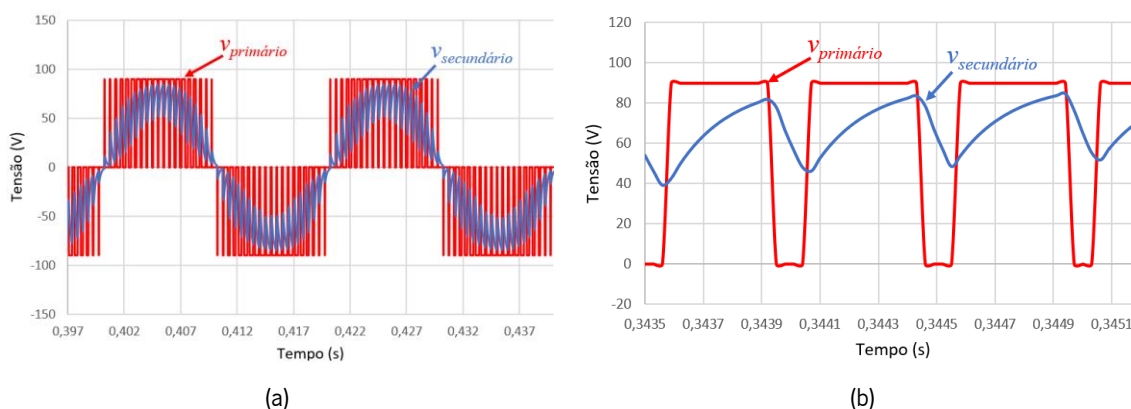


Figura 5.17 - Formas de onda da tensão dos enrolamentos do primário e secundário do transformador B simulação.

Apesar dos resultados não serem satisfatórios, devido à grande quantidade de núcleos de ferrite UF120/80/40 existentes no laboratório do GEPE, implementou-se este transformador para comprovar, na prática, os resultados obtidos em simulação. Assim, o transformador B ficou com 175 espiras no enrolamento do primário e no enrolamento do secundário. Para este transformador considerou-se uma densidade máxima de corrente de 4 A/mm², sendo necessária uma secção de 2,775 mm². Desta forma e considerando o efeito pelicular, utilizou-se um fio condutor com uma secção de 0,51 mm² com um diâmetro de 0,9 mm, fazendo com que sejam necessários 6 fios condutores em paralelo nos enrolamentos do transformador. De realçar que para a bobinagem do transformador B recorreu-se a uma empresa especializada. O transformador implementado encontra-se representado na Figura 5.18.

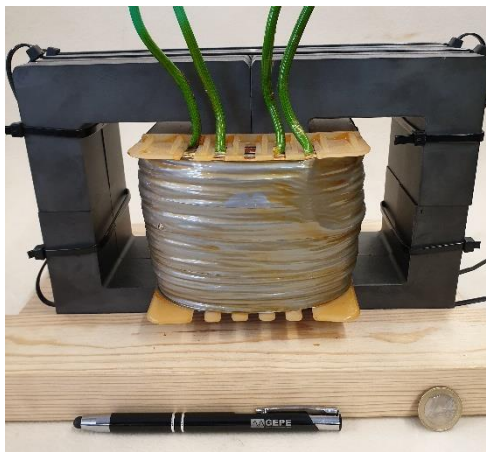


Figura 5.18 - Transformador B com núcleos de ferrite UF120/80/40.

Com o transformador implementado foram realizadas as medições e os cálculos necessários para se obter os parâmetros do modelo equivalente do transformador. Os parâmetros do modelo equivalente do transformador obtidos estão representados na Tabela 5.6. Como se pode comprovar, os valores obtidos são aproximados aos valores estimados anteriormente que foram colocados na simulação.

Tabela 5.6 - Parâmetros do modelo equivalente do transformador B.

Parâmetro	Variável	Valor
Indutâncias de dispersão	L_P e L_S	754,99 μ H
Indutância de magnetização	L_M	747,12 mH
Resistência do enrolamento primário	R_P	270 m Ω
Resistência do enrolamento secundário	R_S	339 m Ω

Para testar o transformador na prática, montou-se um circuito igual ao da simulação e com o mesmo controle. No entanto, iniciou-se com uma tensão no barramento CC de 50 V e com uma resistência de carga de 30 Ω . Na Figura 5.19 estão representadas as formas de onda da tensão do primário e da tensão do secundário do transformador, para estas condições. Como se pode observar, mesmo com uma tensão e uma corrente reduzida os resultados não são satisfatórios, com a tensão do secundário a apresentar um tempo de transição de aproximadamente 200 μ s. À medida que se foi subindo a tensão e a corrente, os resultados pioraram ainda mais ficando semelhantes aos resultados da simulação.

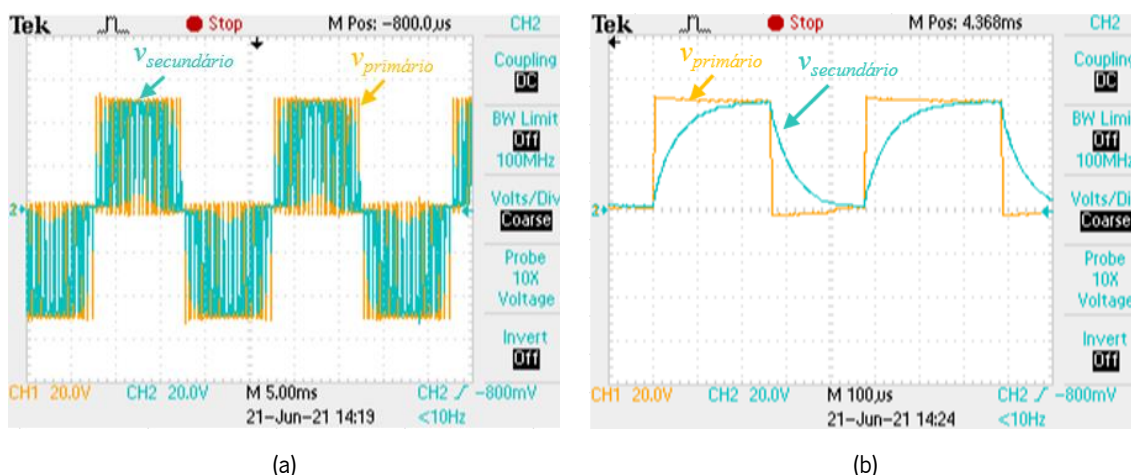


Figura 5.19 - Formas de onda da tensão dos enrolamentos do primário e secundário do transformador B.

5.2.7.3 Transformadores com Núcleos de Metal Amorfo

Dado que a resposta do transformador B para as condições de operação do sistema não foram aceitáveis, procedeu-se ao dimensionamento dos transformadores com núcleos de metal amorfo AMCC-320.

De acordo com as características dos núcleos e com as condições de operação do sistema, utilizou-se o mesmo ficheiro *Exce/* utilizado para o dimensionamento dos transformadores anteriores, para calcular o número de núcleos e de espiras no enrolamento primário necessários, de modo que a densidade de fluxo não ultrapassasse o seu valor de saturação. Na Figura 5.20, pode verificar-se um gráfico com os resultados deste estudo. Este gráfico é constituído por três formas de onda, sendo que a forma de onda a azul corresponde à tensão no primário do transformador e as ondas a vermelho e a amarelo correspondem à densidade de fluxo para quatro e oito núcleos, respetivamente, para um número de 98 espiras no enrolamento do primário.

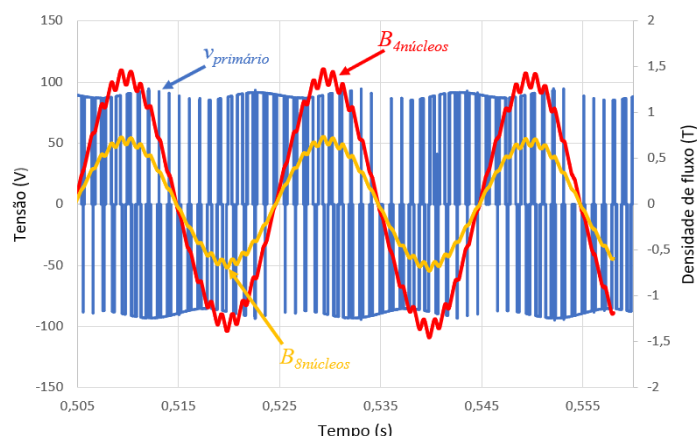


Figura 5.20 - Formas de onda da tensão do primário do transformador e da densidade de fluxo para 4 e 8 núcleos de metal amorfo AMCC-320.

Observando o gráfico da Figura 5.20, conclui-se que 98 espiras no enrolamento do primário e 4 núcleos de amorfo AMCC-320, correspondendo a uma área efetiva de 18,04 cm², são suficientes, pois a

densidade de fluxo máxima é de 1,47 T. Assim, o correto funcionamento do transformador é garantido, uma vez que a densidade de fluxo não ultrapassa o seu valor de saturação.

A partir desta análise, pode afirmar-se que o transformador com os núcleos de metal amorfo AMCC-320 aparenta ser a melhor solução, uma vez que é uma solução menos volumosa, com menos peso e a densidade de fluxo é maior.

Protótipo do Transformador C de 90 V com Núcleos de Metal Amorfo

Antes de se proceder a uma decisão final, dimensionou-se um transformador de testes para as condições de operação do sistema. Como analisado anteriormente, para uma tensão de 90 V, este transformador é composto por 4 núcleos de metal amorfo AMCC-320 e são necessárias 98 espiras no enrolamento do primário e no enrolamento do secundário para se obter uma razão de transformação de 1:1.

Antes de se proceder à implementação do transformador C, estimou-se a indutância própria deste, para posteriormente serem calculadas as indutâncias presentes no modelo equivalente do transformador. Finalizados os cálculos, obteve-se um valor de 81,17 μH nas indutâncias de dispersão L_p e L_s e de 159,22 mH na indutância de magnetização LM. Analisando os valores obtidos, pode verificar-se que os valores das impedâncias, quando comparados com os valores dos transformadores A e B, apresentam um valor baixo. Uma vez obtidos os valores das indutâncias, estes podem ser colocados no modelo de simulação para se estimar o comportamento do transformador.

O modelo de simulação deste transformador foi idêntico ao modelo utilizado no transformador B, sendo apenas alterados os valores das impedâncias do transformador. Os resultados da simulação do transformador C estão ilustrados na Figura 5.21. Como se pode visualizar, os resultados são bastante satisfatórios, dado que a tensão do secundário apresenta um tempo de transição baixo, próximo de 100 μs .

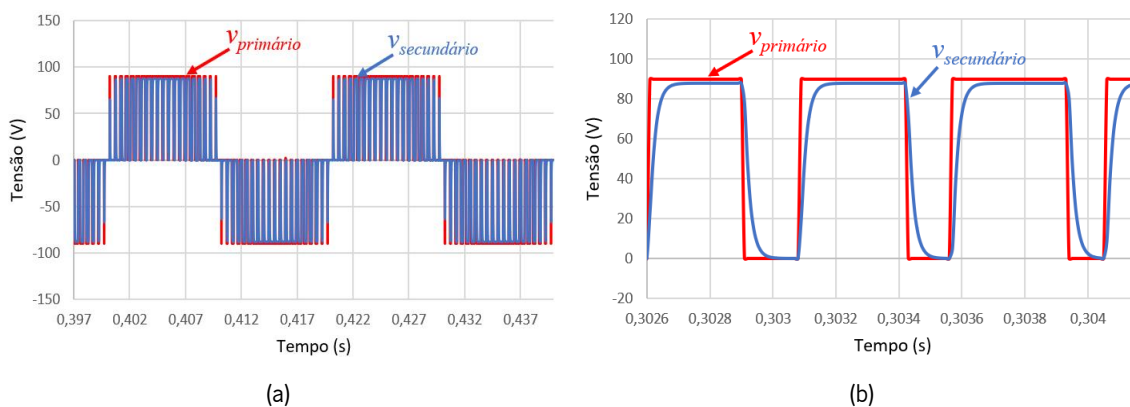


Figura 5.21 - Formas de onda da tensão dos enrolamentos do primário e secundário do transformador C em simulação.

Comparando as simulações do transformador B com as do transformador C, percebe-se que o transformador C apresenta uma resposta bastante melhor do que o transformador B. Portanto para validar a resposta do transformador simulada, implementou-se o transformador C. A bobinagem deste transformador foi feita à mão e ficou com 98 espiras no enrolamento do primário e no enrolamento do secundário. Para este transformador considerou-se uma densidade máxima de corrente de 6 A/mm² e uma corrente máxima de entrada de 11,1 A, sendo necessária uma secção de 1,85 mm². Assim, utilizou-se um fio com uma secção de 0,375 mm² com um diâmetro de 0,75 mm, que estava disponível no laboratório do GEPE, sendo necessários 5 fios em paralelo. Este transformador está ilustrado na Figura 5.22.

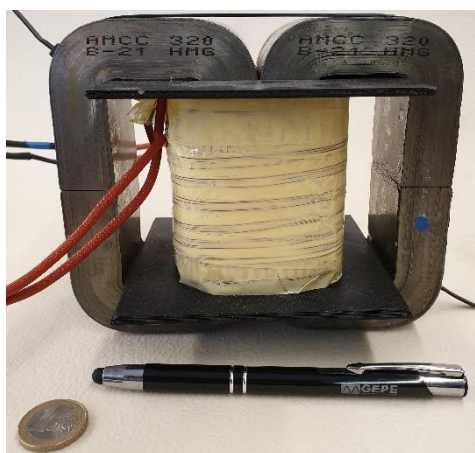


Figura 5.22 – Transformador C com núcleos de metal amorfo AMCC-320.

Com o transformador finalizado foram feitas as medições para se obter o modelo equivalente deste. Os parâmetros do modelo equivalente do transformador estão representados na Tabela 5.7. Como se pode verificar os valores obtidos são aproximados aos valores estimados anteriormente que foram colocados na simulação.

Tabela 5.7 - Parâmetros do modelo equivalente do transformador com núcleos de amorfo AMCC- 320.

Parâmetro	Variável	Valor
Indutâncias de dispersão	L_P e L_S	71,86 μ H
Indutância de magnetização	L_M	143,58 mH
Resistência do enrolamento primário	R_P	191 m Ω
Resistência do enrolamento secundário	R_S	217 m Ω

Para testar o transformador na prática, montou-se um circuito igual ao da simulação e com o mesmo controlo. Na Figura 5.23 estão representadas as formas de onda da tensão do primário e da tensão do

secundário do transformador. Como se pode visualizar, as formas de onda em simulação e na prática são idênticas. Além disso, é visível que o transformador apresenta uma boa resposta. A tensão do secundário do transformador, representada a azul, apresenta um tempo de transição próximo de 100 μ s.

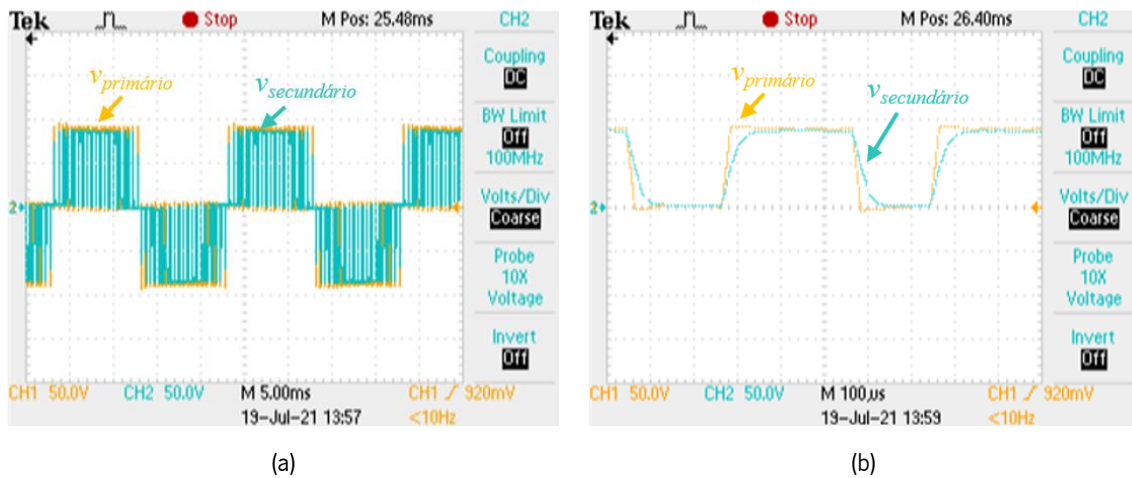


Figura 5.23 - Formas de onda da tensão dos enrolamentos do primário e secundário do transformador C.

Transformadores D de 90 V com Núcleos de Metal Amorfo

Dada à boa resposta do transformador C, optou-se por utilizar transformadores com os núcleos de metal amorfo AMCC-320 para o protótipo. Uma vez que o transformador C foi dimensionado para as condições de operação do sistema, o modelo de simulação do transformador D é o mesmo do transformador C. Deste modo, passou-se logo para a implementação do transformador D. O transformador D ficou com 98 espiras no enrolamento do primário e no enrolamento do secundário, devido à tensão de 90 V. Para este transformador considerou-se uma densidade máxima de corrente de 5,5 A/mm² e uma corrente máxima de entrada de 11,1 A, sendo necessária uma secção de 2,02 mm². Desta forma e considerando o efeito pelicular, utilizou-se um fio condutor com uma secção de 1,04 mm² com um diâmetro de 1,25 mm, fazendo com que sejam necessários 2 fios condutores em paralelo nos enrolamentos do transformador. De realçar que para a bobinagem do transformador D recorreu-se a uma empresa especializada. Na Figura 5.24 está ilustrado o transformador D.

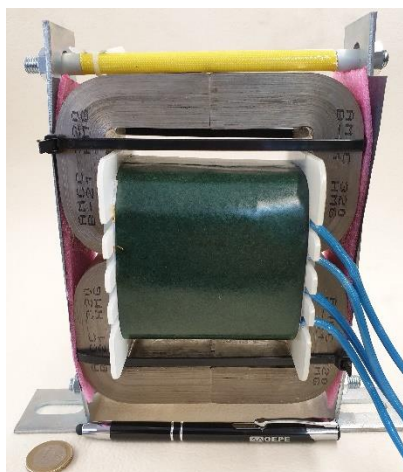


Figura 5.24 - Transformador D utilizado no protótipo.

Com o transformador finalizado foram feitas as medições para se obter o seu modelo equivalente. Os parâmetros do modelo equivalente do transformador estão representados na Tabela 5.8. Como se pode comprovar os valores obtidos são aproximados aos valores estimados anteriormente.

Tabela 5.8 - Parâmetros do modelo equivalente do transformador com núcleos de amorfo AMCC- 320 utilizado no protótipo.

Parâmetro	Variável	Valor
Indutâncias de dispersão	L_P e L_S	97,97 μ H
Indutância de magnetização	L_M	98,5 mH
Resistência do enrolamento primário	R_P	151 m Ω
Resistência do enrolamento secundário	R_S	184 m Ω

O transformador D foi testado com as mesmas condições do transformador C, exceto a carga resistiva que ao invés de ser de 8,1 Ω é de 9 Ω . Na Figura 5.25 estão representadas as formas de onda da tensão do primário, da tensão do secundário e da corrente no secundário do transformador. Como se pode observar as formas de onda das tensões são semelhantes à do transformador C e a corrente no secundário também apresenta uma boa resposta.

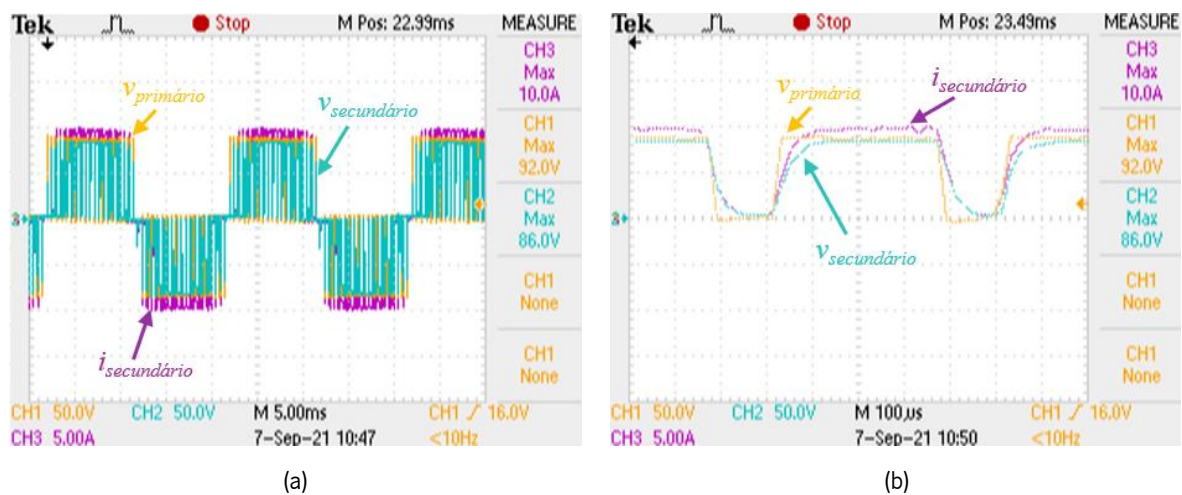


Figura 5.25 - Formas de onda da corrente no secundário e da tensão dos enrolamentos do primário e secundário do transformador D utilizado no protótipo.

Após comprovada a boa resposta do transformador D, foram implementados mais 2 transformadores iguais a este para o protótipo, sendo que para a bobinagem destes 2 transformadores também se recorreu a uma empresa especializada. Os valores dos parâmetros do modelo equivalente destes transformadores foram idênticos aos valores do transformador D. A resposta destes 2 transformadores, nos resultados experimentais, também se mostrou equivalente à resposta do transformador D.

5.3 Sistema de Controlo Implementado

O sistema de controlo é responsável por receber as variáveis do sistema, como as tensões e correntes medidas no circuito de potência, e em função destas deve ser capaz de implementar os algoritmos de controlo previamente simulados. As variáveis são obtidas através de sensores de tensão e sensores de corrente, passando por um condicionamento de sinal sendo depois convertidas para um valor digital, através de um circuito integrado de conversão analógico-digital, de maneira a serem interpretadas pelo microcontrolador. Assim, nesta secção, será apresentado todo o hardware utilizado para o sistema de controlo, nomeadamente os sensores de tensão e de corrente, a placa de condicionamento de sinal, o microcontrolador, a placa de comando e outras placas auxiliares.

5.3.1 Placa do Sensor de Tensão

De forma a obter um correto funcionamento do sistema, é necessário ter o conhecimento da tensão de saída dos módulos solares fotovoltaicos, da tensão do barramento CC, da tensão da rede elétrica e da tensão de saída do conversor CC-CA.

Para que estas tensões sejam medidas, foram utilizados 5 sensores de tensão de efeito de *Hall*, modelo *CYHVS5-25A* fabricados pela *ChenYang Technologies GmbH & Co.KG*. Este sensor consegue medir

tensões em CC e CA até um valor máximo de 2 kV de forma isolada. Na Figura 5.26, está representado o esquema de ligação do sensor de tensão [107].

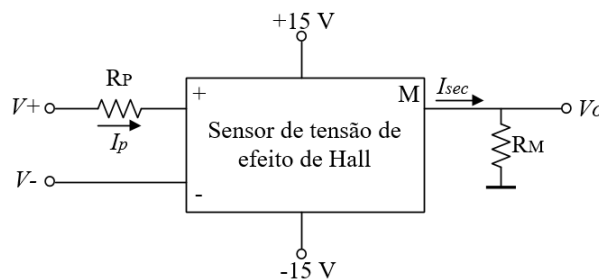


Figura 5.26 - Esquema de ligação do sensor de tensão.

O sensor de tensão apresenta um princípio de funcionamento semelhante a um transformador com uma razão de transformação de 5 000 : 1 000. O lado do primário possui uma corrente nominal de 5 mA, I_p , sendo que, em condições nominais e devido à razão de transformação, a corrente do lado do secundário, I_{sec} , seria de 25 mA. Sendo a saída do sensor em corrente, é necessária uma resistência de medida, R_M , em série para se obter uma saída em tensão. A resistência R_M encontra-se inserida e dimensionada na placa de condicionamento de sinal.

A resistência do primário, R_P , deve ser dimensionada tendo em conta o valor máximo da tensão que o sensor tem de medir (V_{Max}) e o valor nominal de I_p . Assim, o dimensionamento da resistência R_P pode ser efetuado segundo a equação (5.10).

$$R_P = \frac{V_{Max}}{I_P} \tag{5.10}$$

Deste modo, as resistências dimensionadas para os 5 sensores de tensão são apresentadas na Tabela 5.9.

Tabela 5.9 - Valores das resistências para os sensores de tensão.

Sensor de Tensão	Tensão máxima	Resistência do primário
Entrada do conversor CC-CC	130 V	20 kΩ
Reóstato	130 V	20 kΩ
Barramento CC	153 V	20 kΩ
Rede elétrica	255 V	37 kΩ
Saída do conversor CC-CA	255 V	37 kΩ

Na Figura 5.27, está apresentada uma placa de adaptação para os sensores de tensão, desenvolvida pelo GEPE. Nesta placa são visíveis as resistências de entrada do lado primário e condensadores de desacoplamento das alimentações do lado direito da PCB.

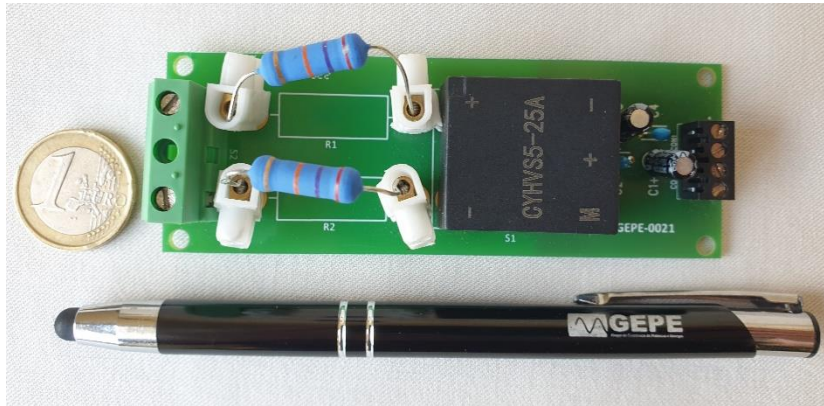


Figura 5.27 - Placa do sensor de tensão.

5.3.2 Placa do Sensor de Corrente

A medição da corrente gerada pelos módulos solares fotovoltaicos e da corrente injetada na rede elétrica é crucial para o correto funcionamento do sistema, mais propriamente para o algoritmo de MPPT e para o controlo de corrente por PI.

De forma a medir estas correntes, foram utilizados 2 sensores de corrente de efeito de *Hall*, modelo CYHCS-B6-100A fabricados pela *ChenYang Technologies GmbH & Co.KG*. Este sensor é capaz de medir correntes em CC e CA até 100 A de forma isolada. Adicionalmente, este sensor apresenta uma corrente de saída nominal de 50 mA o que perfaz uma relação de espiras de 1 : 2 000. Uma vez que a saída do sensor é em corrente, é necessário utilizar uma resistência de medida, R_M , do lado do secundário para se obter a saída em forma de tensão. Na Figura 5.28 está representado o esquema de ligação do sensor de corrente [108].

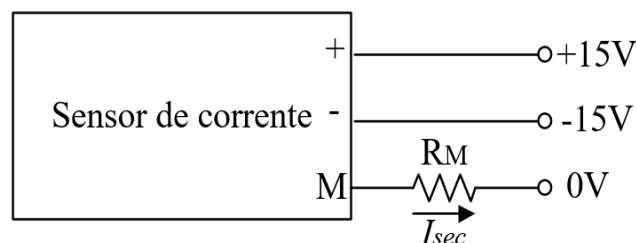


Figura 5.28 - Esquema de ligação do sensor de corrente.

De forma a obter uma maior sensibilidade, é possível medir correntes menores ao nominal, aumentando para isso o número de espiras que se encontra no sensor. Isto é possível através da passagem do

condutor de corrente pela janela do sensor, podendo este ser enrolado em várias espiras, sendo a gama de medição inversamente proporcional ao número de espiras.

Na Figura 5.29, está apresentada a placa de adaptação para o sensor de corrente, desenvolvida pelo GEPE. Esta é composta pelo conector das entradas de alimentação e pelos condensadores de desacoplamento da alimentação, sendo o lado primário acedido através da janela do sensor.



Figura 5.29 - Placa do sensor de corrente.

5.3.3 Placa de Condicionamento de Sinal

De maneira que o DSC (*Digital Signal Controller*) consiga ler os valores de tensão e de corrente provenientes dos sensores utilizou-se a placa de condicionamento de sinal ilustrada na Figura 5.30. Esta placa é constituída por um circuito de condicionamento de sinal, pelo ADC externo e pela deteção e memorização de erros. Apesar do DSC apresentar canais de ADC suficientes para fazer a leitura dos valores dos sensores, estes não foram usados uma vez que possuem uma gama de tensão de entrada pequena, de 0 V a 3 V. Com esta gama de tensão de entrada pequena, qualquer interferência ou ruído poderia causar uma perturbação no sistema. Adicionalmente, para a aquisição de sinais em CA seria necessário que o condicionamento de sinal adicionasse um *offset* ao sinal de entrada. Desta forma, para colmatar estes problemas foi utilizado o ADC externo AD7616 do fabricante *Analog Devices*. Este ADC apresenta 16 canais de conversão bipolares de 16 bits de resolução, com uma gama de medida de $\pm 2,5$ V, ± 5 V ou ± 10 V, dependendo da configuração utilizada.

Esta placa foi desenvolvida por um investigador do GEPE e foi projetada para ter 16 canais de aquisição de sinais com um ganho fixo, em que se utilizou uma montagem amplificadora inversora para garantir o isolamento. Adicionalmente, esta placa contém uma montagem comparadora que permite detetar se um sinal ultrapassou um determinado nível. Uma vez ultrapassado o nível máximo é gerado um sinal de erro que pode ser utilizado para interromper as comutações.

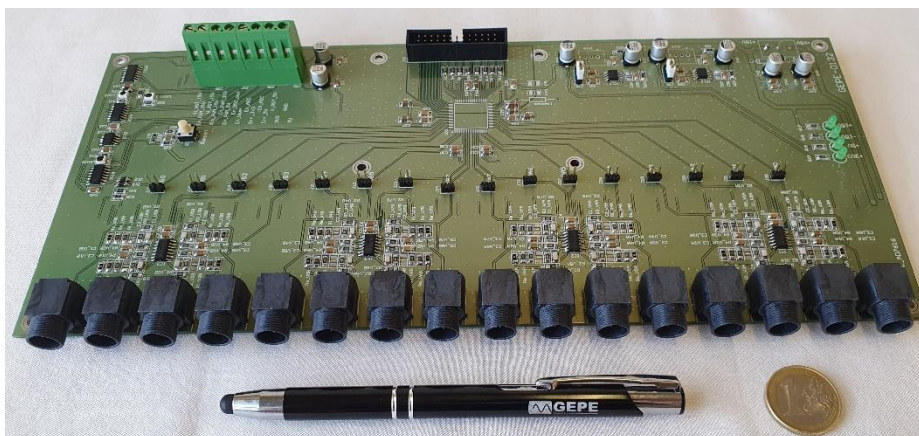


Figura 5.30 - Placa de condicionamento de sinal.

5.3.4 Microcontrolador

Para a implementação de todo o sistema de controlo digital foi utilizado um DSC *TMS320F28379D controlCard* da *Texas Instruments*. O DSC possui duas unidades centrais de processamento (*Central Processing Unit* - CPU) de 32 bits com uma frequência de relógio de 200 MHz e unidade de vírgula flutuante, permitindo um bom desempenho na execução de cálculos envolvendo números decimais. Além disso, possui dois CLA (*Control Law Accelerators*) programáveis de 200 MHz, o que concede a realização de operações matemáticas com maior rapidez. Adicionalmente, o DSC *controlCard* apresenta 3 *timers* de 32 bits e possibilita a utilização de 180 pinos, incluindo 24 saídas de PWM, 12 principais e 12 complementares. Na Figura 5.31, encontra-se o DSC juntamente com uma placa de adaptação, desenvolvida pelo investigador do GEPE.

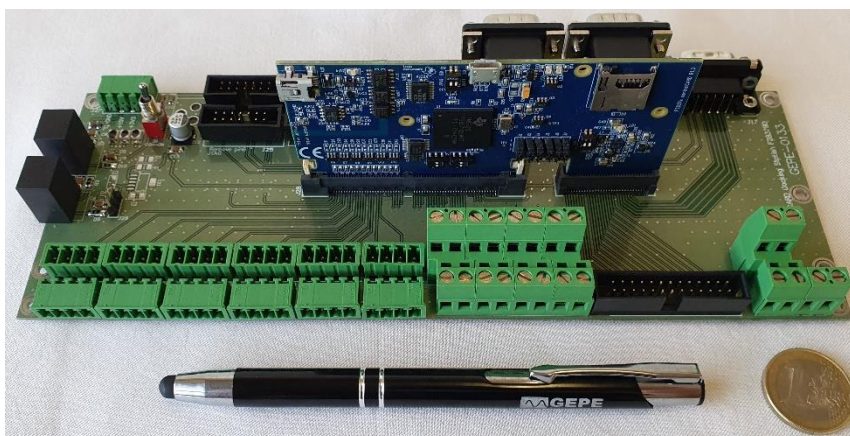


Figura 5.31 - DSC *TMS320F28379D controlCard* e respetiva placa de adaptação.

Devido à existência de apenas um DSC *controlCard* no laboratório do GEPE, e de forma não a provocar qualquer dano inicial ao DSC utilizado no protótipo final, utilizou-se nos testes iniciais o DSC *TMS320F28379D* da *Texas Instruments* incluído na placa de desenvolvimento *LAUNCHXL-F28379D*, apresentada na Figura 5.32. Tal como o *controlCard*, esta placa possui o mesmo processador, sendo a

única diferença o acesso aos periféricos disponíveis. Neste caso, esta placa possibilita a utilização de 80 pinos, incluindo 6 periféricos PWM.

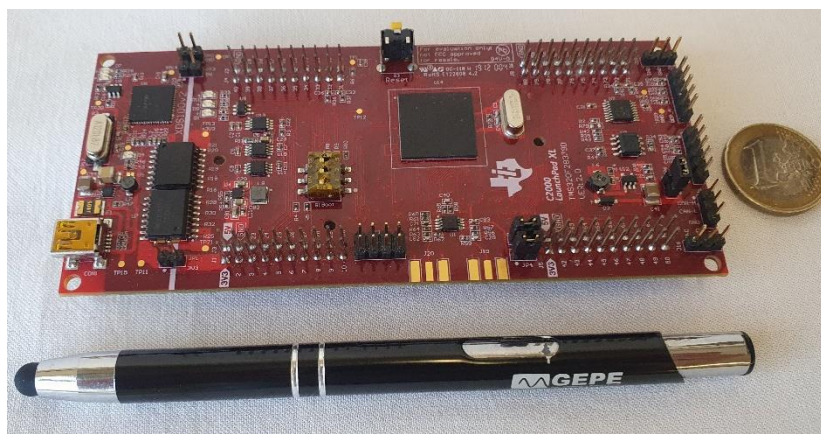


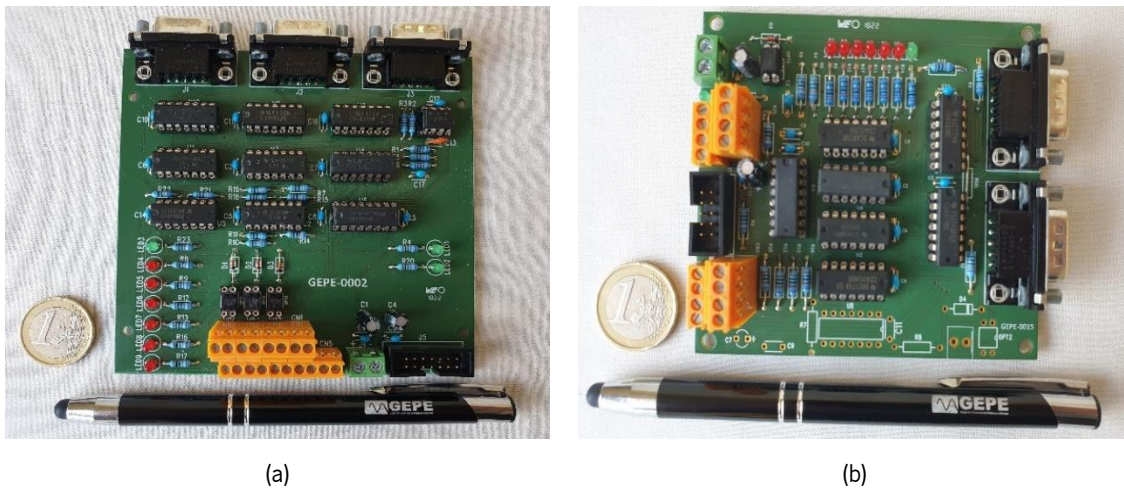
Figura 5.32 - DSC LAUNCHXL-F28379D.

A programação do DSC foi feita em linguagem C através do ambiente de desenvolvimento integrado (*Integrated Development Environment* - IDE) disponibilizado pela *Texas Instruments*, o *Code Composer Studio*.

5.3.5 Placa de Comando

A placa de comando é responsável por fazer a interface entre o DSC e o circuito de *driver* dos semicondutores. Esta placa recebe os sinais PWM provenientes do DSC em lógica TTL de 3,3 V e converte-os para lógica CMOS de 15 V, de modo a ser possível comandar os semicondutores de eletrônica de potência. Os sinais de PWM apenas são transmitidos para o circuito de *driver* se o sinal de habilitação de comutação estiver ativo e se não existirem sinais de erros. Outro aspeto importante desta placa é a gestão de erros. Se for detetado algum erro proveniente dos circuitos de *driver* ou da placa de condicionamento de sinal, as comutações são desabilitadas e o erro é sinalizado através de um *led* vermelho. Este erro é memorizado e as comutações permanecem desabilitadas até que seja aplicado um sinal de *reset* para apagar os erros detetados.

O laboratório do GEPE possui já desenvolvidas dois tipos de placas de comando, uma monofásica e outra trifásica. A placa de comando trifásica, apresentada na Figura 5.33 (a), permite controlar até 6 semicondutores de eletrônica de potência, desta forma, foram necessárias 2 placas para controlar os 12 semicondutores presentes no MMCC. A placa de comando monofásica, apresentada na Figura 5.33 (b), permite controlar até 4 semicondutores de eletrônica de potência, sendo, por isso, apenas necessária 1 placa para controlar o semicondutor do conversor CC-CC *step-up*.



(a) (b)
 Figura 5.33 - Placas de comando: (a) Trifásica; (b) Monofásica.

5.3.6 Placa de DAC

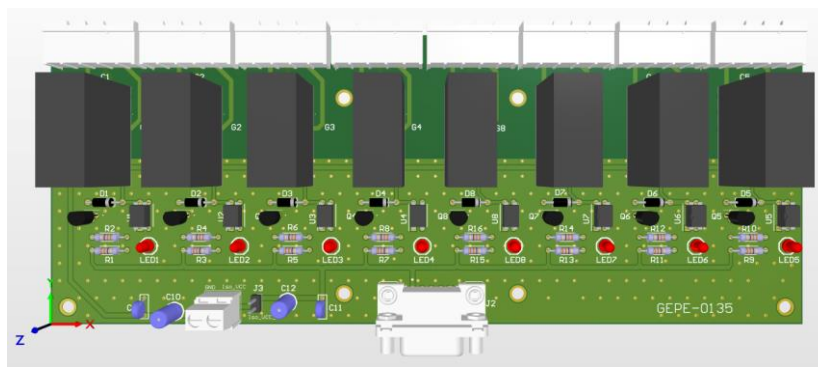
De forma a ser possível visualizar variáveis internas do DSC em tempo real, utilizou-se uma placa de DAC (*Digital to Analog Converter*), representada na Figura 5.34, de 8 canais desenvolvida pelo GEPE. Esta placa é composta por um DAC *TLV5610* da *Texas Instruments* de 12 bits com saídas entre 0 V e 2,5 V. Adicionalmente, esta placa possui um circuito de condicionamento de sinal com o intuito de converter a tensão de saída do DAC numa tensão entre -5 V e 5 V. A comunicação entre a placa de DAC e o DSC é realizada através de um protocolo SPI e a ligação entre as placas é feita através de uma ficha DB9. Assim, esta placa de DAC consegue converter até 8 variáveis internas do DSC em 8 sinais analógicos, que podem ser visualizados em tempo real através da ligação das fichas BNC a um osciloscópio.



Figura 5.34 - Placa de DAC.

5.3.7 Placa de Relés

No desenvolvimento do sistema, verificou-se a necessidade de utilizar relés em operações auxiliares, como por exemplo no pré-carregamento dos condensadores do barramento CC. Nesse contexto, desenvolveu-se, através do *software Altium Designer*, uma placa de 8 relés, apresentada na Figura 5.35.



(a)



(b)

Figura 5.35 - Placa de relés: (a) layout da PCB no software de desenvolvimento; (b) PCB implementada.

Esta placa é composta por 8 optoacopladores, um para cada relé, que permitem manter o isolamento galvânico entre os sinais de potência e os sinais de controlo. Esta placa é ligada ao DSC através de uma ficha DB9 e cada relé é acionado quando o sinal correspondente proveniente da DSC (Kx) for 0. Adicionalmente, sempre que um relé é acionado, o *led* correspondente é aceso. O circuito utilizado para o acionamento de um relé está ilustrado na Figura 5.36.

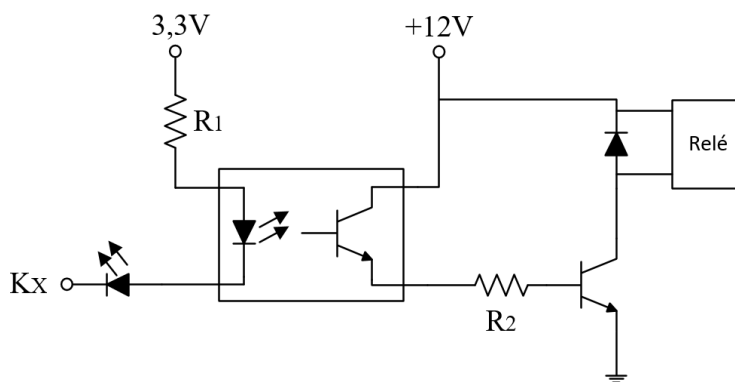


Figura 5.36 - Circuito para o acionamento de um relé.

A placa de relés foi utilizada para o acionamento de dois contactores que permitem a pré-carga do barramento CC. Para se realizar a conexão à rede elétrica, primeiramente, é ativado um relé que provoca a atracagem da bobina de um contactor e ao conseqüente fecho do seu contacto normalmente aberto. Este contacto está ligado em série com uma resistência de 50Ω , em que após algum tempo é feito um

bypass da resistência por meio de um contacto de outro contator conectado em paralelo. Para ser feito esse *bypass*, é ativado outro relé e desativado o anterior, desta forma o contacto em paralelo é fechado e o contacto em série com a resistência é aberto. Esta conexão com a rede elétrica é feita com o intuito de evitar um pico de corrente indesejado. Na Figura 5.37, está representada uma caixa com resistências de 100 Ω do fabricante *ArcoI* que foi desenvolvida para esta conexão com a rede elétrica. Esta caixa é composta por 3 conjuntos de 2 resistências em paralelo, fazendo assim 3 resistências de 50 Ω . Nesta dissertação apenas foi utilizada um dos conjuntos, sendo os restantes dois utilizados para a conexão de outra rede CA e para conexão de baterias.

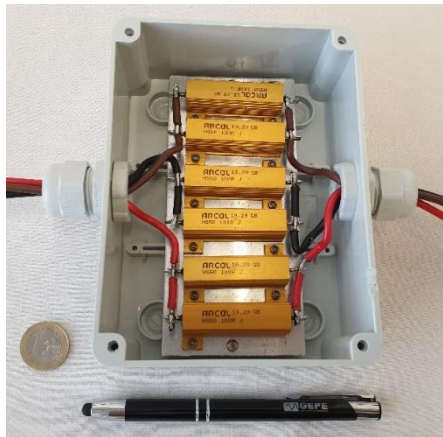


Figura 5.37 - Caixa de resistências implementada.

5.3.8 Placa de Interface com o Utilizador

De maneira a facilitar o controlo do sistema para o utilizador, foi desenvolvida uma placa de interface com o utilizador. Esta placa foi desenvolvida utilizando o software *Altium Designer* e é composta por 7 interruptores que permitem ao utilizador ativar ou desativar diferentes etapas do sistema de controlo. O circuito utilizado para a ativação de uma etapa está ilustrado na Figura 5.38, em que dependendo da posição do interruptor é lido um sinal a 0 ou a 1 pelo DSC, que vai ativar ou desativar uma etapa do sistema de controlo.

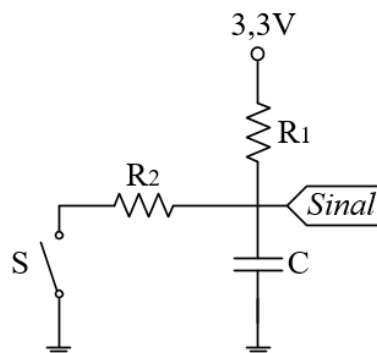


Figura 5.38 - Circuito para a ativação de uma etapa com a placa de interface com o utilizador.

Adicionalmente, esta placa apresenta 16 *leds* que têm como objetivo sinalizar a etapa em que sistema se encontra. Para o controlo dos *leds* foi utilizado o *driver* de *leds* *STP16DP05* que comunica com a DSC através de um protocolo SPI. A placa de interface com o utilizador encontra-se representada na Figura 5.39. Este PCB surgiu com a necessidade de existir um mecanismo de interface simples entre o utilizador e o microcontrolador, de forma a controlar e visualizar as etapas de operação, mesmo em caso de perda de comunicação por porta série no instante de fazer *debug* ao código implementado. Este fenómeno é habitual ocorrer no laboratório devido à propagação de interferências eletromagnéticas durante os ensaios experimentais, quer do presente protótipo laboratorial, quer de outros protótipos laboratoriais em ensaio no laboratório.

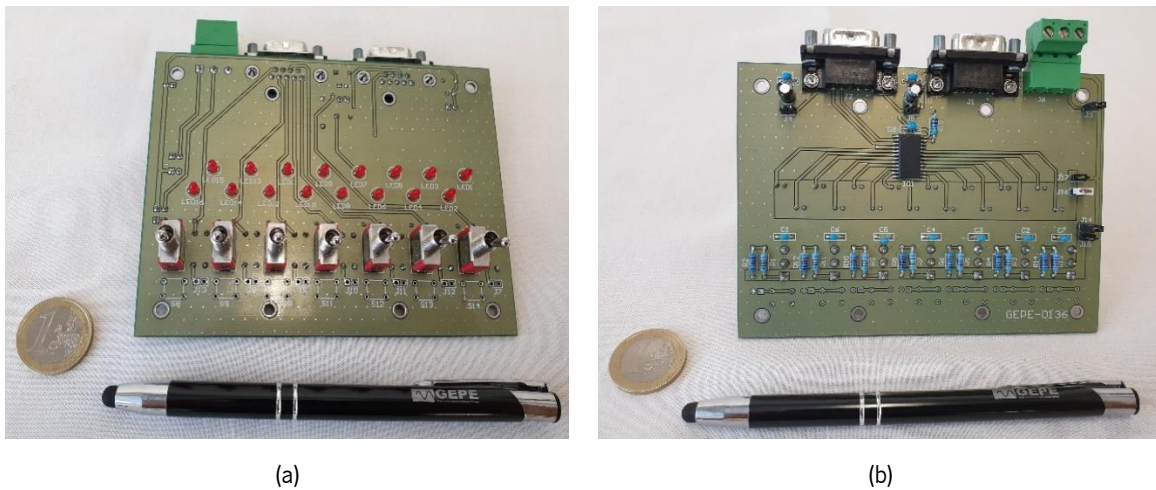


Figura 5.39 - Placa de interface com o utilizador: (a) lado frontal; (b) lado traseiro.

5.3.9 Estrutura Mecânica do Protótipo Laboratorial

Após o dimensionamento e desenvolvimento de todos os componentes necessários, foi desenvolvida uma estrutura capaz de conjugar todos os elementos que constituem o protótipo. A estrutura mecânica do protótipo laboratorial é constituída por 3 camadas, como apresentado na Figura 5.40.

A primeira camada (1) é composta por duas prateleiras, que são destinadas aos conversores de eletrónica de potência. A prateleira superior é ocupada pelos módulos de IGBT e pelo barramento CC e a segunda prateleira é ocupada pelos transformadores e bobinas presentes nos conversores. Alguns sensores encontram-se dispersos nestas prateleiras, nomeadamente o sensor de tensão do barramento CC, e os sensores de corrente do MMCC e dos PV, próximos dos locais de leitura.

Na segunda camada (2) está localizado o sistema de controlo. Como se pode visualizar, nesta camada está presente um *rack* metálico de controlo, composto pelas placas de comando, placa de

condicionamento de sinal, placa de DAC e o DSC. Adicionalmente, nesta camada estão presentes os restantes sensores de tensão e de corrente utilizados.

A camada inferior (3) é relacionada com a interface dos conversores com a rede elétrica, onde estão presentes os disjuntores, fusíveis e contadores. Adicionalmente, esta camada apresenta ligadores onde se podem ligar cargas, transformadores abaixadores, impedâncias de linha da catenária, e o painel solar fotovoltaico.

De mencionar que a disposição dos componentes e das calhas foi previamente estudada de forma a evitar o cruzamento ou a presença de sinais de potência e de controlo na mesma calha. Adicionalmente, foi necessário cortar, aparar e furar folhas de policarbonato de forma a salvaguardar os utilizadores e colegas de laboratório em caso de risco elétrico ou explosão de alguns componentes eletrónicos durante os ensaios experimentais, nomeadamente os condensadores existentes no barramento CC. Não obstante, toda a cablagem realizada foi etiquetada de forma a ser facilmente analisado o esquema elétrico de todo o sistema.

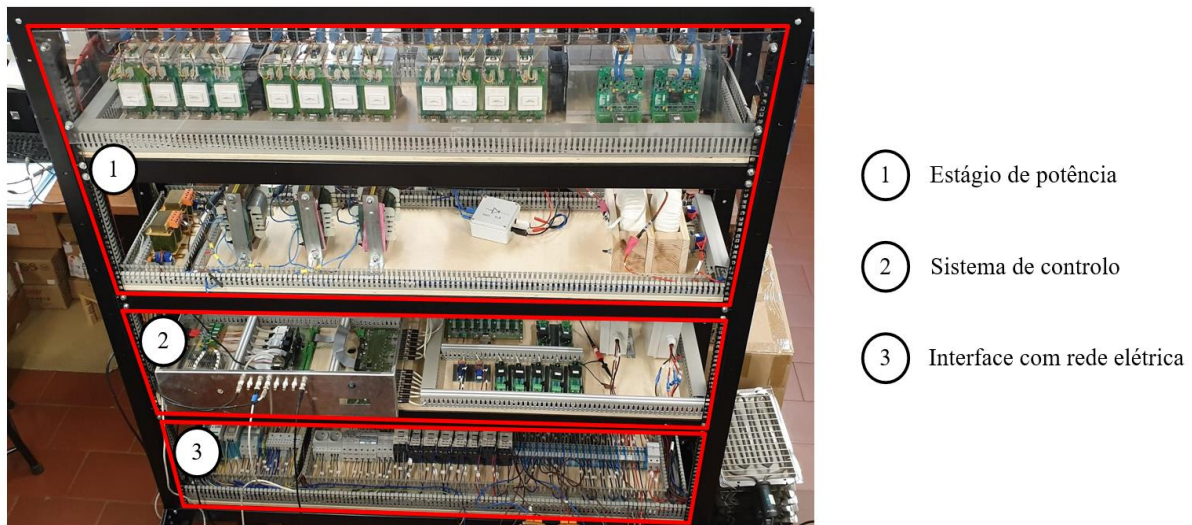


Figura 5.40 - Estrutura do protótipo desenvolvido.

5.4 Conclusões

Neste capítulo foi descrita a implementação de todo o hardware que constitui o protótipo realizado no âmbito desta dissertação, que se pode dividir em dois grupos, sendo estes o hardware utilizado no estágio de potência e o hardware que constitui o sistema de controlo.

Relativamente ao estágio de potência, foram analisados todos os componentes que compõe os conversores de eletrónica de potência, nomeadamente os módulos de IGBT e os respetivos circuitos de *driver*, circuitos de proteção da *gate* dos dispositivos de IGBT, os condensadores do barramento CC, a

bobina presente no conversor CC-CC e os transformadores presentes no conversor CC-CA. No que diz respeito aos transformadores, estes necessitaram de um estudo e análise de diferentes conceitos, de forma a proceder com o correto dimensionamento. Esta tarefa necessitou da utilização de diferentes ferramentas, sendo apresentado neste capítulo a metodologia de análise e dimensionamento utilizada. Inicialmente, implementou-se um transformador de baixa potência com núcleos de ferrite de forma a validar o dimensionamento. Os parâmetros obtidos e os resultados experimentais foram aceitáveis, partindo para o dimensionamento de um transformador de maior escala. Contudo, para a utilização de 8 núcleos de ferrite e para as tensões de operação, o transformador apresentava valores de indutâncias de dispersão elevados, fazendo com que a resposta ao degrau de tensão não fosse a melhor. Desta forma, procedeu-se para a implementação de um transformador com núcleos de metal amorfo. Estes núcleos apesar de possuírem uma menor área efetiva, apresentam um maior valor da densidade de fluxo de saturação. Estas características e a oportunidade de adquirir um conjunto destes núcleos foram relevantes para migração para a solução utilizada. Assim, foi dimensionado e enrolado à mão um protótipo do transformador para as condições nominais de operação. Uma vez validados os parâmetros e analisada a operação do transformador nas condições nominais, procedeu-se com a implementação de mais 3 transformadores, requisitando a bobinagem do núcleo a uma empresa especializada. Os modelos de simulação foram constantemente atualizados em função dos parâmetros do transformador, constando que a metodologia, a parametrização e os modelos de simulação apresentam uma resposta semelhante aos resultados obtidos experimentalmente.

Quanto ao sistema de controlo, foram descritas todas as placas de circuito impresso utilizadas, nomeadamente as placas dos sensores de tensão e de corrente, as placas de comando, a placa de condicionamento de sinal e a placa de DAC, sendo estas placas previamente desenvolvidas pelo GEPE. Adicionalmente, de forma a completar o sistema de controlo, foram desenvolvidas duas placas de circuito impresso, a placa de relés e a placa de interface com o utilizador, com o auxílio do software *Altium Designer*.

Por fim, todos os elementos foram integrados numa única estrutura para ser possível a realização de ensaios práticos ao protótipo desenvolvido.

Capítulo 6

Resultados Experimentais

6.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos nos ensaios experimentais realizados ao protótipo laboratorial de pequena escala desenvolvido. Como tal, numa primeira fase são apresentados os resultados experimentais, de forma isolada, do conversor CC-CC do tipo *step-up* e posteriormente do conversor CC-CA do tipo MMCC de ponte completa com transformadores em cascata.

Os ensaios experimentais ao conversor CC-CC do tipo *step-up* focaram-se essencialmente no algoritmo de MPPT, em que se obteve as formas de ondas das tensões e das correntes que comprovam o correto funcionamento deste algoritmo. De seguida, realizaram-se os testes ao conversor CC-CA do tipo MMCC. Primeiramente, foram feitos testes ao MMCC em malha aberta de modo a validar a técnica de modulação utilizada. Uma vez finalizados os ensaios em malha aberta, foi utilizado um controlo de corrente de forma a injetar energia na rede elétrica. Nesta fase, são expostos os resultados referentes ao mecanismo de sincronização com a componente fundamental da rede elétrica, analisando a rapidez de sincronização em termos de fase e amplitude. Adicionalmente, após validado o algoritmo de PLL, são apresentados os resultados referentes à injeção de potência ativa e, de seguida, os resultados da injeção de potência ativa e potência reativa na rede elétrica.

Por fim, uma vez comprovado o correto funcionamento do conversor CC-CC do tipo *step-up* e do conversor CC-CA do tipo MMCC de forma isolada, procedeu-se à validação do sistema completo. Assim sendo, realizaram-se ensaios experimentais de todo o sistema, comprovando não só o correto funcionamento em conjunto dos algoritmos anteriormente validados, mas também do algoritmo de regulação do barramento CC.

De salientar que as formas de onda dos resultados apresentados foram registadas através do osciloscópio *Tektronix TPS 2024*.

6.2 Resultados Experimentais do Conversor CC-CC

O conversor CC-CC do tipo *step-up* é responsável pela extração da potência máxima dos módulos solares fotovoltaicos. Desta forma, neste conversor, foi implementado um algoritmo de MPPT de perturbação e observação. Na Figura 6.1, está ilustrado o esquema elétrico do circuito utilizado para o teste do conversor CC-CC.

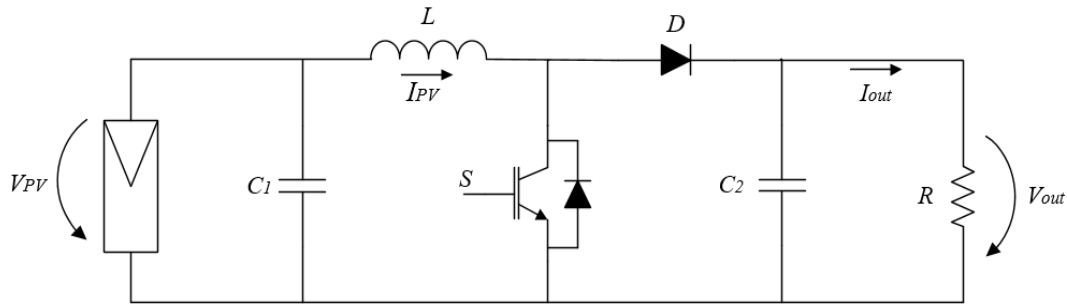


Figura 6.1 – Esquema do circuito utilizado para o teste do conversor CC-CC do tipo *step-up*.

Para se replicar o comportamento de um módulo solar fotovoltaico nos testes em bancada, utilizou-se um reóstato em série com uma fonte de alimentação CC, como representado na Figura 6.2. Quando a tensão de entrada do conversor *step-up*, V_{in} , for igual à tensão aos terminais do reóstato, $V_{Reóstato}$, que será metade da tensão da fonte de alimentação, V_{Fonte} , o sistema está a operar no ponto de máxima potência. Assim, de uma forma contínua, o algoritmo de MPPT irá ajustar os parâmetros do conversor *step-up* de forma a garantir a operação no ponto de máxima potência.

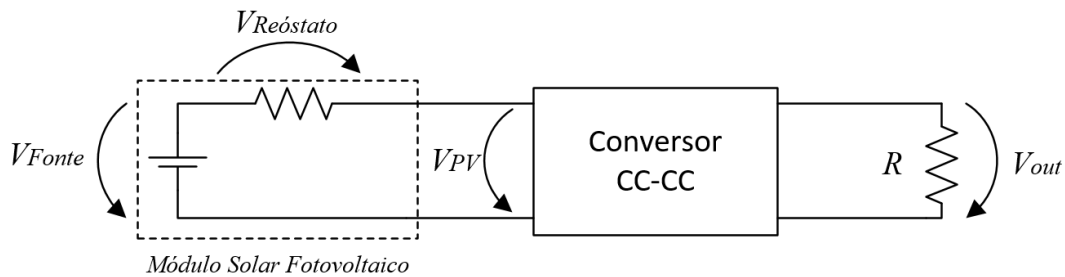


Figura 6.2 - Esquema do sistema utilizado para replicar o comportamento de um módulo solar fotovoltaico.

Para o ensaio do conversor *step-up*, utilizou-se uma fonte de alimentação com 120 V, de maneira que a tensão de entrada deste seja de 60 V quando estiver a operar no ponto de máxima potência. Adicionalmente, utilizou-se uma carga resistiva de 26 Ω , um valor de 7,5 Ω no reóstato e a bobina tem um valor de 1,02 mH. Na Figura 6.3, está representada a tensão do reóstato, $V_{Reóstato}$, e a tensão de entrada do conversor, V_{pv} . Como se pode comprovar, quando o algoritmo de MPPT é inicializado, as duas tensões convergem para o mesmo valor, demorando 0,7 segundos a chegarem a esse valor. De salientar que este tempo de convergência depende do valor de incremento do algoritmo de MPPT. Quanto maior for o valor de incremento, mais curto será o tempo de convergência. Contudo, se o incremento for muito

elevado, haverá uma maior oscilação do ponto de operação do sistema em torno do ponto de máxima potência.

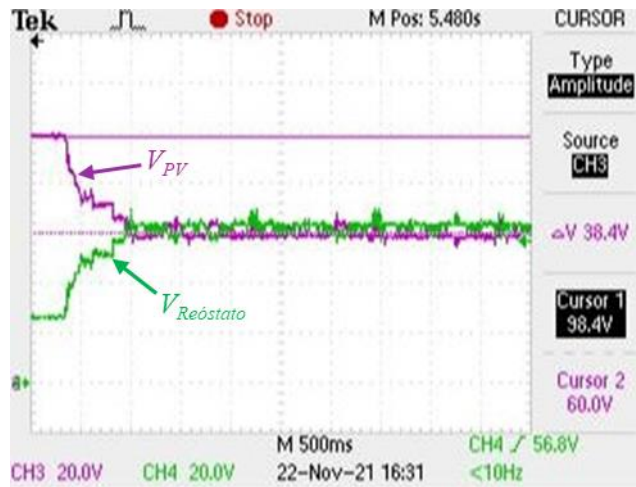


Figura 6.3 - Formas de onda da tensão do reóstato ($V_{Reóstato}$) e da tensão à entrada do conversor CC-CC (V_{PV}) com o algoritmo de MPPT.

Na Figura 6.4, estão ilustradas a corrente do conversor CC-CC não isolado do tipo *step-up*, I_{PV} , e a corrente de referência, I_{PV_Ref} . I_{PV_Ref} é gerada através do algoritmo de MPPT, sendo esta usada num controlo de corrente por *periodic sampling*, de forma que I_{PV} tenha o mesmo valor que esta. Como se pode comprovar pela figura, I_{PV} consegue acompanhar I_{PV_Ref} que estabiliza nos 8,4 A.

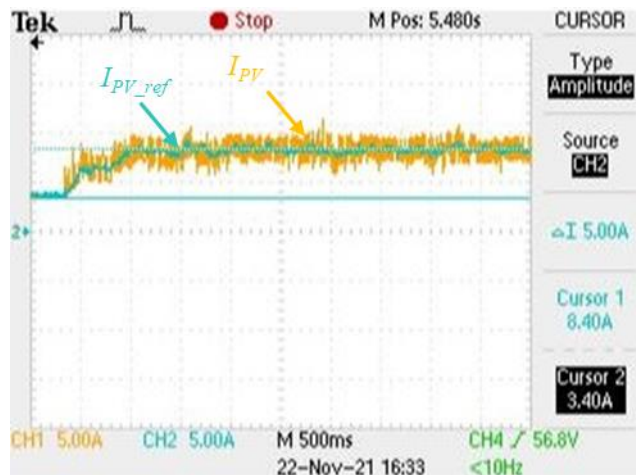


Figura 6.4 - Formas de onda da corrente do conversor CC-CC (I_{PV}) e da corrente de referência (I_{PV_ref}).

De modo a emular uma variação de radiação incidente num módulo solar fotovoltaico, alterou-se o valor da resistência do reóstato. Os resultados deste ensaio estão representados na Figura 6.5, onde são apresentadas $V_{Reóstato}$, V_{PV} , I_{PV} e I_{PV_Ref} . No instante inicial a resistência do reóstato tem um valor de 7,5 Ω , $V_{Reóstato}$ e V_{PV} convergem para um valor de 60 V e I_{PV} acompanha a sua referência para um valor de 8,4 A. De seguida, mudou-se a resistência do reóstato para 13 Ω e verifica-se que as tensões mantêm um valor de 60 V e I_{PV} acompanha a I_{PV_Ref} para um valor de 4,6 A. Por fim voltou-se a colocar o valor da resistência do

reóstato em $7,5 \Omega$ e é observável que as tensões se mantêm nos 60 V e a corrente acompanha a referência para um valor de 8,4 A.

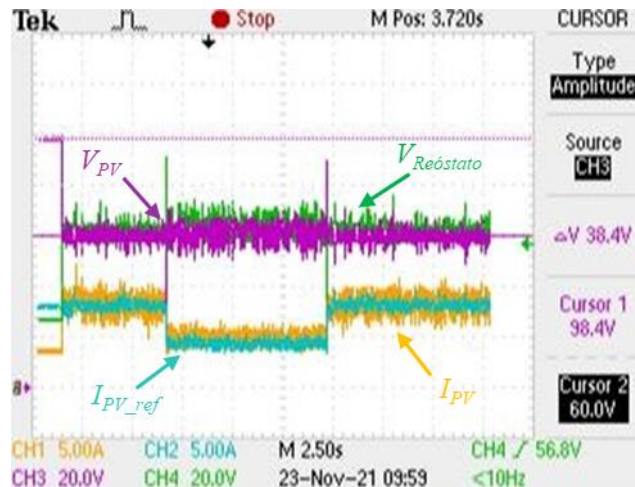


Figura 6.5 - Tensões e correntes no conversor CC-CC emulando uma variação da radiação.

Para finalizar os ensaios do conversor CC-CC, visualizou-se V_{pv} e a tensão de saída do conversor CC-CC do tipo *step-up*, V_{out} . Como se pode comprovar pela Figura 6.6, V_{pv} tem um valor de 60 V, pois está a funcionar no ponto de máxima potência e V_{out} tem um valor de 112 V, validando, assim, o correto funcionamento do conversor CC-CC do tipo *step-up*.

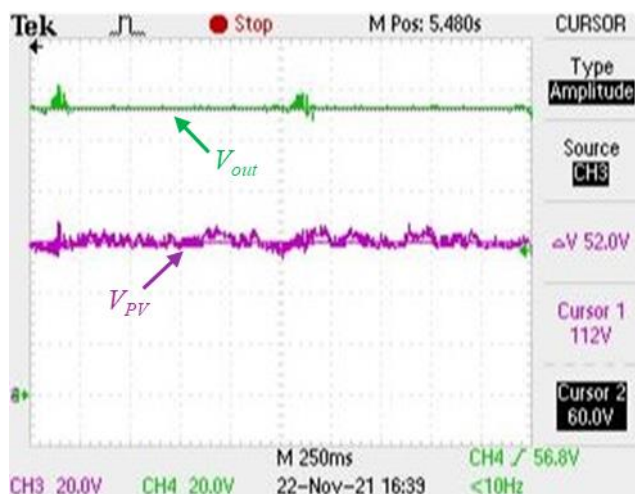


Figura 6.6 - Formas de onda da tensão de entrada (V_{pv}) e da tensão de saída (V_{out}) do conversor CC-CC.

6.3 Resultados Experimentais do Conversor CC-CA

O conversor CC-CA é um MMCC de ponte completa com transformadores em cascata. Os objetivos principais deste conversor são a injeção de potência ativa e reativa na rede elétrica. Na Figura 6.7, está representado o esquema do circuito para o ensaio experimental do MMCC. Como se pode observar, o MMCC é composto por três submódulos e por um barramento CC comum. Adicionalmente, este

conversor apresenta três transformadores com núcleos de metal amorfo AMCC-320, com uma razão de transformação de 1:1 e uma bobina de acoplamento de 4 mH.

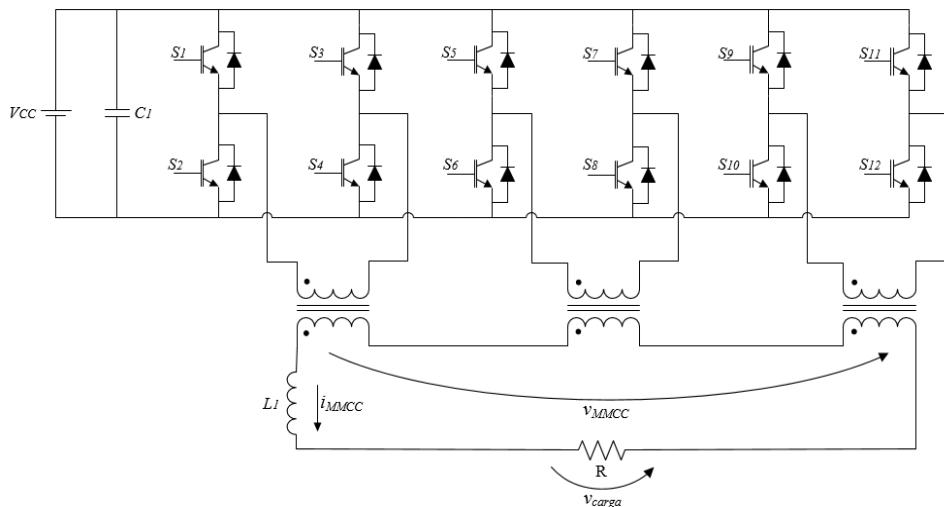


Figura 6.7 - Esquema do circuito utilizado para os testes do conversor CC-CA.

Numa fase inicial, foi feito um ensaio em malha aberta, utilizando uma carga resistiva, R , de 26Ω . Para isso, configurou-se o periférico PWM com uma modulação SPWM unipolar em malha aberta, através de uma senoide de referência com um índice de modulação de 80 %. Adicionalmente, utilizou-se a técnica de modulação PSC para desfasar os sinais de acionamento dos dispositivos IGBT de braços diferentes. Neste ensaio, aplicou-se uma tensão no barramento CC, V_{cc} , de 90 V esperando obter-se à saída do MMCC uma tensão máxima de 270 V, tendo em consideração os três submódulos em cascata. Na Figura 6.8 está representada a forma de onda da tensão à saída do MMCC, V_{MMCC} , onde são observáveis os 7 níveis de tensão esperados, e a forma de onda na carga resistiva, R . Nesta figura é possível perceber que existem quedas de tensão no conversor, visto que a tensão máxima de saída é de aproximadamente 252 V, ao contrário da situação ideal de 270 V. Estas quedas de tensão acontecem sobretudo nos semicondutores de eletrônica de potência e nos transformadores. Adicionalmente, nesta figura é possível verificar que devido à bobina presente à saída do MMCC obtém-se uma tensão sinusoidal na carga resistiva, R .

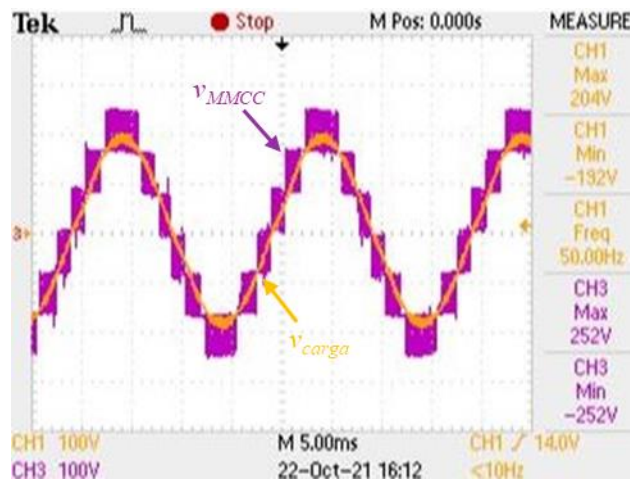


Figura 6.8 - Formas de onda da tensão à saída do conversor CC-CA (v_{MMCC}) e da tensão na carga resistiva (v_{carga}), com o conversor a operar em malha aberta.

Uma vez finalizados os ensaios em malha aberta, realizaram-se os ensaios do MMCC com um controlo de corrente. Inicialmente foi utilizado um controlo PI para o controlo de corrente, mas como os resultados não foram muito satisfatórios optou-se por utilizar um controlo preditivo. Antes de injetar energia na rede elétrica, utilizou-se uma carga resistiva de 26Ω à saída do MMCC, de forma a validar o algoritmo de controlo de corrente. Na Figura 6.9, estão representadas a corrente de referência, i_{ref} , e a corrente na carga, i_{carga} . Como se pode verificar i_{carga} consegue acompanhar a i_{ref} , validando assim o controlo de corrente. De realçar que i_{ref} e i_{carga} têm uma amplitude de 9 A e as ondas obtidas na Figura 6.9 foram geradas pelo DAC com uma escala de 2,1 A/V.

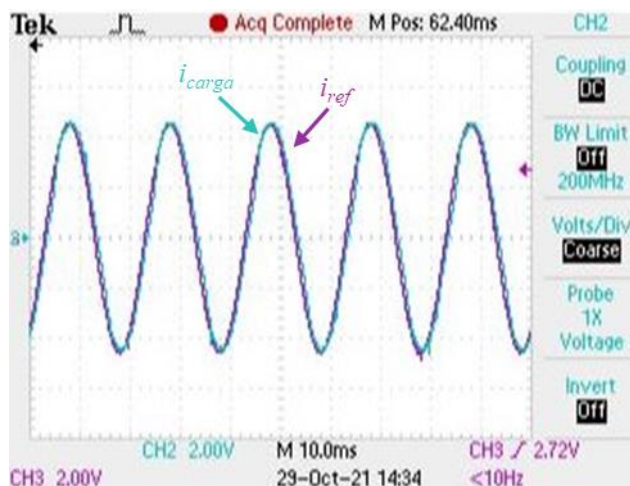


Figura 6.9 - Formas de onda da corrente da carga (i_{carga}) e da corrente de referência (i_{ref}), com o MMCC a operar com um controlo de corrente preditivo.

Com o algoritmo de controlo de corrente validado com uma carga resistiva, passou-se para os ensaios experimentais relativos à injeção de potência ativa na rede elétrica. Para isso, ligou-se o MMCC à rede elétrica, conforme ilustrado na Figura 6.10. Para além da conexão com a rede elétrica também se

adicionaram duas bobinas de 4 mH, L_2 e L_3 , para emular as impedâncias da catenária e uma carga de 26Ω , R_{Locom} , para emular uma locomotiva.

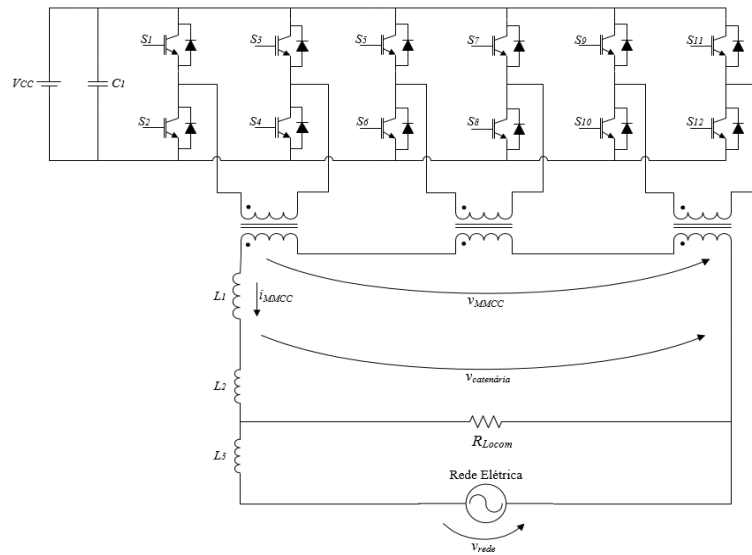


Figura 6.10 - Esquema do circuito utilizado para os testes do conversor CC-CA com ligação à rede elétrica.

De maneira a ser possível efetuar a injeção de potência ativa na rede elétrica, torna-se necessário realizar o sincronismo da PLL com a rede elétrica. A utilização da PLL permite que se obtenha um sinal corretamente sincronizado com a rede elétrica e que as referências geradas pelo sistema de controlo não apresentem conteúdo harmónico. Na Figura 6.11 está ilustrado o sincronismo do sinal de PLL com a rede elétrica. Como se pode comprovar, a fase do sinal de PLL é rapidamente sincronizada com a rede elétrica, sendo a amplitude ajustada gradualmente e estando completamente sincronizada com a rede elétrica após 6 ciclos.

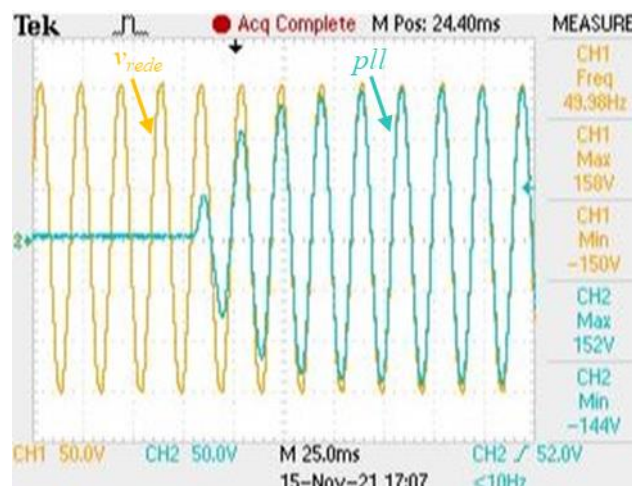


Figura 6.11 - Resultado experimental do sincronismo da PLL com a tensão da rede elétrica.

Para a injeção de energia na rede elétrica, utilizou-se um transformador abaixador isolador com uma relação de 230 V/120 V de forma a diminuir as tensões. Desta forma, considerando um barramento CC de 90 V e um MMCC com três submódulos, é possível controlar o fluxo de energia. Adicionalmente, é

necessário que a corrente gerada pelo MMCC esteja em fase com a tensão da rede elétrica, visto que o sensor de corrente foi colocado de maneira a medir a corrente no sentido da saída do conversor para a rede elétrica. Uma vez que se está a realizar o ensaio sem o conversor CC-CC não isolado do tipo *step-up* de interface com o painel solar fotovoltaico, utilizou-se uma fonte de tensão com 90 V no barramento CC. Para o sistema de controlo, foi fornecido um comando com uma potência de referência de 800 W para o cálculo da corrente de referência. Na Figura 6.12 estão representados os resultados da injeção da potência ativa na rede elétrica. Na figura pode visualizar-se que a corrente sintetizada, i_{MMCC} , acompanha a corrente de referência, i_{ref} , está em fase com a tensão da rede elétrica, v_{rede} , e apresenta uma amplitude de 9,8 A, tal como pretendido. De salientar que na Figura 6.12 também está representada a potência de saída do MMCC, P_{MMCC} , que foi gerada pelo DAC com uma escala de 1 W/mV.

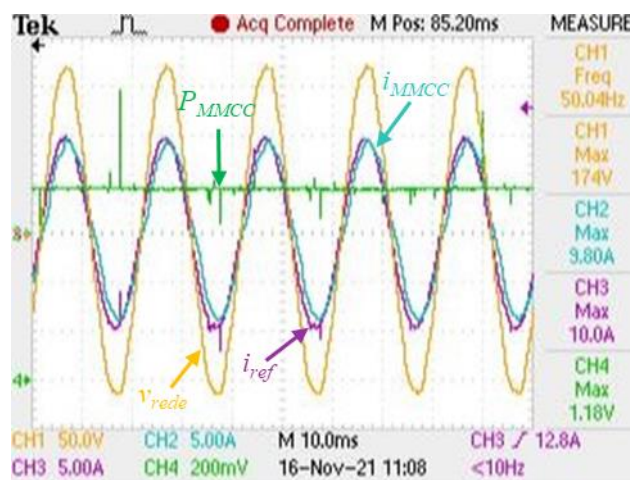


Figura 6.12 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (v_{rede}), da potência de saída do conversor (P_{MMCC}), da corrente sintetizada (i_{MMCC}) e da sua referência (i_{ref}) com a injeção de potência ativa na rede elétrica.

Para comprovar o valor de potência, utilizou-se o equipamento de qualidade de energia elétrica *Fluke 435-II* para medir a potência produzida pelo MMCC e para se visualizar o diagrama de fase de v_{rede} e de i_{MMCC} . De salientar que este equipamento foi instalado no sentido da rede elétrica para o MMCC. Como se pode comprovar pela Figura 6.13 (a) o MMCC produz uma potência de 800 W e analisando o diagrama de fase da Figura 6.13 (b), a corrente injetada pelo conversor encontra-se em oposição de fase com a tensão da rede elétrica.

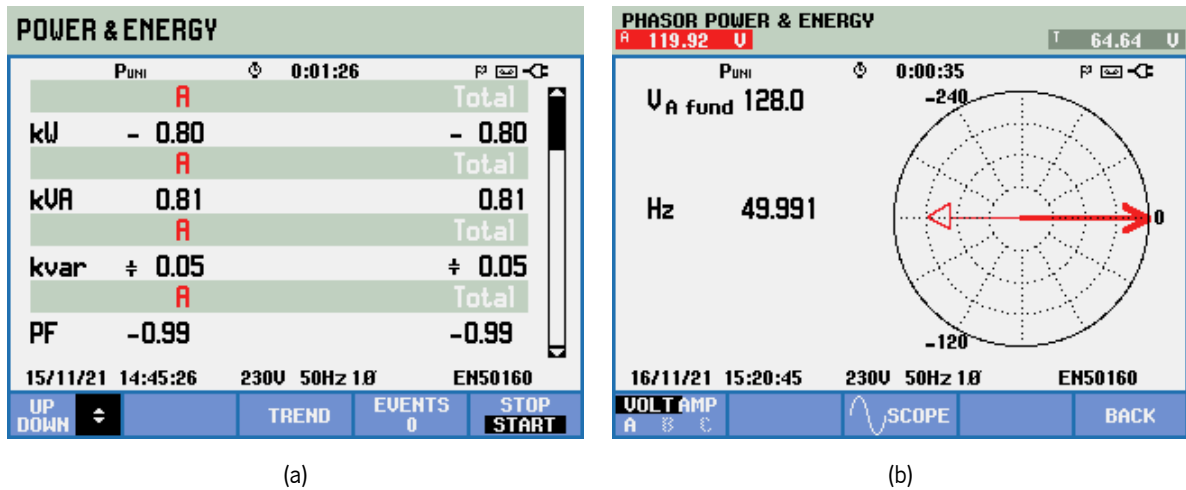


Figura 6.13 - Resultados da injeção de potência ativa adquiridos com o equipamento *Fluke 435-II*: (a) Potência produzida pelo conversor CC-CA; (b) Diagrama de fase da tensão da rede elétrica e da corrente injetada.

O conversor CC-CA tem de ser capaz de injetar diferentes valores de potência ativa na rede elétrica, visto que a potência produzida pelos módulos solares fotovoltaicos varia com os fatores externos. Por isso, foi realizado um ensaio em que se colocou primeiramente uma potência de referência de 500 W e depois esta foi alterada para 800 W. Este ensaio está representado na Figura 6.14 e é possível observar que a amplitude de i_{MMCC} aumenta de 6,9 A para 9,8 A, sendo que i_{MMCC} acompanha i_{ref} que se encontra em fase com V_{rede} . De realçar que o valor de potência é determinado aos -90° da tensão da rede e é atualizado a cada ciclo.

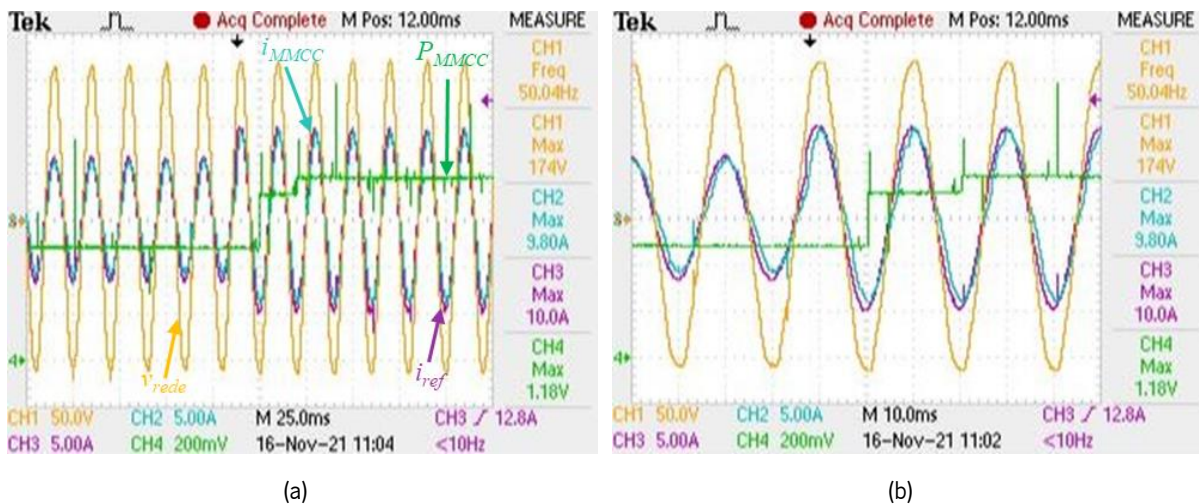


Figura 6.14 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}), da potência de saída do conversor (P_{MMCC}), da corrente sintetizada (i_{MMCC}) e da sua referência (i_{ref}) com a injeção de potência ativa de 500 W e 800 W na rede elétrica.

De forma a verificar os níveis de tensão na forma de onda à saída do conversor CC-CA, V_{MMCC} , foi medida a tensão no secundário dos transformadores e esta foi comparada com V_{rede} . Na Figura 6.15 estão representadas estas formas de onda no instante em que o MMCC é ativo com uma potência de referência de 700 W. Como se pode verificar, antes do conversor ser ativo, V_{MMCC} é igual a V_{rede} , no entanto, no momento em que o conversor é ativo, V_{MMCC} apresenta os 7 níveis de tensão previstos.

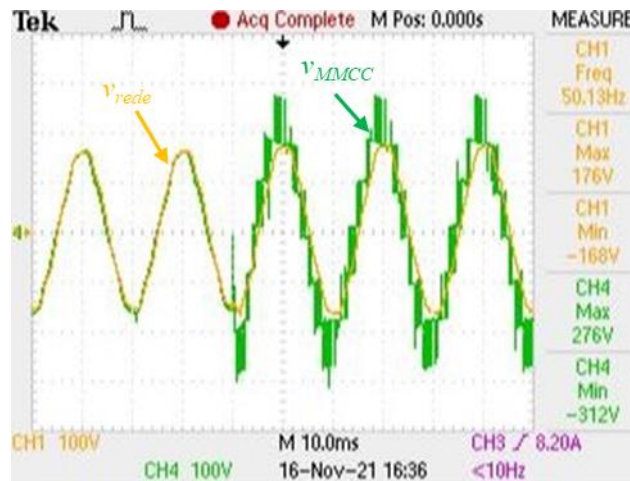


Figura 6.15 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da tensão no secundário dos transformadores (V_{MMCC}).

Na Figura 6.16, estão representadas a potência de saída do conversor, P_{MMCC} , e a potência da rede elétrica, P_{rede} . Como se pode verificar, no momento em que o MMCC é ativo P_{MMCC} sobe de 0 W para 800 W. P_{rede} decresce de 480 W para -200 W, estando então a ser injetada energia na rede elétrica.

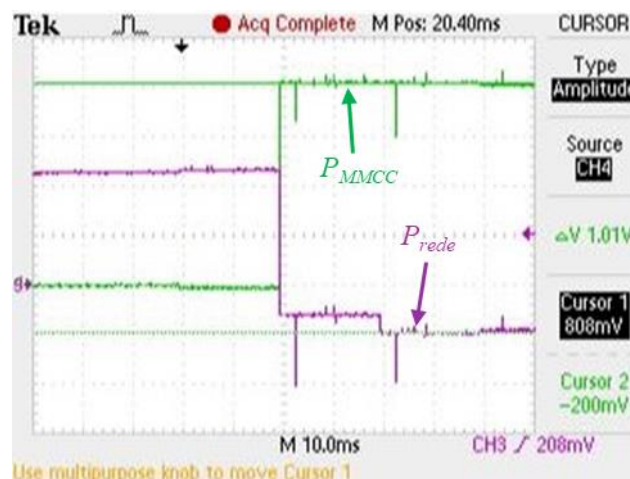


Figura 6.16 - Formas de onda da potência de saída do conversor e da potência da rede elétrica com a injeção de 800 W de potência ativa.

Após realizados os ensaios da injeção de potência ativa, passou-se aos testes da injeção de potência reativa na rede elétrica. Para isso utilizou-se um controlo PI para regulação do valor eficaz da tensão da rede elétrica, em que o sinal resultante deste controlo foi somado com a parcela anterior do controlo de corrente responsável pela injeção de potência ativa, tal como foi explicado no Capítulo 4. Assim, sempre que haja uma subtensão ou uma sobretensão, em que o valor eficaz da tensão da rede não seja o valor de referência, o MMCC injeta potência reativa. Desta forma, para se simular uma subtensão, realizou-se um ensaio em que se colocou uma referência de 700 W de potência ativa e uma referência de tensão com um valor eficaz de 135 V. Na Figura 6.17 está representada a tensão da catenária, $V_{catenária}$, e V_{rede} no instante em que o conversor é ativo. Nesta figura é observável que quando o conversor é ativo a tensão da catenária sobe para o seu valor de referência.

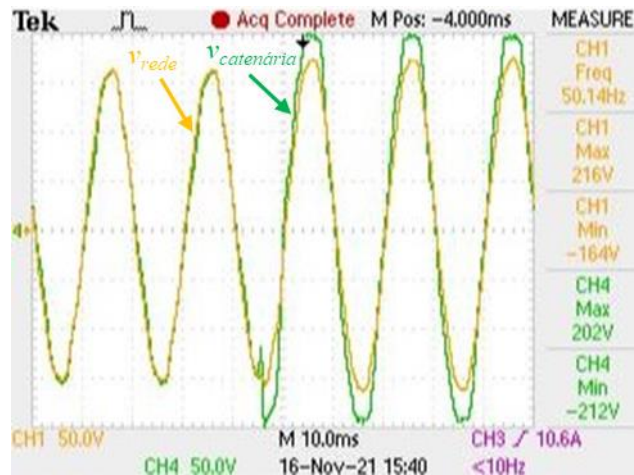


Figura 6.17 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da tensão da catenária ($V_{catenária}$) com a injeção de potência ativa e potência reativa capacitiva na rede elétrica.

Na Figura 6.18 está ilustrada V_{rede} , i_{MMCC} e i_{ref} . Como se pode constatar a i_{MMCC} acompanha a i_{ref} e encontra-se desfasada -30° em relação V_{rede} , verificando-se que o MMCC está a injetar potência ativa e potência reativa capacitiva na rede elétrica.

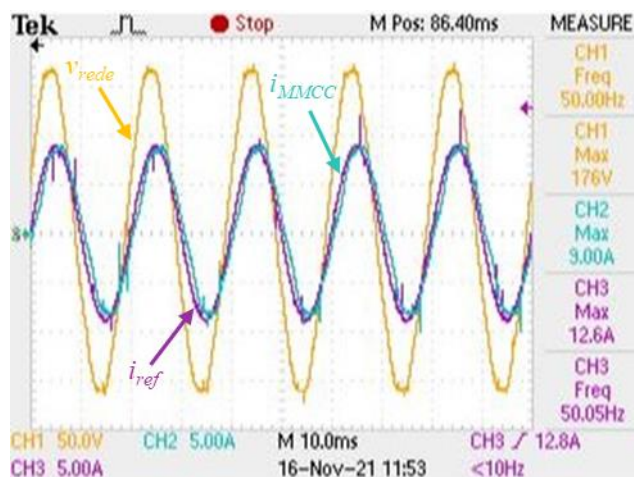


Figura 6.18 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}), da corrente sintetizada (i_{MMCC}) e da sua referência (i_{ref}) com a injeção de potência ativa e potência reativa capacitiva na rede elétrica.

Para verificar os valores de potência produzida pelo MMCC e para se visualizar o diagrama de fase de V_{rede} e de i_{MMCC} utilizou-se novamente o equipamento *Fluke 435-II*. Como se pode comprovar pela Figura 6.19 (a) o MMCC produz uma potência ativa de 700 W e uma potência reativa capacitiva de 410 VAR. Analisando o diagrama de fase da Figura 6.19 (b), a i_{MMCC} encontra-se 150° adiantada em relação a V_{rede} .

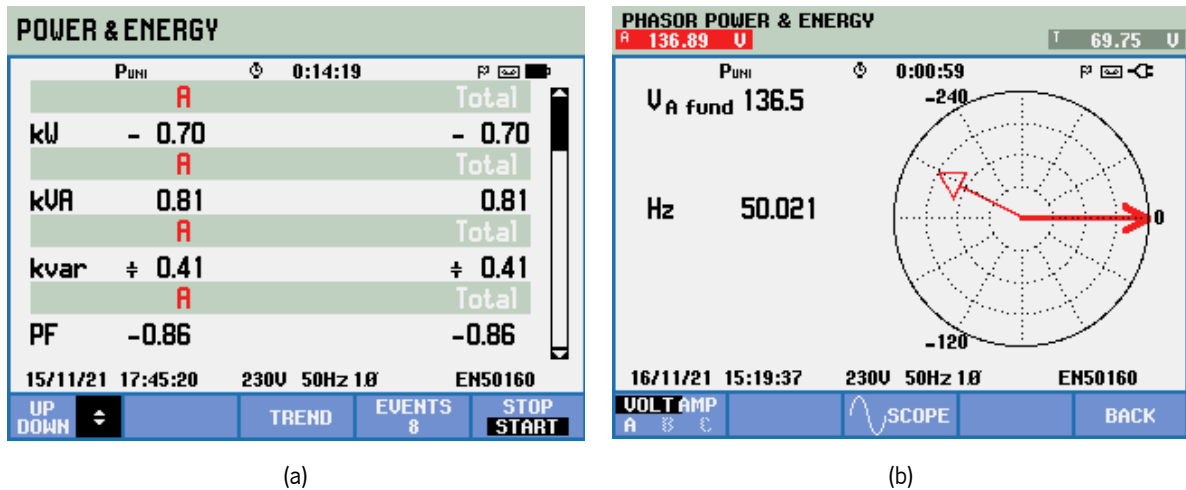


Figura 6.19 - Resultados da injeção de potência ativa (kW) e potência reativa capacitiva (kVAr) com o equipamento *Fluke 435-II*: (a) Potências produzidas pelo conversor CC-CA; (b) Diagrama de fase da tensão da rede elétrica e da corrente injetada.

Uma vez realizados os ensaios relativos a uma subtensão, efetuaram-se os testes em que se simula uma sobretensão. Desta forma, colocou-se uma potência ativa de referência de 620 W e uma tensão de referência com um valor eficaz de 105 V. Na Figura 6.20 está representada V_{rede} e $V_{catenária}$. Nesta figura pode visualizar-se que a amplitude de $V_{catenária}$ é menor do que a de V_{rede} , sendo o seu valor eficaz aproximadamente igual ao valor de referência.

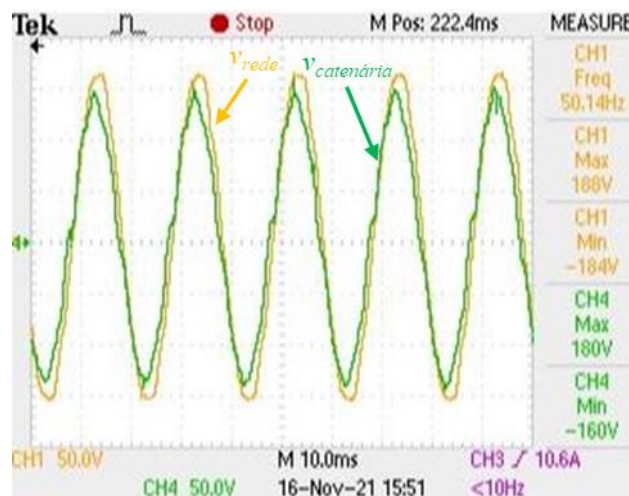


Figura 6.20 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da tensão da catenária ($V_{catenária}$) com a injeção de potência ativa e potência reativa indutiva na rede elétrica.

Na Figura 6.21 está apresentada i_{MMCC} , i_{ref} e V_{rede} . Como se pode verificar i_{MMCC} acompanha i_{ref} e encontra-se adiantada, aproximadamente, 25° em relação a V_{rede} , verificando-se assim que o MMCC está a injetar potência ativa e potência reativa indutiva na rede elétrica.

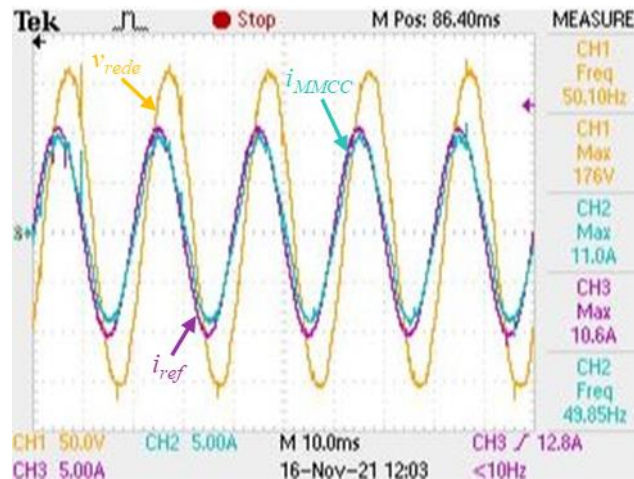
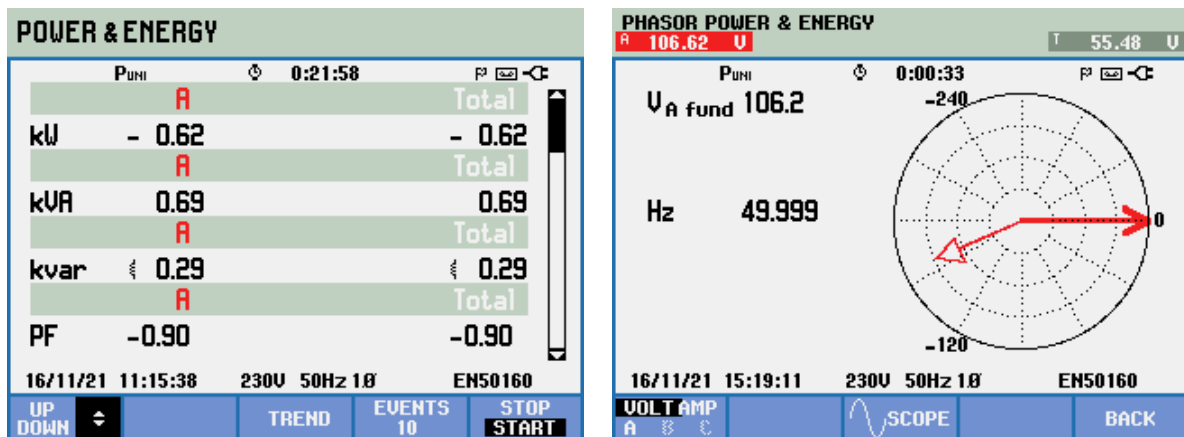


Figura 6.21 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}), da corrente sintetizada (i_{MMCC}) e da sua referência (i_{ref}) com a injeção de potência ativa e potência reativa indutiva na rede elétrica.

Novamente, utilizou-se o equipamento *Fluke 435-II* para verificar os valores de potência produzida pelo conversor CC-CA e para se visualizar o diagrama de fase de V_{rede} e de i_{MMCC} . Como se pode comprovar pela Figura 6.22 (a) o MMCC produz uma potência ativa de 620 W e uma potência reativa indutiva de 290 VAR. Analisando o diagrama de fase da Figura 6.22 (b), a corrente injetada pelo MMCC encontra-se, aproximadamente, 155° atrasada em relação à tensão da rede elétrica.



(a)

(b)

Figura 6.22 – Resultados da injeção de potência ativa (kW) e potência reativa indutiva (kVA) com o equipamento *Fluke 435-II*. (a) Potências produzidas pelo conversor CC-CA; (b) Diagrama de fase da tensão da rede elétrica e da corrente injetada.

6.4 Resultados Experimentais do Protótipo Final

Após concluídos os ensaios experimentais a cada conversor de eletrónica de potência e aos algoritmos de controlo implementados, passou-se para a realização do ensaio experimental ao protótipo completo. Para isso, o conversor CC-CC do tipo *step-up* e o MMCC foram conectados, partilhando o mesmo barramento CC. Assim, o conversor CC-CC do tipo *step-up* fica responsável por extrair a máxima potência proveniente dos módulos solares fotovoltaicos e o MMCC fica encarregue de injetar potência ativa e

entrada do conversor CC-CC, V_{pv} . Como se pode verificar, $V_{reostato}$ e V_{pv} têm o mesmo valor de 60 V, confirmando-se, assim, que o sistema está a operar no ponto de máxima potência. A corrente do conversor CC-CC do tipo *step-up*, I_{pv} , e a sua corrente de referência, I_{pv_ref} , estão representadas na Figura 6.25. Nesta figura é possível observar que I_{pv} acompanha a sua referência, gerada pelo algoritmo de MPPT, tendo um valor de 8 A. A Figura 6.24 e a Figura 6.25 confirmam o correto funcionamento do algoritmo de MPPT e do algoritmo de controlo de corrente por *periodic sampling*.

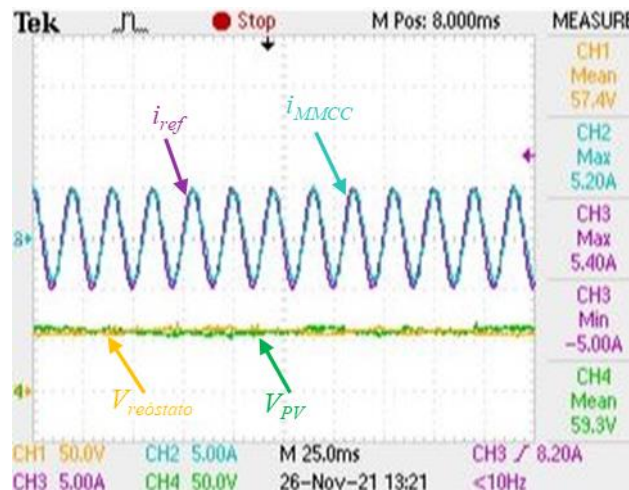


Figura 6.24 - Formas de onda da tensão do reóstato ($V_{reostato}$), da tensão à entrada do conversor CC-CC (V_{pv}), da corrente sintetizada (i_{mmcc}) e da sua referência (i_{ref}) com a injeção de potência ativa na rede elétrica.

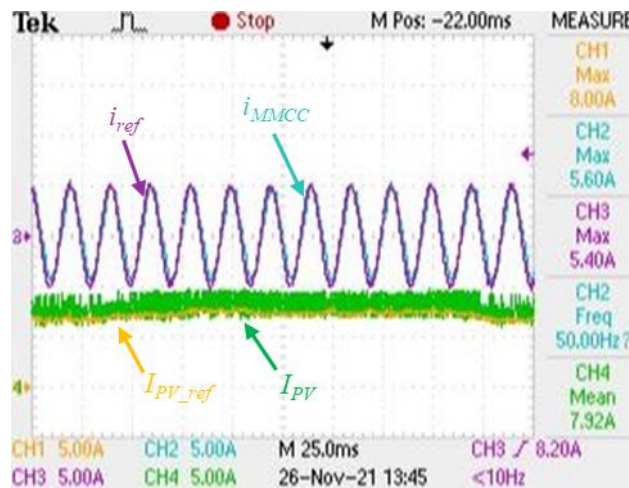


Figura 6.25 - Formas de onda da corrente no conversor CC-CC (I_{pv}), da corrente de referência (I_{pv_ref}), da corrente sintetizada (i_{mmcc}) e da sua referência (i_{ref}) com a injeção de potência ativa na rede elétrica.

As formas de onda da tensão do barramento CC, da tensão da rede elétrica, da corrente injetada na rede e da sua referência podem ser visualizadas na Figura 6.26. Como se pode constatar, a tensão do barramento CC encontra-se regulada, com um valor de 90 V, validando, assim, o algoritmo de regulação do barramento CC. Adicionalmente, a corrente injetada acompanha a sua referência estando em fase com a tensão da rede elétrica e tendo uma amplitude de 5,6 A, o que mostra que está a ser injetada potência ativa na rede elétrica.

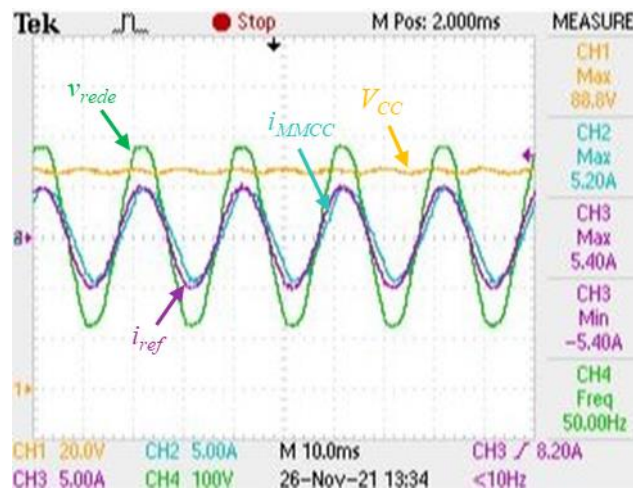


Figura 6.26 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}), da tensão no barramento CC (V_{cc}), da corrente sintetizada (i_{MMCC}) e da sua referência (i_{ref}) com a injeção de potência ativa na rede elétrica.

Na Figura 6.27, encontra-se representado o comportamento das potências no instante em que se ativa o algoritmo de MPPT, nomeadamente a potência à entrada do conversor CC-CC do tipo *step-up*, correspondente à potência dos módulos solares fotovoltaicos, P_{PV} , a potência à saída do MMCC, P_{MMCC} , e a potência da rede elétrica, P_{rede} . Nesta figura pode verificar-se que no instante em que o algoritmo de MPPT é ativo, P_{PV} e P_{MMCC} sobem e P_{rede} desce. A potência à saída do MMCC não apresenta o mesmo valor que a potência dos módulos solares fotovoltaicos, devido à subtração da potência de regulação do barramento CC à potência de entrada do conversor CC-CC do tipo *step-up*. A descida de P_{rede} prova que com a utilização de painéis solares fotovoltaicos para alimentar o sistema elétrico ferroviário faz com que este seja menos dependente da rede elétrica. De salientar que as potências foram geradas pelo DAC, com uma escala de 1V/W.

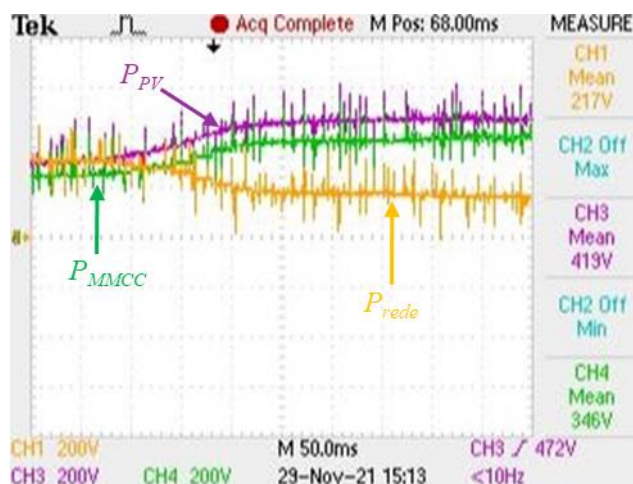
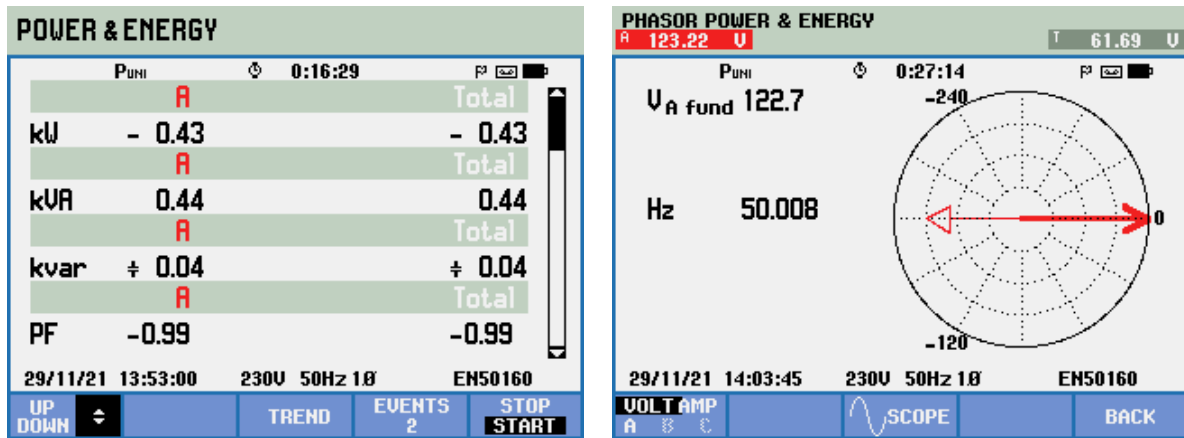


Figura 6.27 - Comportamento da potência de entrada do conversor CC-CC do tipo *step-up* (P_{PV}), da potência à saída do MMCC (P_{MMCC}) e da potência da rede elétrica (P_{rede}) quando se ativa o algoritmo de MPPT.

Para verificar os valores de potência à saída MMCC e para se visualizar o diagrama de fase de v_{rede} e de i_{MMCC} utilizou-se o equipamento *Fluke 435-II*. Novamente, este equipamento foi instalado no sentido da

rede elétrica para o MMCC. Como se pode comprovar pela Figura 6.28 (a), o MMCC apresenta à saída uma potência ativa de 430 W. Analisando o diagrama de fase da Figura 6.28 (b), i_{MMCC} encontra-se em oposição de fase com V_{rede} .



(a)

(b)

Figura 6.28 - Resultados da injeção de potência ativa (kW) com o equipamento *Fluke 435-II*. (a) Potência à saída do MMCC; (b) Diagrama de fase da tensão da rede elétrica e da corrente injetada.

Uma vez finalizado o ensaio experimental da injeção de potência ativa, passou-se para o ensaio experimental da injeção de potência reativa, para casos de subtensão ou de sobretensão, na rede elétrica. Primeiramente, realizaram-se os ensaios relativos a uma subtensão, em que se colocou na tensão de referência um valor eficaz de 135 V. Na Figura 6.29 estão ilustradas V_{rede} , e a tensão da catenária, $V_{catenária}$, no instante em que é dado o valor da tensão de referência. Como se pode visualizar, $V_{catenária}$ sobe para o seu valor de referência, ficando com uma amplitude superior à da tensão da rede.

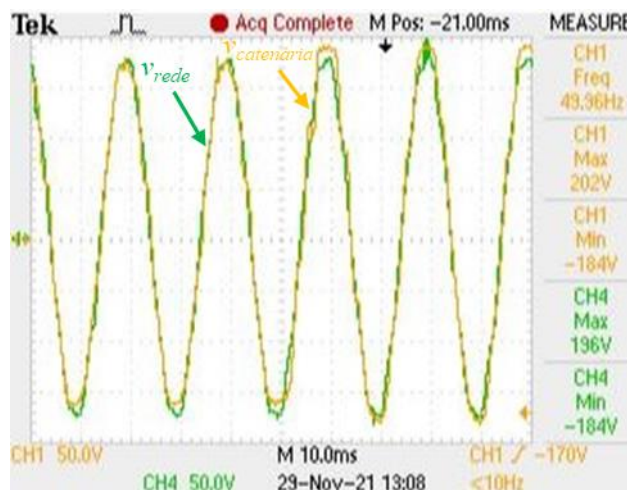


Figura 6.29 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da tensão da catenária ($V_{catenária}$) com a injeção de potência ativa e potência reativa capacitiva na rede elétrica.

Na Figura 6.30 encontram-se ilustradas V_{rede} , V_{CC} , i_{MMCC} e i_{ref} . Nesta figura pode observar-se que V_{CC} se encontra regulada nos 90 V e que i_{MMCC} acompanha a i_{ref} , estando desfasada -45° em relação a V_{rede} e

apresentando uma amplitude de 7,4 A. Desta forma, verifica-se que o MMCC está a injetar potência ativa e potência reativa capacitiva na rede elétrica.

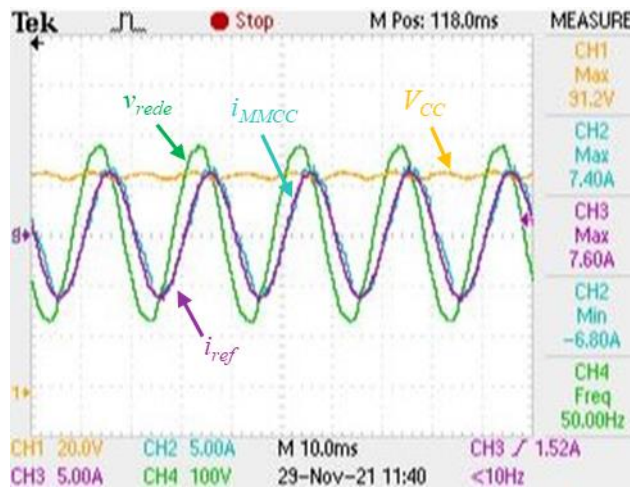


Figura 6.30 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}), da tensão no barramento CC (V_{cc}), da corrente sintetizada (i_{MMCC}) e da sua referência (i_{ref}) com a injeção de potência ativa e potência reativa capacitiva na rede elétrica.

Para verificar os valores de potência injetada e para se visualizar o diagrama de fase de V_{rede} e i_{MMCC} utilizou-se novamente o equipamento *Fluke 435-II*. Como se pode comprovar pela Figura 6.31 (a) o MMCC apresenta à saída uma potência ativa de 430 W e uma potência reativa capacitiva de 450 VAR. Analisando o diagrama de fase da Figura 6.31 (b), a i_{MMCC} encontra-se 135° adiantada em relação a V_{rede} .

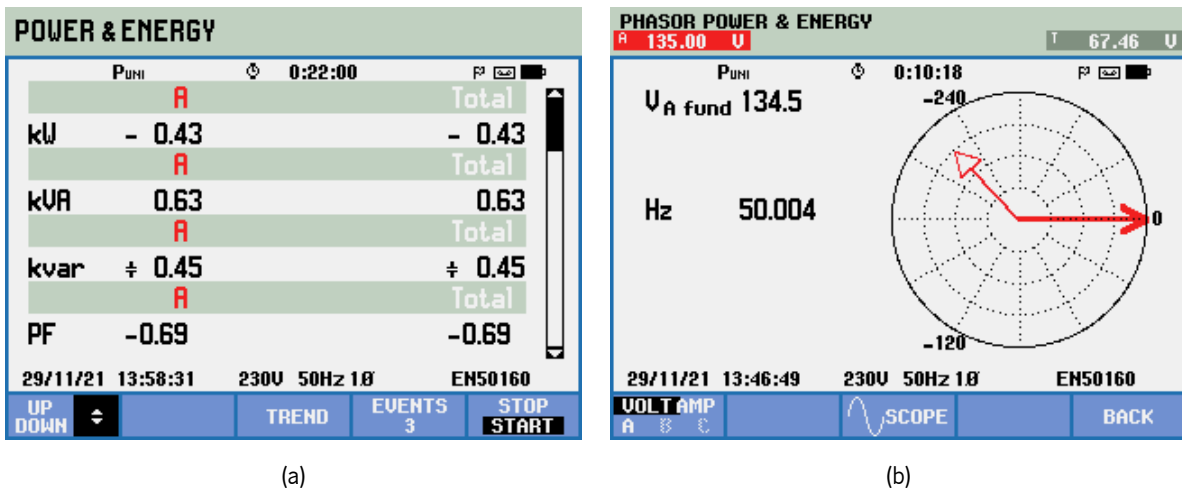


Figura 6.31 - Resultados da injeção de potência ativa (kW) e potência reativa capacitiva (kVAR) com o equipamento *Fluke 435-II*: (a) Potências à saída do conversor CC-CA; (b) Diagrama de fase da tensão da rede elétrica e da corrente injetada.

Após concluídos os ensaios experimentais relativos a uma subtensão, realizou-se um ensaio em que simula uma sobretensão. Para isso, colocou-se um valor eficaz de 110 V na tensão de referência. Na Figura 6.32 estão ilustradas $V_{catenária}$ e V_{rede} . Como se pode notar, a amplitude de $V_{catenária}$ é inferior à amplitude de V_{rede} , sendo o seu valor eficaz igual ao valor de referência.

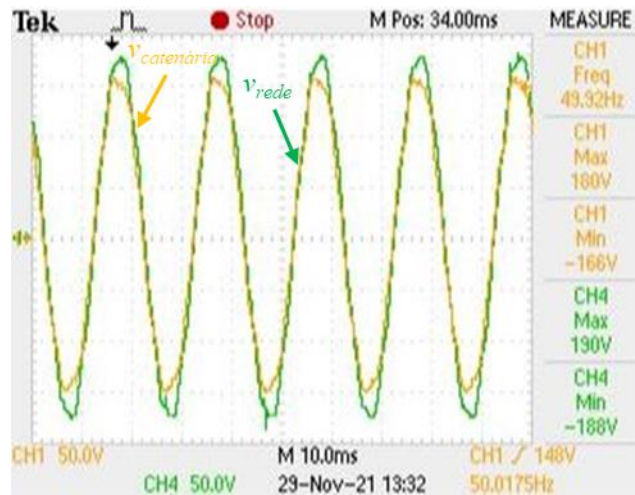


Figura 6.32 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}) e da tensão da catenária ($V_{catenária}$) com a injeção de potência ativa e potência reativa indutiva na rede elétrica.

Na Figura 6.33 podem ser visualizadas as formas de onda de V_{rede} , i_{MMCC} , i_{ref} e de V_{CC} . Como se pode verificar, V_{CC} está regulado nos 90 V e a forma de onda da i_{MMCC} acompanha i_{ref} , com um valor de amplitude de 6,6 A e estando desfasada de 36° em relação à tensão da rede elétrica V_{rede} . Desta forma pode constatar-se que o MMCC está a injetar potência ativa e potência reativa indutiva na rede elétrica.

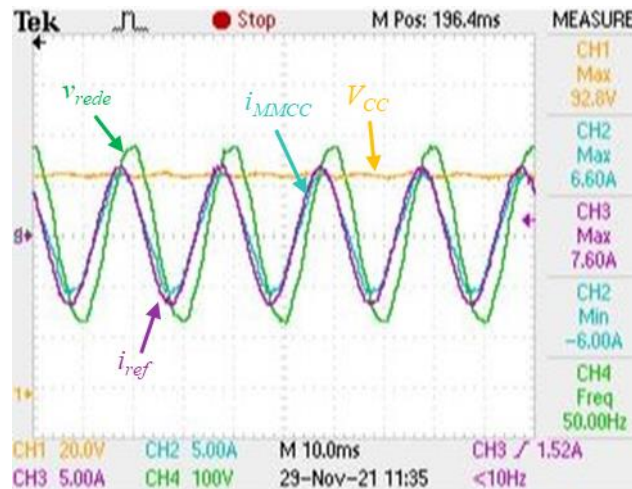


Figura 6.33 - Formas de onda da tensão da rede elétrica (V_{rede}), da tensão no barramento CC (V_{CC}), da corrente sintetizada (i_{MMCC}) e da sua referência (i_{ref}) com a injeção de potência ativa e potência reativa indutiva na rede elétrica.

Uma vez mais, utilizou-se o *Fluke 435-II* para verificar os valores de potência produzida pelo MMCC e para se visualizar o diagrama de fase de V_{rede} e de i_{MMCC} . Como se pode comprovar pela Figura 6.34 (a) o MMCC produz uma potência ativa de 400 W e uma potência reativa indutiva de 270 VAR. Analisando o diagrama de fase da Figura 6.34 (b), i_{MMCC} encontra-se 144° atrasada em relação a V_{rede} .

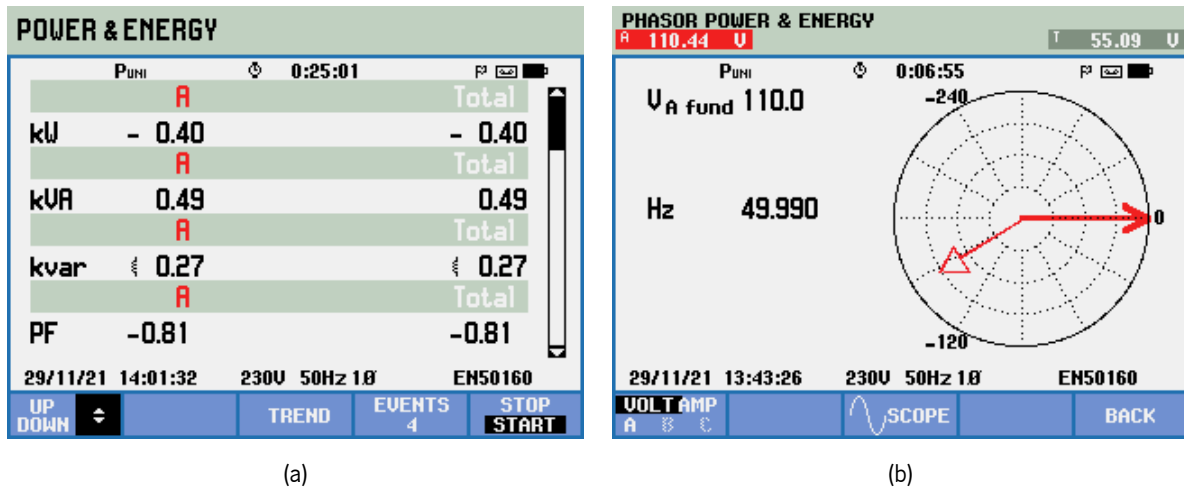


Figura 6.34 - Resultados da injeção de potência ativa (kW) e potência reativa indutiva (kVA_r) com o equipamento *Fluke 435-II*: (a) Potências à saída do conversor CC-CA; (b) Diagrama de fase da tensão da rede elétrica e da corrente injetada.

Pelos resultados experimentais obtidos verificou-se o correto funcionamento de todo o sistema. Com os resultados experimentais validou-se todo o hardware e também os algoritmos de controlo implementados para este trabalho de dissertação.

6.5 Conclusões

Neste capítulo foram abordados e apresentados todos os ensaios realizados ao conversor CC-CC do tipo *step-up* e ao MMCC desenvolvidos no âmbito desta dissertação. Como tal, os ensaios experimentais permitiram testar e validar os algoritmos de controlo utilizados nas simulações computacionais.

Primeiramente, realizaram-se os ensaios experimentais relativos ao conversor CC-CC do tipo *step-up*, com vista a validar o hardware e os algoritmos de controlo implementados. Ao nível do hardware, foi possível comprovar o correto funcionamento do conversor, nomeadamente na bobina dimensionada. O painel solar fotovoltaico foi substituído por uma fonte de tensão seguido de um reóstato. Relativamente ao sistema de controlo, este era composto essencialmente pelo algoritmo de MPPT e o algoritmo de controlo de corrente por *periodic sampling*. Pelos resultados experimentais apresentados, pode comprovar-se o correto funcionamento destes algoritmos bem como as configurações quer de frequência de atualização do MPPT quer de incremento da variável de referência, visto que o sistema apresenta uma resposta dinâmica aceitável e opera próximo do ponto de máxima potência ao longo do tempo.

Seguidamente, foram demonstrados os ensaios realizados ao MMCC. Numa fase inicial, colocou-se o MMCC a operar em malha aberta e verificaram-se os 7 níveis de tensão esperados na forma de onda da tensão de saída do MMCC. Após ser validado em malha aberta, implementou-se o algoritmo de controlo de corrente preditivo, sendo primeiramente testado com uma carga resistiva à saída do MMCC. Uma vez

validada a realimentação do sistema, procedeu-se à injeção de energia na rede elétrica. Para a ligação à rede elétrica implementou-se o algoritmo de sincronização do sistema de controlo com a rede elétrica, no qual o resultado experimental é semelhante ao resultado obtido em simulação computacional. Primeiramente, foram realizados os ensaios experimentais da injeção de potência ativa, no qual foi sintetizada uma corrente sinusoidal em fase com a tensão da rede elétrica. Após validada a injeção de potência ativa na rede elétrica, implementou-se o algoritmo de regulação do valor eficaz da tensão, onde foram emuladas uma subtensão e uma sobretensão. De modo a colmatar a subtensão e a sobretensão o sistema injeta potência reativa capacitiva e indutiva na rede elétrica. Finalizados estes testes experimentais pode comprovar-se o correto funcionamento do conversor CC-CA e dos seus algoritmos de controlo.

Uma vez concluídos os ensaios experimentais a cada um dos conversores de eletrónica de potência e aos seus respetivos algoritmos de controlo, iniciou-se a validação experimental do protótipo completo. Para isso foi necessário implementar o algoritmo da regulação da tensão do barramento CC. Tal como nos ensaios do MMCC de forma individual, começou por validar-se a injeção de potência ativa na rede elétrica, mas neste caso a potência ativa a ser injetada foi a potência produzida pelo módulo solar fotovoltaico. Nos resultados experimentais é possível observar que o sistema opera no ponto de máxima potência, a tensão do barramento CC encontra-se sempre regulada nos 90 V e é sintetizada uma corrente sinusoidal em fase com a tensão da rede elétrica, injetando energia na rede elétrica. Por fim, foram emuladas, novamente, uma subtensão e uma sobretensão e verificou-se que além de ser injetada a potência ativa, também foi injetada potência reativa capacitiva ou indutiva, estando a tensão do barramento CC sempre regulada nos 90 V. Desta forma, pode comprovar-se o correto funcionamento do protótipo completo.

Capítulo 7

Conclusão

7.1 Conclusões

Neste trabalho de dissertação de mestrado foi apresentada uma topologia para a interface de módulos solares fotovoltaicos com sistemas ferroviários, com o objetivo de injetar na catenária a potência produzida pelos módulos solares fotovoltaicos. Este sistema permite um modo de operação adicional responsável por regular a tensão na catenária. Para tal, de modo a colmatar subtensões ou sobretensões que possam ocorrer na catenária, o sistema injeta potência reativa capacitiva ou indutiva. Esta interface é feita através de um conversor CC-CC do tipo *step-up* com MPPT e um conversor CC-CA do tipo MMCC de ponte completa com transformadores em cascata. De seguida é apresentada uma descrição dos trabalhos efetuados e das principais conclusões retiradas no âmbito desta dissertação.

No Capítulo 1 foi realizada uma pequena introdução ao transporte ferroviário, em que foi descrita a sua evolução e a importância da eletrificação dos sistemas ferroviários. A eletrificação dos sistemas ferroviários é crucial no aumento da eficiência e na diminuição das emissões de gases de efeito de estufa por parte das locomotivas. Além disso, as locomotivas elétricas são mais leves, têm uma aceleração mais rápida e a manutenção é menos frequente quando comparadas com locomotivas a gasóleo. Adicionalmente, foram analisadas algumas tendências futuras para o sistema ferroviário, como a incorporação de fontes de energia renováveis, como a energia solar fotovoltaica, próximas dos locais de maior consumo para fornecer energia ao sistema ferroviário. Esta incorporação faz com que o sistema ferroviário fique mais independente da rede elétrica e permite o aumento da capacidade da catenária, sendo possível a inserção de mais e maiores locomotivas no sistema ferroviário. A incorporação de fontes de energia renováveis no sistema ferroviário também permite que a tensão da catenária seja mais constante nos períodos de aceleração e desaceleração das locomotivas.

No Capítulo 2 foi realizada uma revisão bibliográfica sobre os sistemas de eletrificação ferroviários, na qual foram analisados diferentes tipos de eletrificação e diferentes tipos de sistemas de contacto presentes nos sistemas eletrificados ferroviários mundiais. Nesta análise foram expostas algumas vantagens e desvantagens dos diferentes tipos de eletrificação, podendo concluir-se que, no geral, a

eletrificação em CA apresenta mais vantagens em relação à eletrificação em CC. A eletrificação em CA pode adotar uma tensão de alimentação mais elevada e apresenta menores perdas no transporte de energia. Adicionalmente, neste capítulo foi feita uma análise às tecnologias solares fotovoltaicas existentes no mercado, evidenciando as vantagens e desvantagens de cada uma e demonstrou-se a influência dos fatores externos na produção de energia por parte dos módulos solares fotovoltaicos. Além disso, foi demonstrado o modelo elétrico de uma célula solar fotovoltaica, verificando-se que esta funciona como fonte de corrente. Desta forma, é indicada a utilização de conversores de eletrônica de potência que permitam uma extração contínua de energia. Neste capítulo também foram apresentados alguns benefícios da incorporação de tecnologias solares fotovoltaicas no sistema ferroviário.

No Capítulo 3 foram expostas várias topologias de conversores de eletrônica de potência que podiam integrar o sistema implementado. Inicialmente, foram analisados os conversores de eletrônica de potência para a interface com a catenária, em que se destacou o MMCC do tipo ponte completa com transformadores em cascata devido às várias vantagens que apresenta em relação às outras topologias. Este MMCC apresenta isolamento galvânico entre a entrada em corrente contínua e a saída em corrente alternada e possibilita a obtenção de uma forma de onda com melhor qualidade. Adicionalmente, a partilha de um único barramento CC pelos diferentes submódulos facilita os algoritmos de controlo e a integração de conversores de eletrônica de potência para a interface com módulos solares fotovoltaicos. De seguida, analisou-se os conversores de eletrônica de potência para a interface com os módulos solares fotovoltaicos. Dado que a utilização do MMCC possibilita uma elevada modularidade, não é necessária uma grade elevação de tensão no conversor CC-CC. Além disso, o MMCC proporciona isolamento galvânico entre os módulos solares fotovoltaicos e o sistema elétrico ferroviário. Desta forma, para o protótipo, destacou-se o conversor *step-up* devido à sua simplicidade, à necessidade de um número de componentes reduzido e à extração contínua de energia proveniente dos módulos solares fotovoltaicos. Ainda neste capítulo, foram expostas algumas vantagens e desvantagens de diferentes técnicas de modulação, técnicas de controlo de corrente e algoritmos de MPPT que podem fazer parte do sistema de controlo. Quanto às técnicas de modulação destacou-se a técnica de PWM com desfasamento horizontal, pois concede um maior equilíbrio de potência entre os diferentes submódulos do MMCC e uma diminuição das perdas de comutação nos semicondutores totalmente controlados. Relativamente às técnicas de controlo de corrente, o controlo de corrente por PI estacionário apresenta-se como uma boa técnica de controlo devido à sua simplicidade de implementação e à capacidade de produzir ondas com baixo *ripple*. Nos algoritmos de MPPT destacou-se o algoritmo de perturbação e observação, devido à sua simplicidade de implementação e pelos bons resultados.

No Capítulo 4 foram apresentadas duas topologias, sendo que uma corresponde à interface de módulos solares fotovoltaicos com sistemas ferroviários reais e a outra corresponde à topologia usada no protótipo em ambiente laboratorial. Após ter sido explicado o princípio de funcionamento das topologias propostas, foram apresentadas todas as simulações computacionais realizadas com o software *PSIM*. As simulações computacionais têm como objetivo validar as topologias propostas e os seus algoritmos de controlo. Primeiramente, foram apresentados os resultados do algoritmo de PLL, em que se comprovou que este funciona corretamente. Seguidamente, verificou-se o bom funcionamento da regulação do barramento CC e da produção de uma corrente com baixo conteúdo harmónico para injetar energia na catenária. Adicionalmente, foram apresentados os resultados da injeção de potência ativa e reativa na catenária, nos quais se verificou que o sistema injeta continuamente a potência produzida pelos módulos solares fotovoltaicos na catenária e injeta potência reativa quando existe uma subtensão ou sobretensão na catenária. Relativamente ao algoritmo de MPPT, também se verificou o seu correto funcionamento, visto que ao variar os valores de radiação e temperatura, este conseguiu acompanhar as variações do ponto de máxima potência.

Após a validação do sistema em ambiente de simulação, no Capítulo 5 foi descrito o desenvolvimento e implementação do protótipo. Inicialmente, foram descritas todas as características e dimensionamentos dos elementos usados no estágio de potência, nomeadamente a elaboração do barramento CC, os conversores de eletrónica de potência, os circuitos de proteção de *gate* e os respetivos circuitos de *driver* dos semicondutores. Dos elementos desenvolvidos, os transformadores foram os que necessitaram de um maior estudo e tempo despendido, sendo que neste capítulo foi apresentada a metodologia de análise e dimensionamento utilizada. Esta metodologia foi validada com resultados de simulação e com resultados experimentais. Posteriormente, foi realizada a descrição pormenorizada de todos os elementos que compõem o sistema de controlo. Por fim, todos os elementos foram integrados numa estrutura para ser possível a realização de ensaios práticos ao protótipo desenvolvido.

No Capítulo 6 foram apresentados os resultados obtidos nos ensaios ao protótipo desenvolvido. Primeiramente, foram realizados ensaios ao conversor CC-CC do tipo *step-up* de forma isolada, nos quais foi possível validar o algoritmo de MPPT perturbação e observação implementado, que ajusta de forma contínua uma corrente de referência de modo que o conversor opere sempre no ponto de máxima potência. Adicionalmente, foi validado o algoritmo de controlo de corrente por *periodic sampling*, uma vez que a corrente do conversor acompanhava sempre a sua referência. De igual modo, procedeu-se ao ensaio do MMCC, sendo inicialmente verificado o seu correto funcionamento em malha aberta, onde se observou os 7 níveis de tensão esperados na forma de onda da tensão de saída do MMCC. Estando o conversor validado em malha aberta, procedeu-se à implementação do algoritmo de controlo de corrente

sendo este algoritmo testado com uma carga resistiva e posteriormente testado com a ligação à rede elétrica. Para a ligação à rede elétrica implementou-se o algoritmo de PLL, em que os resultados experimentais apresentam semelhanças com os resultados das simulações computacionais. Após validado o algoritmo de PLL, passou-se para a injeção de potência ativa na rede elétrica, onde foi obtida uma potência de saída do MMCC de 800 W, tendo a corrente sintetizada uma amplitude de 9,8 A. Seguidamente, simulou-se uma subtensão e uma sobretensão para também ser injetada potência reativa capacitiva ou indutiva na rede elétrica. O capítulo 6 finaliza com os ensaios experimentais ao protótipo completo, mostrando que o sistema opera sempre no ponto de máxima potência e que a potência ativa proveniente do módulo solar fotovoltaico é injetada corretamente na rede elétrica, assim como a potência reativa em casos de subtensão ou sobretensão. Neste ensaio conseguiu-se extrair uma potência ativa de 430 W e no caso de uma subtensão foi obtida uma potência reativa capacitiva à saída do MMCC de 450 VAR, sendo sintetizada uma corrente com uma amplitude de 7,4 A e estando adiantada 135° em relação à tensão da rede elétrica. No caso de uma sobretensão foi obtida uma potência reativa indutiva de 270 VAR, sendo sintetizada uma corrente com uma amplitude de 6,6 A e estando 144° atrasada em relação à tensão da rede elétrica. Paralelamente a isto, o sistema mantém a tensão do barramento CC sempre regulada.

Assim, nesta dissertação pôde concluir-se que a integração local de instalações solares fotovoltaicas para alimentar o sistema elétrico ferroviário apresenta vários benefícios, como o facto de ser usada uma fonte de energia limpa para a produção de energia e de minimizar das perdas no transporte da energia. Adicionalmente, esta integração local permite manter a tensão da catenária constante e reduzir a sobrecarga na subestação de tração de energia, possibilitando a inserção de mais e maiores locomotivas no mesmo sistema ferroviário. Para além disso, faz com o que sistema ferroviário seja menos dependente da rede elétrica. Pôde-se, também, concluir que, uma vez que os módulos solares fotovoltaicos funcionam como uma fonte de corrente e que a produção de energia varia com os fatores externos, para a interface com os módulos solares fotovoltaicos é necessário um conversor CC-CC que permita uma extração contínua de energia e que este possua um algoritmo de MPPT, para que o sistema opere sempre à máxima potência. Por fim, nesta dissertação foi apresentada e validada uma metodologia de dimensionamento dos transformadores, no qual se concluiu que o arranque dos transformadores deve ser aos 90° , para que a densidade de fluxo não apresente valor médio, e que quanto maior for o valor das indutâncias de dispersão dos transformadores, pior é a resposta deste. Adicionalmente, verificou-se que os transformadores utilizados geram ruído audível devido a vibrações durante o funcionamento do MMCC.

Todos os objetivos desta dissertação foram alcançados. Estes objetivos passaram pela validação do modelo através de simulações computacionais, pela realização do protótipo e pela validação do protótipo através de resultados experimentais. O primeiro objetivo cumprido foi a validação de dois modelos através de simulações computacionais, um modelo à escala real para a interface com um sistema ferroviário e um modelo de um protótipo de escala reduzida. Aqui foram validados as topologias e os algoritmos de controlo. De seguida passou-se para a elaboração do protótipo, no qual se dimensionou e testou todos os componentes que o integraram. Por fim, o principal objetivo cumprido foi a validação de todos os modos de funcionamento do protótipo através de resultados experimentais. Aqui, verificou-se a injeção de potência ativa proveniente dos módulos solares fotovoltaicos e a injeção de potência reativa capacitiva ou indutiva em casos de subtensão ou sobretensão da tensão da catenária. Com os resultados obtidos foram verificadas algumas vantagens da integração de instalações solares fotovoltaicas para alimentar o sistema elétrico ferroviário, como a possibilidade de manter a tensão da catenária constante e o facto de este ficar menos dependente da rede elétrica.

De um modo geral é feita uma apreciação positiva do projeto desenvolvido no âmbito desta dissertação de mestrado, uma vez que todos os objetivos foram alcançados com sucesso. Adicionalmente, o desenvolvimento desta dissertação permitiu a maturação de conhecimentos adquiridos ao longo do curso, assim como, a aquisição de novos conhecimentos. Desses conhecimentos destacam-se: a realização de simulações computacionais, aprofundando os conhecimentos dos sistemas de controlo, dos conversores de eletrónica de potência e da programação em linguagem C; o dimensionamento de transformadores e de bobinas; a utilização de circuitos com contadores, sistemas de proteção e botões de emergência; e o desenvolvimento do protótipo laboratorial. Este projeto proporcionou ainda a aprendizagem e aprofundamento de diferentes ferramentas de software. Nas simulações computacionais do sistema utilizou-se o PSIM. No auxílio ao dimensionamento dos transformadores usou-se o *Ansys Maxwell* para se visualizar a variação da densidade de fluxo. Por fim, para o desenho das duas PCB desenvolvidas optou-se pela utilização do *Altium Designer*.

7.2 Sugestões para Trabalho Futuro

O trabalho de dissertação desenvolvido e descrito permitiu validar a topologia proposta e os respetivos algoritmos de controlo implementados. Contudo, existem alguns aspetos que podem ser melhorados, de modo a aumentar o desempenho do sistema. Deste modo, para trabalho futuro sugere-se:

- Uma melhor análise do algoritmo de MPPT, bem como um estudo comparativo com outros algoritmos de MPPT para diferentes frequências de atuação e incrementos na perturbação;

- O uso de um conjunto de módulos solares fotovoltaicos, ao invés da fonte de tensão e do reóstato;
- A utilização de um conversor CC-CC *interleaved boost* no protótipo laboratorial de maneira a diminuir o *ripple* da corrente nos módulos solares fotovoltaicos;
- A implementação de um controlo descentralizado de forma a criar um sistema mais modular;
- A melhoria dos algoritmos de regulação da tensão da rede elétrica de forma a serem mais dinâmicos e considerando os atrasos de comunicação;
- O estudo de metodologias para maximizar as eficiências dos transformadores;
- O estudo de transformadores com razões de transformação maiores;
- O estudo de transformadores com razões de transformação diferentes;
- O desenvolvimento de uma carga ativa programável de forma a emular o comportamento de uma locomotiva de forma dinâmica, não estando dependente de cargas resistivas;
- A utilização de semicondutores com menores perdas por condução, de modo a aumentar a eficiência do sistema;
- A incorporação de um sistema de armazenamento de energia e desenvolvimento de algoritmos de controlo de forma a combinar as duas funcionalidades e minimizar a dependência energética da rede elétrica;
- Desenvolvimento de uma interface gráfica com o utilizador, facultando os dados de potência de operação, de tensão e de corrente;

Referências Bibliográficas

- [1] R.-J. Molemaker and A. Pauer, "The economic footprint of railway transport in Europe," *Community of European Railway and Infrastructure Companies (CER)*, Brussels, 2014.
- [2] E. U. A. F. Railways, "Report on Railway Safety and Interoperability in the EU," 2020, ISBN: 978-92-9205-803-6.
- [3] H. A. Gabbar, A. M. Othman, and J. Chang, "Resilient Interconnected Microgrids for Subway Networks," in *2018 International Conference on Renewable Energy and Power Engineering (REPE)*, 2018, pp. 28–33, doi: 10.1109/REPE.2018.8657480.
- [4] A. G. Alvarez, "The Advantages and Advances of Electric Railways," *IEEE Electrification Magazine*, vol. 2, no. 3, pp. 64–60, 2014, doi: 10.1109/MELE.2014.2339411.
- [5] M. Lewis, "Railways in the Greek and Roman world," in *Early railways: a selection of papers from the First International Early Railways Conference*, 2001, pp. 8–19.
- [6] D. Gwyn and N. Cossons, "Early railways in England: Review and summary of recent research," 2017, doi: 10.5284/1056150.
- [7] R. MacFadyen, "A short history of Britain's railways (for teachers)," 2013.
- [8] R. A. Buchanan, "Steam Locomotive." [Online]. Available: <https://www.britannica.com/technology/history-of-technology/Steam-locomotive>. [Accessed: 12-Jan-2021]
- [9] M. G. Lay, *The Harnessing of Power: How 19th Century Transport Innovators Transformed the Way the World Operates*. Cambridge Scholars Publishing, 2018, ISBN: 978-1-5275-1095-1.
- [10] –, "How did the steam locomotive change transportation?" [Online]. Available: <https://worldwiderails.com/how-did-the-steam-locomotive-change-transportation/>. [Accessed: 13-Jan-2021]
- [11] Allen, Geoffrey Freeman and Shedd, Thomas Clark, "Locomotive". Encyclopedia Britannica, 24 Feb. 2019. [Online]. Available: <https://www.britannica.com/technology/locomotive-vehicle>. [Accessed: 13-Jan-2021]
- [12] B. Feigenbaum, "High-speed rail in Europe and Asia: lessons for the United States," *Policy Study*, vol. 418, pp. 1–39, 2013.
- [13] Briginshaw, David, "Europe leads the charge to replace diesel traction". International Railway Journal, 2019. [Online]. Available: <https://www.railjournal.com/opinion/europe-leads-charge-replace-diesel-traction>. [Accessed: 14-Jan-2021]
- [14] B. Moyer, P. Mazza, and J. Thorpe, "Solutionary rail: A people-powered campaign to electrify America's railroads and open corridors to a clean energy future," 2016, ISBN: 978-0-9980963-0-8.

- [15] S. Frey, *Railway Electrification Systems & Engineering*. White word publications, 2012, ISBN: 978-81-323-4395-0.
- [16] “IEA (2017), Railway Handbook 2017, IEA, Paris.” [Online]. Available: <https://www.iea.org/reports/railway-handbook-2017>. [Accessed: 15-Jan-2021]
- [17] “IEA (2019), The Future of Rail, IEA, Paris.” [Online]. Available: <https://www.iea.org/reports/the-future-of-rail>. [Accessed: 15-Jan-2021]
- [18] –, “Rail transport in the world.” [Online]. Available: <https://uic.org/support-activities/statistics/>. [Accessed: 20-Jan-2021]
- [19] –, “Extensão da rede ferroviária: total, explorada e desactivada - Continente.” [Online]. Available: <https://www.pordata.pt/Portugal/Extensao+da+rede+ferroviaria+total++explorada+e+desactivada+++Continente-3108>. [Accessed: 23-Jan-2021]
- [20] C. Kamga, “Emerging travel trends, high-speed rail, and the public reinvention of U.S. transportation,” *Transport Policy*, vol. 37, no. C, pp. 111–120, 2015, doi: 10.1016/j.tranpol.2014.10.012.
- [21] A. Ryder, “High speed rail,” *Journal of Transport Geography*, vol. 22, no. C, pp. 303–305, 2012, doi: 10.1016/j.jtrangeo.2012.03.004.
- [22] L. A. Barros, M. Tanta, A. P. Martins, J. L. Afonso, and J. Pinto, “Opportunities and challenges of power electronics systems in future railway electrification,” in *2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, 2020, vol. 1, pp. 530–537, doi: 10.1109/CPE-POWERENG48600.2020.9161695.
- [23] T. Ratniyomchai, S. Hillmansen, and P. Tricoli, “Recent developments and applications of energy storage devices in electrified railways,” *IET Electrical Systems in Transportation*, vol. 4, no. 1, pp. 9–20, 2013, doi: 10.1049/iet-est.2013.0031.
- [24] J. Hernandez and F. Sutil, “Electric vehicle charging stations fed by renewable: PV and train regenerative braking,” *IEEE Latin America Transactions*, vol. 14, no. 7, pp. 3262–3269, 2016, doi: 10.1109/TLA.2016.7587629.
- [25] P. Reis, “Um dos caminhos para combater as perdas técnicas na distribuição de energia elétrica.” [Online]. Available: <https://www.portal-energia.com/um-dos-caminhos-para-combater-as-perdas-tecnicas-na-distribuicao-de-energia-eletrica/>. [Accessed: 06-Jan-2021]
- [26] S. D’Arco, L. Piegari, and P. Tricoli, “Comparative Analysis of Topologies to Integrate Photovoltaic Sources in the Feeder Stations of AC Railways,” *IEEE transactions on transportation electrification*, vol. 4, no. 4, pp. 951–960, 2018, doi: 10.1109/TTE.2018.2867279.
- [27] L. P. Di Noia and R. Rizzo, “Analysis of Integration of PV Power Plant in Railway Power Systems,” in *2019 8th International Conference on Modern Power Systems (MPS)*, 2019, pp. 1–5, doi: 10.1109/MPS.2019.8759720.

- [28] F. Jesus, “Preço dos painéis solares descem 90 % desde 2010.” [Online]. Available: <https://www.portal-energia.com/precos-paineis-solares-148225/>. [Accessed: 07-Jan-2021]
- [29] “Leilão português regista preço de energia solar mais baixo do mundo.” [Online]. Available: <https://www.portugal.gov.pt/pt/gc22/comunicacao/comunicado?i=leilao-portugues-regista-preco-de-energia-solar-mais-baixo-do-mundo>. [Accessed: 07-Jan-2021]
- [30] G. Abad, *Power electronics and electric drives for traction applications*. Wiley Online Library, 2017, ISBN: 9781118954423.
- [31] K. Johannes, “Maglev trends in public transport: The perspectives of Maglev transportation systems,” in *11th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA)*, 2017, pp. 1–4, doi: 10.23919/LDIA.2017.8097240.
- [32] L. A. Barros, M. Tanta, A. P. Martins, J. L. Afonso, and J. Pinto, “STATCOM Evaluation in Electrified Railway Using v/v and Scott Power Transformers,” in *International Conference on Sustainable Energy for Smart Cities*, 2019, pp. 18–32, doi: 10.1007/978-3-030-45694-8_2.
- [33] M. Brenna, F. Foadelli, and D. Zaninelli, *Electrical railway transportation systems*. John Wiley & Sons, 2018, ISBN: 978-1-119-38680-3.
- [34] Y. DJEGHADER, L. Zellouma, and Z. CHELLI, “Filtering of harmonics in dc traction substation system,” *Journal of Electrical Engineering*, vol. 17, no. 2, 2017.
- [35] I. Krastev, P. Tricoli, S. Hillmansen, and M. Chen, “Future of electric railways: advanced electrification systems with static converters for ac railways,” *IEEE Electrification Magazine*, vol. 4, no. 3, pp. 6–14, 2016, doi: 10.1109/MELE.2016.2584998.
- [36] R. de C. C. Pereira, “Análise ao Sistema de Alimentação de Tração Elétrica (1x25 kV - Rede convencional, 2x25 kV - Rede convencional + Alta velocidade),” Dissertação de Mestrado, Instituto Superior de Engenharia do Porto, 2013.
- [37] –, “National Geographic: The Evolution of Solar Technology.” [Online]. Available: https://blog.nationalgeographic.org/2012/05/30/the-evolution-of-solar-technology/?fbclid=IwAR2leZJ6XxX1e-adDrFkdGwwX6BEW9eLR3_EjpAXIVjBrOyaZL7b4sPkHfs. [Accessed: 02-Oct-2020]
- [38] Fonash, Stephen Joseph, Ashok, S. and Fonash, Raymond T. “Solar cell”. Encyclopedia Britannica, 3 Jun. 2020. [Online]. Available: <https://www.britannica.com/technology/solar-cell>. [Accessed: 05-Nov-2020]
- [39] O. P. Mahela and A. G. Shaik, “Comprehensive overview of grid interfaced solar photovoltaic systems,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 68, pp. 316–332, 2017, doi: 10.1016/j.rser.2016.09.096.
- [40] F. Calaia, “Estudo comparativo de três tecnologias fotovoltaicas,” Dissertação de Mestrado, Instituto Superior Técnico, 2011.
- [41] J. L. Gray, A. Luque, and S. Hegedus, “Handbook of photovoltaic science and engineering,” *Luque and S. Hegedus, Eds. West Sussex, England: John Wiley & Sons*, vol. 14, 2003, ISBN: 0-

- 471-49196-9.
- [42] K. Mueller, “Monocrystalline polycrystalline silicon solarcell.” [Online]. Available: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Monocrystalline_polycrystalline_silicon_solarcell.jpg. [Accessed: 06-Sep-2020]
- [43] –, “Close array thin film solar cells.” [Online]. Available: <https://www.shutterstock.com/pt/image-photo/close-array-thin-film-solar-cells-756157324>. [Accessed: 08-Sep-2020]
- [44] J. M. T. de Sousa, “Funcionamento e Aplicação de Células Fotovoltaicas de Terceira Geração,” Dissertação de Mestrado, Instituto Superior de Engenharia de Coimbra, 2011.
- [45] D. Max, “CPV plant during installation ISFOC Puertollano.” [Online]. Available: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:CPV_plant_during_installation_ISFOC_Puertollano.jpg. [Accessed: 10-Sep-2020]
- [46] J.-W. Baek, J.-S. Ko, J.-S. Choi, S.-J. Kang, and D.-H. Chung, “Development of novel MPPT algorithm of PV system considering radiation variation,” in *ICCAS 2010*, 2010, pp. 1235–1241, doi: 10.1109/ICCAS.2010.5669725.
- [47] H. Mokhliss and K. Rais, “New Use of the Photovoltaic Cells and Modules Current-Voltage Characteristic to Extract the Simple Diode Model Parameters,” in *2018 Renewable Energies, Power Systems & Green Inclusive Economy (REPS-GIE)*, 2018, pp. 1–5, doi: 10.1109/REPSGIE.2018.8488858.
- [48] R. F. Q. MAGOSSO, “Algoritmo MPPT de um painel fotovoltaico baseado no equivalente de Thévenin obtido por medições,” Dissertação de Mestrado, Universidade de São Paulo, 2016.
- [49] M. A. Ionescu, S. S. Ilescu, N. Arghira, and I. Fagarasan, “PV module behavior model for different external factors conditions,” in *2016 IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics (AQTR)*, 2016, pp. 1–6, doi: 10.1109/AQTR.2016.7501328.
- [50] B. Aldwane, “Modeling, simulation and parameters estimation for Photovoltaic module,” in *2014 First International Conference on Green Energy ICGE 2014*, 2014, pp. 101–106, doi: 10.1109/ICGE.2014.6835405.
- [51] M. Z. Jacobson and V. Jadhav, “World estimates of PV optimal tilt angles and ratios of sunlight incident upon tilted and tracked PV panels relative to horizontal panels,” *Solar Energy*, vol. 169, pp. 55–66, 2018, doi: 10.1016/j.solener.2018.04.030.
- [52] A. de Souza, F. Aristone, L. F. Ferrari, and R. R. Reis, “Modelagem da temperatura do módulo de células fotovoltaicas em função da temperatura ambiente, velocidade dos ventos e irradiância,” *Revista Brasileira de Energias Renováveis*, vol. 5, no. 4, pp. 504–518, 2016, doi: 10.5380/rber.v5i4.46453.
- [53] G. Petrone, S. Romanelli, G. Spagnuolo, and S. Valkealahti, “Photovoltaic plant cloud shadowing and energy drops in Northern Europe,” in *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2018, pp. 1055–1060, doi: 10.1109/ICIT.2018.8352324.

- [54] S. Veerapen and H. Wen, "Shadowing effect on the power output of a photovoltaic panel," in *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, 2016, pp. 3508–3513, doi: 10.1109/IPEMC.2016.7512858.
- [55] –, "Railway Tunnel Infrastructure Is PV Bed." [Online]. Available: <https://www.solaripedia.com/13/400/Railway+Tunnel+Infrastructure+Is+PV+Bed.html>. [Accessed: 10-Dec-2020]
- [56] S. Enkhardt, "Railway-connected large scale PV project announced in Germany." [Online]. Available: <https://www.pv-magazine.com/2020/01/23/railway-connected-large-scale-pv-project-announced-in-germany/>. [Accessed: 10-Dec-2020]
- [57] D. Nag, "Delhi Metro to be world 's 1st 100% solar-powered metro network! Gets 27 MW power from Rewa project for trains." [Online]. Available: <https://www.financialexpress.com/infrastructure/delhi-metro-to-be-worlds-1st-100-solar-powered-metro-network-gets-27mw-power-from-rewa-project-for-trains/1553183/>. [Accessed: 10-Dec-2020]
- [58] –, "60% of Delhi Metro now powered by solar energy from Madhya Pradesh." [Online]. Available: <https://www.worldbank.org/en/news/feature/2019/06/05/delhi-metro-goes-solar>. [Accessed: 10-Dec-2020]
- [59] "Virgin hyperloop." [Online]. Available: <https://virginhyperloop.com/>. [Accessed: 10-Dec-2020]
- [60] K. Walker, "Hyperloop Transport System to Use Solar Panels to Self- Power." [Online]. Available: <https://www.azocleantech.com/article.aspx?ArticleID=430>. [Accessed: 10-Dec-2020]
- [61] K. Kwon, J. Yeom, and K. A. Kim, "Photovoltaic panel orientation study for tube-enclosed transportation systems," in *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017-ECCE Asia)*, 2017, pp. 1149–1154, doi: 10.1109/IFEEC.2017.7992203.
- [62] A. Woodyatt, "Solar powered Hyperloop system could be coming to a city near you." [Online]. Available: <https://edition.cnn.com/style/article/solar-powered-hyperloop-intl-scli-scen/index.html>. [Accessed: 10-Dec-2020]
- [63] F. L. Luo and H. Ye, *Advanced DC/AC inverters: applications in renewable energy*. Crc Press, 2017, ISBN: 978-1-4665-1138-5.
- [64] J. L. T. Manso, "Desenvolvimento de um filtro ativo de potência série monofásico sem fontes externas," Dissertação de Mestrado, Universidade do Minho, 2019.
- [65] M. H. Rashid, *Power electronics handbook*. Butterworth-Heinemann, 2017, ISBN: 978-0-12-811407-0.
- [66] L. A. Barros, M. Tanta, A. P. Martins, J. L. Afonso, and J. G. Pinto, "Submodule Topologies and PWM Techniques Applied in Modular Multilevel Converters: Review and Analysis," in *International Conference on Sustainable Energy for Smart Cities*, 2020, pp. 111–131, doi: 10.1007/978-3-030-73585-2_8.

- [67] D. M. Shukla, "Hardware Implementation of SPWM Based Diode Clamped Multilevel Invertr," *International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communication*, vol. 5, no. 7, pp. 201–205, 2017, doi: 10.17762/ijritcc.v5i7.1027.
- [68] M. Schweizer and J. W. Kolar, "Design and implementation of a highly efficient three-level T-type converter for low-voltage applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, pp. 899–907, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2203151.
- [69] S. Ozdemir, "Z-source T-type inverter for renewable energy systems with proportional resonant controller," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 41, no. 29, pp. 12591–12602, 2016, doi: 10.1016/j.ijhydene.2016.01.140.
- [70] P. Panagis, F. Stergiopoulos, P. Marabeas, and S. Manias, "Comparison of state of the art multilevel inverters," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 4296–4301, doi: 10.1109/PESC.2008.4592633.
- [71] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, 2002, doi: 10.1109/TIE.2002.801052.
- [72] E. N. Abildgaard and M. Molinas, "Modelling and control of the modular multilevel converter (MMC)," *Energy Procedia*, vol. 20, pp. 227–236, 2012, doi: 10.1016/j.egypro.2012.03.023.
- [73] S.-J. Park, F.-S. Kang, S. E. Cho, C.-J. Moon, and H.-K. Nam, "A novel switching strategy for improving modularity and manufacturability of cascaded-transformer-based multilevel inverters," *Electric Power Systems Research*, vol. 74, no. 3, pp. 409–416, 2005, doi: 10.1016/j.epsr.2005.01.005.
- [74] Y. Hinago and H. Koizumi, "A single-phase multilevel inverter using switched series/parallel dc voltage sources," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2643–2650, 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2030204.
- [75] N. Mittal, B. Singh, S. Singh, R. Dixit, and D. Kumar, "Multilevel inverters: A literature survey on topologies and control strategies," in *2012 2nd International Conference on Power, Control and Embedded Systems*, 2012, pp. 1–11, doi: 10.1109/ICPCES.2012.6508041.
- [76] J. Rego, F. L. Pereira, L. A. Barros, A. P. Martins, and J. G. Pinto, "Development of a Modular Multilevel Cascade Converter based on Full-Bridge Submodules with a common DC Bus," in *International Conference on Sustainable Energy for Smart Cities*, 2021.
- [77] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007, ISBN: 0-306-48048-4.
- [78] B. Hasaneen and A. Elbaset Mohammed, "Design and simulation of DC/DC boost converter," in *Power System Conference, 2008. MEPCON 2008. 12th International Middle-East*, 2008, pp. 335–340, doi: 10.1109/MEPCON.2008.4562340.
- [79] R. B. Kananthoor and B. A. Rao, "Interleaved Boost Converter," 2015, ISSN: 2319-2518.

- [80] L. A. M. de Barros, “Desenvolvimento de um microinversor com armazenamento local de energia para aplicações solares fotovoltaicas,” Dissertação de Mestrado, Universidade do Minho, 2016.
- [81] S. D. Nugraha, O. A. Qudsi, D. S. Yanaratri, E. Sunarno, and I. Sudiharto, “MPPT-current fed push pull converter for DC bus source on solar home application,” in *2017 2nd International conferences on Information Technology, Information Systems and Electrical Engineering (ICITISEE)*, 2017, pp. 378–383, doi: 10.1109/ICITISEE.2017.8285532.
- [82] A. Antonio-Ferreira, C. Collados-Rodriguez, and O. Gomis-Bellmunt, “Modulation techniques applied to medium voltage modular multilevel converters for renewable energy integration: A review,” *Electric Power Systems Research*, vol. 155, pp. 21–39, 2018, doi: 10.1016/j.epsr.2017.08.015.
- [83] P. C. Loh, G. H. Bode, D. G. Holmes, and T. A. Lipo, “A time-based double-band hysteresis current regulation strategy for single-phase multilevel inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 3, pp. 883–892, 2003, doi: 10.1109/TIA.2003.810667.
- [84] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli, “Comparison of current control techniques for active filter applications,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, pp. 722–729, 1998, doi: 10.1109/41.720328.
- [85] M. Hlaili, M. Hfaiedh, B. Exposto, V. Monteiro, and J. L. Afonso, “Various strategies comparison of NPC inverter current control connected to the grid for photovoltaic system,” in *2014 15th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, 2014, pp. 649–653, doi: 10.1109/STA.2014.7086701.
- [86] J. W. Dixon, S. Tepper, and L. Moran, “Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters,” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC'94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual*, 1994, pp. 894–900, doi: 10.1109/APEC.1994.316303.
- [87] D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. Bode, “Frequency domain analysis of three phase linear current regulators,” in *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No. 99CH36370)*, 1999, vol. 2, pp. 818–825, doi: 10.1109/28.913727.
- [88] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, “Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey,” *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, 1998, doi: 10.1109/41.720325.
- [89] L. A. Serpa, “Current control strategies for multilevel grid connected inverters,” PhD Thesis, Swiss Federal Institute of Technology, 2007.
- [90] S. Orts-Grau, F. Gimeno-Sales, A. Abellan-Garcia, S. Segui-Chilet, and J. Alfonso-Gil, “Improved shunt active power compensator for IEEE standard 1459 compliance,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 4, pp. 2692–2701, 2010, doi: 10.1109/TPWRD.2010.2049033.
- [91] T. Esum and P. L. Chapman, “Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques,” *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449, 2007, doi:

- 10.1109/TEC.2006.874230.
- [92] R. B. Koad and A. F. Zobaa, "Comparative Study of Five Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Energy Systems," 2014, doi: 10.15866/irecon.v2i1.1437.
- [93] L. A. Barros, M. Tanta, T. J. Sousa, J. L. Afonso, and J. Pinto, "New multifunctional isolated microinverter with integrated energy storage system for PV applications," *Energies*, vol. 13, no. 15, p. 4016, 2020, doi: 10.3390/en13154016.
- [94] R. Mahalakshmi, A. Kumar, and A. Kumar, "Design of Fuzzy Logic based Maximum Power Point Tracking controller for solar array for cloudy weather conditions," in *2014 Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy*, 2014, pp. 1–4, doi: 10.1109/PESTSE.2014.6805308.
- [95] Q. Mei, M. Shan, L. Liu, and J. M. Guerrero, "A novel improved variable step-size incremental-resistance MPPT method for PV systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 6, pp. 2427–2434, 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2064275.
- [96] V. Monteiro, J. Pinto, and J. L. Afonso, "Operation modes for the electric vehicle in smart grids and smart homes: Present and proposed modes," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 3, pp. 1007–1020, 2015, doi: 10.1109/TVT.2015.2481005.
- [97] P. Rodriguez, A. Luna, R. S. Munoz-Aguilar, I. Etxeberria-Otadui, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A stationary reference frame grid synchronization system for three-phase grid-connected power converters under adverse grid conditions," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 1, no. 27, pp. 99–112, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2159242.
- [98] M. Karimi-Ghartemani and M. Iravani, "A new phase-locked loop (PLL) system," in *Proceedings of the 44th IEEE 2001 Midwest Symposium on Circuits and Systems. MWSCAS 2001 (Cat. No. 01CH37257)*, 2001, vol. 1, pp. 421–424, doi: 10.1109/MWSCAS.2001.986202.
- [99] –, "Datasheet: Ultra Fast IGBT Module SKM 100GB125F," 2012.
- [100] –, "Datasheet: Hybrid Dual MOSFET Driver," 2008.
- [101] –, "Micrometals Inductor Design." [Online]. Available: <https://www.micrometals.com/design-and-applications/design-tools/inductor-designer/>. [Accessed: 13-May-2021]
- [102] R. Agarwal, S. Martin, and H. Li, "Influence of Phase-Shifted Square Wave Modulation on Medium Frequency Transformer in a MMC Based SST," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 221093–221102, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3042935.
- [103] IFCORES, "Datasheet: UF120/80/40."
- [104] H. Metals, "Datasheet: Metglass AMCC Series Cut Core; FINEMET F3CC Series Cut Core," 2017.
- [105] J. W. Rogers and C. Plett, *Radio frequency integrated circuit design*. Artech House, 2010, ISBN: 978-1-60783-979-8.

- [106] C. W. T. McLyman, *Transformer and inductor design handbook*. CRC press, 2004, ISBN: 0-8247-5393-3.
- [107] ChenYang, "Datasheet: Hall Effect Voltage Sensor CYHVS5-25A," 2016.
- [108] ChenYang, "Datasheet: AC/DC Closed Loop Hall Current Sensor CYHCS-B6," 2016.