



UNIVERSIDADE DA BEIRA INTERIOR  
Engenharia

# **Modelos otimizados para sistemas de miniprodução híbridos instalados em edifícios e áreas envolventes**

**José Álvaro Nunes Pombo**

Tese para obtenção do Grau de Doutor em  
**Engenharia Eletrotécnica e de Computadores**  
(3º ciclo de estudos)

Orientador: Prof. Doutor Sílvio José Pinto Simões Mariano  
Co-orientador: Prof. Doutor Carlos Capelo

**Covilhã, Junho de 2018**



Este trabalho foi financiado pela Galp Soluções de Energia e pela FCT- Fundação para a Ciência e Tecnologia.





# Agradecimentos

Ao Doutor Sílvio José Pinto Simões Mariano, Professor Associado com Agregação no Departamento de Engenharia Eletromecânica da Universidade da Beira Interior, responsável como orientador científico, expresso aqui o meu sincero e profundo agradecimento pela oportunidade que me proporcionou para realizar este trabalho, pela sua orientação, pela sua compreensão, pela sua disponibilidade constante, pelos seus conhecimentos transmitidos, pela suas sugestões, pelas suas críticas construtivas, pela sua amizade para além do interesse académico, pelo constante apoio durante estes anos, por tudo, o meu Obrigado.

À minha família, em especial aos meus pais, pelo amor incondicional e pela paciência. Por terem feito o possível e o impossível para me oferecerem a oportunidade, acreditando e respeitando as minhas decisões e nunca deixando que as dificuldades acabassem com os meus sonhos, serei imensamente grato.

Aos docentes do Departamento de Engenharia Eletromecânica da Universidade da Beira, em especial, à Doutora Maria do Rosário Alves Calado, Professora Auxiliar, expresso aqui a minha gratidão pelos conhecimentos transmitidos.

O meu agradecimento à Galp Soluções de Energia e à FCT- Fundação para a Ciência e Tecnologia que financiaram os trabalhos envolvidos no Doutoramento, com uma bolsa individual de doutoramento em empresa (BDE), com referência SFRH/BDE/51871/2012.

E, finalmente, não querendo aqui particularizar nomes, o meu agradecimento, aos meus companheiros de Doutoramento, aos já Mestres, aos futuros Mestres, que durante estes anos tive o enorme prazer de conviver, pela sua ajuda, pela sua alegria, pela sua amizade e que contribuíram direta ou indiretamente para a realização desta dissertação, a todos eles, o meu obrigado.



# Resumo

Atualmente, um dos grandes desafios deste século consiste na transição para um futuro de energia elétrica sustentável proveniente de fontes endógenas renováveis.

Essa sustentabilidade, exigirá mudanças não apenas no modo como a energia elétrica é produzida e distribuída, mas também no modo como é usada.

Como resultado o setor de energia elétrica tem vindo a sofrer profundas transformações. Em particular, o regime Português de auto consumidor permitiu que os clientes da rede elétrica de média e de baixa tensão podem ser produtores/consumidores de energia elétrica, contribuindo de forma ativa para uma maior eficiência energética.

É neste contexto, onde se aposta na diversificação e na produção de energia através de fontes endógenas renováveis e numa maior participação do produtor/consumidor, que a complementaridade dos recursos renováveis (sistemas híbridos de energia elétrica) vai desempenhar um papel fundamental.

Assim, o trabalho apresentado nesta tese refere-se a um estudo de investigação sobre vários temas relacionados com os sistemas híbridos de energia elétrica com capacidade de armazenamento.

Em concreto, na tecnologia de produção de energia fotovoltaica (mais utilizada pelos produtores/consumidores) foram desenvolvidas técnicas de modelação de confiança que permitam prever com rigor a produção de energia elétrica. Além disso, por forma maximizar a produção de energia, em todo o instante de tempo, foram desenvolvidas e testadas diversas técnicas de procura do ponto de máxima de potência com base em algoritmos de otimização.

Outra questão de grande interesse num futuro próximo é a inclusão de sistemas de armazenamento de energia que possibilitem ao produtor/consumidor o controlo das suas instalações, de forma a gerirem os seus recursos e consumos consoante as suas próprias estratégias de atuação. Nesse sentido, foi desenvolvido um sistema capaz de monitorizar um sistema de armazenamento de potência infinita (teoricamente) e proposto um método de carregamento que possui a capacidade de se adaptar às condições das células.

Por outro lado, para permitir que os produtores/consumidores retirem benefícios do seu sistema de produção com armazenamento, foi desenvolvida uma ferramenta computacional permitindo avaliar diferentes arquiteturas e tecnologias de produção/armazenamento de um sistema híbrido de energia elétrica. Além disso, é proposta uma estratégia de operação diária para um sistema híbrido de energia interligado com a rede elétrica com base na previsão dos preços de energia elétrica.

## Palavras-chave

Energias renováveis, sistemas híbridos de energia elétrica, sistemas de armazenamento de energia, algoritmos de otimização, redes neuronais, conversores de potência, previsão dos preços e demanda da energia elétrica.



# Abstract

Today, one of the greatest challenges of this century is the transition to a future of sustainable electricity from endogenous renewable sources.

This sustainability will require changes not only in how electricity is produced and distributed, but also in the way it is used.

As a result, the electric power sector has undergone profound changes. In particular, the Portuguese self-consumption regime has allowed medium and low voltage electricity customers to be producers/consumers of electricity, actively contributing to greater energy efficiency.

It is in this context, where there is a commitment to diversify the production of energy through endogenous renewable sources and a greater participation of the producer/consumer, the complementarity of renewable resources (hybrid energy systems) will play an important role.

Thus, the work presented in this thesis refers to a research on several topics related with hybrid energy systems with storage capacity.

In particular, in the photovoltaic energy production (more used by the producers/consumers), reliable modelling techniques have been developed which allow to rigorously predict the energy production. Also, in order to maximize energy production, at any instant of time, several maximum power tracking techniques were developed and tested based on optimization algorithms. Another question of great interest in the near future is the inclusion of energy storage systems that enable the producer/consumer to control their facilities in order to manage their resources and consumption according to their own operation strategies. Thus, a battery management system was developed capable of monitoring an energy storage system. Also, a novel charging method with the capacity to adapt to the conditions of the cells is proposed.

On the other hand, to allow producers/consumers to take advantage of their facilities, a computational tool was developed to evaluate different architectures and production/storage technologies of a hybrid energy system. In addition, a daily operating strategy is proposed for a hybrid energy system interconnected with the grid based on electricity price forecast.

## Keywords

Renewable energy, hybrid energy systems, energy storage systems, optimization algorithms, artificial neural networks, power converters, electricity price and demand forecasting.



# Conteúdo

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Enquadramento . . . . .	1
1.2	Motivação . . . . .	2
1.3	Organização do Texto . . . . .	3
<b>2</b>	<b>Modelação Matemática de Painéis Fotovoltaicos</b>	<b>5</b>
2.1	Introdução . . . . .	5
2.2	Modelos Matemáticos . . . . .	6
2.2.1	Modelo a um diodo . . . . .	7
2.2.2	Modelo a dois díodos . . . . .	8
2.2.3	Modelo de <i>Bishop</i> . . . . .	9
2.3	Obtenção dos parâmetros do modelo em condição de referência STC . . . . .	9
2.3.1	Determinação dos parâmetros considerando $R_p$ infinito . . . . .	10
2.3.2	Determinação dos parâmetros com base na função $W$ de <i>Lambert</i> . . . . .	13
2.4	Obtenção dos parâmetros do modelo fora das condições de referência STC . . . . .	15
2.5	Validação dos Modelos Matemáticos . . . . .	16
2.5.1	Em condições de referência STC . . . . .	16
2.5.2	Fora das condições de referência STC . . . . .	19
2.6	Operação em condições de irradiância não uniformes . . . . .	22
2.7	Determinação dos parâmetros com base em algoritmos de otimização . . . . .	27
2.7.1	Primeiro Ensaio . . . . .	27
2.7.2	Segundo Ensaio . . . . .	29
2.8	Discussão dos resultados. . . . .	30
2.8.1	Primeiro Ensaio . . . . .	30
2.8.2	Segundo ensaio . . . . .	31
<b>3</b>	<b>Algoritmos de Procura do Ponto de Máxima Potência</b>	<b>35</b>
3.1	Introdução . . . . .	35
3.2	Algoritmos de MPPT . . . . .	36
3.2.1	Algoritmo MPPT Perturba e Observa . . . . .	36
3.2.2	Algoritmo MPPT Condutância Incremental . . . . .	39
3.2.3	Algoritmo MPPT Tensão Constante e Corrente de Curto-circuito . . . . .	42
3.2.4	Algoritmo MPPT <i>Dc link droop control</i> . . . . .	43
3.2.5	Algoritmo MPPT Teodi . . . . .	43
3.3	Plataforma Experimental . . . . .	45
3.3.1	Sistema de processamento e controlo . . . . .	46
3.3.2	Sistema de aquisição . . . . .	46
3.3.3	Sistema de comando do circuito de potência (Drive) . . . . .	47
3.3.4	Controlador PID <i>anti-windup</i> . . . . .	47
3.4	Resultados experimentais . . . . .	52
3.4.1	Implementação do algoritmo Perturba e Observa . . . . .	53
3.4.2	Implementação do algoritmo condutância incremental . . . . .	64
3.4.3	Implementação do algoritmo Enxame de partículas . . . . .	73

<b>4</b>	<b>Conversores DC/AC interligados com a rede elétrica</b>	<b>83</b>
4.1	Introdução . . . . .	83
4.2	Topologias . . . . .	85
4.2.1	Topologias sem Isolamento com um estágio de conversão . . . . .	86
4.2.2	Topologias sem Isolamento com dois estágios de conversão . . . . .	86
4.3	Algoritmos de sincronização . . . . .	90
4.3.1	Algoritmos de sincronização sem realimentação . . . . .	90
4.3.2	Algoritmos de sincronização com realimentação . . . . .	91
4.3.3	Implementação do algoritmo de sincronização PLL com <i>Notch</i> . . . . .	95
4.3.4	Algoritmos de sincronização em quadratura com realimentação . . . . .	99
4.3.5	Implementação do algoritmo de sincronização SOGI-PLL . . . . .	103
4.4	Algoritmos de Controlo . . . . .	106
4.4.1	Controlo de corrente . . . . .	107
4.4.2	Controlo de Tensão . . . . .	112
4.5	Otimização dos controladores de corrente . . . . .	113
4.5.1	Controladores Proporcionais Ressonantes (PR) . . . . .	113
4.5.2	Controlador Proporcional Integral (PI) . . . . .	126
4.5.3	Otimização do controlador de tensão . . . . .	131
<b>5</b>	<b>Sistemas de Armazenamento de Energia</b>	<b>137</b>
5.1	Introdução . . . . .	137
5.2	Metodologias de Balanceamento . . . . .	137
5.2.1	Metodologias de balanceamento Passivas . . . . .	138
5.2.2	Metodologias de balanceamento ativas baseadas em condensadores . . . . .	139
5.2.3	Metodologias de balanceamento ativas baseadas em conversores isolados . . . . .	142
5.2.4	Metodologias de balanceamento de baterias ativas baseadas em conversores isolados . . . . .	145
5.3	Metodologias de carregamento . . . . .	147
5.3.1	Metodologia de Carregamento <i>CC/CV</i> . . . . .	147
5.3.2	Metodologia de Carregamento <i>Multistage</i> . . . . .	148
5.3.3	Metodologia de Carregamento <i>Pulse Current</i> . . . . .	149
5.4	Plataforma desenvolvida . . . . .	150
5.4.1	Unidade de controlo e processamento . . . . .	150
5.4.2	Unidade de aquisição e de balanceamento . . . . .	151
5.4.3	Unidade de Potência . . . . .	153
5.5	Algoritmos de carregamento e de balanceamento desenvolvidos . . . . .	154
5.5.1	Algoritmo Proposto . . . . .	154
5.6	Implementação do algoritmo . . . . .	157
5.6.1	Unidade auxiliar de controlo . . . . .	157
5.6.2	Unidade principal de controlo . . . . .	158
5.7	Resultados Experimentais . . . . .	162
<b>6</b>	<b>Previsões da Demanda e dos Preços de Energia Elétrica</b>	<b>169</b>
6.1	Introdução . . . . .	169
6.2	Previsões da demanda - Portugal . . . . .	170
6.2.1	Análise Estatística . . . . .	170
6.2.2	Modelo de Previsão . . . . .	176

6.2.3	Resultados . . . . .	177
6.3	Previsão dos preços de energia elétrica - MIBEL . . . . .	179
6.3.1	Análise Estatística . . . . .	180
6.3.2	Modelo de Previsão . . . . .	188
6.3.3	Resultados . . . . .	190
<b>7</b>	<b>Sistemas Híbridos de Energia</b>	<b>195</b>
7.1	Introdução . . . . .	195
7.2	Arquitetura de um sistema híbrido . . . . .	196
7.3	Unidades de produção de um sistema híbrido . . . . .	198
7.4	Estrutura de controlo de um sistema híbrido . . . . .	200
7.5	Ferramenta Computacional Desenvolvida . . . . .	201
7.5.1	Caraterização dos diversos recursos computacionais utilizados . . . . .	202
7.5.2	Dimensionamento das unidades de produção e armazenamento . . . . .	203
7.6	Arquitetura do sistema híbrido . . . . .	203
7.7	Estratégia de operação proposta . . . . .	204
7.8	Resultados Experimentais . . . . .	207
7.8.1	Primeiro Ensaio . . . . .	208
7.8.2	Segundo Ensaio . . . . .	210
7.8.3	Terceiro Ensaio . . . . .	213
7.8.4	Quarto Ensaio . . . . .	216
7.8.5	Quinto Ensaio . . . . .	219
7.8.6	Conclusões . . . . .	222
<b>8</b>	<b>Conclusão</b>	<b>227</b>
8.1	Conclusões Gerais . . . . .	227
8.2	Perspetivas para Trabalho Futuro . . . . .	229
	<b>Bibliografia</b>	<b>231</b>
<b>A</b>	<b>Algoritmos de otimização</b>	<b>251</b>
A.1	<i>Glowworm Swarm Optimization</i> . . . . .	251
A.2	<i>Particle Swarm Optimization</i> . . . . .	252
A.3	<i>Cuckoo Search via Lévy Flights</i> . . . . .	253
<b>B</b>	<b>Redes Neurais</b>	<b>257</b>
B.1	Redes Neurais Enquadramento . . . . .	257
B.2	Algoritmo proposto . . . . .	260
<b>C</b>	<b>Modulação Matemática de conversores DC/DC não isolados</b>	<b>263</b>
C.1	Conversor <i>Boost</i> . . . . .	263
C.2	Conversor <i>Buck-Boost</i> . . . . .	267
C.3	Conversor SEPIC . . . . .	270
C.4	Conversor <i>interleaved Dc/Dc</i> . . . . .	275
<b>D</b>	<b>Topologias de conversores DC/AC não isolados</b>	<b>283</b>
D.1	Topologia sem isolamento HERIC . . . . .	283
D.2	Topologia sem isolamento H6 . . . . .	284
D.3	Topologia sem isolamento FB-ZVR . . . . .	286

D.4	Topologia sem isolamento NPC . . . . .	287
<b>E</b>	<b>Funções Implementadas na Unidade Principal e Auxiliar de Controlo</b>	<b>291</b>
E.1	Função Identificação . . . . .	291
E.2	Função <i>Scan</i> Tensão . . . . .	292
E.3	Função <i>Scan</i> Temperatura . . . . .	293
E.4	Função <i>Set Pwm</i> . . . . .	294
E.5	Função Balanceamento . . . . .	295
E.6	Função <i>Get Trama Pwm</i> . . . . .	296
E.7	Função <i>Get Trama Balance Time Register</i> . . . . .	297
E.8	Função <i>Get Trama Balance Status Register</i> . . . . .	297
<b>F</b>	<b>Modelação Matemática das Unidades que constituem um Sistemas Híbridos</b>	<b>299</b>
F.1	Produção Solar . . . . .	299
F.2	Produção Eólica . . . . .	299
F.2.1	Curva de Potência . . . . .	299
F.2.2	Coeficiente de Potência . . . . .	302
F.3	Sistema de Armazenamento - Baterias . . . . .	303
F.3.1	Modelo Cinético de KiBaM ( <i>Kinetic Battery Model</i> ) . . . . .	304
F.4	Hídrica com Bombagem . . . . .	306
F.5	Conversores . . . . .	307

# Lista de Figuras

Figura 2.1	Representação de um painel fotovoltaico. . . . .	6
Figura 2.2	Curva Tensão - Corrente de uma célula fotovoltaica. . . . .	6
Figura 2.3	Modelo matemático a um díodo de uma célula fotovoltaica. . . . .	7
Figura 2.4	Curva Tensão - Corrente de uma célula fotovoltaica. . . . .	8
Figura 2.5	Modelo matemático de <i>Bishop</i> de uma célula fotovoltaica. . . . .	9
Figura 2.6	Representação gráfica dos principais pontos de funcionamento de um painel fotovoltaico. . . . .	10
Figura 2.7	Fluxograma do método de <i>Newton - Raphson</i> . . . . .	17
Figura 2.8	Curva característica Tensão - Corrente. . . . .	18
Figura 2.9	Curva característica Tensão - Potência. . . . .	18
Figura 2.10	Curvas Tensão - Corrente obtidas com diferentes níveis de irradiância. . .	19
Figura 2.11	Curvas Tensão - Potência obtidas com diferentes níveis de irradiância. . .	20
Figura 2.12	Curvas Tensão - Corrente obtidas com diferentes níveis de temperatura. .	20
Figura 2.13	Curvas Tensão - Potência obtidas com diferentes níveis de temperatura. .	21
Figura 2.14	Curva Tensão - Corrente obtida na condição de funcionamento NOCT. . . .	22
Figura 2.15	Curva Tensão - Potência obtida na condição de funcionamento NOCT. . . .	22
Figura 2.16	Associação em série de células sem díodo de <i>bypass</i> . . . . .	23
Figura 2.17	Associação em série de células com díodo de <i>bypass</i> . . . . .	24
Figura 2.18	Representação gráfica de um painel sujeito a diferentes níveis de irradiância.	25
Figura 2.19	Curva Tensão - Corrente com díodo de <i>Bypass</i> com diferentes níveis de irradiância. . . . .	26
Figura 2.20	Curva Tensão - Potencia com díodo de <i>Bypass</i> com diferentes níveis de irradiância. . . . .	26
Figura 2.21	Curvas Tensão - Corrente obtidas pelos diferentes algoritmos. . . . .	29
Figura 2.22	Curvas Tensão - Potência obtidas pelos diferentes algoritmos. . . . .	29
Figura 2.23	Variação da potência máxima em função das resistências $R_p$ e $R_s$ . . . . .	31
Figura 2.24	Variação da potência máxima em função dos parâmetros $R_s$ , $R_p$ e $m$ . . . . .	33
Figura 2.25	Variação da potência máxima em função dos parâmetros $R_s$ , $R_p$ e $m$ . . . . .	33
Figura 3.1	Curva Tensão - Potência de um painel fotovoltaico com diferentes níveis de irradiância. . . . .	35
Figura 3.2	Topologia de controlo do algoritmo perturba e observa com e sem realimentação. . . . .	36
Figura 3.3	Curva Tensão - Potência de um painel fotovoltaico. . . . .	37
Figura 3.4	Fluxograma do algoritmo perturba e observa com realimentação da tensão. .	38
Figura 3.5	Fluxograma do algoritmo perturba e observa sem realimentação. . . . .	38
Figura 3.6	Representação da derivada da potência em relação à tensão. . . . .	40
Figura 3.7	Fluxograma do algoritmo condutância incremental com realimentação. . . .	41
Figura 3.8	Fluxograma do algoritmo condutância incremental sem realimentação. . . .	41
Figura 3.9	Fluxograma do algoritmo Tensão constante. . . . .	42
Figura 3.10	Fluxograma do algoritmo corrente de curto-circuito. . . . .	43
Figura 3.11	Topologia do algoritmo <i>Dc link droop control</i> . . . . .	43
Figura 3.12	Topologia de controlo do algoritmo <i>TEODI</i> . . . . .	44

Figura 3.13 Representação em blocos da topologia utilizada. . . . .	45
Figura 3.14 Fonte programável DC SL 500-5.2. . . . .	46
Figura 3.15 Sistema de aquisição desenvolvido. . . . .	47
Figura 3.16 Circuito de disparo desenvolvido. . . . .	47
Figura 3.17 Controlador PID <i>anti-windup</i> . . . . .	48
Figura 3.18 Diagrama de blocos da malha de controlo da tensão. . . . .	49
Figura 3.19 Modelo matemático do conversor <i>boost</i> com um controlador PI. . . . .	49
Figura 3.20 Resposta do sistema para diferentes tensões de referência. . . . .	50
Figura 3.21 Resposta do índice de modulação para diferentes tensões de referência. . . . .	50
Figura 3.22 Resposta experimental do conversor <i>boost</i> para diferentes tensões de referência. . . . .	51
Figura 3.23 Resposta experimental do conversor <i>boost</i> para uma tensão de referência de 40 V. . . . .	51
Figura 3.24 Frequência de comutação do conversor <i>boost</i> . . . . .	52
Figura 3.25 Curvas características corrente - potência dos perfis do grupo 1. . . . .	53
Figura 3.26 Curvas características tensão - potência dos perfis do grupo 2. . . . .	53
Figura 3.27 Diagrama temporal do conversor analógico digital AD7367. . . . .	54
Figura 3.28 Fluxograma do algoritmo perturba e observa implementado no microcontrolador. . . . .	54
Figura 3.29 Utilização do <i>cpu</i> nas diversas interrupções implementadas. . . . .	55
Figura 3.30 Resposta do algoritmo para o par tensão-corrente. . . . .	56
Figura 3.31 Evolução da potência. . . . .	56
Figura 3.32 Evolução dos erros da corrente, tensão e potência. . . . .	57
Figura 3.33 Variação da corrente em torno do ponto de máxima potência. . . . .	57
Figura 3.34 Representação gráfica dos diversos pontos na curva característica tensão-potência. . . . .	58
Figura 3.35 Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-corrente. . . . .	58
Figura 3.36 Resposta do algoritmo para o par tensão-corrente. . . . .	59
Figura 3.37 Evolução da potência. . . . .	59
Figura 3.38 Evolução dos erros da corrente, tensão e potência. . . . .	60
Figura 3.39 Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-potência. . . . .	61
Figura 3.40 Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-corrente. . . . .	61
Figura 3.41 Resposta do algoritmo para o par tensão-corrente. . . . .	62
Figura 3.42 Evolução da potência. . . . .	62
Figura 3.43 Evolução dos erros da corrente, tensão e potência. . . . .	63
Figura 3.44 Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-potência. . . . .	63
Figura 3.45 : Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-corrente. . . . .	64
Figura 3.46 Resposta do algoritmo para o par tensão-corrente. . . . .	65
Figura 3.47 Evolução da potência. . . . .	65
Figura 3.48 Evolução dos erros da corrente, tensão e potência. . . . .	66
Figura 3.49 Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-corrente. . . . .	66

Figura 3.50 Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-potência. . . . .	67
Figura 3.51 Resposta do algoritmo para o par tensão-corrente. . . . .	68
Figura 3.52 Evolução da potência. . . . .	68
Figura 3.53 Evolução dos erros da corrente, tensão e potência. . . . .	69
Figura 3.54 Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-corrente. . . . .	69
Figura 3.55 Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-potência. . . . .	70
Figura 3.56 Resposta do algoritmo para o par tensão-corrente. . . . .	71
Figura 3.57 Evolução da potência. . . . .	71
Figura 3.58 Evolução dos erros da corrente, tensão e potência. . . . .	72
Figura 3.59 Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-corrente. . . . .	72
Figura 3.60 Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-potência. . . . .	73
Figura 3.61 Fluxograma do algoritmo enxame de partículas implementado no microcontrolador. . . . .	74
Figura 3.62 Fluxograma da rotina de interrupção PSO. . . . .	74
Figura 3.63 Resposta do algoritmo para o par tensão-corrente. . . . .	75
Figura 3.64 Evolução da potência. . . . .	76
Figura 3.65 Evolução dos erros da corrente, tensão e potência. . . . .	76
Figura 3.66 Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-corrente. . . . .	77
Figura 3.67 Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-potência. . . . .	77
Figura 3.68 Resposta do algoritmo para o par tensão-corrente. . . . .	78
Figura 3.69 Evolução da potência. . . . .	78
Figura 3.70 Evolução dos erros da corrente, tensão e potência. . . . .	79
Figura 3.71 Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-corrente. . . . .	79
Figura 3.72 Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-potência. . . . .	80
Figura 3.73 Resposta do algoritmo para o par tensão-corrente. . . . .	80
Figura 3.74 Evolução da potência. . . . .	81
Figura 3.75 Evolução dos erros da corrente, tensão e potência. . . . .	81
Figura 3.76 Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-corrente. . . . .	82
Figura 3.77 Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-potência. . . . .	82
Figura 4.1 Configuração centralizada. . . . .	83
Figura 4.2 Configuração por <i>strings</i> . . . . .	84
Figura 4.3 Configuração <i>multistring</i> . . . . .	84
Figura 4.4 Configuração microinversora. . . . .	85
Figura 4.5 Topologias isoladas com transformador em alta frequência. . . . .	85
Figura 4.6 Topologia isolada com transformador em baixa frequência. . . . .	85

Figura 4.7	Topologias sem isolamento com um estágio de conversão, na direita topologia <i>antiparallel buck-boost inverter</i> e na esquerda topologia <i>Karschny</i> . . . . .	86
Figura 4.8	Topologia clássica em ponte completa. . . . .	86
Figura 4.9	Modulação SPWM Unipolar. . . . .	87
Figura 4.10	Modulação SPWM Bipolar. . . . .	87
Figura 4.11	Capacidades Parasitas [54]. . . . .	88
Figura 4.12	Representação das correntes de fuga em modo comum. . . . .	88
Figura 4.13	Topologia sem isolamento H5. . . . .	89
Figura 4.14	Estratégia de modulação híbrida da topologia sem isolamento H5. . . . .	89
Figura 4.15	Simetria e assimetria de comutações. . . . .	90
Figura 4.16	Etapas de condução da topologia sem isolamento H5. . . . .	90
Figura 4.17	Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização sem realimentação ZCD. . . . .	91
Figura 4.18	Diagrama de blocos do algoritmo <i>Phase-Locked Loop</i> (PLL). . . . .	92
Figura 4.19	Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização híbrido ZCD - PLL. . . . .	93
Figura 4.20	Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL com filtro <i>notch</i> . . . . .	93
Figura 4.21	Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL com filtros adaptativos. . . . .	94
Figura 4.22	Diagrama de blocos de um filtro adaptativo de primeira ordem com o algoritmo de otimização LMS. . . . .	94
Figura 4.23	Diagrama de blocos de um filtro adaptativo de segunda ordem com o algoritmo de otimização LMS. . . . .	95
Figura 4.24	Diagrama de blocos linearizado do PLL. . . . .	95
Figura 4.25	Resposta ao degrau do sistema para diferentes tempos de estabelecimento. . . . .	96
Figura 4.26	Resposta em frequência do filtro <i>notch</i> . . . . .	97
Figura 4.27	Resposta no tempo do algoritmo de sincronização PLL com filtro <i>notch</i> , quando submetido a um salto de fase de $\frac{\pi}{2}$ . . . . .	98
Figura 4.28	Resposta no tempo do algoritmo de sincronização PLL com filtro <i>notch</i> , quando submetido a várias componentes harmônicas. . . . .	98
Figura 4.29	Resposta no tempo do algoritmo de sincronização PLL com filtro <i>notch</i> , quando submetido a flutuações da tensão da rede elétrica. . . . .	99
Figura 4.30	Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL com base num sistema ortogonal. . . . .	100
Figura 4.31	Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL, com base num sistema ortogonal, criado com um atraso de $\frac{T}{4}$ . . . . .	100
Figura 4.32	Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL, com base num sistema ortogonal, criado com a transformada de <i>Hilbert</i> . . . . .	100
Figura 4.33	Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL, com base num sistema ortogonal criado, com um filtro passa baixo de segunda ordem. . . . .	101
Figura 4.34	Sistema ortogonal criado com um filtro passa baixo, de primeira ordem (direita) e com recurso a um filtro passa-tudo (esquerda). . . . .	101
Figura 4.35	Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL com base num sistema ortogonal criado com a transformada inversa de <i>Park</i> . . . . .	101
Figura 4.36	Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL com base no arco tangente. . . . .	102
Figura 4.37	Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização SOGI-PLL. . . . .	102
Figura 4.38	Resposta em frequência da função transferência $H_{\alpha}(s)$ para diferentes valores de $k$ . . . . .	103

Figura 4.39 Resposta em frequência da função transferência $H_{\beta}(s)$ para diferentes valores de $k$ . . . . .	103
Figura 4.40 Resposta no tempo do algoritmo de sincronização SOGI-PLL, quando submetido a um salto de fase de $\frac{\pi}{2}$ . . . . .	104
Figura 4.41 Resposta no tempo do algoritmo de sincronização SOGI-PLL, quando submetido a várias componentes harmónicas. . . . .	105
Figura 4.42 Evolução das componentes do eixo estacionário do algoritmo SOGI. . . . .	105
Figura 4.43 Resposta no tempo do algoritmo de sincronização SOGI-PLL, quando submetido a flutuações da tensão da rede eléctrica. . . . .	106
Figura 4.44 Evolução das componentes do eixo síncrono do algoritmo de sincronização SOGI-PLL, quando este submetido a flutuações da tensão da rede eléctrica. . . . .	106
Figura 4.45 Principais malhas de controlo associadas a um conversor DC/AC interligado com a rede eléctrica. . . . .	107
Figura 4.46 Diagrama de blocos do controlador de corrente por banda de histerese no referencial estacionário. . . . .	108
Figura 4.47 Diagrama de blocos do controlador de corrente PR. . . . .	108
Figura 4.48 Comparação das respostas em frequência dos controladores PI e PR, com $k_p = 1$ e $k_i = 100$ . . . . .	109
Figura 4.49 Comparação das respostas em frequência dos controladores PR não ideal discreto e contínuo com $k_p = 1$ , $k_r = 100$ e $\omega_c = 0.1$ . . . . .	110
Figura 4.50 Diagrama de blocos dos controladores PR+HC. . . . .	110
Figura 4.51 Resposta em frequência dos controladores PR+HC com $k_p = 1$ , $k_r = 30$ , $k_{ih} = 10$ , $\omega_c = 0.1$ e $h = 3, 5$ . . . . .	111
Figura 4.52 Representação da equação diferencial 4.53 sobre o referencial síncrono. . . . .	112
Figura 4.53 Diagrama de blocos do controlador de corrente PI no referencial síncrono. . . . .	112
Figura 4.54 Diagrama de blocos do algoritmo de controlo Dc <i>Link</i> . . . . .	113
Figura 4.55 Diagrama de blocos em malha fechada do controlador de corrente PR. . . . .	113
Figura 4.56 Representação dos diferentes filtros para a interligação do conversor com a rede eléctrica. . . . .	114
Figura 4.57 Filtros <i>LC</i> com amortecimento passivo série (esquerda) e paralelo (direita). . . . .	115
Figura 4.58 Resposta em frequência dos filtros LC com e sem amortecimento série e paralelo, com $L = 5$ mH, $C = 10$ $\mu$ F, $C_{dp} = 4C$ , $R_{dp} = R_{ds} = \sqrt{\frac{L}{C}}$ e $L_{ds} = \frac{2L}{15}$ . . . . .	116
Figura 4.59 Filtros <i>LCL</i> com amortecimento passivo série (esquerda) e paralelo (direita). . . . .	117
Figura 4.60 Resposta em frequência dos filtros <i>LCL</i> com e sem amortecimento, com $L_1 = L_2 = 5$ mH e $C = 10$ $\mu$ F. . . . .	117
Figura 4.61 Lugar geométrico das raízes do sistema em função de $k_p$ e $k_i$ . . . . .	118
Figura 4.62 Estrutura do controlador de corrente PR atuando apenas num dos eixos do referencial estacionário. . . . .	119
Figura 4.63 Evolução da resposta do controlador PR. . . . .	119
Figura 4.64 Evolução da corrente injetada e da tensão da rede eléctrica. . . . .	120
Figura 4.65 Evolução da tensão aplicada ao filtro LCL (tensão virtual do lado do conversor). . . . .	120
Figura 4.66 Estrutura do controlador de corrente PR atuando em ambos os eixos do referencial estacionário. . . . .	121
Figura 4.67 Evolução da resposta do controlador PR no eixo estacionário <i>alfa</i> . . . . .	122
Figura 4.68 Evolução da resposta do controlador PR no eixo estacionário <i>beta</i> . . . . .	122

Figura 4.69	Evolução do erro da resposta do controlador PR no eixo estacionário <i>alfa</i> .	124
Figura 4.70	Evolução da corrente injetada e da tensão da rede elétrica.	125
Figura 4.71	Evolução do erro da resposta do controlador PR no eixo estacionário <i>alfa</i> .	125
Figura 4.72	Evolução do erro da resposta do controlador PR no eixo estacionário <i>beta</i> .	126
Figura 4.73	Diagrama de blocos em malha fechada do controlador de corrente PI.	126
Figura 4.74	Lugar geométrico das raízes do sistema em função de $k_p$ e $k_i$ .	127
Figura 4.75	Estrutura do controlador de corrente PI no referencial síncrono.	127
Figura 4.76	Evolução da corrente injetada e da tensão da rede elétrica.	128
Figura 4.77	Evolução da resposta do controlador PI no eixo direto.	128
Figura 4.78	Evolução da resposta do controlador PI no eixo quadratura.	129
Figura 4.79	Evolução do erro da corrente no eixo direto.	130
Figura 4.80	Evolução do erro da corrente no eixo em quadratura.	130
Figura 4.81	Evolução da corrente injetada e da tensão da rede elétrica.	131
Figura 4.82	Estrutura de controlo de um sistema fotovoltaico interligado com a rede elétrica.	131
Figura 4.83	Curvas V-I e V-P obtidas com diferentes níveis de irradiância do painel <i>Suntech Power STP270-24/Vb</i> .	132
Figura 4.84	Curvas V-I e V-P obtidas com diferentes níveis de irradiância da matriz fotovoltaica.	132
Figura 4.85	Evolução do perfil de irradiância aplicado ao sistema.	133
Figura 4.86	Evolução da corrente injetada e da tensão da rede elétrica.	134
Figura 4.87	Evolução da referência de corrente determinada pelo controlador de tensão PI.	134
Figura 4.88	Evolução da corrente injetada e da tensão da rede elétrica.	135
Figura 4.89	Evolução da tensão do barramento dc.	135
Figura 5.1	Metodologias de balanceamento.	138
Figura 5.2	Metodologia de balanceamento <i>switched shunt resistor</i> : a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.	139
Figura 5.3	Metodologia de balanceamento <i>switched capacitor</i> : a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.	140
Figura 5.4	Metodologia de balanceamento <i>double tiered switched capacitor</i> : a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.	140
Figura 5.5	Metodologia de balanceamento <i>single switched capacitor</i> : a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.	141
Figura 5.6	Metodologia de balanceamento <i>series-parallel switched capacitor</i> : a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.	142
Figura 5.7	Metodologia de balanceamento <i>multi-winding transformer</i> : a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.	143
Figura 5.8	Metodologia de balanceamento <i>multiple transformer</i> : a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.	143
Figura 5.9	Metodologia de balanceamento <i>single switched transformer</i> : a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.	144
Figura 5.10	Metodologia de balanceamento com base no conversor DC-DC isolado <i>dual active bridge</i> : a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.	145
Figura 5.11	Metodologia de balanceamento com base no conversor Dc/Dc não isolado <i>buck-boost</i> : a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.	146

Figura 5.12 Metodologia de balanceamento com base no conversor Dc/Dc não isolado <i>cuk</i> : a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia. . . . .	146
Figura 5.13 Principais metodologias de carregamento. . . . .	147
Figura 5.14 Método de carregamento CC/CV. . . . .	148
Figura 5.15 Algoritmo de carregamento <i>Multistage</i> . . . . .	148
Figura 5.16 Algoritmo de carregamento a) VFPC e b) VDPC. . . . .	149
Figura 5.17 Representação em blocos da topologia utilizada. . . . .	150
Figura 5.18 Circuito elétrico dos dispositivos que formam a cadeia. . . . .	151
Figura 5.19 Exemplo do procedimento de comunicação entre o sistema auxiliar de con- trole e uma cadeia formada com 3 dispositivos. . . . .	152
Figura 5.20 Representação global do circuito de balanceamento. . . . .	152
Figura 5.21 Representação detalhada do circuito de balanceamento de cada disposi- tivo, com $R_b = 33\Omega$ , $R_d = 100k\Omega$ , $R_g = 10k\Omega$ , $R_f = 1k\Omega$ , $C_f = 22nF$ e $C_{ds} = 10\mu F$ .	153
Figura 5.22 Representação do circuito elétrico do sistema de aquisição da temperatura desenvolvido. . . . .	153
Figura 5.23 Sistema comando do circuito de potência desenvolvido. . . . .	154
Figura 5.24 Hardware desenvolvido. . . . .	154
Figura 5.25 Representação gráfica da metodologia de balanceamento implementada. .	156
Figura 5.26 Fluxograma do programa implementado na unidade auxiliar de controle. .	158
Figura 5.27 Fluxograma do programa implementado na unidade principal de controle - Primeiro Segmento. . . . .	159
Figura 5.28 Fluxograma do programa implementado na unidade principal de controle - Segundo Segmento. . . . .	160
Figura 5.29 Fluxograma do programa implementado na unidade principal de controle - Terceiro Segmento. . . . .	161
Figura 5.30 Fluxograma do programa implementado na unidade principal de controle - Quarto Segmento. . . . .	162
Figura 5.31 Perfil de corrente para ambos os casos de estudo. . . . .	162
Figura 5.32 Evolução do erro da tensão durante o carregamento, para ambos os casos de estudo. . . . .	163
Figura 5.33 Evolução da tensão das células durante o carregamento, para ambos os casos de estudo. . . . .	163
Figura 5.34 Perfil de tensão por célula vs. critério de paragem. A linha vermelha representa a tensão média e a região cinzenta representa a tensão média $\pm$ o desvio padrão. . . . .	164
Figura 5.35 Erro de corrente para ambos os casos de estudo. . . . .	165
Figura 5.36 Perfil de corrente para ambos os casos de estudo. . . . .	165
Figura 5.37 Perfil de tensão por célula vs. critério de paragem. A linha vermelha representa a tensão média e a região cinzenta representa a tensão média $\pm$ o desvio padrão. . . . .	166
Figura 5.38 Evolução do gradiente de temperatura para ambos os casos de estudo. . .	166
Figura 6.1 Ilustração das diversas técnicas aplicadas na previsão da demanda elétrica.	169
Figura 6.2 Diagramas de extremos e quartis com a distribuição mensal da demanda. .	171
Figura 6.3 Diagramas de extremos e quartis com a distribuição horária da demanda - segunda-feira. . . . .	172

Figura 6.4	Diagramas de extremos e quartis com a distribuição horária da demanda - terça-feira. . . . .	172
Figura 6.5	Diagramas de extremos e quartis com a distribuição horária da demanda - quarta-feira. . . . .	172
Figura 6.6	Diagramas de extremos e quartis com a distribuição horária da demanda - quinta-feira. . . . .	173
Figura 6.7	Diagramas de extremos e quartis com a distribuição horária da demanda - sexta-feira. . . . .	173
Figura 6.8	Diagramas de extremos e quartis com a distribuição horária da demanda - sábado. . . . .	173
Figura 6.9	Diagramas de extremos e quartis com a distribuição horária da demanda - domingo. . . . .	174
Figura 6.10	MAPE mensal do modelo de previsão da demanda utilizado pela REN. . . .	175
Figura 6.11	MAPE diário do modelo de previsão da demanda utilizado pela REN. . . .	175
Figura 6.12	Melhor MAPE diário alcançado no dia 17-10-2015 pelo modelo de previsão da demanda (REN). . . . .	175
Figura 6.13	Pior MAPE diário alcançado no dia 6-4-2015 pelo modelo de previsão da demanda (REN). . . . .	176
Figura 6.14	Auto correlação parcial (PACF) da série temporal da demanda. . . . .	176
Figura 6.15	Representação da construção dos vetores de entrada e saída através da técnica <i>sliding window</i> . . . . .	177
Figura 6.16	Evolução do MAPE diário referente ao mês outubro alcançado pelo modelo proposto. . . . .	178
Figura 6.17	Evolução do MAPE diário referente ao mês Novembro alcançado pelo modelo proposto. . . . .	178
Figura 6.18	Melhor MAPE diário alcançado pelo modelo proposto. . . . .	179
Figura 6.19	Pior MAPE diário alcançado pelo modelo proposto. . . . .	179
Figura 6.20	Diagramas de extremos e quartis com a distribuição mensal dos preços de energia elétrica. . . . .	181
Figura 6.21	Diagrama de extremos e quartis da distribuição horária dos preços de energia elétrica - segunda-feira. . . . .	181
Figura 6.22	Diagrama de extremos e quartis da distribuição horária dos preços de energia elétrica - terça-feira. . . . .	182
Figura 6.23	Diagrama de extremos e quartis da distribuição horária dos preços de energia elétrica - quarta-feira. . . . .	182
Figura 6.24	Diagrama de extremos e quartis da distribuição horária dos preços de energia elétrica - quinta-feira. . . . .	183
Figura 6.25	Diagrama de extremos e quartis da distribuição horária dos preços de energia elétrica - sexta-feira. . . . .	183
Figura 6.26	Diagrama de extremos e quartis com a distribuição horária dos preços de energia elétrica - sábado. . . . .	184
Figura 6.27	Diagrama de extremos e quartis da distribuição horária dos preços de energia elétrica - domingo. . . . .	184
Figura 6.28	Número de horas em percentagem em que ocorreu separação de mercados. . . . .	185
Figura 6.29	Representação da estruturação da curva de procura. . . . .	186
Figura 6.30	Representação da estruturação da curva de oferta. . . . .	187

Figura 6.31 Curvas de agregação de oferta e procura, referentes ao dia 13-02-2014 pelas 11 horas. . . . .	188
Figura 6.32 Curvas de agregação de oferta e procura, referentes ao dia 27-10-2015 pelas 14 horas. . . . .	188
Figura 6.33 Previsão da produção de energia eólica e solar para um horizonte temporal de 24 horas de Portugal e Espanha. . . . .	189
Figura 6.34 Auto correlação parcial (PACF) da série temporal com os preços de energia elétrica. . . . .	190
Figura 6.35 Representação da construção dos vetores de entrada e saída através da técnica <i>sliding window</i> . . . . .	190
Figura 6.36 Evolução do MAPE diário referente ao mês de setembro alcançado pelo modelo proposto. . . . .	191
Figura 6.37 Evolução do MAPE diário referente ao mês de outubro alcançado pelo modelo proposto. . . . .	192
Figura 6.38 Evolução do MAPE diário referente ao mês de novembro alcançado pelo modelo proposto. . . . .	192
Figura 6.39 Evolução do MAPE diário referente ao mês de dezembro alcançado pelo modelo proposto. . . . .	193
Figura 6.40 Melhor MAPE diário alcançado pelo modelo proposto. . . . .	193
Figura 6.41 Pior MAPE diário alcançado pelo modelo proposto. . . . .	194
Figura 6.42 Valor médio diário dos preços de energia elétrica reais e previstos. . . . .	194
Figura 7.1 Arquitetura com acoplamento DC. . . . .	196
Figura 7.2 Arquitetura com acoplamento AC. . . . .	197
Figura 7.3 Arquitetura com acoplamento híbrido. . . . .	197
Figura 7.4 Tecnologias de armazenamento em função dos níveis de maturidade e investimento inicial. . . . .	198
Figura 7.5 Capacidade instalada em função da tecnologia de armazenamento. . . . .	199
Figura 7.6 Tecnologias de armazenamento em função da sua autonomia. . . . .	199
Figura 7.7 Representação de um sistema centralizado. . . . .	200
Figura 7.8 Representação de um sistema descentralizado. . . . .	200
Figura 7.9 Representação de um sistema híbrido. . . . .	201
Figura 7.10 Representação de um sistema híbrido hierárquico. . . . .	201
Figura 7.11 Representação da arquitetura do sistema híbrido proposto. . . . .	204
Figura 7.12 Ilustração da estrutura de controlo do sistema proposto. . . . .	204
Figura 7.13 Perfil da demanda e das tecnologias de produção solar e eólica, para um horizonte temporal de 168 horas, com $SOC_b = 1$ e $SOC_h = 1$ . . . . .	208
Figura 7.14 Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com $\phi(k) < 0$ , $SOC_b = 1$ e $SOC_h = 1$ . . . . .	209
Figura 7.15 Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com $\phi(k) > 0$ , $SOC_b = 1$ e $SOC_h = 1$ . . . . .	209
Figura 7.16 Evolução do $SOC_b$ e $SOC_h$ para um horizonte temporal de 168 horas. . . . .	210
Figura 7.17 <i>Mix</i> das tecnologias resultante da estratégia de operação, para um horizonte temporal de 168 horas, com $SOC_b = 1$ e $SOC_h = 1$ . . . . .	210
Figura 7.18 Perfil da demanda elétrica e das tecnologias de produção solar e eólica, para um horizonte temporal de 168 horas, com $SOC_b = 0.5$ e $SOC_h = 1$ . . . . .	211

Figura 7.19 Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com $\phi(k) < 0$ , $SOC_b = 0.5$ e $SOC_h = 1$ . . . . .	212
Figura 7.20 Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com $\phi(k) > 0$ , $SOC_b = 0.5$ e $SOC_h = 1$ . . . . .	212
Figura 7.21 Evolução do $SOC_b$ e $SOC_h$ obtido para um horizonte temporal de 168 horas.	213
Figura 7.22 Mix das tecnologias resultante da estratégia de operação, para um hori- zonte temporal de 168 horas, com $SOC_b = 0.5$ e $SOC_h = 1$ . . . . .	213
Figura 7.23 Perfil da demanda elétrica e das tecnologias de produção solar e eólica, para um horizonte temporal de 168 horas, com $SOC_b = 1$ e $SOC_h = 0.5$ . . . . .	214
Figura 7.24 Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com $\phi(k) < 0$ , $SOC_b = 1$ e $SOC_h = 0.5$ . . . . .	215
Figura 7.25 Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com $\phi(k) > 0$ , $SOC_b = 1$ e $SOC_h = 0.5$ . . . . .	215
Figura 7.26 Evolução do $SOC_b$ e $SOC_h$ obtido para um horizonte temporal de 168 horas.	216
Figura 7.27 Mix das tecnologias resultante da estratégia de operação, para um hori- zonte temporal de 168 horas, com $SOC_b = 1$ e $SOC_h = 0.5$ . . . . .	216
Figura 7.28 Perfil da demanda elétrica e das tecnologias de produção solar e eólica para um horizonte temporal de 168 horas, com $SOC_b = 0.5$ e $SOC_h = 0.5$ . . . . .	217
Figura 7.29 Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com $\phi(k) < 0$ , $SOC_b = 0.5$ e $SOC_h = 0.5$ . . . . .	218
Figura 7.30 Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com $\phi(k) > 0$ , $SOC_b = 0.5$ e $SOC_h = 0.5$ . . . . .	218
Figura 7.31 Evolução do $SOC_b$ e $SOC_h$ obtido para um horizonte temporal de 168 horas.	219
Figura 7.32 Mix das tecnologias que resultou da estratégia de operação, para um hori- zonte temporal de 168 horas, com $SOC_b = 0.5$ e $SOC_h = 0.5$ . . . . .	219
Figura 7.33 Perfil da demanda elétrica e das tecnologias de produção solar e eólica, para um horizonte temporal de 168 horas, com $SOC_b = 0.2$ e $SOC_h = 0.2$ . . . . .	220
Figura 7.34 Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com $\phi(k) < 0$ , $SOC_b = 0.2$ e $SOC_h = 0.2$ . . . . .	220
Figura 7.35 Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com $\phi(k) > 0$ , $SOC_b = 0.2$ e $SOC_h = 0.2$ . . . . .	221
Figura 7.36 Evolução do $SOC_b$ e $SOC_h$ para um horizonte temporal de 168 horas. . . . .	221
Figura 7.37 Mix das tecnologias que resultou da estratégia de operação, para um hori- zonte temporal de 168 horas, com $SOC_b = 0.2$ e $SOC_h = 0.2$ . . . . .	222
Figura 7.38 Perfil da demanda elétrica e das tecnologias de produção solar e eólica, para um horizonte temporal de 672 horas, com $SOC_b = 0.2$ e $SOC_h = 0.2$ . . . . .	223
Figura 7.39 Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 672 horas, com $\phi(k) < 0$ , $SOC_b = 0.2$ e $SOC_h = 0.2$ . . . . .	224
Figura 7.40 Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 672 horas, com $\phi(k) > 0$ , $SOC_b = 0.2$ e $SOC_h = 0.2$ . . . . .	224
Figura 7.41 Evolução do $SOC_b$ e $SOC_h$ obtido para um horizonte temporal de 672 horas.	225
Figura 7.42 Mix das tecnologias que resultou da estratégia de operação, para um hori- zonte temporal de 672 horas, com $SOC_b = 0.2$ e $SOC_h = 0.2$ . . . . .	225
Figura A.1 Representação gráfica da evolução das partículas. . . . .	252
Figura A.2 Diferentes topologias do algoritmo enxame de partículas. . . . .	253

Figura B.1	Arquitetura de rede <i>Multilayer Perceptron</i> (MLP).	257
Figura B.2	Arquitetura detalhada da rede <i>Multilayer Perceptron</i> (MLP).	257
Figura B.3	Arquitetura de rede TLFNN ( <i>Time Lagged Feedforward Neural Network</i> ).	258
Figura B.4	Arquitetura detalhada da rede de <i>Elman</i> .	258
Figura B.5	Arquitetura detalhada da rede de <i>Jordan</i> .	258
Figura C.1	Circuito elétrico e de controlo do conversor <i>boost</i> .	263
Figura C.2	Etapas de condução do conversor <i>boost</i> funcionando em modo contínuo.	263
Figura C.3	Variação do ganho em função do parâmetro $r_c$ , com $r_L = 0.5\Omega$ .	266
Figura C.4	Variação do ganho em função do parâmetro $r_L$ , com $r_c = 0.05\Omega$ .	266
Figura C.5	Circuito elétrico e de controlo do conversor <i>Buck-Boost</i> .	267
Figura C.6	Etapas de condução do conversor <i>Buck-Boost</i> funcionando em modo contínuo.	267
Figura C.7	Variação do ganho em função do parâmetro $r_c$ , com $r_L = 0.5\Omega$ .	269
Figura C.8	Variação do ganho em função do parâmetro $r_L$ , com $r_c = 0.05\Omega$ .	270
Figura C.9	Circuito elétrico e de controlo do conversor Sepic.	270
Figura C.10	Etapas de condução do conversor Sepic funcionando em modo contínuo.	270
Figura C.11	Variação do ganho em função do parâmetro $r_{c1}$ , com $r_{L1}$ , $r_{L2}$ , e $r_{c2} = 0.1\Omega$ .	273
Figura C.12	Variação do ganho em função do parâmetro $r_{c2}$ , com $r_{L1}$ , $r_{L2}$ , e $r_{c1} = 0.1\Omega$ .	274
Figura C.13	Variação do ganho em função do parâmetro $r_{L1}$ , com $r_{L2}$ , $r_{c2}$ , e $r_{c1} = 0.1\Omega$ .	274
Figura C.14	Variação do ganho em função do parâmetro $r_{L2}$ , com $r_{L1}$ , $r_{c2}$ , e $r_{c1} = 0.1\Omega$ .	275
Figura C.15	Diagrama de blocos do conversor <i>Interleaved</i> .	275
Figura C.16	Circuito elétrico e de controlo do conversor <i>two - phase interleaved boost</i> .	276
Figura C.17	Etapas de condução do conversor <i>two - phase interleaved boost</i> funcionando em modo contínuo.	276
Figura C.18	Variação do ganho em função do parâmetro $r_{L1}$ , com $r_{L2} = 0.1\Omega$ e $r_c = 0.1\Omega$ .	280
Figura C.19	Variação do ganho em função do parâmetro $r_{L2}$ , com $r_{L1} = 0.1\Omega$ e $r_c = 0.1\Omega$ .	280
Figura C.20	Variação do ganho em função do parâmetro $r_c$ , com $r_{L1} = 0.1\Omega$ e $r_{L2} = 0.1\Omega$ .	281
Figura D.1	Topologia sem isolamento HERIC.	283
Figura D.2	Estratégia de modulação da topologia sem isolamento HERIC.	283
Figura D.3	Etapas de condução da topologia sem isolamento HERIC.	284
Figura D.4	Topologia sem isolamento H6.	284
Figura D.5	Estratégia de modulação da topologia sem isolamento H6.	285
Figura D.6	Etapas de condução da topologia sem isolamento H6.	285
Figura D.7	Topologia H6.5 (lado esquerdo) e topologia H5.6 (lado direito).	286
Figura D.8	Topologia sem isolamento FB-ZVR.	286
Figura D.9	Estratégia de modulação da topologia sem isolamento FB-ZVR.	287
Figura D.10	Etapas de condução da topologia sem isolamento FB-ZVR.	287
Figura D.11	Topologias <i>Neutral Point Clamped</i> (NPC) - <i>Flying Capacitor Converter</i> e <i>Cascated Full Bridge Converter</i> .	288
Figura D.12	Topologia sem isolamento NPC com díodos de fixação ao ponto neutro.	288
Figura D.13	Estratégia de modulação da topologia sem isolamento NPC com díodos de fixação ao ponto neutro.	289
Figura D.14	Etapas de condução da topologia sem isolamento NPC com díodos de fixação ao ponto neutro.	289
Figura E.1	Função Identificação implementada na unidade auxiliar de controlo.	292
Figura E.2	Função <i>Scan Tensão</i> implementada na unidade auxiliar de controlo.	293

Figura E.3	Função <i>Scan</i> Temperatura implementada na unidade auxiliar de controlo. . . . .	294
Figura E.4	Função <i>Set</i> PWM implementada na unidade auxiliar de controlo. . . . .	294
Figura E.5	Função Balanceamento implementada na unidade auxiliar de controlo. . . . .	295
Figura E.6	Função <i>Get</i> trama PWM implementada na unidade principal de controlo. . . . .	296
Figura E.7	Função <i>Get</i> trama <i>Balance Time Register</i> implementada na unidade principal de controlo. . . . .	297
Figura E.8	Função <i>Get</i> trama <i>Balance Status Register</i> implementada na unidade principal de controlo. . . . .	298
Figura F.1	Curva de potência com controlo <i>pitch</i> e com controlo <i>stall</i> . . . . .	300
Figura F.2	Curva de potência disponibilizada pelo fabricante e aproximada do aerogerador <i>Suzlon S.33/350</i> . . . . .	301
Figura F.3	Característica do coeficiente de potência. . . . .	303
Figura F.4	Representação do modelo cinético de KiBaM ( <i>Kinetic Battery Model</i> ). . . . .	305
Figura F.5	Exemplo de utilização do modelo cinético de KiBaM. . . . .	305
Figura F.6	Representação de uma produção hídrica com bombagem. . . . .	306
Figura F.7	Evolução do rendimento do conversor em função da potência nominal normalizada. . . . .	308

# Lista de Tabelas

Tabela 2.1	Parâmetros do painel fotovoltaico Msx 60. . . . .	17
Tabela 2.2	Parâmetros calculados do painel fotovoltaico Msx 60. . . . .	17
Tabela 2.3	Parâmetros do painel fotovoltaico KC85T. . . . .	19
Tabela 2.4	Parâmetros calculados do painel fotovoltaico KC85T. . . . .	19
Tabela 2.5	Parâmetros do painel fotovoltaico KC85T nas condições NOCT. . . . .	21
Tabela 2.6	Parâmetros calculados pelos diferentes algoritmos. . . . .	28
Tabela 2.7	Parâmetros calculados pelos diferentes algoritmos. . . . .	30
Tabela 3.1	Principais parâmetros dos perfis do grupo 1. . . . .	45
Tabela 3.2	Principais parâmetros dos perfis do grupo 1. . . . .	52
Tabela 3.3	Principais parâmetros dos perfis do grupo 1. . . . .	52
Tabela 4.1	Valor da tensão em modo comum nas diversas etapas de condução. . . . .	90
Tabela 4.2	Expressões aproximadas para o tempo de estabelecimento de um sistema de segunda ordem. . . . .	96
Tabela 4.3	Índices de desempenho utilizados para a otimização de controladores. . . . .	123
Tabela 4.4	Resultados da simulação para o sistema representado na Figura 4.63. . . . .	124
Tabela 4.5	Resultados da simulação para o sistema representado na Figura 4.66. . . . .	124
Tabela 4.6	Resultados da simulação para o sistema representado na Figura 4.75. . . . .	129
Tabela 4.7	Resultados da simulação para o sistema da Figura 4.82. . . . .	133
Tabela 5.1	Funções implementadas na unidade auxiliar de controlo. . . . .	157
Tabela 6.1	Atrasos mais significativos para a série temporal da demanda . . . . .	177
Tabela 7.1	Tecnologias de armazenamento referenciadas na literatura. . . . .	198
Tabela 7.2	Modo de funcionamento e dimensionamento das unidades de produção e armazenamento. . . . .	203
Tabela B.1	Métodos de treino referenciados na literatura com recurso a algoritmos de inteligência artificial. . . . .	259
Tabela B.2	Métodos heurísticos referenciados na literatura. . . . .	260



# Lista de Acrónimos e Abreviaturas

ADC	Analog-to-Digital Converter;
AC	Alternating current;
ACK	Acknowledge;
AR	Autoregressive;
ANFIS	Adaptive Neuro Fuzzy Inference System;
ARIMA	Autoregressive Integrated Moving Average;
ARMA	Autoregressive Moving Average;
ARCH	Autoregressive Conditional Heteroskedasticity;
BMS	Battery Management Systems;
CC/CV	Constant-Current/Constant-Voltage;
CC	Constant Current;
CV	Constant Voltage ;
CM	Charge Mode;
CRC	Cyclic Redundancy Check;
CS	Cuckoo Search via Lévy Flights;
CRO	Chemical reaction optimization;
CLSSVM	Chaotic least squares support vector machine;
CUR	Comercializador de Último Recurso;
CMPA	Counter-Compare A Register;
CAN	Controller Area Network;
DC	Direct Current;
DC/DC	DC to DC Converter;
DOD	Depth of Discharge;
DC/AC	DC to AC Converter;
DAB	Dual active bridge;
DESA	Dependable, Efficient, Scalable Architecture;
Epwm	Enhanced Pulse Width Modulator;
EGARCH	Exponential Generalized Autoregressive Conditional Heteroskedastic;
EUPHEMIA	Pan-European Hybrid Electricity Market Integration Algorithm;
FCDM	Full Charge Detect Mode;
FB-ZVR	Full-Bridge Zero Voltage Rectifier;
GSO	Glowworm Swarm Optimization;
GPIO	Global Purpose Input/Output;
GARCH	Generalized autoregressive conditional heteroskedasticity;
HC	Harmonic Compensators;
HERIC	Highly Efficient and Reliable Inverter Concept;
I <sup>2</sup> C	Inter-Integrated Circuit;
ITAE	Integral of Time multiply Absolute Error;
KibaM	Kinetic Battery Model;
LF	Loop Filter;

LMS	Least Mean Square;
MOSFET	Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor;
MPPT	Maximum Power Point Tracker;
MPP	Maximum Power Point;
MAPE	Mean Absolute Percentage Error;
MIBEL	Mercado Ibérico de Eletricidade;
MLP	Multilayer Perceptron;
MAE	Mean Absolute Error;
NOCT	Nominal operating cell temperature;
NPC	Neutral Point Clamped;
PI	Proportional Integral Controller;
PID	Proportional Integral Derivative Controller;
PD	Phase Detector;
PR	Proportional Resonant Controller;
PLL	Phase-Locked Loop;
PRE	Produtores em Regime Especial;
PN	Semiconductor PN Junction;
PWM	Pulse Width Modulation;
PSO	Particle Swarm Optimization;
PPPE	Photovoltaic Power Profile Emulation;
PACF	Partial Autocorrelation Function;
PCR	Price Coupling of Regions;
REN	Redes Energéticas Nacionais;
REE	Red Eléctrica de España;
RAM	Random access memory;
ROM	Read only memory;
STC	Standard Test Condition;
SOGI	Second Order Generalized Integrator;
SOC	State of Charge;
SM	Search Mode;
SCI	Serial Communications Interface;
SPI	Serial Peripheral Interface;
SCPI	Standard Commands for Programmable Instruments;
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation;
TC	Trickle charge;
TLFNN	Time Lagged Feedforward Neural Network;
TBPRD	Time-Base Period Register;
TBCTL	Time-Base Control Register;
USB	Universal Serial Bus;
VCO	Voltage Controlled Oscillator;
VFPC	Variable Frequency Pulse Charge;
VDPC	Variable Duty Pulse Current;
Wp	Watt de pico;
ZCD	Zero Crossing Detector;

# Lista de Símbolos

Do alfabeto latino:

$A$	Área	$[m^2]$
$b$	Bias da camada escondida e da camada de saída	$[-]$
$C_n$	Capacidade nominal da célula	$[Ah]$
$C_{j,k}$	Custo da produção da tecnologia de produção/armazenamento $j$ no instante de tempo $k$	$[-]$
$C_{solar}$	Custo da produção da tecnologia Solar	$[-]$
$C_{wind}$	Custo da produção da tecnologia Eólica	$[-]$
$C_{rede}$	Custo da utilização rede elétrica	$[-]$
$C_i$	Capacidade do condensador $i$	$[F]$
$C_P(\lambda, \beta)$	Coefficiente de Potência	$[-]$
$C_{0,i}$	Coef. de temperatura da corrente inversa de saturação do diodo $i$	$[A/K^3]$
$c$	Fração da capacidade entre reservatórios	$[-]$
$d$	Índice de modulação	$[-]$
$d_{ij}$	Distância euclidiana entre o agente $i$ e $j$	$[-]$
$dv$	Tensão desejada (4.2)	$[V]$
$E_c$	Energia cinética	$[J]$
$E_g$	Energia na banda de passagem da junção PN	$[eV]$
$e$	Carga do elétron	$[C]$
$f_s$	Frequência de amostragem	$[Hz]$
$G$	Irradiância solar incidente	$[W/m^2]$
$G_{stc}$	Irradiância solar incidente na STC	$[W/m^2]$
$g$	Aceleração da gravidade	$[m/s^2]$
$H$	Função em degrau	$[-]$
$H_{net}$	Queda de água útil	$[m]$
$H_a$	Altura bruta da queda de água	$[m]$
$H_1$	Altura no reservatório <i>available charge</i>	$[m]$
$H_2$	Altura no reservatório <i>bound charge</i>	$[m]$
$h$	Altitude	$[m]$
$I_r$	Entradas do problema na rede neuronal	$[-]$
$I_{ph}$	Corrente Fotoelétrica	$[A]$
$I_{ph,stc}$	Corrente Fotoelétrica na STC	$[A]$
$I_{sat}$	Corrente inversa de Saturação do diodo	$[A]$
$I_{sat,stc}$	Corrente inversa de Saturação do diodo na STC	$[A]$
$I_{sc}$	Corrente de curto-circuito	$[A]$
$I_{sc,stc}$	Corrente de curto-circuito na STC	$[A]$
$I_{mpp}$	Corrente no ponto de potência máxima	$[A]$
$I_{m,i}$	Corrente do grupo de células em série por diodo de <i>bypass</i>	$[A]$
	$i$	
$I_{mpp,stc}$	Corrente no ponto de potência máxima na STC	$[A]$

$I_{by}$	Corrente inversa de Saturação do díodo <i>bypass</i>	[A]
$I_w$	Pesos correspondentes às conexões entre a camada de entrada e a escondida	[-]
$I$	Corrente	[A]
$i_{L_i}$	Corrente na bobina <i>i</i>	[A]
$J$	Tecnologia de produção/armazenamento <i>j</i>	[-]
$K_n$	Horizonte temporal de simulação	[s]
$K_{pd}$	Ganho do bloco PD	[-]
$K_{vco}$	Ganho do bloco VCO	[-]
$k_b$	Constante de Boltzman	[J/K]
$k_R$	Ganho proporcional	[-]
$k_f$	Subconjuntos mutuamente exclusivos	[-]
$k_{inv}$	Ganho do bloco inversor	[-]
$k$	Instante de tempo	[s]
$k_i$	Ganho integral	[-]
$K$	Condutância entre reservatórios	[-]
$L_w$	Pesos correspondentes às conexões entre a camada escondida e a de saída	[-]
$L(s, \lambda)$	Distribuição de Lévy	[-]
$L_i$	Indutância da bobina <i>i</i>	[H]
$L(k)$	Demanda no instante de tempo <i>k</i>	[W]
$m$	Fator de idealidade díodo	[-]
$m_m$	Massa de ar	[Kg]
$m_{stc}$	Fator de idealidade díodo na STC	[-]
$N_{string,s}$	Número de painéis fotovoltaicos em série	[-]
$N_{string,p}$	Número de painéis fotovoltaicos em paralelo	[-]
$N_h$	Número de neurónios na camada escondida	[-]
$N_i$	Número de neurónios na camada de entrada	[-]
$N$	Número de camadas escondidas	[-]
$N_o$	Número de neurónios na camada de saída	[-]
$n_r$	Dimensão do vetor de entrada	[-]
$n_p$	Número de partículas	[-]
$n_s$	Número de células fotovoltaicas em série	[-]
$n_p$	Número de células fotovoltaicas em paralelo	[-]
$n$	Número de células que constituem o <i>pack</i> de baterias	[-]
$n_{br}$	Expoente de ruptura por avalanche	[-]
$n_t$	Número máximo de vizinhos permitidos	[-]
$n_d$	Número de dispositivos que formam a cadeia	[-]
$P_{rede}(k)$	Potência na rede elétrica no instante de tempo <i>k</i>	[W]
$P_{gj}(k)$	Produção da tecnologia hídrica/armazenamento <i>j</i> no instante de tempo <i>k</i>	[W]
$P_{wind}(k)$	Produção da tecnologia eólica no instante de tempo <i>k</i>	[W]
$P_{solar}(k)$	Produção da tecnologia solar no instante de tempo <i>k</i>	[W]

$P_{string}(k)$	Potência produzida por uma <i>string</i> fotovoltaica no instante de tempo $k$	[W]
$P_{string, stc}$	Potência produzida por uma <i>string</i> fotovoltaica, na STC, no instante de tempo $k$	[W]
$P_{mpp}$	Potência no ponto de MPP	[W]
$P$	Potência	[W]
$P_n$	Potência nominal	[W]
$p_{ij}(k)$	Probabilidade do agente $i$ escolher o agente $j$	[-]
$P_{conv_{in}}$	Potência de entrada de um conversor DC/AC	[W]
$P_{conv_n}$	Potência nominal de um conversor DC/AC	[W]
$P_{pump}$	Potência consumida pela tecnologia hídrica (bombagem)	[W]
$P_{hyd}$	Potência produzida pela tecnologia hídrica	[W]
$pa$	Probabilidade com uma distribuição uniforme	[-]
$p_h$	Perda de energia ao longo do circuito	[%]
$P_a$	Pressão atmosférica	[Pa]
$\hat{p}(k)$	Valor estimado dos preços de energia no instante de tempo $k$	[-]
$Q_{turbine}$	Caudal de água turbinado	[m <sup>3</sup> /s]
$Q_{pump}$	Caudal de água bombeado	[m <sup>3</sup> /s]
$Q_{total, k}$	Quantidade de água armazenada no instante de tempo $k$	[m <sup>3</sup> ]
$Q$	Potência reativa	[VAr]
$q_{max}$	Capacidade máxima da bateria	[Ah]
$R_s$	Resistência em Série do painel fotovoltaico	[Ω]
$R_p$	Resistência em Paralelo do painel fotovoltaico	[Ω]
$R_m$	Resistência de medida	[Ω]
$R_{by}$	Resistência do diodo bypass	[Ω]
$R$	Resistência	[Ω]
$r_{L_i}$	Resistência interna da bobina $i$	[Ω]
$r_{c_i}$	Resistência interna do condensador $i$	[Ω]
$r_{c_i}$	Resistência interna do condensador $i$	[Ω]
$r_k^i$	Vizinhança do agente $i$ na iteração $k$	[-]
$r_{max}$	Raio de vizinhança máxima	[-]
$SOC_j(k)$	Valor do estado de carga da tecnologia hídrica/armazenamento $j$ no instante de tempo $k$	[-]
$S$	Saídas dos neurónios	[-]
$s$	Amplitude do passo	[-]
$T$	Temperatura	[K]
$T_{stc}$	Temperatura na STC	[K]
$T_{by}$	Temperatura do diodo <i>bypass</i>	[K]
$T_s$	Período de amostragem	[s]
$T_{sw}$	Período de comutação	[s]
$T_{cell}(k)$	Temperatura de uma célula fotovoltaica no instante de tempo $k$	[°C]
$T_{amb}(k)$	Temperatura ambiente no instante de tempo $k$	[°C]

$V_{i,k}$	Tensão da célula $i$ no instante de tempo $k$	[V]
$V$	Tensão	[V]
$V_{cm}$	Tensão em modo comum	[V]
$V_{an}$	Tensão de saída gerada pelo braço A da ponte H	[V]
$V_{bn}$	Tensão de saída gerada pelo braço B da ponte H	[V]
$V_{dc}$	Tensão no barramento DC	[V]
$V_{ref}$	Tensão de referência	[V]
$V_{mpp}$	Tensão no ponto de potência máxima	[V]
$V_{mpp,stc}$	Tensão no ponto de potência máxima na STC	[V]
$V_{trickle}$	Tensão mínima de carregamento	[V]
$V_{charge}$	Tensão máxima de carregamento	[V]
$V_{oc}$	Tensão de circuito-aberto	[V]
$V_{oc,stc}$	Tensão de circuito-aberto na STC	[V]
$V_t$	Potencial térmico	[V]
$V_{t,stc}$	Potencial térmico na STC	[V]
$V_{br}$	Tensão de ruptura	[V]
$V_{m,i}$	Tensão do grupo de células em série por diodo de <i>bypass</i> $i$	[V]
$v_{ci}$	Tensão aos terminais do condensador $i$	[V]
$v_k$	Velocidades das partículas no instante de tempo $k$	[-]
$v$	Velocidade do vento	[m/s]
$v_{ci}$	Velocidade do vento <i>cut-in speed</i>	[m/s]
$v_{co}$	Velocidade do vento <i>cut-out speed</i>	[m/s]
$v_r$	Velocidade do vento <i>rated speed</i>	[m/s]
$x_{pbest}$	Melhor desempenho das partículas até ao momento	[-]
$x_{gbest}$	Melhor desempenho das partículas presentes na população	[-]
$x_k$	Posição das partículas no instante de tempo $k$	[-]

#### Do alfabeto Grego:

$\alpha_v$	Coeficiente térmico da tensão	[V/K]
$\alpha_i$	Coeficiente térmico da corrente	[A/K]
$\alpha_{br}$	Fração da corrente ôhmica no processo de ruptura por avalanche	[A]
$\alpha_{ev}$	Coeficiente de evaporação	[-]
$\alpha_{pv}$	Coeficiente térmico da tensão	[V/°C]
$\beta$	Ângulo de passo	[°]
$\gamma_k$	Desvio de tensão entre células no instante de tempo $k$	[V]
$\Gamma$	Função <i>Gamma</i>	[-]
$\Delta SOC_j(k)$	Variação do estado de carga da tecnologia hídrica/armazenamento $j$ no instante de tempo $k$	[-]
$\delta$	Fator de ponderação do valor da função objetivo do agente $i$	[-]

$\delta_k$	Desvio padrão das tensões das células no instante de tempo $k$	[-]
$\varepsilon, u, v$	Números aleatórios	[-]
$\varepsilon_{pd}$	Erro na saída do bloco PD	[rad/s]
$\zeta_1, \zeta_2$	Constantes positivas de aceleração	[-]
$\eta_{conv}$	Rendimento de um conversor DC/AC	[%]
$\theta$	Ângulo de defasamento	[rad]
$\hat{\theta}$	Ângulo de defasamento estimado	[rad]
$\lambda$	Relação entre a velocidade tangencial na ponta da pá da turbina e a velocidade do vento incidente	[-]
$\mu_{pump}$	Rendimento do processo de bombagem	[%]
$\mu_{hyd}$	Rendimento da turbina	[%]
$\mu_{mppt}$	Rendimento do MPPT	[%]
$\rho_{water}$	Densidade da água	[Kg/m <sup>3</sup> ]
$\rho_a$	Densidade do ar	[Kg/m <sup>3</sup> ]
$\tau$	Taxa de decaimento da luciferina	[-]
$\xi$	Coeficiente de amortecimento	[-]
$\xi_k$	Tensão média das células no instante de tempo $k$	[V]
$\ell_k$	Luciferina no instante de tempo $k$	[-]
$\ell_{k-1}$	Luciferina no instante de tempo $k - 1$	[-]
$\varphi$	Fator de ponderação do valor da função objetivo do agente $i$ no instante $k$	[-]
$\psi$	Fator de Inercia	[-]
$\omega$	Frequência angular	[rad/s]
$\hat{\omega}$	Frequência angular estimada	[rad/s]
$\omega_{cut}$	Frequência de corte	[rad/s]
$\varphi$	Fator de ponderação do valor da função objetivo do agente $i$ no instante $k$	[-]
$\psi$	Fator de Inercia	[-]
$\omega$	Frequência angular	[rad/s]
$\hat{\omega}$	Frequência angular estimada	[rad/s]
$\omega_{cut}$	Frequência de corte	[rad/s]
$\xi$	Coeficiente de amortecimento	[-]
$\xi_k$	Tensão média das células no instante de tempo $k$	[V]
$\ell_k$	Luciferina no instante de tempo $k$	[-]
$\ell_{k-1}$	Luciferina no instante de tempo $k - 1$	[-]
$\varphi$	Fator de ponderação do valor da função objetivo do agente $i$ no instante $k$	[-]
$\psi$	Fator de Inercia	[-]
$\omega$	Frequência angular	[rad/s]
$\hat{\omega}$	Frequência angular estimada	[rad/s]
$\omega_{cut}$	Frequência de corte	[rad/s]



# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Enquadramento

A importância da energia elétrica é evidente na vida diária. Esta é cada vez mais um dos bens essenciais à multiplicidade das tarefas constituintes da atividade humana. Com efeito, o progresso e o bem-estar da humanidade estão condicionados fortemente pelo uso da energia elétrica.

A volatilidade nos preços dos combustíveis fósseis, como o petróleo, gás natural ou o carvão, assim como as alterações climáticas e o aquecimento global, provocados, em grande parte, pelo CO<sub>2</sub> libertado na sua combustão, imprimiram uma forte dinâmica à questão das energias renováveis, que tem vindo, em maior ou menor grau, a ser tratada por parte dos Governos em todo o mundo. Em particular, para países como Portugal, claramente deficitário em termos da energia primária que consome, a questão das energias renováveis ganha maior relevo, aliando ainda a eficiência energética para um menor consumo.

Assim, a aposta na produção descentralizada de energia elétrica, simplificando os processos e procedimentos, facilitando a adesão dos cidadãos, empresas e outras entidades, é hoje um objetivo assumido. A minigeração é uma das formas de produção de energia elétrica distribuída onde são utilizadas fontes renováveis endógenas, tais como, entre outras, energia solar, eólica e hídrica.

Em particular, a zona da Covilhã é rica em fontes renováveis endógenas:

- Exposição solar privilegiada - radiação solar média anual entre 14.7 MJ/m<sup>2</sup> e 15.6 MJ/m<sup>2</sup>;
- Ribeiras que outrora garantiam o funcionamento da indústria têxtil localizadas junto a património edificado;
- Zona montanhosa com condições favoráveis para exploração dos recursos eólicos.

É nesse contexto evidente, a necessidade de maximizar o aproveitamento das referidas fontes de energia, sobretudo por grandes consumidores que possuem excelentes condições para a minigeração, aumentando a sua eficiência energética e contribuindo desta forma para o reforço da segurança energética nacional baseada em fontes de energia de baixo carbono, renováveis e endógenas.

Assim a produção de energia elétrica, constitui-se como um enorme desafio neste século. Com efeito, as tecnologias de produção de energia elétrica através de fontes renováveis terão um papel importante, não só devido ao aumento da consciência pública global da necessidade de proteção do meio ambiente, como também pela necessidade de diminuir a dependência dos combustíveis fósseis na produção de energia elétrica, devido sobretudo à sua elevada intensidade carbónica e, no caso de serem totalmente provenientes através de importação (como no caso português), dos riscos associados ao seu fornecimento.

Toadvia, apesar dos seus benefícios significativos para o meio ambiente e do potencial de longo prazo para o desenvolvimento energético sustentável, em comparação com as tecnologias tradicionais de geração de energia, estes sistemas estão ainda, em termos económicos, em desvantagem devido ao seu elevado custo de instalação.

Na maioria dos casos, os incentivos governamentais (convém referir que ainda não existe uma clara internalização dos custos ambientais na produção de energia mais convencional - os novos compromissos internacionais estabelecidos pelo Protocolo de Quioto dita que os custos provenientes das emissões de gases com efeito de estufa devem ser internalizados) são necessários para construir um sistema economicamente viável, que, por sua vez, faz com que as políticas de incentivo sejam importantes para a implantação generalizada de tais sistemas, contribuindo claramente para o aumento da segurança energética nacional.

O aproveitamento deste tipo de energia, obtida através da transformação direta de recursos naturais, é atualmente estudado com grande interesse pela comunidade científica devido à sua complexidade, tanto pelas diferentes origens da produção de energia, como também pelas suas características intrínsecas, como a sua variabilidade e imprevisibilidade.

No entanto, essa falta de previsibilidade pode ser compensada pela complementaridade dos recursos, constituindo assim um sistema híbrido de produção de energia.

Os benefícios da implantação destes tipos de sistema são os seguintes:

- Redução de emissões de carbono e aumento da eficiência energética;
- Complementaridade entre as fontes energéticas;
- Energia de melhor qualidade e confiabilidade;
- Em alguns casos, redução de custos de operação e manutenção.

Na produção descentralizada de energia elétrica não existe ainda um conceito integrado onde se possam combinar as diferentes fontes de energia renovável para produção de energia elétrica, aliando ainda as possibilidades que as redes inteligentes, onde a medição inteligente assume um papel fundamental, podem colocar ao dispor da autoprodução. Os casos mais comuns consistem na autoprodução a partir de uma só fonte de energia primária, entregando a energia à rede em tempo real.

Contudo em clientes que possam ter diversas instalações de consumo e diferentes possibilidades de minigeração a partir de fontes renováveis, impõe-se um olhar mais abrangente. De facto, a geração híbrida pode representar uma clara mais-valia quando associada ao armazenamento (pilhas de combustível ou baterias) possibilitando, desta forma, não só a produção de energia, mas também a modelação do diagrama de carga (ou a oferta de capacidade), em particular nas horas de ponta.

Nesse sentido e num contexto de um desenvolvimento sustentável, é evidente a aposta numa produção descentralizada de energia elétrica, tendo por base, um *mix* de tecnologias de produção com origens renováveis que contemplem sistemas de armazenamento.

## 1.2 Motivação

O Decreto-Lei n.º 153/2014 de 20 de Outubro introduziu um novo regime de produção de energia elétrica, proveniente de fontes de energias renováveis e endógenas, em que os clientes da rede elétrica de média e de baixa tensão podem ser produtores/consumidores de energia elétrica,

permitindo uma maior ou total independência da rede elétrica nacional bem como das oscilações dos preços da energia elétrica. Este novo paradigma contribui para uma maior eficiência energética, quer na perspectiva da diminuição das perdas no transporte de energia, quer por estratégias articuladas entre o seu consumo e a autoprodução, quer ainda pela diminuição da sua fatura energética.

A necessidade evidente, de maximizar o aproveitamento das referidas fontes de energia, permitindo que cada consumidor/produzidor possa atuar como *player*, possibilitando o controlo das suas instalações, de forma a gerirem os seus recursos e consumos consoante as suas próprias estratégias de atuação é a motivação principal que originou a presente dissertação.

A presente dissertação apresenta diversas contribuições consideradas inovadoras e originais para os seguintes objetivos parciais,

- Introdução de novos modelos de extração dos parâmetros que caracterizam um painel fotovoltaico com base em algoritmos de otimização;
- Novas metodologias de previsão dos preços de energia elétrica, baseadas em redes neuronais, que não são puramente baseadas na análise de séries temporais (histórico) dos preços de energia elétrica;
- Nova metodologia de treino de uma rede neuronal, permitindo otimizar a sua arquitetura;
- Desenvolvimento de um *Battery Management Systems (BMS)*, permitindo monitorizar um sistema de armazenamento de potência teoricamente infinita;
- Novas metodologias de carregamento de baterias;
- Desenvolvimento de uma ferramenta computacional que permite simular diversas topologias de um sistema de produção híbrido de energia;
- Novos algoritmos para otimização da produção híbrida, permitindo que cada consumidor produzidor possa atuar como *player*, possibilitando o controlo das suas instalações, de forma a gerirem os seus recursos e consumos consoante as suas próprias estratégias de atuação;

### 1.3 Organização do Texto

A presente dissertação está organizada da forma descrita nos parágrafos a seguir.

As referências bibliográficas e os anexos surgem no final do texto, as expressões, as figuras e as tabelas encontram-se numeradas sequencialmente, sendo o seu número de ordem precedido pelo número do capítulo a que dizem respeito. As referências bibliográficas encontram-se ordenadas pela ordem como foram mencionadas no texto.

No Capítulo 2 é exposta a modelação de sistemas fotovoltaicos. São ainda introduzidos novos modelos de extração dos parâmetros que caracterizam um painel fotovoltaico, com base em algoritmos de otimização, podendo funcionar sob diferentes condições de operação (temperatura e irradiância).

No Capítulo 3 são apresentadas as principais técnicas usadas na procura do ponto de máxima potência (MPPT). Foi ainda desenvolvida uma plataforma experimental que permitiu avaliar o

desempenho das diversas técnicas. Por último, é apresentada uma técnica de MPPT baseada em algoritmos de otimização.

No Capítulo 4 descrevem-se com pormenor as principais malhas de controlo de um conversor DC/AC interligado com a rede elétrica. Foram desenvolvidos novos modelos que permitem determinar os parâmetros dos controladores com base em algoritmos de otimização.

No capítulo 5 foi desenvolvido um *Battery Management Systems* (BMS) permitindo monitorizar um sistema de armazenamento de potência infinita (teoricamente). Descrevem-se as principais técnicas usadas na literatura de balanceamento e de carregamento. Foi ainda desenvolvida uma nova metodologia de carregamento que combina ambas as técnicas (balanceamento e carregamento).

No capítulo 6 foram concebidos novos modelos de previsão tanto da demanda como dos preços de energia elétrica, a médio prazo, com base em redes neuronais. Foi desenvolvida uma nova metodologia de treino *off-line* de redes neuronais baseada em algoritmos de inteligência artificial permitindo treinar e otimizar a sua arquitetura.

No capítulo 7 foi desenvolvida uma ferramenta computacional que permite avaliar diferentes arquiteturas de um sistema híbrido. Foi ainda desenvolvida uma estratégia de operação, permitindo que cada consumidor produtor possa atuar como *player*, possibilitando o controlo das suas instalações, de forma a gerirem os seus recursos e consumos.

Finalmente, no Capítulo 8, são apresentadas as principais conclusões do trabalho realizado e sugeridas propostas para desenvolvimentos futuros.

# Capítulo 2

## Modelação Matemática de Painéis Fotovoltaicos

### 2.1 Introdução

Os painéis fotovoltaicos podem ser constituídos por um determinado número de células fotovoltaicas ligadas em série ou em paralelo. O número de ligações depende dos níveis de tensão e de corrente desejados, de acordo com a aplicação que se pretenda. A escolha desses valores é de fundamental importância porque determinam as características e eficiência do conversor que condiciona a energia produzida pelos painéis fotovoltaicos.

Infelizmente, os níveis de tensão e de corrente desejados não podem ser alcançados com uma única célula fotovoltaica. De facto, os painéis fotovoltaicos normalmente comercializados contêm dezenas de células fotovoltaicas ligadas em série. Isto porque a tensão operacional de uma célula fotovoltaica é de poucos volts, enquanto que, a corrente que geram com elevados níveis de irradiância, é de muitos amperes.

Partindo do pressuposto que todas as células são exatamente iguais e que elas operam exatamente nas mesmas condições de funcionamento, especialmente em termos de irradiância e temperatura. As curvas características de um painel fotovoltaico são obtidas tendo por base a célula fotovoltaica, ou seja, a tensão de um painel fotovoltaico é calculada através da multiplicação da tensão de cada uma das células pelo número de células em série. Já a corrente de um painel fotovoltaico é calculada pela multiplicação das correntes de cada uma das células pelo número de células em paralelo.

Na prática, infelizmente, tais condições não ocorrem por diversos fatores intrínsecos e extrínsecos. Os fatores intrínsecos devem-se sobretudo ao processo de fabricação, já os fatores extrínsecos devem-se sobretudo ao envelhecimento, orientação, e fundamentalmente ao sombreamento e à temperatura, sendo necessário introduzir díodos de *bypass*.

Isto porque caso alguma célula fotovoltaica, por alguma razão, se encontrar, por exemplo, com um nível de irradiância inferior às restantes, a potência fornecida pelo painel é reduzida drasticamente, comprometendo todo o funcionamento das restantes células, uma vez que estas se encontram ligadas em série. Para que a corrente de um painel fotovoltaico não seja limitada pela célula/conjunto de pior desempenho é introduzido o diodo de proteção designado por *bypass*.

Normalmente este diodo é eletricamente ligado a um conjunto de células, mas com polaridade invertida, funcionando como um caminho alternativo para a corrente, impedindo que o conjunto de células que se encontram em condições diferentes das restantes (por exemplo com menor irradiância) operem no segundo quadrante. O diodo de *bypass* é uma característica construtiva dos painéis fotovoltaicos, e por isso existem painéis fotovoltaicos com diferentes topologias.

Um outro diodo normalmente introduzido é o diodo de bloqueio. Este diodo impede o fluxo inverso de corrente, como se ilustra na Figura 2.1, onde é representado um painel fotovoltaico constituído por 36 células ligadas em série, com díodos de *bypass* em cada 18 células.

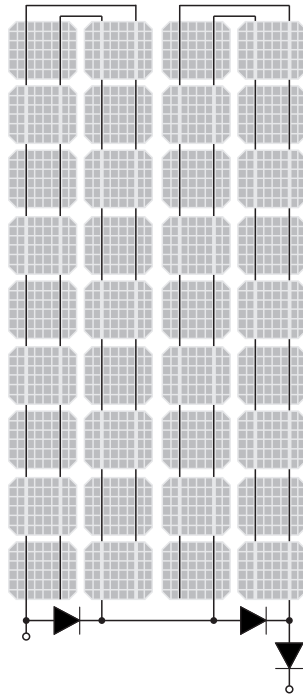


Figura 2.1: Representação de um painel fotovoltaico.

## 2.2 Modelos Matemáticos

O conhecimento do modelo matemático de uma célula fotovoltaica é fundamental para perceber o comportamento de um painel fotovoltaico sob diferentes condições de funcionamento. Uma célula fotovoltaica é basicamente uma junção PN, com a particularidade, de se comportar como um diodo sem a presença de radiação solar e, conseqüentemente, a corrente é determinada pelo modelo matemático de *Shockley*. Ao se encontrar na presença de radiação solar, a essa corrente é necessário somar uma outra, a corrente fotoelétrica que depende da irradiância incidente e da temperatura da célula.

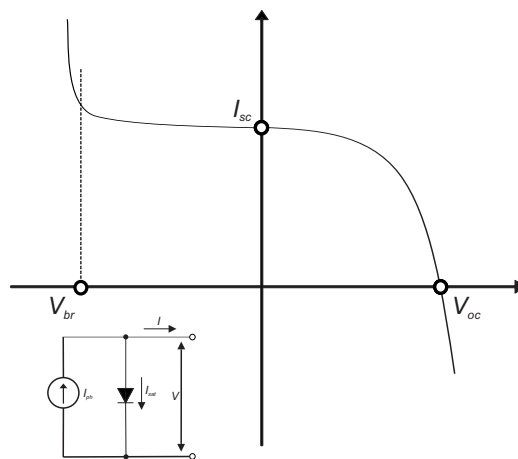


Figura 2.2: Curva Tensão - Corrente de uma célula fotovoltaica.

Quando polarizada diretamente, o ponto de funcionamento encontra-se no primeiro quadrante, como se ilustra na Figura 2.2, onde se verifica que a maior corrente é a corrente de curto-circuito

( $I_{sc}$ ), que ocorre quando a tensão é nula. A máxima tensão obtida é a tensão de circuito-aberto ( $V_{oc}$ ), que ocorre quando não há fluxo de corrente. Quando polarizada inversamente, o ponto de funcionamento encontra-se no segundo quadrante onde haverá condução de corrente apenas quando ultrapassada a tensão de bloqueio ( $V_{br}$ ), podendo provocar a danificação da célula. Vários modelos são propostos na literatura com o objetivo de simular o comportamento das células fotovoltaicas operando em diversas condições. Existem três principais abordagens quanto aos circuitos elétricos que representam as células fotovoltaicas: o modelo de um diodo, o modelo a dois diodos e o modelo de *Bishop*.

### 2.2.1 Modelo a um diodo

Na sua essência o modelo a um diodo [1-4] é composto por: (i) uma fonte de corrente que representa a energia solar incidente, que depende da variação da irradiância solar e da temperatura do painel fotovoltaico; (ii) um diodo que representa a junção PN cujo valor varia em função da temperatura; (iii) duas resistências, uma em série e uma outra em paralelo que representam as perdas no painel fotovoltaico.

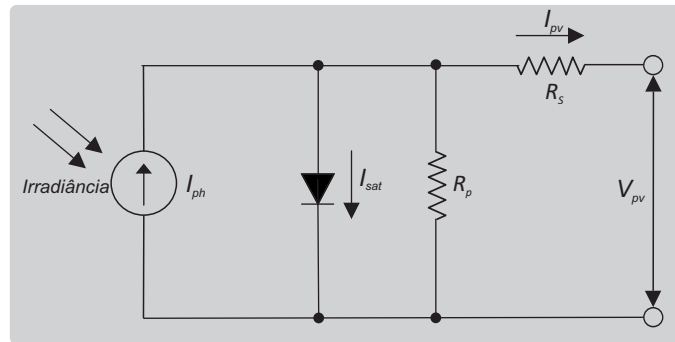


Figura 2.3: Modelo matemático a um diodo de uma célula fotovoltaica.

Aplicando as leis de *kirchhoff* ao circuito da Figura 2.3, a equação que descreve a corrente do circuito é dada pela equação 2.1:

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{sat} \left[ \exp \left( \frac{e (V_{pv} + R_s I_{pv})}{m k_b T} \right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I_{pv}}{R_p} \quad (2.1)$$

onde,

$$I_{sat} = C_{0,1} T^3 \exp \left( - \frac{E_g}{k_b T} \right) \quad (2.2)$$

Este modelo é caracterizado por 5 parâmetros: a corrente fotoelétrica  $I_{ph}$ , a corrente inversa de saturação do diodo  $I_{sat}$ , o fator de idealidade do diodo  $m$ , a resistência  $R_s$ , e a resistência  $R_p$ . Modelos aproximados podem ser derivados da equação 2.1, como por exemplo, considerando o valor da resistência  $R_p$  infinita, também conhecido como o modelo de 4 parâmetros, ou considerando o fator de idealidade do diodo como sendo ideal, resultando num modelo de 3 parâmetros.

## 2.2.2 Modelo a dois díodos

Outro modelo que se pode encontrar na literatura [5-8], é o modelo constituído por dois díodos também conhecido como o modelo de exponencial dupla, representado na Figura 2.4, proveniente da inclusão dos fenómenos físicos que ocorrem na junção PN, descrevendo com maior exatidão a variação da concentração dos portadores de carga com a variação dos níveis de irradiância. Este modelo é considerado por muitos autores como sendo mais preciso, para determinados tipos de células, com níveis de irradiância praticamente nulos, concretamente células de silício policristalino ou silício amorfo.

No entanto, verificou-se que, quando utilizado para a modelação de sistemas fotovoltaicos (vários painéis fotovoltaicos interligados), o modelo de um díodo é preferido por muitos dos autores na literatura.

Uma das razões, indicada por [9], é que, quando se pretende estudar sistemas fotovoltaicos, o principal objetivo passa pelo estudo de algoritmos de procura do ponto de máxima potência, ou por previsões qualitativas do efeito de sombreamento, ou pela utilização de módulos incompatíveis, em vez de um modelo muito preciso para uma única célula. Além disso, devido às variações inerentes aos parâmetros das células, é quase impossível determinar um modelo extremamente preciso para uma célula. Pelo que a precisão do modelo de um díodo é considerada suficiente. O modelo a dois díodos é caracterizado por sete parâmetros, os parâmetros anteriormente caracterizados para o modelo a um díodo, incluindo agora o fator de idealidade do segundo díodo e a sua corrente inversa de saturação. Variantes deste modelo são propostos na literatura, com maior ou menor complexidade, permitindo determinar um maior ou menor número de parâmetros, uma variante a este modelo é considerar o fator de idealidade dos díodos  $m_1 = 1$  e  $m_2 = 2$ , reduzindo para 5 o número de parâmetros.

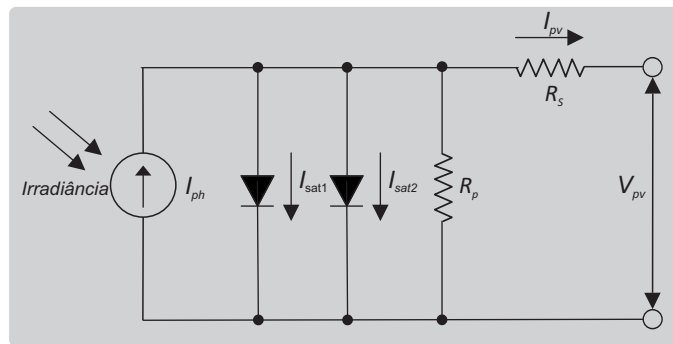


Figura 2.4: Curva Tensão - Corrente de uma célula fotovoltaica.

Aplicando as leis de *kirchhoff* ao circuito da Figura 2.4, a equação que descreve a corrente do circuito é dada pela equação:.

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{sat,1} \left[ \exp \left( \frac{e(V_{pv} + I_{pv}R_s)}{m_1 k_b T} \right) - 1 \right] - I_{sat,2} \left[ \exp \left( \frac{e(V_{pv} + I_{pv}R_s)}{m_2 k_b T} \right) - 1 \right] - \frac{V_{pv} + I_{pv}R_s}{R_p} \quad (2.3)$$

onde,

$$I_{sat,1} = C_{0,1} T^3 \exp \left( -\frac{E_g}{k_b T} \right) \quad (2.4)$$

$$I_{sat,2} = C_{0,2} T^{\frac{5}{2}} \exp\left(-\frac{E_g}{2k_b T}\right) \quad (2.5)$$

### 2.2.3 Modelo de *Bishop*

Outro modelo existente na literatura é o modelo de *Bishop*, quando um painel fotovoltaico é submetido a condições de irradiância não uniformes, por exemplo sombreamento, algumas células podem deslocar o seu ponto de funcionamento para o segundo quadrante. Para modelar esta característica é necessário introduzir nos modelos matemáticos o termo proposto em [10], dado pela equação 2.6, introduzindo um fator de multiplicação não linear que influencia a corrente na resistência  $R_p$ . Embora a abordagem de *Bishop* seja frequentemente utilizada na literatura, tem sido criticado por se considerar que não está fisicamente correta, uma vez que este fenómeno físico deve afetar toda a junção PN por inteiro, não apenas a corrente na resistência  $R_p$  [9].

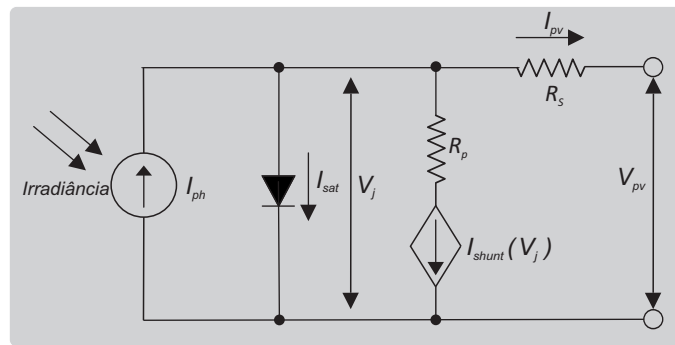


Figura 2.5: Modelo matemático de *Bishop* de uma célula fotovoltaica.

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{sat} \left[ \exp\left(\frac{e(V_{pv} + I_{pv}R_s)}{mk_b T}\right) - 1 \right] - I_{shunt} \quad (2.6)$$

onde,

$$I_{shunt} = \frac{V_j}{R_p} \left( 1 + \alpha_{br} \left( 1 - \frac{V_{pv} + I_{pv}R_s}{V_{br}} \right)^{-n_{br}} \right) \quad (2.7)$$

## 2.3 Obtenção dos parâmetros do modelo em condição de referência STC

Nesta secção é dado um especial ênfase à identificação dos parâmetros, a partir das informações disponibilizadas pelos fabricantes nos *datasheets*. Estes fornecem as especificações dos principais parâmetros de um painel fotovoltaico considerando as condições de referência (*standard test condition ou STC*), definidas como: 1000 W/m<sup>2</sup> de irradiância incidente, com uma distribuição espectral conhecida com massa de ar 1.5 (*air mass 1.5* ou AM 1.5) e uma temperatura das células de 25 °C.

São diversas as abordagens que se podem encontrar na literatura, sendo que a mais comum reside na resolução de um sistema de equações não lineares, requerendo métodos numéricos

para determinar os parâmetros que caracterizam o modelo sob condições de referência. Para isso recorrem a três ou cinco pontos de funcionamento fundamentais da curva característica, o ponto de máxima potência, o ponto de curto-circuito e o ponto de circuito-aberto. Outros autores recorrem ainda a mais dois pontos intermédios, o valor da corrente correspondente ao ponto médio entre  $V_{oc}$  e  $V_{mpp}$  ( $I_{xx}$ ) e o valor da corrente correspondente ao ponto médio entre 0 e  $V_{mpp}$  ( $I_x$ ), como se ilustra na Figura 2.6, [1-6].

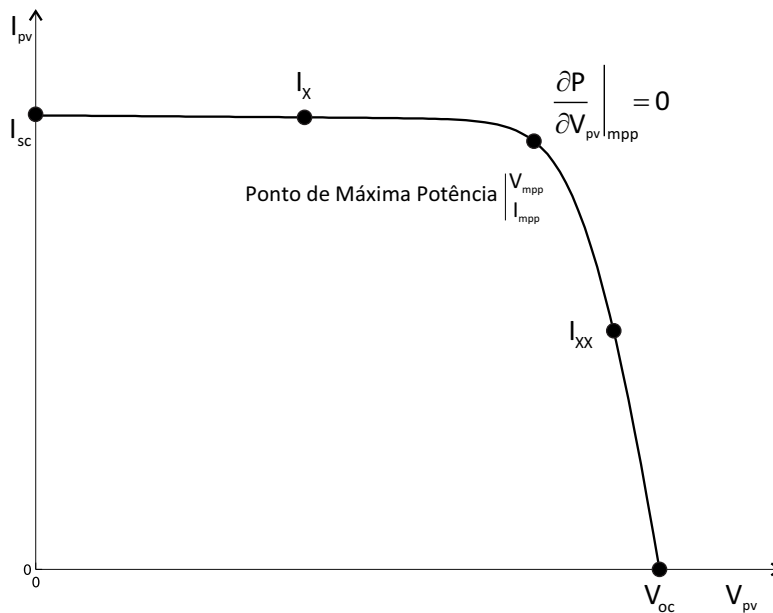


Figura 2.6: Representação gráfica dos principais pontos de funcionamento de um painel fotovoltaico.

Já outros autores, para evitar o esforço computacional significativo para resolver o sistema de equações, recorrem a métodos iterativos para estimar os parâmetros que caracterizam o modelo matemático [7-9].

Outra solução presente na literatura [10-13] que permite a determinação dos parâmetros que caracterizam os modelos matemáticos, reside na função  $W$  de *Lambert*. O interesse por esta função advém do facto de esta transformar/aproximar a expressão que caracteriza o modelo matemático numa expressão explícita.

Outros autores optam por metodologias alternativa que envolvem a utilização de técnicas de inteligência artificial, como por exemplo, as redes neuronais [14-16] e a lógica *fuzzy* [17]. Embora as redes neuronais e a lógica *fuzzy* sejam ferramentas poderosas, sistemas altamente dinâmicos de computação adaptativa de processamento paralelo eficazes para lidar com as características não lineares dos painéis fotovoltaicos, estas necessitam de um elevado tempo de computação e/ou treino.

### 2.3.1 Determinação dos parâmetros considerando $R_p$ infinito

Em [11, 12] é utilizado o modelo da Figura 2.3, considerando  $R_p = \infty$ , caracterizando-se este modelo por 4 parâmetros a corrente fotoelétrica  $I_{ph, stc}$ , a corrente inversa de saturação do diodo  $I_{sat, stc}$ , o fator de idealidade do diodo  $m_{stc}$  e a resistência  $R_s$ .

Utilizando as Leis de *kirchhoff* obtemos:

$$I_{pv} = I_{ph, stc} - I_{sat, stc} \left[ \exp \left( \frac{e (V_{pv} + I_{pv} R_s)}{m_{stc} k_b T_{stc}} \right) - 1 \right] \quad (2.8)$$

De seguida os valores da tensão e da corrente, disponibilizados no *datasheet* do painel fotovoltaico, são divididos pelo número de células ligadas em séries e pelo número de células ligadas em paralelo respetivamente.

A corrente fotoelétrica  $I_{ph, stc}$  é calculada diretamente, uma boa aproximação é considerar esta corrente como sendo igual à corrente de curto-circuito nas condições de referência  $I_{sc, stc}$ . Por conseguinte,  $I_{ph, stc}$  pode ser calculada pela equação 2.9.

$$I_{ph, stc} = I_{sc, stc} \quad (2.9)$$

Para determinar o parâmetro referente ao fator de idealidade do díodo ( $m_{stc}$ ) considera-se a equação 2.8 no ponto de funcionamento correspondente ao circuito aberto, em que:

$$0 = I_{ph, stc} - I_{sat, stc} \left( \exp \left( \frac{V_{oc, stc}}{m_{stc} V_{t, stc}} \right) - 1 \right) \quad (2.10)$$

Considerando que  $\exp \left( \frac{V_{oc, stc}}{m_{stc} V_{t, stc}} \right) \gg 1$  e resolvendo a equação 2.10 em ordem a  $V_{oc, stc}$ , temos:

$$V_{oc, stc} \approx -m_{stc} V_{t, stc} \log \left( \frac{I_{sat, stc}}{I_{ph, stc}} \right) \quad (2.11)$$

Sabendo o coeficiente de variação da tensão de circuito aberto  $\alpha_v$ , obtemos:

$$\alpha_v = \frac{\partial V_{oc}}{\partial T_{stc}} = \frac{\partial}{\partial T_{stc}} (m_{stc} V_{t, stc} \log (I_{sat, stc}) - m_{stc} V_{t, stc} \log (I_{ph, stc})) \quad (2.12)$$

Resolvendo

$$\alpha_v = \frac{m_{stc} V_{t, stc}}{T_{stc}} \log \left( \frac{I_{ph, stc}}{I_{sat, stc}} \right) + m_{stc} V_{t, stc} \left( \frac{1}{I_{ph, stc}} \underbrace{\frac{\partial I_{ph, stc}}{\partial T_{stc}}}_{\alpha_i} - \frac{1}{I_{sat, stc}} \frac{\partial I_{sat, stc}}{\partial T_{stc}} \right) \quad (2.13)$$

Sabendo que a corrente inversa de saturação do díodo  $I_{sat, stc}$  é dada por:

$$I_{sat, stc} = C_{0,1} T_{stc}^3 \exp \left( -\frac{E_g}{k_b T_{stc}} \right) \quad (2.14)$$

e

$$\frac{1}{I_{sat, stc}} \frac{\partial I_{sat, stc}}{\partial T_{stc}} = \frac{3}{T_{stc}} + \frac{E_g}{k_b T_{stc}^2} \quad (2.15)$$

Substituindo a equação 2.15 em 2.13 obtemos:

$$\alpha_v = \frac{\overbrace{m_{stc} V_{t,stc} \log\left(\frac{I_{ph,stc}}{I_{sat,stc}}\right)}^{V_{oc,stc}}}{T_{stc}} + m_{stc} V_{t,stc} \left( \frac{\alpha_i}{I_{ph,stc}} - \frac{3}{T_{stc}} + \frac{E_g}{k_b T_{stc}^2} \right) \quad (2.16)$$

Simplificando a equação anterior em ordem a  $m_{stc}$ , obtemos a equação que nos permite calcular o segundo parâmetro que caracteriza o modelo da Figura 2.3, através da equação 2.17.

$$m_{stc} = \frac{\alpha_v - \frac{V_{oc,stc}}{T_{stc}}}{V_{t,stc} \left( \frac{\alpha_i}{I_{ph,stc}} - \frac{3}{T_{stc}} + \frac{E_g}{k_b T_{stc}^2} \right)} \quad (2.17)$$

Para determinar o parâmetro referente à corrente inversa de saturação do díodo  $I_{sat,stc}$ , considera-se novamente a equação 2.8 no ponto de funcionamento correspondente ao circuito aberto, com  $\exp\left(\frac{V_{oc,stc}}{m_{stc} V_{t,stc}}\right) \gg 1$ :

$$I_{sat,stc} = I_{ph,stc} \exp\left(-\frac{V_{oc,stc}}{m_{stc} V_{t,stc}}\right) \quad (2.18)$$

Substituindo a equação 2.18 em 2.14, obtemos:

$$C_{0,1,stc} = \frac{I_{sat,stc}}{T_{stc}^3 \exp\left(-\frac{E_g}{V_{t,stc}}\right)} = \frac{I_{ph,stc} \exp\left(-\frac{V_{oc,stc}}{m_{stc} V_{t,stc}}\right)}{T_{stc}^3 \exp\left(-\frac{E_g}{V_{t,stc}}\right)} \quad (2.19)$$

Para determinar o último parâmetro que caracteriza o modelo, ou seja a resistência  $R_s$ , recorreremos ao ponto de funcionamento ao qual corresponde a máxima potência, em que a equação 2.8 é dada por:

$$I_{mpp,stc} = I_{ph,stc} - I_{sat,stc} \left( \exp\left(\frac{V_{mpp,stc} + I_{mpp,stc} R_s}{m_{stc} V_{t,stc}}\right) - 1 \right) \quad (2.20)$$

Considerando que  $\exp\left(\frac{V_{mpp,stc} + I_{mpp,stc} R_s}{m_{stc} V_{t,stc}}\right) \gg 1$ ;

$$I_{mpp,stc} = I_{ph,stc} - I_{sat,stc} \exp\left(\frac{V_{mpp,stc} + I_{mpp,stc} R_s}{m_{stc} V_{t,stc}}\right) \quad (2.21)$$

Substituindo a equação 2.18 na equação 2.21 obtemos:

$$I_{mpp,stc} = I_{ph,stc} - I_{ph,stc} \exp\left(\frac{-V_{oc,stc} + V_{mpp,stc} + I_{mpp,stc} R_s}{m_{stc} V_{t,stc}}\right) \quad (2.22)$$

Simplificando a equação anterior em relação ao parâmetro  $R_s$ , obtemos a expressão 2.23, que

permite determinar o último parâmetro que caracteriza o modelo da Figura 2.3:

$$R_s = \frac{m_{stc} V_{t,stc} \log \left( 1 - \frac{I_{mpp,stc}}{I_{ph,stc}} \right) + V_{oc,stc} - V_{mpp,stc}}{I_{mpp,stc}} \quad (2.23)$$

As equações 2.9, 2.14, 2.17 e 2.23 permitem determinar os valores dos quatro parâmetros que caracterizam o modelo, com base nos dados apresentados no *datasheet* do painel fotovoltaico, concretamente,  $V_{oc}$ ,  $I_{sc}$ ,  $\alpha_v$ ,  $\alpha_i$ ,  $V_{mpp}$  e  $I_{mpp}$  nas condições de referência (STC).

Na abordagem apresentada pode ser incluída a determinação da resistência  $R_p$ . A equação 2.8 aplicada no ponto de máxima potência pode ser utilizada para expressar a resistência  $R_p$  em função da resistência em série  $R_s$ . Nesse ponto de máxima potência, a derivada da potência em relação à tensão é zero, ou seja:

$$\left. \frac{\partial P}{\partial V} \right|_{m_{pp}} = 0 \rightarrow I_{mpp} + V_{mpp} \left. \frac{\partial I}{\partial V} \right|_{\substack{V_{mpp} \\ I_{mpp}}} = 0 \quad (2.24)$$

Sabendo que a derivada da corrente em relação à tensão no ponto de máxima potência é dada por 2.25:

$$\left. \frac{\partial I}{\partial V} \right|_{\substack{V_{mpp} \\ I_{mpp}}} = \frac{\frac{1}{R_p} + \frac{I_{sat,stc}}{m_{stc} V_{t,stc}} \exp \left( \frac{V_{mpp,stc} + I_{mpp,stc} R_s}{m_{stc} V_{t,stc}} \right)}{1 + \frac{R_s}{R_p} + \frac{R_s I_{sat,stc}}{m_{stc} V_{t,stc}} \exp \left( \frac{V_{mpp,stc} + I_{mpp,stc} R_s}{m_{stc} V_{t,stc}} \right)} \quad (2.25)$$

e substituindo a equação 2.25 em 2.24 obtemos a equação 2.26:

$$I_{mpp} + V_{mpp} \left( \frac{\frac{1}{R_p} + \frac{I_{sat,stc}}{m_{stc} V_{t,stc}} \exp \left( \frac{V_{mpp,stc} + I_{mpp,stc} R_s}{m_{stc} V_{t,stc}} \right)}{1 + \frac{R_s}{R_p} + \frac{R_s I_{sat,stc}}{m_{stc} V_{t,stc}} \exp \left( \frac{V_{mpp,stc} + I_{mpp,stc} R_s}{m_{stc} V_{t,stc}} \right)} \right) = 0 \quad (2.26)$$

Resolvendo a equação anterior, através de métodos numéricos, obtemos o valor da resistência  $R_p$  em função da resistência  $R_s$ .

### 2.3.2 Determinação dos parâmetros com base na função W de Lambert

Outra solução, presente na literatura [12-15], para determinar o valor dos 5 parâmetros que caracterizam o modelo da Figura 2.3, reside na função W de Lambert. O interesse por esta função advém do facto de esta poder ser vista como a função inversa de  $f(y) = y \exp(y)$ , permitindo transformar/aproximar a equação 2.1, numa expressão explícita.

Se se considerar a variável  $x$  como:

$$x = \frac{V_{mpp,stc} + I_{mpp,stc} R_s}{m_{stc} V_{t,stc}} \quad (2.27)$$

Simplificando a equação 2.27 em ordem a  $R_s$  e simplificando a equação 2.1 em ordem a  $R_p$ ,

estas podem ser escritas, respetivamente, como:

$$R_s = \frac{xm_{stc}V_{t,stc} - V_{mpp,stc}}{I_{mpp,stc}} \quad (2.28)$$

$$R_p = \frac{xm_{stc}V_{t,stc}}{I_{ph} - I_{mpp,stc} - I_{sat,stc}(\exp(x) - 1)} \quad (2.29)$$

Substituindo as equações 2.28 e 2.29 na equação 2.26, simplificando a expressão e negligenciando o termo  $R_s^2$  e considerando o termo  $m_{stc}V_{T,stc}x^2$ , como:

$$m_{stc}V_{t,stc}x^2 \approx -\frac{V_{mpp,stc}^2}{m_{stc}V_{t,stc}} + 2V_{mpp,stc}x \quad (2.30)$$

A equação 2.26 pode ser escrita como:

$$2V_{mpp,stc}(I_{mpp,stc} - I_{ph} - I_{sat,stc}) + (I_{ph} + I_{sat,stc})m_{stc}V_{T,stc}x + I_{sat,stc}\exp(x)\left(-m_{stc}V_{T,stc}x + V_{mpp,stc}\left(2 - \frac{V_{mpp,stc}}{m_{stc}V_{T,stc}}\right)\right) = 0 \quad (2.31)$$

Realizando uma aproximação aos primeiros dois termos da equação 2.31, isto é,

$$\begin{aligned} & 2V_{mpp,stc}(I_{mpp,stc} - I_{ph} - I_{sat,stc}) + (I_{ph} + I_{sat,stc})m_{stc}V_{t,stc}x \\ &= V_{mpp,stc}(2I_{mpp,stc} + I_{ph} + I_{sat,stc}) + (I_{ph} + I_{sat,stc})(R_s I_{mpp,stc} - 2V_{mpp,stc}) \\ &= V_{mpp,stc}(2I_{mpp,stc} + I_{ph} + I_{sat,stc}) - 2(I_{ph} + I_{sat,stc})V_{mpp,stc} \\ &= V_{mpp,stc}(2I_{mpp,stc} - I_{ph} - I_{sat,stc}) \end{aligned} \quad (2.32)$$

a equação 2.31, resulta em:

$$V_{mpp,stc}(2I_{mpp,stc} - I_{ph} - I_{sat,stc}) + I_{sat,stc}\exp(x) * \left(-m_{stc}V_{t,stc}x + V_{mpp,stc}\left(2 - \frac{V_{mpp,stc}}{m_{stc}V_{t,stc}}\right)\right) = 0 \quad (2.33)$$

esta equação admite uma solução analítica baseada na utilização da função W de Lambert.

$$x = \text{lambertW}\left(\frac{V_{mpp,stc}(2I_{mpp,stc} - I_{ph} - I_{sat,stc})\exp\left(\frac{V_{mpp,stc}(V_{mpp,stc} - 2m_{stc}V_{t,stc})}{m_{stc}^2 V_{t,stc}^2}\right)}{m_{stc}V_{t,stc}I_{sat,stc}}\right) + 2\frac{V_{mpp,stc}}{m_{stc}V_{t,stc}} - \frac{V_{mpp,stc}^2}{m_{stc}^2 V_{t,stc}^2} \quad (2.34)$$

O valor obtido em 2.34 é substituído nas equações 2.28 e 2.29, permitindo calcular os valores das resistências  $R_p$  e  $R_s$ . O valor dos restantes parâmetros, como o valor da corrente fotoelétrica

$I_{ph, stc}$ , o valor da corrente inversa de saturação do diodo  $I_{sat, stc}$  e o valor do fator de idealidade do diodo  $m_{stc}$ , são determinados pelas expressões 2.9, 2.14, e 2.17, respetivamente.

## 2.4 Obtenção dos parâmetros do modelo fora das condições de referência STC

Uma vez calculados os parâmetros que caracterizam os modelos matemáticos sob condições de referência é necessário extrapolar esses valores para as condições de funcionamento desejadas. Numa primeira fase, o método de extrapolação, consiste em calcular os novos valores da corrente de curto-circuito e o novo valor da tensão de circuito aberto nas condições de funcionamento desejadas ( $G_{new}, T_{new}$ ), com base nos valores determinados nas condições de referência ( $G_{stc}, T_{stc}$ ).

Na literatura existem três métodos ditos clássicos de extrapolação, concretamente, o método de *Blaesser* [16], o método de *Anderson* [17] e por último o método de *Marion* [18], cada um dos métodos válidos em certos intervalos de irradiância e temperatura.

**Método de *Blaesser*:**

$$I_{sc}(G_{new}, T_{new}) = I_{sc, stc}(G_{stc}, T_{stc}) + I_{sc, stc} \left( \frac{G_{new}}{G_{stc}} - 1 \right) + \alpha_i (T_{new} - T_{stc}) \quad (2.35)$$

$$V_{oc}(G_{new}, T_{new}) = V_{oc}(G_{stc}, T_{stc}) + R_s (I_{sc}(G_{new}, T_{new}) - I_{sc}(G_{stc}, T_{stc})) + \alpha_v (T_{new} - T_{stc}) \quad (2.36)$$

**Método de *Anderson*:**

$$I_{sc}(G_{new}, T_{new}) = \frac{I_{sc}(G_{stc}, T_{stc})}{\frac{G_{stc}}{G_{new}} (1 + \alpha_i (T_{stc} - T_{new}))} \quad (2.37)$$

$$V_{oc}(G_{new}, T_{new}) = \frac{V_{oc}(G_{stc}, T_{stc})}{(1 + \alpha_v (T_{stc} - T_{new})) \left( 1 + \delta \log \left( \frac{G_{stc}}{G_{new}} \right) \right)} \quad (2.38)$$

**Método de *Marion*:**

$$I_{sc}(G_{new}, T_{new}) = I_{sc}(G_{stc}, T_{stc}) + \frac{G_{new}}{G_{stc}} (1 + \alpha_i (T_{new} - T_{stc})) \quad (2.39)$$

$$V_{oc}(G_{new}, T_{new}) = V_{oc}(G_{stc}, T_{stc}) (1 + \alpha_v (T_{new} - T_{stc})) \left( 1 + \delta \log \left( \frac{G_{new}}{G_{stc}} \right) \right) \quad (2.40)$$

De seguida é necessário extrapolar os restantes parâmetros que caracterizam os modelos matemáticos para as condições de funcionamento desejadas. São diversas as abordagens existentes

na literatura [19-22], como por exemplo em [21, 22], onde o fator de idealidade do díodo e a corrente inversa de saturação, que caracterizam o modelo da Figura 2.3, são calculados através das equações 2.41 e 2.42, respetivamente.

$$\frac{m}{m_{stc}} = \frac{T}{T_{stc}} \quad (2.41)$$

$$\frac{I_{sat}}{I_{sat,stc}} = \left(\frac{T}{T_{stc}}\right)^3 \exp\left(\frac{eE_g}{k_b m} \left(\frac{1}{T_{stc}} - \frac{1}{T}\right)\right) \quad (2.42)$$

Em relação ao valor das resistências  $R_s$  e  $R_p$  alguns autores não variam esses valores. Outros, como por exemplo em [22], utilizam a expressão 2.43 para determinar o valor da resistência  $R_s$  mantendo constante o valor de  $R_p$ . Já em [19] é utilizada a expressão 2.44 para determinar o valor da resistência  $R_s$ .

$$\frac{G_{new}}{G_{stc}} = \frac{\frac{V_{t,stc} m_{stc}}{I_{sat,stc}} \exp\left(\frac{-(V_{mpp,stc} + I_{mpp,stc} R_{s,stc})}{V_{t,stc} m_{stc}}\right) + R_{s,stc}}{\frac{V_t m}{I_{sat}} \exp\left(\frac{-(V_{mpp} + I_{mpp} R_s)}{V_t m}\right) + R_s} \quad (2.43)$$

$$R_s = R_{s,stc} - \left(\frac{m V_t}{I_{sat}}\right) \exp\left(-\frac{V_{oc}}{m V_t}\right) \quad (2.44)$$

## 2.5 Validação dos Modelos Matemáticos

### 2.5.1 Em condições de referência STC

Para validar e simular os modelos matematicos que caracterizam um painel fotovoltaico foi adotado o modelo a um díodo. Este modelo garante o compromisso entre simplicidade e precisão utilizado por vários autores. O facto de a equação 2.1 não admitir uma solução explícita representa uma limitação significativa, não só na identificação dos parâmetros do modelo como vimos anteriormente, mas também na sua simulação. Essa limitação pode ser superada através da função *W Lambert* utilizada por diversos autores [12, 13, 15]. A utilização da função *W Lambert* conduz à seguinte expressão:

$$I_{pv} = \frac{R_p (I_{ph} + I_{sat}) - V_{pv}}{R_s + R_p} - \frac{m V_t}{R_s} \text{lambertW}(\theta) \quad (2.45)$$

Em que  $\theta$  é dado pela expressão 2.46,

$$\theta = \frac{\left(\frac{R_p R_s}{R_p + R_s}\right) I_{sat} \exp\left(\frac{R_p R_s (I_{ph} + I_{sat}) + R_p V_{pv}}{m V_t (R_p + R_s)}\right)}{m V_t} \quad (2.46)$$

Recorrendo às equações 2.45 e 2.46 a expressão é agora explícita. Assim, para qualquer valor da tensão o valor correspondente da corrente pode ser calculado diretamente. Outra solução, que

surge na literatura, para superar este constrangimento é a utilização de métodos numéricos, como por exemplo, o método de *Newton-Raphson*, cujo fluxograma é ilustrado na Figura 2.7 e as equações expressas por 2.47 e 2.48.

$$F_i = \left( I_{ph} - I_{sat} \left[ \exp \left( \frac{e (V_{pv} + I_{pv} R_s)}{m k_b T} \right) - 1 \right] - \frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{R_p} \right) - I_{pv} \quad (2.47)$$

$$\frac{\partial F_i}{\partial I_{pv}} = \left( \frac{-I_{sat} R_s \left[ \exp \left( \frac{e (V_{pv} + I_{pv} R_s)}{m k_b T} \right) \right]}{\frac{m k_b T}{e}} \right) - \frac{R_s}{R_p} - 1 \quad (2.48)$$

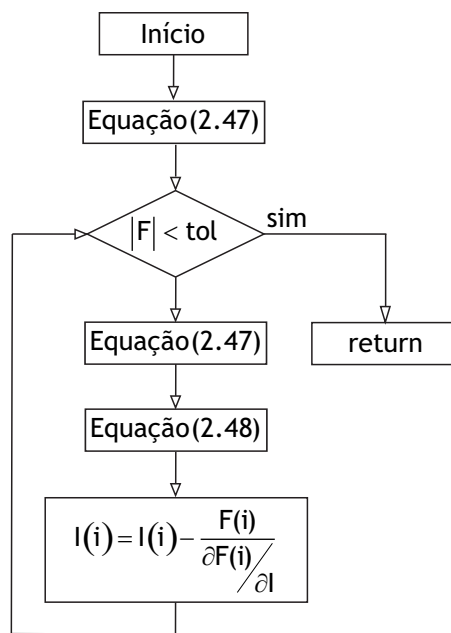


Figura 2.7: Fluxograma do método de *Newton - Raphson*.

Para simular os métodos descritos recorreu-se ao painel fotovoltaico MSX-60, cujos parâmetros se encontram resumidos na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Parâmetros do painel fotovoltaico Msx 60.

$N_s$	36	$V_{mpp}$	17.1 V
$I_{mpp}$	3.5 A	$\alpha_v$	-80 e-3 %/°C
$V_{oc}$	21.1 V	$\alpha_i$	0.0065 %/°C
$I_{sc}$	3.8 A	$P_{mpp}$	60 W

Os parâmetros nas condições de referência (STC) foram calculados através das equações 2.9, 2.14, 2.17, 2.28 e 2.29. As curvas características foram determinadas através do método função *W Lambert* e através do método de *Newton-Raphson*, descritos anteriormente. Os valores dos parâmetros calculados na STC encontram-se apresentados na Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Parâmetros calculados do painel fotovoltaico Msx 60.

$I_{ph, stc}$	3.8 A	$I_{sat, stc}$	$1.2e^{-9}$ A	$m_{stc}$	1.045	$R_s$	0.301 $\Omega$	$R_p$	167.1 $\Omega$
---------------	-------	----------------	---------------	-----------	-------	-------	----------------	-------	----------------

Da análise das Figuras 2.8 e 2.9 podemos concluir que: (i) ambos os métodos para resolver a equação 2.1 apresentam uma solução semelhante, nesse sentido, é adotado nos restantes ensaios o método que recorre a função  $W$  de *Lambert*; (ii) o modelo matemático implementado reproduz o comportamento do painel fotovoltaico, sob condições de referência (STC); (iii) os diferentes pontos de funcionamento são alcançados, embora, o ponto de funcionamento de máxima potência seja alcançado com um ligeiro erro.

No entanto, embora esses pontos permitam quantificar sobre a exatidão do modelo, não são os únicos. As derivadas da corrente em relação à tensão nos pontos de funcionamento de circuito aberto e de curto-circuito, também são bastante relevantes. São esses valores que determinam as inclinações da curva tanto à direita como à esquerda do ponto de máxima potência, respetivamente.

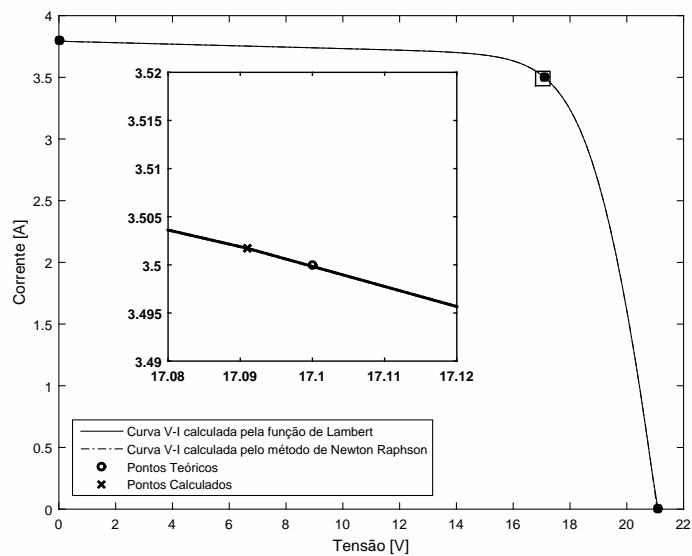


Figura 2.8: Curva caraterística Tensão - Corrente.

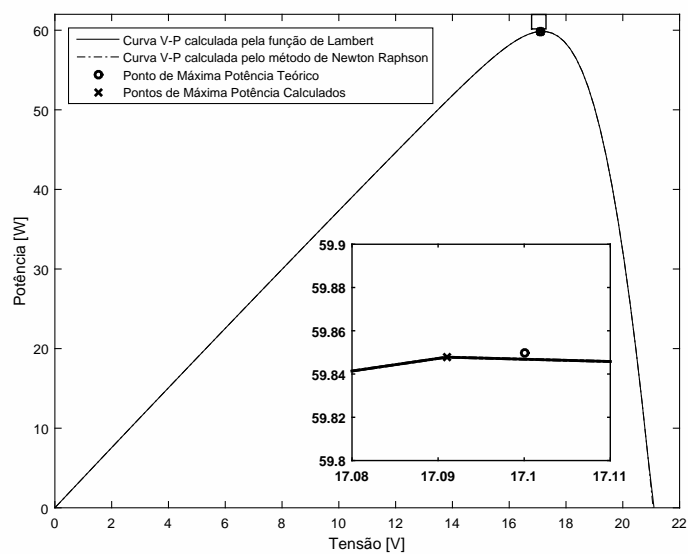


Figura 2.9: Curva caraterística Tensão - Potência.

## 2.5.2 Fora das condições de referência STC

Para comprovar os métodos descritos para a obtenção das curvas características, fora das condições de referência, recorreu-se ao painel fotovoltaico KC85T, cujos parâmetros se encontram resumidos na Tabela 2.3.

Tabela 2.3: Parâmetros do painel fotovoltaico KC85T.

$N_s$	36	$V_{mpp}$	17.4 V
$I_{mpp}$	5.02 A	$\alpha_v$	-8.21 e-2 %/°C
$V_{oc}$	21.7 V	$\alpha_i$	2.2e-3 %/°C
$I_{sc}$	5.34 A	$P_{mpp}$	87 W

Os parâmetros em condições de referência (STC) foram calculados, mais uma vez, através das equações 2.9, 2.14, 2.17, 2.28 e 2.29. Os valores dos parâmetros calculados sob condições de referência são apresentados na Tabela 2.4.

Tabela 2.4: Parâmetros calculados do painel fotovoltaico KC85T.

$I_{ph, stc}$	5.34 A	$I_{sat, stc}$	$4.1e^{-8}$ A	$m_{stc}$	1.071	$R_s$	0.276 $\Omega$	$R_p$	499.84 $\Omega$
---------------	--------	----------------	---------------	-----------	-------	-------	----------------	-------	-----------------

O primeiro ensaio foi realizado para diferentes níveis de irradiância, concretamente, para 200 W/m<sup>2</sup>, 400 W/m<sup>2</sup>, 600 W/m<sup>2</sup>, 800 W/m<sup>2</sup> e 1000 W/m<sup>2</sup>, mantendo a temperatura constante com o valor de 25°C. O método de extrapolação utilizado foi o método de *Marion*. Ao analisar as Figuras 2.10 e 2.11, verifica-se que: (i) com a variação dos níveis de irradiância incidente ocorre uma variação proporcional na corrente produzida; (ii) a tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ) sofre poucas alterações com a variação dos níveis de irradiância, para os casos, em que esses níveis de irradiância são reduzidos, onde a tensão de circuito aberto decresce rapidamente até zero (com níveis de irradiância zero).

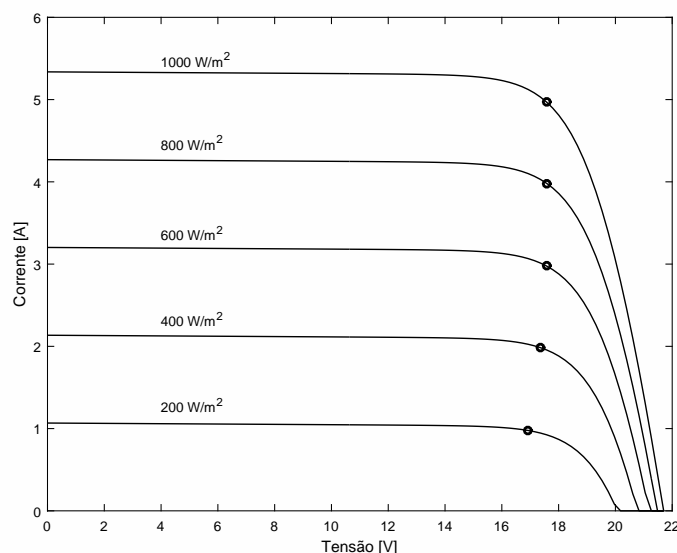


Figura 2.10: Curvas Tensão - Corrente obtidas com diferentes níveis de irradiância.

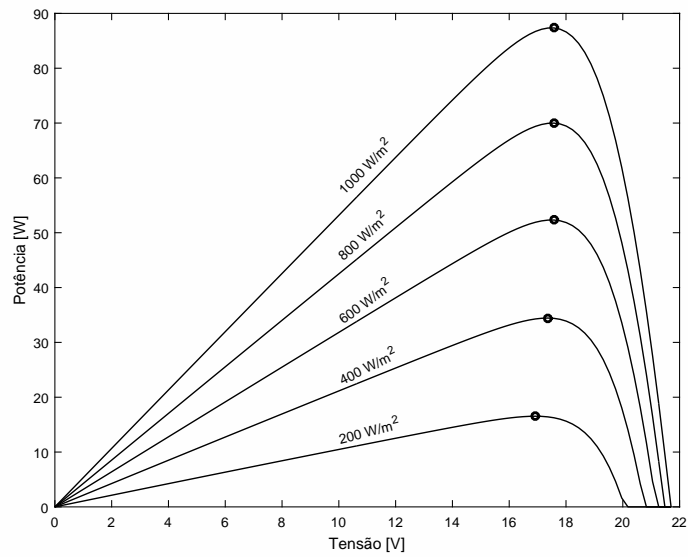


Figura 2.11: Curvas Tensão - Potência obtidas com diferentes níveis de irradiância.

O segundo ensaio foi realizado para diferentes níveis de temperatura, concretamente, para 25°C, 50°C e 75°C, mantendo o nível de irradiância constante com o valor de  $1000 W/m^2$ . Ao analisar as figuras, verifica-se que: (i) a corrente produzida pelo painel fotovoltaico apresenta poucas variações com a alteração da temperatura; (ii) o valor da corrente produzida aumenta ligeiramente com o aumento de temperatura; (iii) com o aumento da temperatura, a tensão de circuito aberto do painel fotovoltaico apresenta uma diminuição significativa dos seus valores.

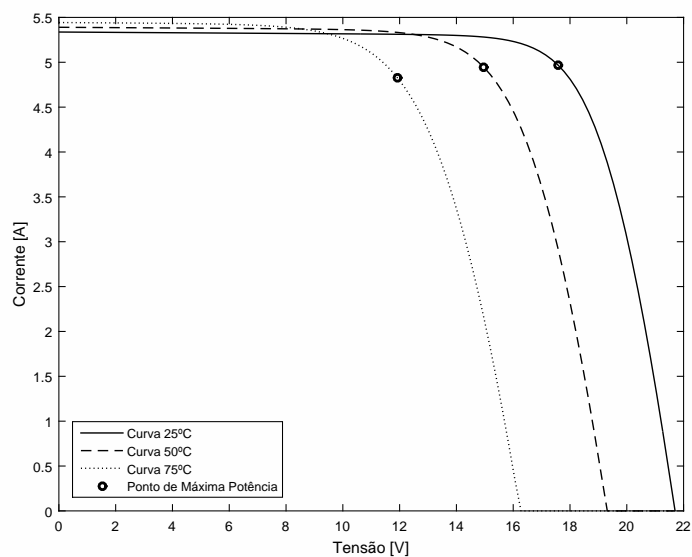


Figura 2.12: Curvas Tensão - Corrente obtidas com diferentes níveis de temperatura.

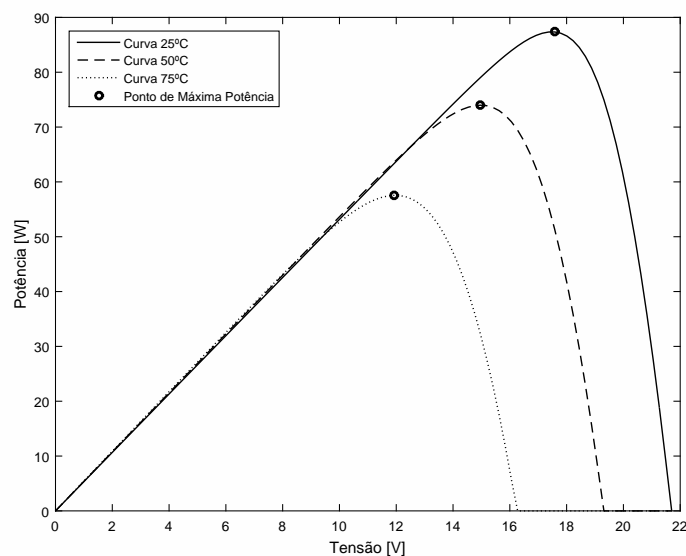


Figura 2.13: Curvas Tensão - Potência obtidas com diferentes níveis de temperatura.

O terceiro ensaio foi realizado nas condições de funcionamento *normal operating cell temperature* (NOCT). Os valores disponibilizados no *datasheet* do painel fotovoltaico e os valores calculados através do método de extrapolação de *Marion* encontram-se resumidos na Tabela 2.5.

Tabela 2.5: Parâmetros do painel fotovoltaico KC85T nas condições NOCT.

	$P_{mpp}$	$V_{mpp}$	$I_{mpp}$	$V_{oc}$	$I_{sc}$
<i>datasheet</i>	62.12 W	15.3 V	4.06 A	19.7 V	4.31 A
Valores Calculados	62.48 W	15.68 V	3.985 A	19.69 V	4.307 A

Os valores determinados através do método de extrapolação de *Marion* para a tensão de circuito-aberto e para a corrente de curto-circuito, apresentam uma boa aproximação. Já os restantes valores apresentam um ligeiro erro (de referir que não foi feita nenhuma correção nos valores das resistências  $R_s$  e  $R_p$ ). As Figuras 2.14 e 2.15 ilustram as curvas características tensão - corrente e tensão - potência, obtidas para as condições de funcionamento NOCT.

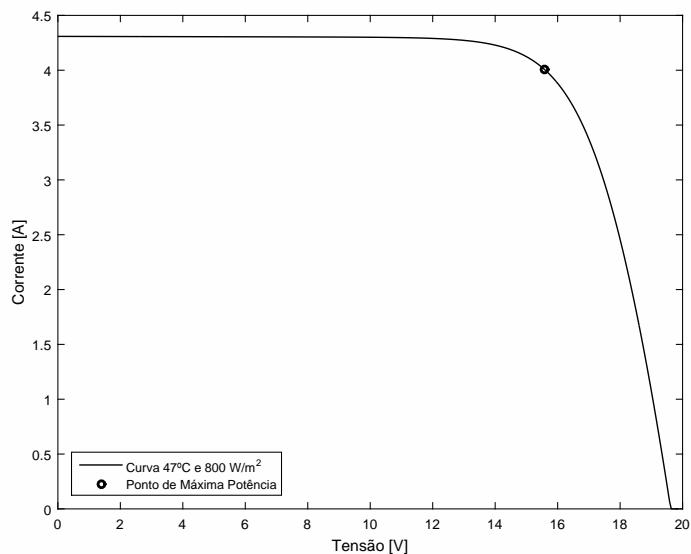


Figura 2.14: Curva Tensão - Corrente obtida na condição de funcionamento NOCT.

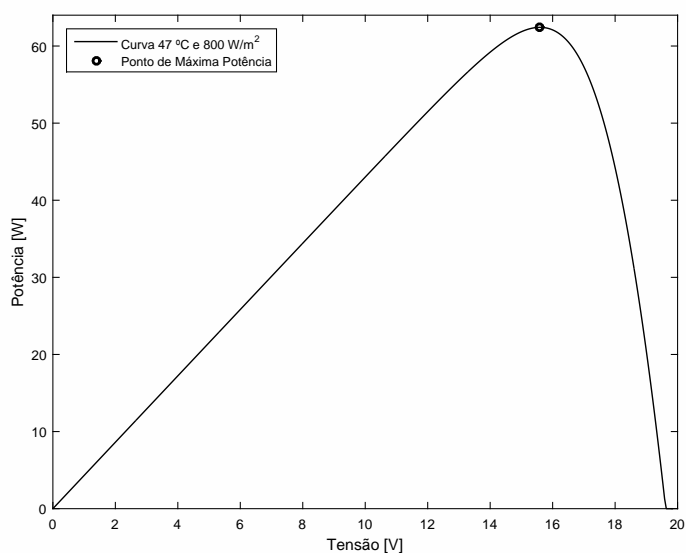


Figura 2.15: Curva Tensão - Potência obtida na condição de funcionamento NOCT.

## 2.6 Operação em condições de irradiância não uniformes

Nas secções anteriores, o estudo incidiu sobre a operação em condições uniformes, ou seja, todas as células pertencentes a um painel fotovoltaico ou a um sistema fotovoltaico estão sujeitas a condições de funcionamento homogêneas.

Na prática, infelizmente, tais condições podem não ocorrer. O impacto dessas condições de funcionamento sobre o rendimento energético dos sistemas fotovoltaicos e as soluções para superar esse constrangimento, têm sido amplamente estudado [23-29].

A solução adotada pelos fabricantes reside na utilização do diodo de *bypass*. Este é eletricamente ligado a um conjunto de células em antiparalelo funcionando como um caminho alternativo para a corrente, no conjunto de células que se encontram em condições diferentes das

restantes (com menor irradiância).

Embora os díodos de *bypass* sejam vantajosos em condições de funcionamento não uniformes, eles apresentam algumas desvantagens, como por exemplo, a queda de tensão ou o desenvolvimento de calor excessivo. Uma solução que se pode encontrar na literatura consiste na substituição dos díodos convencionais por díodos ativos, utilizando *Mosfets* [25]. Uma outra solução existente na literatura recorre a utilização de conversores Dc/Dc, como em [28, 29], que utilizam o componente da *Maxim Integrated* VT8012.

Outra solução, consiste no rearranjo dinâmico dos sistemas fotovoltaicos. Esta solução permite colocar fora de serviço os painéis fotovoltaicos que se encontram em condições de funcionamento que prejudicam a potência extraída pelo sistema fotovoltaico.

O conjunto de células num painel fotovoltaico, funcionando em condições homogêneas, pode ser representado pelo circuito equivalente na Figura 2.16. Durante a ocorrência de sombreamento parcial a potência fornecida pelo painel é reduzida drasticamente, comprometendo todo o funcionamento das restantes células (uma vez que estas se encontram ligadas em série).

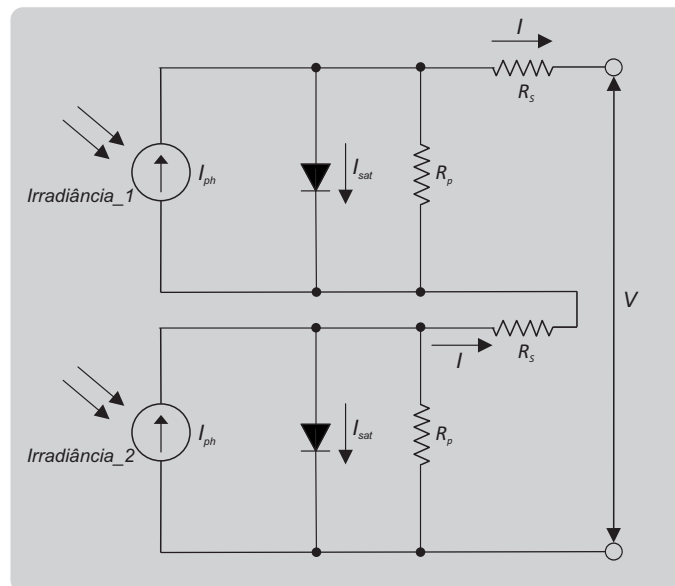


Figura 2.16: Associação em série de células sem diodo de *bypass*.

O conjunto das células fotovoltaicas que funcionam em condições normais operam na sua máxima eficiência. Como o fluxo de corrente, através de cada célula, numa configuração série é o mesmo. As células sombreadas precisam de operar com uma tensão de polarização inversa para proporcionar o mesmo fluxo de corrente, provocando uma perda de eficiência no painel fotovoltaico ou num sistema fotovoltaico. Isto é frequentemente resolvido com a inclusão de um diodo de *bypass* para um número específico de células, como se ilustra na Figura 2.17.

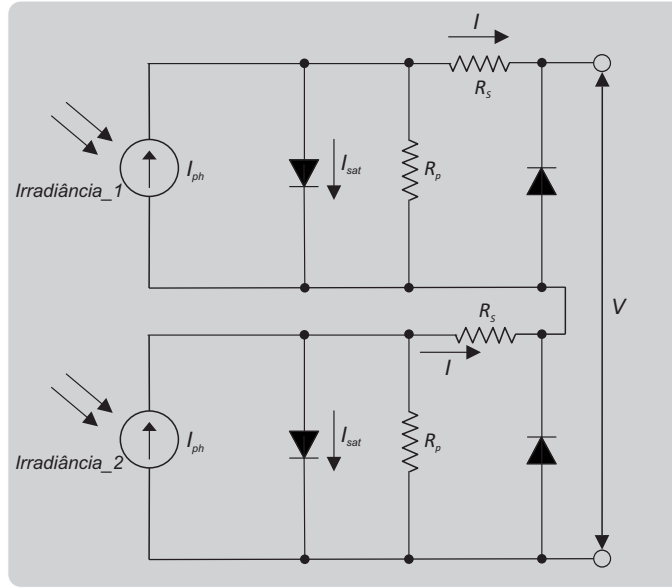


Figura 2.17: Associação em série de células com diodo de *bypass*.

Com o objetivo de obter um modelo compacto é útil incorporar nos modelos, anteriormente descritos, o diodo de *bypass* descrevendo todo o painel fotovoltaico. Em diversas publicações, como por exemplo, em [2, 24], o diodo de *bypass* é modelado pela expressão 2.49:

$$R_{by}(V_{m,i}) = \begin{cases} 10^6 \Omega & V_{m,i} \leq 0 \\ 0.1 \Omega & V_{m,i} > 0 \end{cases} \quad (2.49)$$

Resolvendo o sistema de equações descrito em 2.50 é possível calcular os parâmetros para o modelo da Figura 2.17.

$$\begin{cases} f_m(I_{m,1}, V_{m,1}, G_1) = 0 \\ f_m(I_{m,2}, V_{m,2}, G_2) = 0 \\ V_{m,1} + V_{m,2} - V = 0 \\ \left(I_{m,1} - \frac{V_{m,1}}{R_{by}(V_{m,1})}\right) - \left(I_{m,2} - \frac{V_{m,2}}{R_{by}(V_{m,2})}\right) = 0 \end{cases} \quad (2.50)$$

em que  $f_m(I_{m,i}, V_{m,i}, G_i)$  é expressa por 2.51,

$$f_m(I_{m,i}, V_{m,i}, G) = I_{m,i} - \left( I_{ph} - I_{sat} \left[ \exp\left(\frac{e(V_{m,i} + I_{m,i}R_s)}{mk_bT}\right) - 1 \right] - \frac{V_{m,i} + I_{m,i}R_s}{R_p} \right) \quad (2.51)$$

Resolvendo o sistema descrito em 2.50 é possível determinar as quatro incógnitas  $I_{m1}$ ,  $I_{m2}$ ,  $V_{m1}$  e  $V_{m2}$ . Já outros autores, como por exemplo em [26], optam pela introdução da equação de *Shockley* correspondente ao diodo de *bypass* na equação 2.1, resultando na expressão 2.52,

$$I = I_{ph} - I_{sat} \left[ \exp\left(\frac{e(V_m + I_m R_s)}{mk_bT}\right) - 1 \right] - \frac{V_m + I_m R_s}{R_p} + I_{by} \left[ \exp\left(-\frac{e(V_m)}{m_{by}k_b T_{by}}\right) - 1 \right] \quad (2.52)$$

Se  $c$  é o número de células fotovoltaicas num painel fotovoltaico e  $p$  o número de células foto-

voltaicas por cada diodo de *bypass*, o número de díodos de *bypass* é dado pela expressão 2.53. Resolvendo o sistema de equações dado pelas equações 2.54, 2.55 e 2.56 é possível determinar as quatro incógnitas do sistema da Figura 2.17.

$$d = \frac{c}{p} \quad (2.53)$$

$$\sum_{i=1}^d V_{m,i} - V = 0 \quad (2.54)$$

$$I_{m,i} - I_{m,(i+1)} = 0 \quad \text{com } i = 1, \dots, p \quad (2.55)$$

$$0 = -I_{m,i} + I_{ph,i} - I_{sat,i} \left[ \exp \left( \frac{e(V_{m,i} + I_{m,i}R_{s,i})}{m_i k_b T_i} \right) - 1 \right] - \frac{V_{m,i} + I_{m,i}R_{s,i}}{R_{p,i}} + \dots \quad (2.56)$$

$$\dots + I_{by} \left[ \exp \left( -\frac{e(V_{m,i})}{m_{by} k_b T_{by}} \right) - 1 \right] \quad i = 1, \dots, p$$

Com o objetivo de visualizar o impacto da incorporação do diodo de *bypass*, nas curvas características de um painel fotovoltaico, em condições de operação não uniformes, recorreu-se à situação ilustrada na Figura 2.18. Nessa situação, um conjunto de células é sujeito a um nível de irradiância de 1000 W/m<sup>2</sup> e outro conjunto sujeito a um nível de irradiância de 400 W/m<sup>2</sup>. O diodo de *bypass* foi modelado pela expressão 2.49.

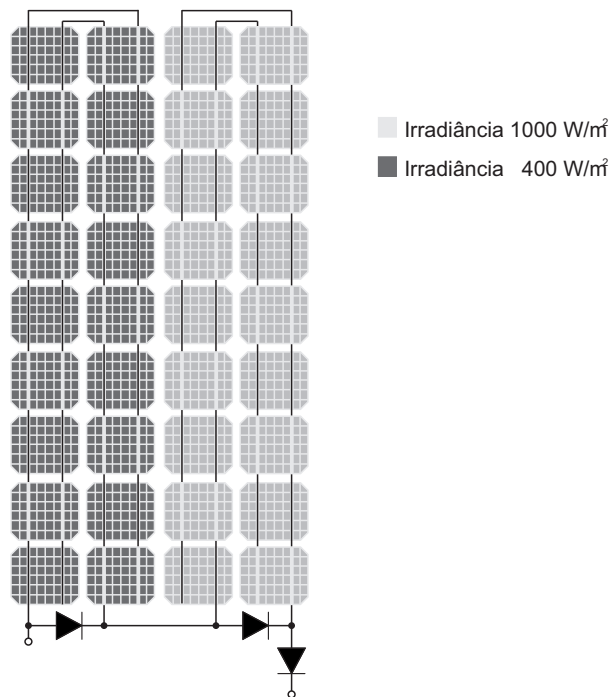


Figura 2.18: Representação gráfica de um painel sujeito a diferentes níveis de irradiância.

Nas Figuras 2.19 e 2.20 podemos visualizar as curvas características do par tensão - corrente e do par tensão - potência, respetivamente. Onde podemos constatar a presença de dois máximos

na curva de potência, com a introdução do diodo de *bypass*. Isto porque, com níveis de tensão reduzidos, a corrente gerada pelo grupo com maior nível de irradiância é superior a corrente máxima gerada pelo grupo com menor nível de irradiância ( $I_{sc}$ ). Nessa situação, o grupo com menor nível de irradiância é obrigado a funcionar no segundo quadrante, com tensões de polarização inversas, provocando a polarização direta do diodo. À medida que a tensão do painel fotovoltaico aumenta, a corrente gerada pelo grupo com maior nível de irradiância diminui. Quando essa corrente for menor ou igual que a corrente de curto-circuito do grupo com menor nível de irradiância, o diodo de *bypass* é polarizado inversamente surgindo assim um novo máximo nas curvas características.

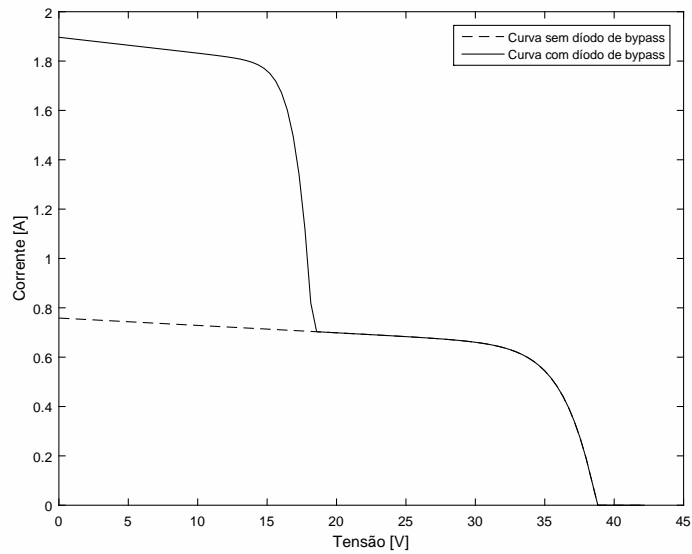


Figura 2.19: Curva Tensão - Corrente com diodo de *Bypass* com diferentes níveis de irradiância.

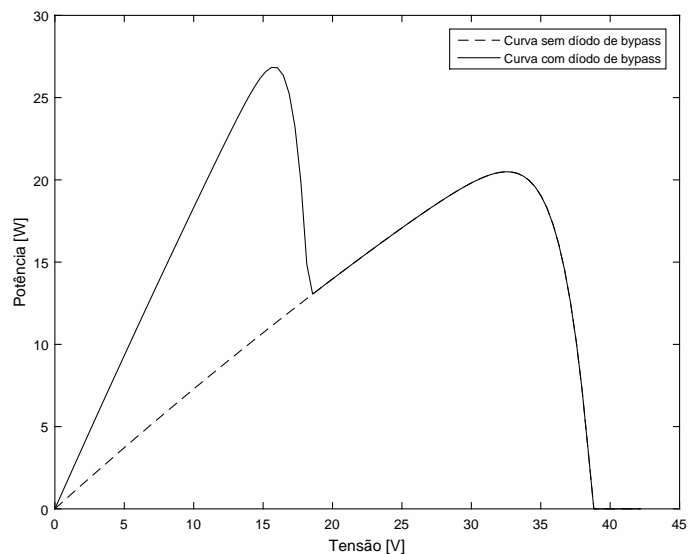


Figura 2.20: Curva Tensão - Potencia com diodo de *Bypass* com diferentes níveis de irradiância.

De facto, o diodo de *bypass* é útil se um grande número ou todo o conjunto de células for submetido a um nível de irradiância  $G_2$ . Se algumas células fotovoltaicas forem sujeitas a

um nível de irradiância reduzido, dentro do conjunto, o que irá acontecer são os chamados fenômenos de *hotspot*, em que essas células são obrigadas a funcionar no segundo quadrante com tensões negativas. No entanto o diodo de *bypass* continua polarizado inversamente, porque a tensão aos seus terminais continua a ser imposta pelas células fotovoltaicas que recebem um alto nível de irradiância. Em tais condições, o risco de dano permanente nas células é muito alto.

## 2.7 Determinação dos parâmetros com base em algoritmos de otimização

Para determinar os parâmetros que caracterizam o modelo da Figura 2.3, na STC, utilizaram-se os algoritmos de otimização *Glowworm Swarm optimization* e *Particle Swarm optimization*, cujas descrições se encontram no Anexo A.1 e A.2 respectivamente.

### 2.7.1 Primeiro Ensaio

Num primeiro algoritmo de otimização, descrito pelo pseudocódigo 1, recorreu-se ao painel fotovoltaico KC85T cujos parâmetros foram resumidos na Tabela 2.3. O algoritmo de otimização consiste na variação dos valores das resistências  $R_s$  e  $R_p$  mantendo constante todos os outros parâmetros que caracterizam o modelo da Figura 2.3. A função objetivo consiste na determinação do ponto de funcionamento de máxima potência. Contudo, é necessário garantir que esse ponto ocorre no valor correspondente ao par tensão - corrente, referenciados no *datasheet* do fabricante. Caso contrário, o ponto de funcionamento que corresponde à máxima potência pode ser alcançado para um par tensão - corrente diferente. A função objetivo é dada pelas expressões 2.57 e 2.58.

No algoritmo de otimização *Glowworm Swarm optimization* foram permitidos movimentos baseados numa informação global, obrigando os agentes a convergir para o ótimo global, possibilitando assim uma base de comparação com o algoritmo de otimização *Particle Swarm optimization*. O desempenho e a exatidão dos algoritmos propostos são comparados com o método explícito função W de *Lambert*, detalhado na secção 2.3.2.

$$f = \max \left( \frac{1}{F(R_s, R_p)} \right) \quad (2.57)$$

$$F(R_s, R_p) = \left| P_{mpp \rightarrow teórico} - P_{mpp \rightarrow (R_s, R_p)} \right| + \left| V_{mpp \rightarrow teórico} - V_{mpp \rightarrow (R_s, R_p)} \right| + \left| I_{mpp \rightarrow teórico} - I_{mpp \rightarrow (R_s, R_p)} \right| \quad (2.58)$$

---

**Algorithm 1** Pseudocódigo do algoritmo para determinar as resistências  $R_s$  e  $R_p$ .
 

---

```

1: Início;
2: Selecionar algoritmo de otimização;
3: Definir a dimensão do problema  $\rightarrow m$ ;
4: Definir o número de agentes/partículas  $\rightarrow n_p$ ;
5: Definir o passo  $\rightarrow s$ ;
6: Posicionar os agentes/partículas no espaço de procura;
7: Calcular os parâmetros do modelo matemático do painel fotovoltaico;
8: Definir o número de pontos para discretizar  $V \in 0 \leq V \leq V_{oc} \rightarrow n_v$ ;
9: for  $i = 1 : n_p$  do
10:   for  $z = 1 : n_v$  do
11:     
$$\theta_z = \frac{\left( \frac{R_{p,i} R_{s,i}}{R_{p,i} + R_{s,i}} \right) I_{sat} \exp \left( \frac{R_{p,i} R_{s,i} (I_{ph} + I_{sat}) + R_{p,i} V_z}{m V_t (R_{p,i} + R_{s,i})} \right)}{m V_t};$$

12:     
$$I_z = \frac{R_{p,i} (I_{ph} + I_{sat}) - V_z}{R_{s,i} + R_{p,i}} - \frac{m V_t}{R_{s,i}} \text{lambertW}(\theta_z);$$

13:
14:   end for
15:   Encontrar o máximo de  $V_z I_z$ ;
16:   Particle Swarm Optimization / Glowworm Swarm Optimization;
17: end for

```

---

Na Tabela 2.6 podemos verificar os valores das resistências  $R_s$  e  $R_p$  obtidas pelos diferentes métodos e o valor da função objetivo. Em ambos os algoritmos de otimização foram utilizados quatrocentos pontos para discretizar  $V \in 0 \leq V \leq V_{oc}$ .

Tabela 2.6: Parâmetros calculados pelos diferentes algoritmos.

Algoritmo função W de <i>Lambert</i>	$R_s$	0.2764 $\Omega$	$R_p$	499.87 $\Omega$	$F$	0.1124
Algoritmo <i>Glowworm Swarm optimization</i>	$R_s$	0.2913 $\Omega$	$R_p$	1981.7 $\Omega$	$F$	0.0697
Algoritmo <i>Particle Swarm optimization</i>	$R_s$	0.2935 $\Omega$	$R_p$	1326.3 $\Omega$	$F$	0.0568

A Tabela 2.6 mostra uma disparidade nos valores das resistências  $R_s$  e  $R_p$  entre os algoritmos de otimização e o método função W de *Lambert*. Apesar dessa disparidade, ambos os algoritmos de otimização apresentam um desempenho superior quando comparados com o método função W de *Lambert*. O melhor desempenho foi atingido pelo o algoritmo de otimização PSO com um valor na função objetivo de 0.0568.

As Figuras 2.21 e 2.22 ilustram as curvas características do par tensão - corrente e tensão - potência, respetivamente. Onde podemos verificar uma melhoria significativa dos algoritmos de otimização no valor da corrente e da tensão correspondente ao ponto de máxima potência. De facto, a potência calculada nesse ponto pelo algoritmo função W de *Lambert* apresenta um melhor resultado, no entanto, encontra-se com um erro superior aos algoritmos propostos, como podemos constatar na Figura 2.22.

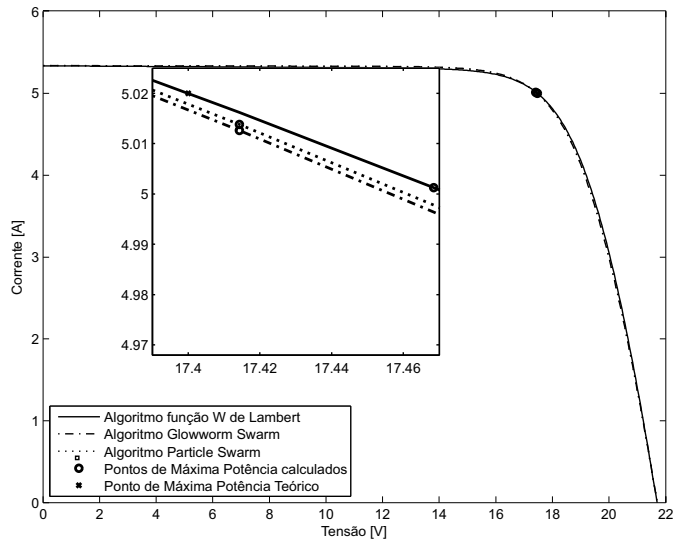


Figura 2.21: Curvas Tensão - Corrente obtidas pelos diferentes algoritmos.

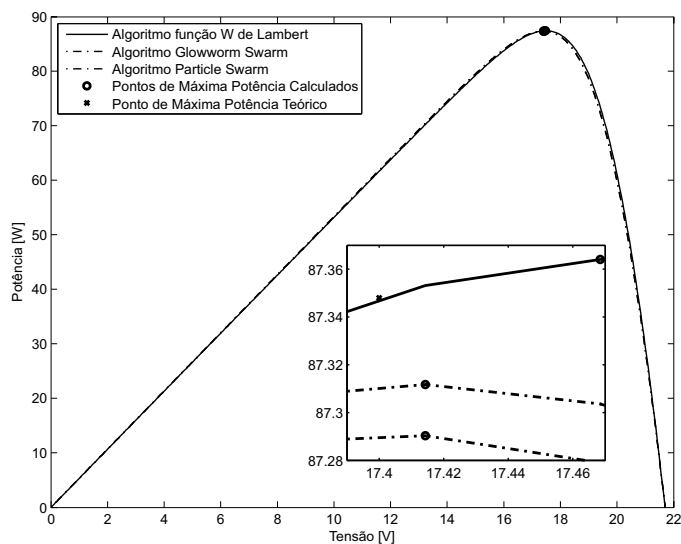


Figura 2.22: Curvas Tensão - Potência obtidas pelos diferentes algoritmos.

### 2.7.2 Segundo Ensaio

Num segundo ensaio, elaborou-se um novo algoritmo de otimização que consiste na variação dos três parâmetros  $m$ ,  $R_s$  e  $R_p$ , na STC.

A Tabela 2.7 apresenta os resultados de algumas simulações realizadas. De salientar que no algoritmo *Glowworm Swarm optimization* foram permitidos movimentos baseados numa informação global.

Tabela 2.7: Parâmetros calculados pelos diferentes algoritmos.

Algoritmo <i>Glowworm Swarm optimization</i>	$R_s$	$m$	$R_p$	$F$
Ensaio 1	0.3333 $\Omega$	1	2265.6 $\Omega$	0.0523
Ensaio 2	0.3333 $\Omega$	1.01	2284.5 $\Omega$	0.0518
Ensaio 3	0.2767 $\Omega$	1.0567	1585.4 $\Omega$	0.0519
Algoritmo <i>Particle Swarm optimization</i>				
Ensaio 1	0.2717 $\Omega$	1.1124	1634.1 $\Omega$	0.0516
Ensaio 2	0.2895 $\Omega$	1.0789	1631.6 $\Omega$	0.0524
Ensaio 3	0.3281 $\Omega$	1.051	1538.7 $\Omega$	0.0518

Os resultados das diversas simulações mostram que se trata de um problema com múltiplas soluções ótimas. Uma solução com o objetivo de restringir as múltiplas soluções ótimas, seria a inclusão de mais pontos na função objetivo (expressões 2.57 e 2.58).

## 2.8 Discussão dos resultados.

Com o objetivo de compreender os resultados obtidos anteriormente, foram realizados diversos ensaios ao modelo matemático da Figura 2.3, correspondente à equação 2.1. O painel fotovoltaico foi o KC85T cujos parâmetros foram resumidos na Tabela 2.3.

### 2.8.1 Primeiro Ensaio

Num primeiro ensaio, variou-se o valor da resistência  $R_s$  e o valor da resistência  $R_p$  (mantendo constante todos os outros parâmetros) em função da potência máxima (ponto de máxima potência). O pseudocódigo é descrito em 2.

---

**Algorithm 2** Pseudocódigo do algoritmo para o cálculo das resistências  $R_s$  e  $R_p$  em função da potência máxima.

---

```

1: Início;
2: Inicializar variáveis;
3: Calcular os parâmetros do modelo matemático do painel fotovoltaico;
4: Definir incremento de  $R_s \rightarrow n_i$ ;
5: Definir incremento de  $R_p \rightarrow n_j$ ;
6: Definir o número de pontos para discretizar  $V \in 0 \leq V \leq V_{oc} \rightarrow n_v$ ;
7: for  $i = 1 : n_i$  do
8:   for  $j = 1 : n_j$  do
9:     for  $z = 1 : n_v$  do
10:
11:       
$$\theta_z = \frac{\left( \frac{R_{p,j} R_{s,i}}{R_{p,j} + R_{s,i}} \right) I_{sat} \exp \left( \frac{R_{p,j} R_{s,i} (I_{ph} + I_{sat}) + R_{p,j} V_z}{m V_t (R_{p,j} + R_{s,i})} \right)}{m V_t};$$

12:
13:       
$$I_z = \frac{R_{p,j} (I_{ph} + I_{sat}) - V_z}{R_{s,i} + R_{p,j}} - \frac{m V_t}{R_{s,i}} \text{lambertW}(\theta_z);$$

14:
15:     end for
16:     Encontrar o máximo de  $V_z I_z$ ;
17:     Avaliar  $f$ ;
18:   end for
19: end for

```

---

A Figura 2.23 ilustra a variação da potência máxima (ponto de máxima potência) em função das resistências  $R_s$  e  $R_p$ . Por constatação da figura verificamos:

- (i) Para valores pequenos da resistência  $R_p$  independentemente do valor da resistência  $R_s$ , a potência máxima é reduzida;
- (ii) Com o aumento dos valores das resistências  $R_s$  e  $R_p$ , a potência máxima diminui até ao valor de 70 W;
- (iii) Com a diminuição do valor da resistência  $R_s$  independentemente do valor da resistência  $R_p$ , a potência máxima aumenta até ao valor de 93.53 W.

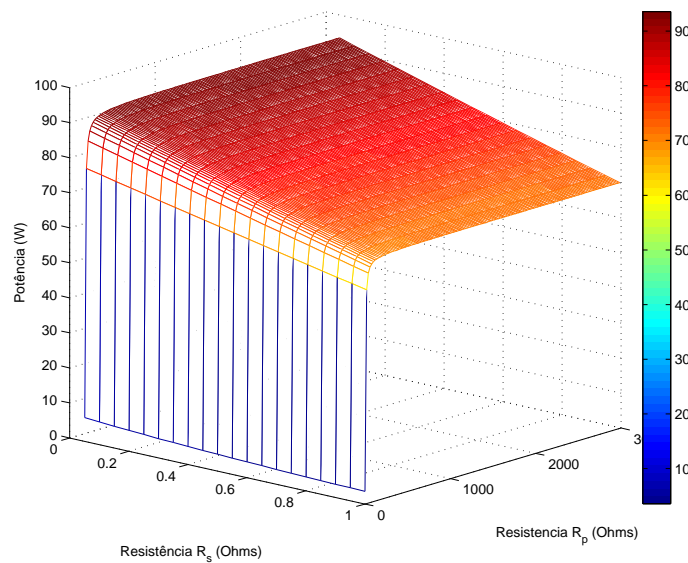


Figura 2.23: Variação da potência máxima em função das resistências  $R_p$  e  $R_s$ .

A solução teórica referente ao painel fotovoltaico é de 87.35 W que corresponde uma tensão de 17.4 V e uma corrente de 5.02 A. Verificamos que essa solução só é conseguida com uma resistência  $R_s$  compreendida no intervalo  $0.25 \Omega < R_s < 0.35 \Omega$ , podendo a resistência  $R_p$  assumir um valor compreendido no intervalo  $R_p > 60 \Omega$ .

### 2.8.2 Segundo ensaio

Num segundo ensaio, variou-se o valor das resistências  $R_s$  e  $R_p$  bem como o fator de idealidade do díodo  $m$ , em função da potência máxima (ponto de máxima potência) calculada. O pseudocódigo é descrito em 3.

---

**Algorithm 3** Pseudocódigo do algoritmo para o cálculo dos parâmetros ( $m$ ,  $R_s$  e  $R_p$ ) em função da potência máxima.

---

```

1: Início;
2: Inicializar variáveis;
3: Definir incremento de  $m \rightarrow n_m$ ;
4: Definir incremento de  $R_s \rightarrow n_i$ ;
5: Definir incremento de  $R_p \rightarrow n_j$ ;
6: Definir o número de pontos para discretizar  $V \in 0 \leq V \leq V_{oc} \rightarrow n_v$ ;
7: for  $y = 1 : n_m$  do
8:   Calcular os novos parâmetros dependentes de  $m$ ;
9:   for  $i = 1 : n_i$  do
10:    for  $j = 1 : n_j$  do
11:     for  $z = 1 : n_v$  do
12:
13:      
$$\theta_z = \frac{\left( \frac{R_{p,j} R_{s,i}}{R_{p,j} + R_{s,i}} \right) I_{sat} \exp \left( \frac{R_{p,j} R_{s,i} (I_{ph} + I_{sat}) + R_{p,j} V_z}{m_y V_T (R_{p,j} + R_{s,i})} \right)}{m_y V_T};$$

14:
15:      
$$I_z = \frac{R_{p,j} (I_{ph} + I_{sat}) - V_z}{R_{s,i} + R_{p,j}} - \frac{m_y V_T}{R_{s,i}} \text{lambertW} (\theta_z);$$

16:
17:     end for
18:     Encontrar o máximo de  $V_z I_z$ ;
19:     Avaliar  $f$ ;
20:    end for
21:   end for
22: end for

```

---

A Figura 2.24 e a Figura 2.25 ilustram a variação da potência máxima em função das resistências  $R_s$ ,  $R_p$  e do fator de idealidade  $m$ . Onde podemos verificar que:

- (i) Para valores da resistência  $R_s$  superiores a  $0.35 \Omega$  independentemente dos restantes parâmetros, a solução não se encontram próxima da solução teórica que é de  $87.35 \text{ W}$ ;
- (ii) Para valores superiores a  $1.2$  do fator de idealidade do díodo independentemente dos restantes parâmetros, a solução não se encontra próxima da solução teórica;
- (iii) As soluções ótimas são alcançadas com uma resistência  $R_s$  compreendida no intervalo  $0.24 < \Omega < R_s < 0.35 \Omega$  e um fator de idealidade do díodo  $m$  compreendido no intervalo  $1 < m < 1.2$ , independentemente do valor da resistência  $R_p$ .
- (iv) Com o aumento dos valores do fator de idealidade, as soluções próximas da solução teóricas, requerem uma diminuição do valor da resistência  $R_s$ ;
- (v) A resistência  $R_p$  pode assumir um valor infinito.

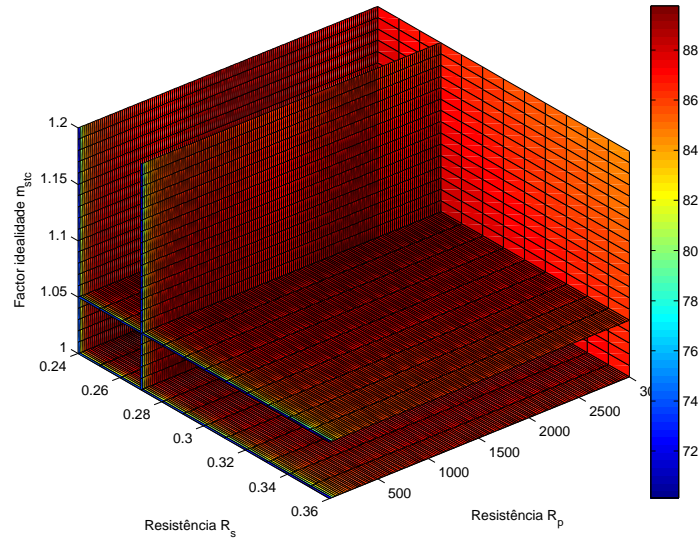


Figura 2.24: Variação da potência máxima em função dos parâmetros  $R_s$ ,  $R_p$  e  $m$ .

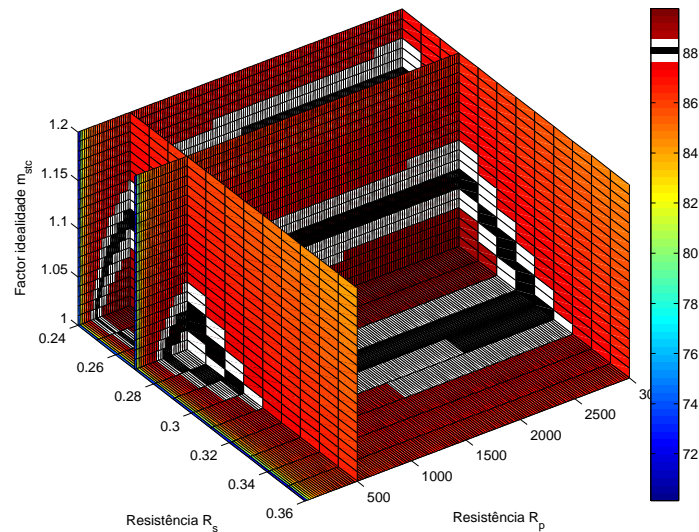


Figura 2.25: Variação da potência máxima em função dos parâmetros  $R_s$ ,  $R_p$  e  $m$ .

De referir que o incremento utilizado neste estudo é de 0.01 para a resistência  $R_s$  e para o fator de idealidade do díodo  $m$  e um incremento de 20  $\Omega$  para a resistência  $R_p$ , podendo existir outras soluções para incrementos inferiores.

Com este estudo sobre o modelo matemático da Figura 2.3, permitiu concluir que:

- (i) Existem múltiplas soluções sub-ótimas, o que provocou a discrepância dos valores da resistência  $R_p$  nos algoritmos de otimização propostos;
- (ii) A assunção por parte de alguns autores em considerar a resistência  $R_p$  como infinita, pode não ser uma boa prática, visto que, o valor da resistência  $R_p$  para alguns valores de  $R_s$  e do fator de idealidade díodo  $m$ , não assume o valor infinito, como podemos verificar nas Figuras 2.24 e 2.25;

- (iii) Ao possuir múltiplas soluções ótimas, a resolução do sistema de equações não será a melhor opção. Uma vez que este irá convergir para uma solução próxima da solução inicial podendo ou não ser a solução ótima;
- (iv) Face ao exposto, a melhor opção aponta para a utilização de métodos de otimização como foi utilizado neste trabalho.

# Capítulo 3

## Algoritmos de Procura do Ponto de Máxima Potência

### 3.1 Introdução

Numa produção otimizada de energia fotovoltaica pretende-se retirar o máximo de potência disponível, por forma a maximizar a produção de energia em todo o instante de tempo, aumentando assim a eficiência do sistema. Observando a Figura 3.1, conclui-se que um painel fotovoltaico apresenta uma característica tensão-corrente não linear. Sob condições de irradiância uniforme um painel fotovoltaico deve operar num ponto de funcionamento ao qual corresponde a máxima potência disponível, ponto máximo das diferentes funções representadas na Figura 3.1. Esse ponto é designado de *Maximum Power Point* (MPP), que depende principalmente da temperatura e da irradiância. Devido a esta característica torna-se necessário desenvolver um controlador que procure esse ponto de funcionamento.

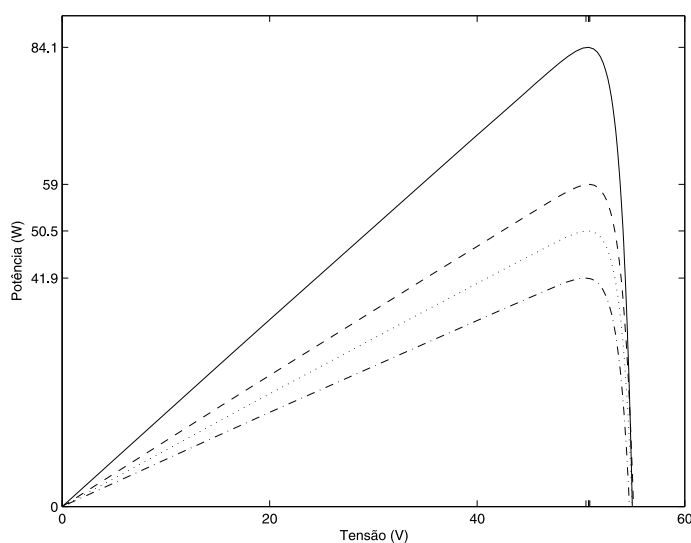


Figura 3.1: Curva Tensão - Potência de um painel fotovoltaico com diferentes níveis de irradiância.

Existem diversos algoritmos de procura do ponto de máxima potência que se podem encontrar na literatura, que diferem em complexidade, velocidade de convergência, sensores requeridos, custo, eficiência, implementação em *hardware*, popularidade, entre outros aspetos [30-34]. No entanto, são raros aqueles que realmente demonstram como se implementam os algoritmos em *hardware* [35]. Muitos são os estudos comparativos entre as principais técnicas em ambiente de simulação.

De seguida são descritas as principais técnicas (as ditas clássicas) usadas na procura do ponto de máxima potência (MPPT).

## 3.2 Algoritmos de MPPT

### 3.2.1 Algoritmo MPPT Perturba e Observa

Duas configurações clássicas do algoritmo perturba e observa podem ser encontradas na literatura como se ilustra na Figura 3.2: Na primeira configuração, o controlo é realizado sem realimentação (malha aberta), o algoritmo consiste em perturbar o ciclo de trabalho do conversor (índice de modulação), realizando amostragens periódicas da tensão e da corrente instantânea do painel fotovoltaico. Uma vez conhecida a derivada da potência em relação à tensão, o sistema de controlo altera o índice de modulação com uma amplitude constante, de maneira a que o painel trabalhe no ponto de potência máxima.

Na segunda configuração, o controlo é realizado com realimentação (malha fechada) da tensão ou da corrente do painel fotovoltaico, o algoritmo envolve a introdução de uma perturbação na tensão de referência do painel fotovoltaico e na comparação da derivada da potência em relação à tensão, antes e depois da perturbação [36-40].

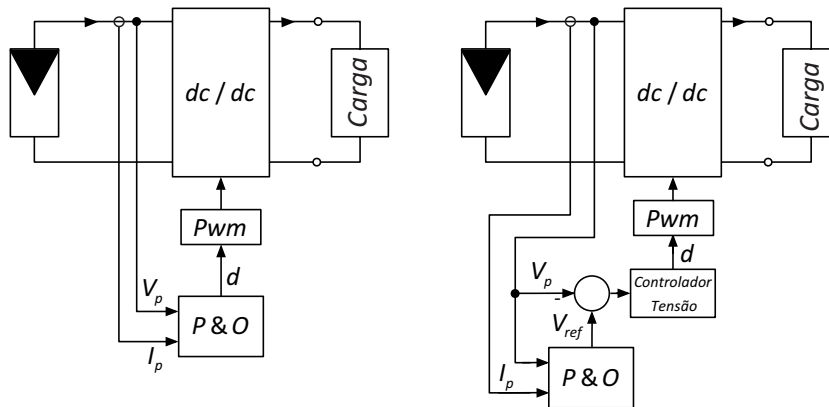


Figura 3.2: Topologia de controlo do algoritmo perturba e observa com e sem realimentação.

Observando a Figura 3.3, verifica-se, com uma perturbação introduzida à direita do ponto de máxima potência, diminuindo a tensão de referência ( $V_{ref}$ ), um aumento da potência fornecida pelo painel fotovoltaico; no entanto, uma perturbação introduzida à esquerda do ponto de máxima potência, diminuindo a tensão de referência, leva a uma diminuição da potência fornecida pelo painel fotovoltaico.

Após a introdução da perturbação o algoritmo compara a derivada da potência em relação à tensão no instante  $t_k$ , com a derivada da potência em relação à tensão no instante  $t_{k-1}$ . Caso a perturbação resulte num aumento de potência, o circuito de controlo ajusta o novo ponto de funcionamento do conversor na mesma direção, caso contrário, muda de direção. Este processo é repetido em cada iteração até que o ponto de máxima potência seja alcançado.

Depois de atingir o ponto de máxima potência, o algoritmo oscila em torno desse valor. O algoritmo clássico utiliza uma amplitude da perturbação fixa e predeterminada para aumentar ou diminuir a tensão de referência. A amplitude dessa perturbação determina o desvio enquanto oscila sobre o ponto de máxima potência. Definindo uma perturbação pequena vai ajudar a reduzir essa oscilação, no entanto, leva a um aumento do tempo de convergência. Com uma amplitude de perturbação grande o tempo de convergência diminui, mas a oscilação em torno do ponto de máxima potência aumenta, resultando num aumento da perda de potência e de rendimento. Uma solução para este conflito é ter uma amplitude de perturbação variável, diminuindo essa amplitude com a aproximação do ponto de máxima potência. São várias as

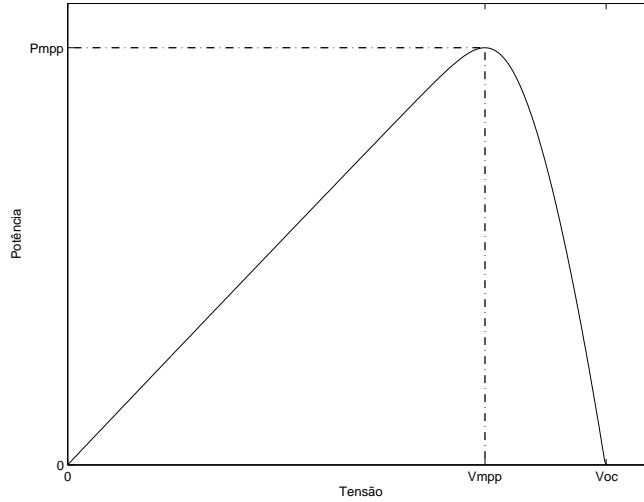


Figura 3.3: Curva Tensão - Potência de um painel fotovoltaico.

soluções para este conflito que se podem encontrar na literatura [36-40], onde basicamente a amplitude da perturbação não possui um valor previamente determinado, mas sim depende da diferença da derivada da potência em relação à tensão entre duas iterações consecutivas, multiplicada por um fator de escala  $M$ .

$$d_{k+1} = d_k \pm M \left| \frac{\partial p}{\partial v} \right| = d_k \pm M \frac{|p_k - p_{k-1}|}{|v_k - v_{k-1}|} \quad (3.1)$$

com  $M = \frac{|\Delta v_{\max}| |\Delta d_{\max}|}{|\Delta p_{\max}|}$

Já em [37] a amplitude da perturbação depende da diferença da derivada da potência em relação à corrente entre duas iterações consecutivas, multiplicada por um fator de escala  $M$ .

$$d_{k+1} = d_k \pm M \left| \frac{\partial p}{\partial i} \right| = d_k \pm M \frac{|p_k - p_{k-1}|}{|i_k - i_{k-1}|} \quad (3.2)$$

Em [39], os autores baseiam-se na relação entre a corrente do painel fotovoltaico e o índice de modulação do conversor, cuja relação é dada por  $g = (1 - d)i_{pv}$  e propõem dois métodos para determinar a amplitude de perturbação, respetivamente equações 3.3 e 3.4:

$$d_{k+1} = d_k \pm M_1 \left| \frac{\partial g}{\partial d} \right| = d_k \pm M_1 \frac{|g_k - g_{k-1}|}{|d_k - d_{k-1}|} \quad (3.3)$$

com  $0 < M_1 \leq \frac{\Delta d_{\max}}{|\Delta g / \Delta d|_{\max}}$

$$d_{k+1} = d_k \pm M_2 |\partial g| = d_k \pm M_2 |g_k - g_{k-1}| \quad (3.4)$$

com  $0 < M_2 \leq \frac{\Delta d_{\max}}{|\Delta g|_{\max}}$

Em [40], a lógica *Fuzzy* é usada para otimizar a amplitude da próxima perturbação. A Figura 3.4 e Figura 3.5, apresentam o fluxograma do algoritmo perturba e observa com realimentação da tensão, e sem realimentação respectivamente.

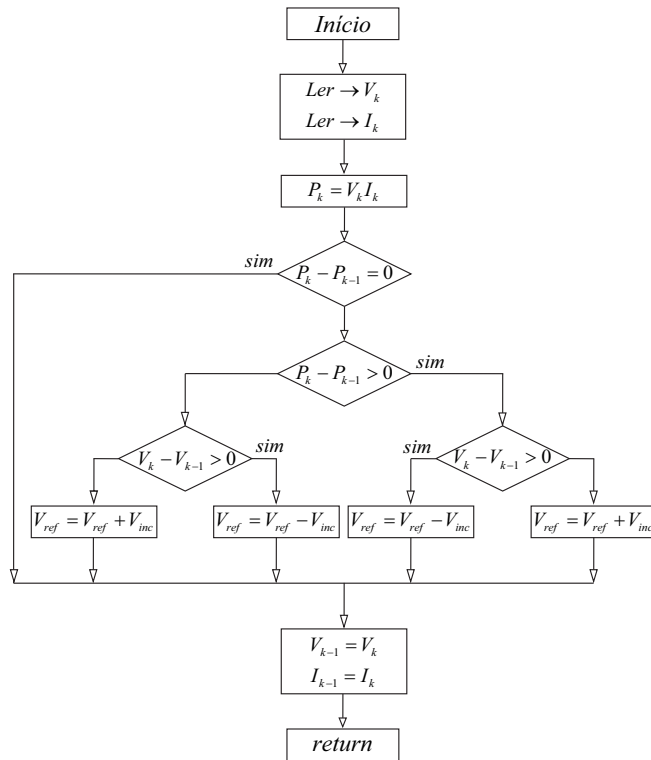


Figura 3.4: Fluxograma do algoritmo perturba e observa com realimentação da tensão.

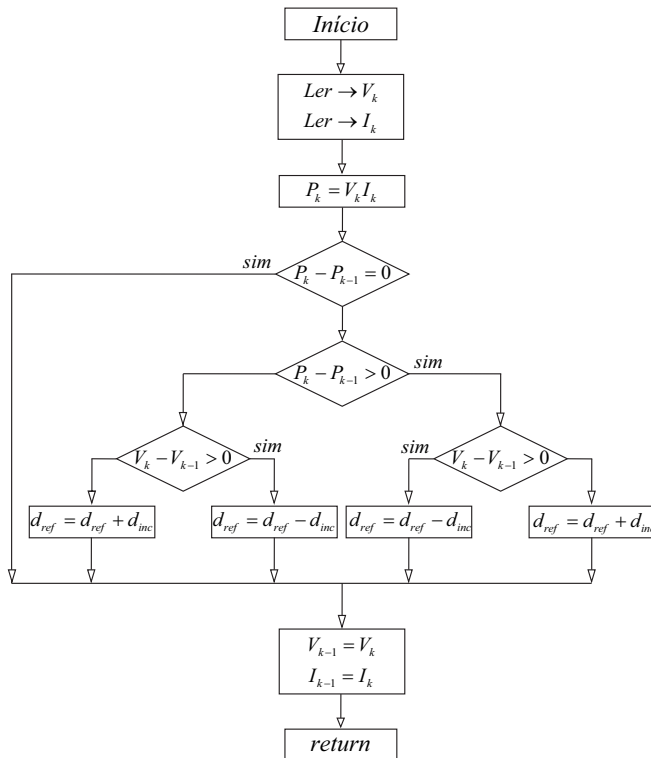


Figura 3.5: Fluxograma do algoritmo perturba e observa sem realimentação.

### 3.2.2 Algoritmo MPPT Condutância Incremental

O algoritmo condutância incremental substitui a derivada da potência em relação à tensão utilizada no método perturba e observa, com a comparação dos valores instantâneos da condutância com a condutância incremental [36-41].

A derivada da potência em relação à tensão pode-se escrever como:

$$\left. \frac{\partial P}{\partial V} \right|_{m_{pp}} = \left. \frac{\partial (VI)}{\partial V} \right|_{m_{pp}} = I + V \frac{\partial I}{\partial V} = 0 \quad (3.5)$$

Reescrevendo a equação 3.5 obtemos:

$$-\frac{I}{V} = \frac{\partial I}{\partial V} \quad (3.6)$$

Analisando a Figura 3.6, verificamos que a derivada da potência em relação à tensão é zero no ponto de máxima potência (ponto máximo da curva tensão-corrente),

$$\left. \frac{\partial P}{\partial V} \right|_{m_{pp}} = 0 \Rightarrow \left. \frac{\partial i}{\partial V} \right|_{m_{pp}} = -\frac{I_{m_{pp}}}{V_{m_{pp}}} \quad (3.7)$$

Quando o valor da condutância instantânea difere da condutância incremental  $\frac{\partial I}{\partial V} \neq -\frac{I}{V}$  a tensão de referência é ajustada de acordo com o sinal da derivada da potência em relação à tensão, em resumo três situações podem ocorrer:

$$\frac{\partial I}{\partial V} = -\frac{I}{V} \rightarrow \left( \frac{\partial P}{\partial V} = 0 \right) \quad (3.8)$$

$$\frac{\partial I}{\partial V} > -\frac{I}{V} \rightarrow \left( \frac{\partial P}{\partial V} > 0 \right) \quad (3.9)$$

$$\frac{\partial I}{\partial V} < -\frac{I}{V} \rightarrow \left( \frac{\partial P}{\partial V} < 0 \right) \quad (3.10)$$

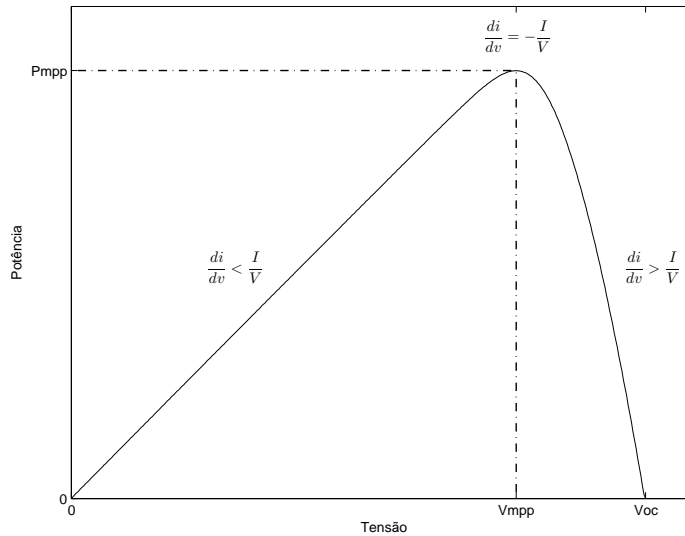


Figura 3.6: Representação da derivada da potência em relação à tensão.

Embora o algoritmo de condutância incremental geralmente apareça na literatura como um progresso em termos de eficiência, em comparação com o algoritmo perturba e observa, porque permite concluir se o ponto de máxima potência foi alcançado e, conseqüentemente, impedir o decremento ou incremento da tensão de referência. Na prática, a igualdade da equação 3.6 dificilmente é obtida por diversas razões: *hardware*, ruído, conversão analógica para digital da tensão e da corrente do painel, fazendo com que haja oscilação em torno do ponto de máxima potência, oscilação essa que depende da amplitude predeterminada do incremento ou decremento da tensão de referência.

Uma solução é definir uma tolerância em torno da equação onde é considerada satisfatória, no entanto, se essa faixa for muito grande, a tensão de referência vai estabilizar num valor distante do ponto de máxima potência. Pelo contrário se essa tolerância for muito pequena, a tensão de referência vai oscilar em torno do ponto de máxima potência.

Tal como no algoritmo anterior duas configurações clássicas podem ser encontradas na literatura, onde o controle é realizado com ou sem realimentação, como se pode verificar na Figura 3.7 e Figura 3.8 que apresentam os fluxogramas das duas configurações.

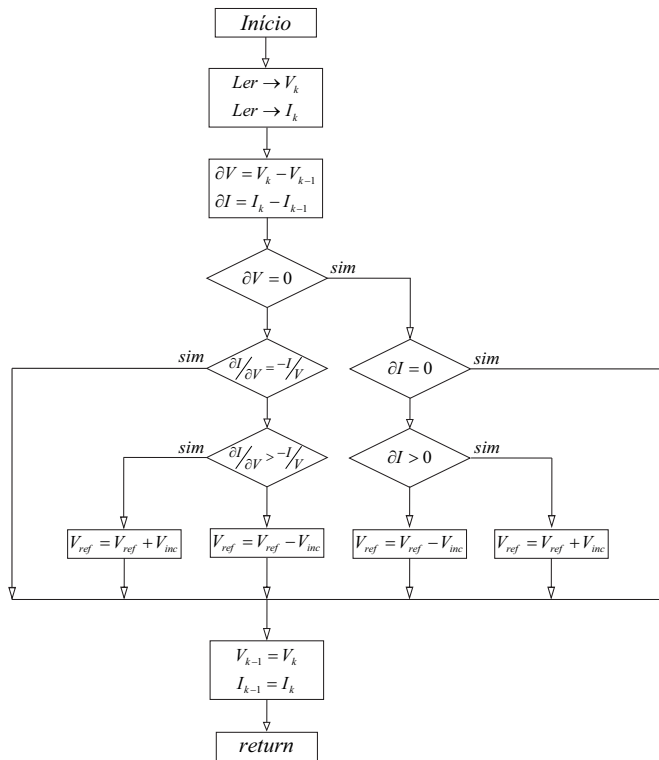


Figura 3.7: Fluxograma do algoritmo condutância incremental com realimentação.

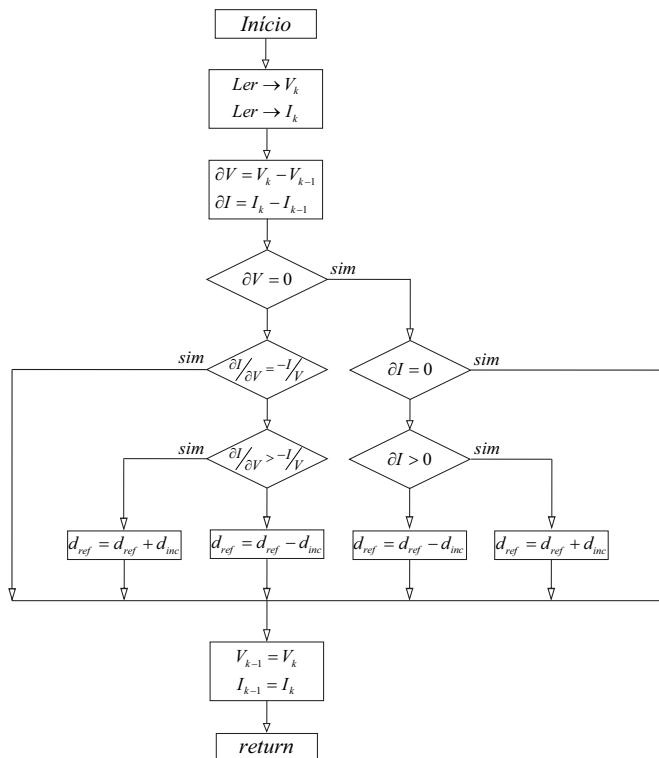


Figura 3.8: Fluxograma do algoritmo condutância incremental sem realimentação.

### 3.2.3 Algoritmo MPPT Tensão Constante e Corrente de Curto-circuito

Outro algoritmo é o da tensão constante [42, 43], este algoritmo requer o conhecimento da tensão de circuito aberto do painel fotovoltaico. O ponto de funcionamento é definido como uma percentagem fixa da tensão de circuito aberto instantânea e a tensão correspondente ao ponto de máxima potência, cujo valor é calculado experimentalmente, encontrando-se no intervalo [71% 78%]. A Figura 3.9 apresenta o fluxograma deste algoritmo.

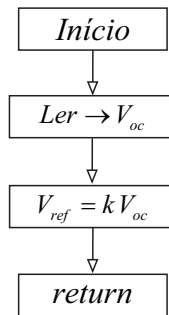


Figura 3.9: Fluxograma do algoritmo Tensão constante.

$$V_{mpp} \approx k V_{oc} \quad (3.11)$$

Este algoritmo pode ser facilmente implementado em *hardware*, no entanto a sua eficiência para a procura do ponto de máxima potência é reduzida comparada com os métodos anteriormente descritos, isto porque a medição da tensão em circuito aberto requer a interrupção momentânea da energia fornecida à carga, e a assunção da linearidade da tensão correspondente ao ponto de máxima potência com a tensão em circuito aberto, independentemente das condições exteriores (temperatura, irradiância, sombreamento) do painel, é uma aproximação. Para ultrapassar estes inconvenientes, algumas soluções podem ser encontradas na literatura, como é referido em [32], com a utilização de células piloto que caracterizem corretamente o painel fotovoltaico em causa.

Outro algoritmo semelhante, é o algoritmo da corrente de curto-circuito, que atua com a corrente de curto-circuito em vez da tensão de circuito aberto, e baseia-se no facto de que a corrente de MPP é uma percentagem fixa da corrente de curto-circuito instantânea, cujo valor é calculado experimentalmente, encontrando-se no intervalo [78% 92%]. O controlador coloca periodicamente os painéis em curto-circuito e de seguida define o ponto de funcionamento de acordo com essa medição. A Figura 3.10 apresenta o fluxograma deste algoritmo.

$$I_{mpp} \approx k I_{sc} \quad (3.12)$$

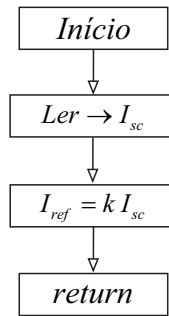


Figura 3.10: Fluxograma do algoritmo corrente de curto-circuito.

Em ambos os algoritmos é possível ajustar dinamicamente o valor do coeficiente de linearidade,  $k$ , requerendo para isso um algoritmo de otimização. Este procedimento acaba por ser essencialmente o mesmo que o algoritmo perturba e observa.

### 3.2.4 Algoritmo MPPT Dc link droop control

O algoritmo *Dc link droop control* é um algoritmo que se baseia nos parâmetros de saída do conversor DC/DC, não requerendo a medição direta da potência fornecida pelos painéis. Uma aplicação típica é ilustrada na Figura 3.11 onde o painel fotovoltaico é colocado em paralelo com um conversor DC/AC (inversor) interligado com a rede elétrica.

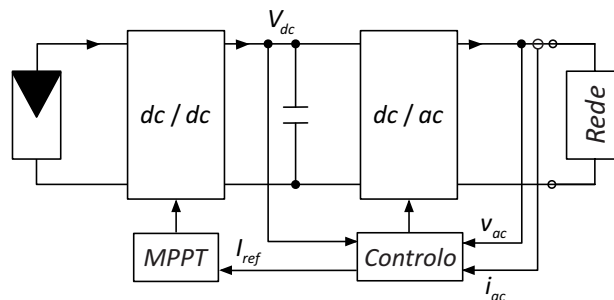


Figura 3.11: Topologia do algoritmo *Dc link droop control*.

Se a tensão no banco de condensadores (*DC link*) se mantiver constante, a referência de corrente ( $I_{ref}$ ) do conversor DC/DC pode ser incrementada, desde que a potência requerida por este conversor não exceda a potência disponível nos painéis fotovoltaicos. Ao exceder a potência máxima disponível do painel fotovoltaico a tensão no banco de condensadores decresce determinando assim o ponto de máxima potência. Isso significa que o ponto de máxima potência ocorre imediatamente antes da tensão no banco de condensadores decrementar. Neste caso em particular, este método quando comparado com métodos que envolvem o cálculo direto da potência dos painéis fotovoltaicos é menos eficiente, além disso a sua resposta depende diretamente da resposta da malha de controlo do *DC link* do conversor DC/AC.

### 3.2.5 Algoritmo MPPT Teodi

Este algoritmo baseia-se também nos parâmetros de saída do conversor DC/DC, em particular na corrente. A principal vantagem deste método é a sua simplicidade e custo, não requerendo a medição direta da potência fornecida pelos painéis [12, 44-46]. Na Figura 3.12, os módulos A e B representam dois módulos fotovoltaicos idênticos, que operam sobre condições idênticas, pois

caso esta condição não se verifique o algoritmo não funciona. Cada um dos módulos é equipado com um conversor, ambos com o mesmo rendimento  $\eta_a = \eta_b$ .

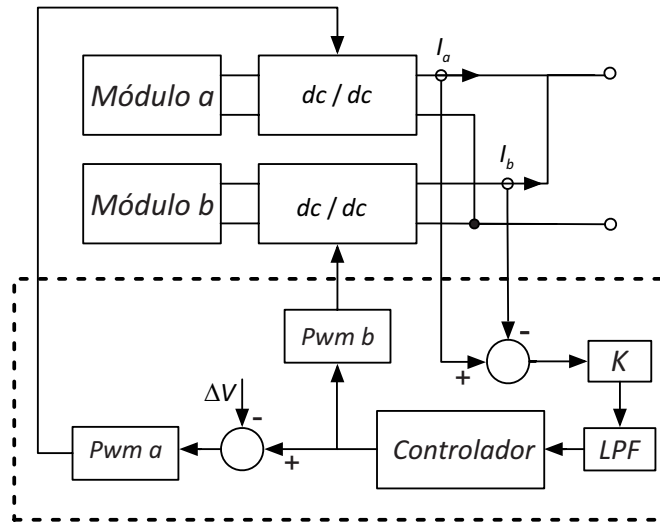


Figura 3.12: Topologia de controle do algoritmo TEODI.

Os índices de modulação dos dois conversores são diferentes  $d_a = d_b - d$ , onde  $d = V/V_p$ , em que  $V_p$  é a amplitude da onda moduladora e  $V$  uma tensão de deslocamento constante. Assumindo que a tensão de funcionamento  $V$  é escolhida a fim de obter  $V_{pva} > V_{pvb}$ , três situações podem ocorrer:

- (i) Ambos os pontos de funcionamento estão situados à esquerda do ponto de máxima potência  $V_b < V_a < V_{mpp}$ ;
- (ii) Ambos os pontos de funcionamento estão situados à direita do ponto de máxima potência  $V_{mpp} < V_b < V_a$ ;
- (iii) Os pontos de funcionamento estão em posições opostas em relação ao ponto de máxima potência  $V_b < V_{mpp} < V_a$ .

No caso em que a corrente na saída do conversor do módulo A é maior do que a do módulo B, ou seja,  $I_a > I_b$ , o sinal de  $k(I_a - I_b)$  na entrada do controlador (Pi ou PID) altera o valor do índice de modulação dos conversores de maneira a minimizar as diferenças entre as correntes de saída.

Quando ambas as potências na saída do conversor forem iguais, ou seja  $I_a = I_b$ , o sinal de entrada do controlador é zero e o índice de modulação dos conversores mantém-se constante. Nestas condições o valor de  $d$  determina a eficiência do algoritmo e o tempo de convergência, quanto menor for  $d$  menor a distância entre o ponto de funcionamento dos módulos e o ponto de máxima potência. No entanto valores pequenos de  $d$  podem levar ao não funcionamento do algoritmo.

Em suma, são diversos os algoritmos de procura do ponto de máxima potência presentes na literatura. Na Tabela 3.1 são colocadas as diferentes características dos diversos algoritmos de procura do ponto de máxima potência não mencionados neste trabalho.

Tabela 3.1: Principais parâmetros dos perfis do grupo 1.

Mppt	Variáveis de Controlo	Complexidade
<i>Curve-Fitting Technique</i>	Tensão	Simple
Lógica Fuzzy	Tensão ou corrente	Complexo
Redes Neurais	Tensão ou corrente	Complexo
<i>One-Cycle Control (OCC) Technique</i>	Tensão	Simple
<i>Forced Oscillation Technique</i>	Tensão ou corrente	Complexo
<i>Look-up Table</i>	Tensão ou corrente	Simple
<i>Ripple Correlation Control (RCC) Technique</i>	Tensão ou corrente	Complexo
<i>Parasitic Capacitance Technique</i>	Tensão ou corrente	Simple
<i>Load Current/Load Voltage Maximization Technique</i>	Tensão	Médio
<i>Current Sweep</i>	Corrente	Médio

### 3.3 Plataforma Experimental

A Figura 3.13 apresenta uma representação em blocos do *hardware* proposto para o desenvolvimento dos algoritmos de procura do ponto de máxima potência, podendo ser dividida em seis blocos:

- (i) Fonte programável DC SL 500-5.2, e o software *Photovoltaic Power Profile Emulation* (PPPE);
- (ii) Sistema de aquisição;
- (iii) Sistema de controlo;
- (iv) Sistema de potência;
- (v) Sistema de comando do circuito de potência (*Drive*);
- (vi) Carga resistiva.

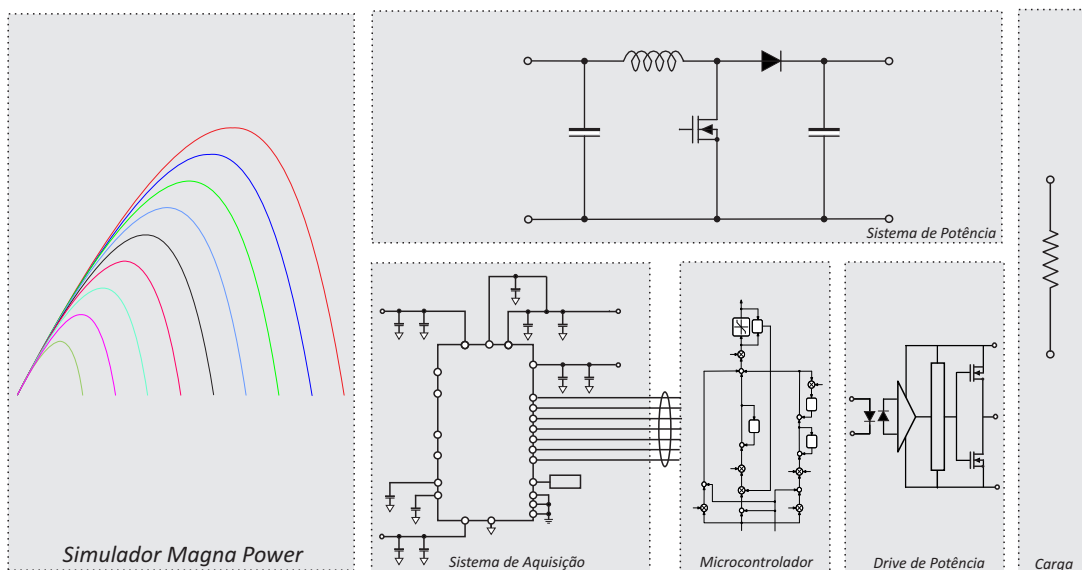


Figura 3.13: Representação em blocos da topologia utilizada.

O software *Photovoltaic Power Profile Emulation* (PPPE) permite a simulação de um painel fotovoltaico, considerando diferentes níveis de irradiância solar e temperatura definidos pelo utilizador. A possibilidade de programar as curvas de tensão - corrente, de acordo com a necessidade do utilizador, facilita os testes dos algoritmos de procura do ponto de máxima potência para diferentes regiões com diferentes níveis de irradiância e de temperatura. Podem ser definidos um número ilimitado de perfis a serem seguidos e sequenciados ao longo de um determinado período de tempo. Após a definição do perfil do painel fotovoltaico este é transferido através de comunicação série para a fonte programável DC SL 500-5.2, Figura 3.14.



Figura 3.14: Fonte programável DC SL 500-5.2.

### 3.3.1 Sistema de processamento e controlo

A unidade de processamento e controlo utilizada foi o microcontrolador TMS320F28027. É um microcontrolador de 32 bits de ponto fixo, empregue em tarefas matemáticas com alguma complexidade, visto que é capaz de realizar processamento paralelo. Possui uma frequência de relógio de 60 MHz, com uma memória RAM de 12 kb e ROM de 2kb e uma memória Flash de 64kb. Dispõe ainda de 6 canais PWM e 8 canais de ADC com 12 bits de resolução e com um tempo mínimo de conversão de cerca de 333 ns. Possui ainda comunicação I<sup>2</sup>C, CAN e SPI.

### 3.3.2 Sistema de aquisição

O sistema de aquisição representado na Figura 3.15 tem por base o conversor analógico digital AD7367. É um conversor de 14 bits de 4 canais com conversão simultânea, que pode ser configurado via microcontrolador, para funcionar com diversas amplitudes de conversão mais concretamente  $\pm 5$  V,  $\pm 10$  V,  $\pm 12$  V ou 0-10 V, permitindo uma boa precisão e flexibilidade, com um tempo de conversão inferior a 1.25  $\mu$ s e com uma taxa de transmissão de 500 kbps. A opção por um conversor analógico digital externo ao microcontrolador permite uma maior resolução e flexibilidade. Este conversor analógico digital foi configurado para trabalhar com uma amplitude de conversão de 0-10 V, a comunicação com a unidade de processamento e controlo é realizada através de comunicação série (SPI).

O sensor de tensão seleccionado foi o transdutor de tensão CYHVS025A, como se representa na Figura 3.15, cuja relação de transformação é de 2500:1000, com uma corrente nominal no primário de  $\pm 10$  mA, enquanto, no lado secundário, a corrente nominal possui o valor de  $\pm 25$  mA, exibindo erros de precisão e de linearidade inferiores a 1%. A sua montagem foi efetuada de modo a exibir uma amplitude de entrada de  $\pm 250$  V.

A resistência  $R_i$  limita o valor da corrente no sensor, para que o seu valor instantâneo não ultrapasse o valor da corrente nominal no primário. Por sua vez, a resistência de medida,  $R_m$ , deve ser dimensionada de maneira a que a tensão aos seus terminais se adeque aos níveis de tensão do conversor analógico digital. Neste caso, em particular, a variação de tensão com uma resistência de medida de 350  $\Omega$ , resulta numa amplitude de tensão no lado da medida de 0-8.75 V.

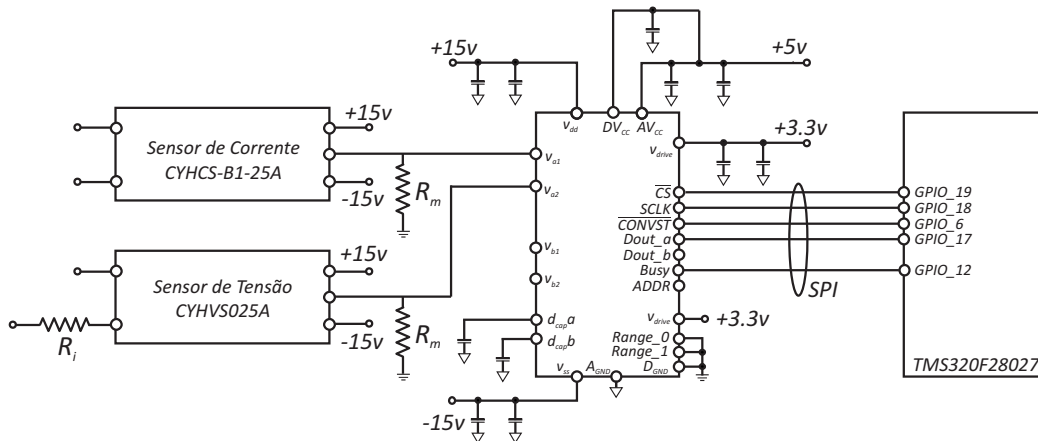


Figura 3.15: Sistema de aquisição desenvolvido.

O sensor de corrente selecionado foi o sensor de corrente CYHCS-B1-25A, como se representa na Figura 3.15. Este sensor de corrente permite efetuar medições de uma corrente nominal máxima de 25 A. Tal como no sensor de tensão a sua resistência de medida,  $R_m$ , deve ser dimensionada de maneira a que a tensão no lado da medida se adeque ao nível de tensão do conversor analógico digital. Neste caso com uma resistência de medida de  $350 \Omega$  a amplitude de tensão é de 0-8.75 V.

### 3.3.3 Sistema de comando do circuito de potência (Drive)

Para garantir o isolamento entre o microcontrolador e o circuito de potência utilizaram-se acopladores óticos, em concreto foi utilizado o acoplador ótico TLP152 que permite uma frequência de comutação máxima de 250 kHz. Utilizaram-se também conversores DC/DC isolados com o objetivo de compatibilizar os níveis de tensão para o circuito de disparo do *mosfet*, bem como reduzir o ruído no circuito de processamento e controlo provocado pelo conversor DC/DC *boost* implementado, como se ilustra na Figura 3.16.

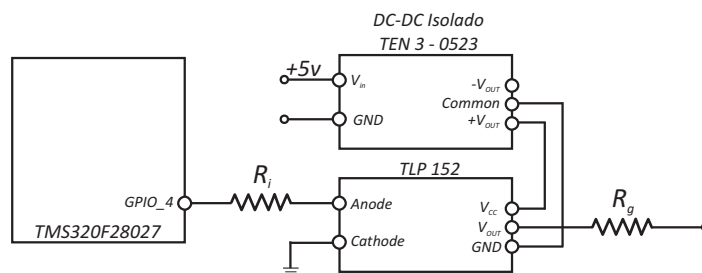


Figura 3.16: Circuito de disparo desenvolvido.

### 3.3.4 Controlador PID *anti-windup*

O controlador implementado foi o controlador representado na Figura 3.17, proposto pela *Texas Instruments*.

O termo proporcional é calculado como sendo a diferença entre o valor de referência e o valor do sinal de realimentação. Outra característica deste controlador é a sua sensibilidade para a entrada de referência que pode ser ponderada pelo valor de  $k_v$ . A lei proporcional é:

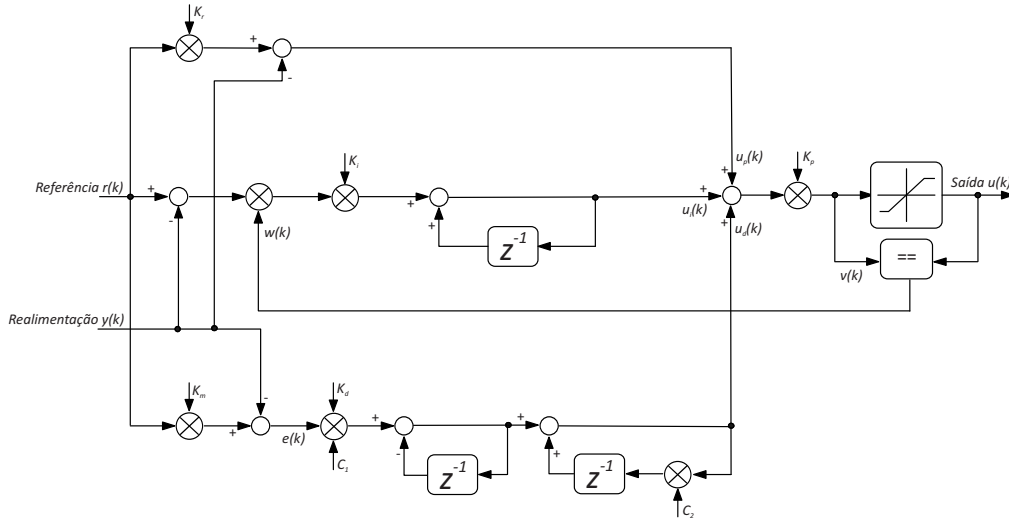


Figura 3.17: Controlador PID anti-windup.

$$u_p(k) = k_p r(k) - y(k) \quad (3.13)$$

O termo integral é composto por um integrador discreto que é multiplicado por um termo  $w(k)$  derivado da saída. O termo  $w(k)$  assume o valor zero, ou um, proporcionando um meio para desativar a parte integral quando ocorre saturação da saída, melhorando o tempo de resposta e a sua dinâmica na recuperação dessas situações. A lei do integrador é:

$$u_i(k) = u_i(k-1) + k_i(r(k) - y(k)) \quad (3.14)$$

$$w(k) = \begin{cases} 0 & \Rightarrow v(k) \neq u(k) \\ 1 & \Rightarrow v(k) = u(k) \end{cases} \quad (3.15)$$

O termo derivativo é calculado como sendo a diferença entre o valor de referência ponderado pelo valor de  $k_m$  e o valor do sinal de realimentação e a diferença das entradas anteriores. Um filtro digital de primeira ordem é aplicado ao termo derivativo, com o objetivo de reduzir o ruído em altas frequências. A frequência de corte do filtro é determinada por dois coeficientes ( $c_1, c_2$ ), onde  $c_1$  é expresso em Hz (frequência de corte), e  $T$  em segundos (*sampling time*)

$$e(k) = k_m r(k) - y(k) \quad (3.16)$$

onde  $c_1 = a$ ; e  $c_2 = 1 - c_1 T$ ;

$$u_d(k) = k_d(c_2 u_d(k-1) + c_1 e(k) - c_1 e(k-1)) \quad (3.17)$$

A saída do controlador é a soma das partes proporcional, integral e derivativo, multiplicado por um termo  $k_p$ . O resultado é, em seguida, comparado com a limitação de saturação de acordo

com os limites superiores e inferiores.

$$v(k) = k_p (u_p(k) + u_i(k) + u_d(k)) \quad (3.18)$$

$$\text{com } u(k) = \begin{cases} u_{\max} \Rightarrow v(k) > u_{\max} \\ u_{\min} \Rightarrow v(k) < u_{\min} \\ v(k) \Rightarrow u_{\min} < v(k) < u_{\max} \end{cases}$$

### 3.3.4.1 Otimização do Controlador Proporcional Integral

A Figura 3.18 apresenta o diagrama de blocos da malha de controlo da tensão do algoritmo perturba e observa, cuja referência para a variável de controlo é a tensão do painel fotovoltaico.

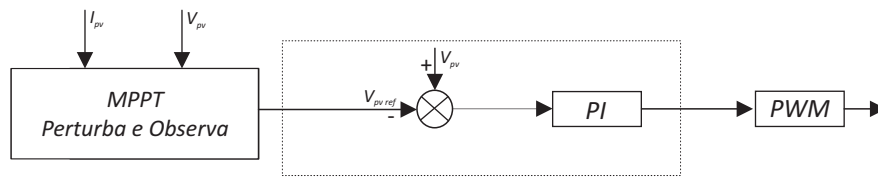


Figura 3.18: Diagrama de blocos da malha de controlo da tensão.

Com o objetivo de determinar os melhores ganhos do controlador proporcional e integral da Figura 3.19, com as equações 3.13, 3.14, 3.15 e 3.18, descritas anteriormente e referentes ao controlador, bem como com as equações C.3, C.6, C.7 e C.8 relativas ao modelo matemático do conversor *Boost* detalhadas no anexo C, criou-se o seguinte modelo matemático, em ambiente de simulação, no *Software Matlab*.

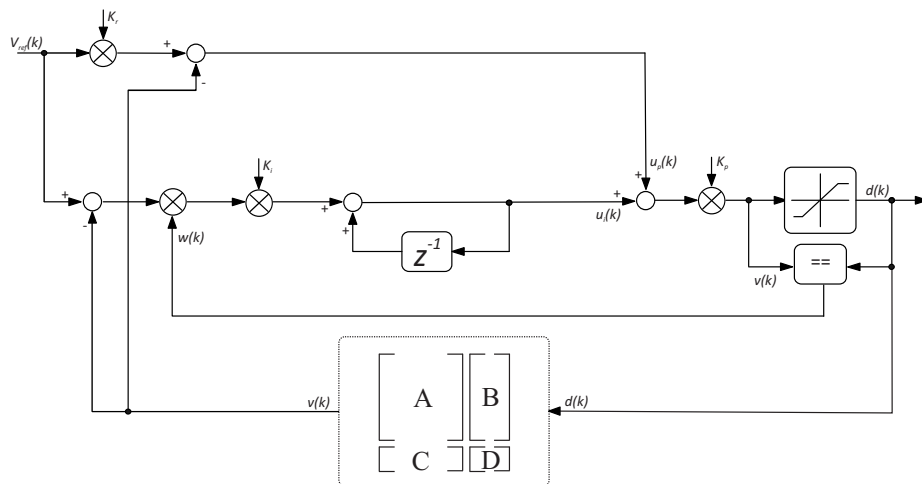


Figura 3.19: Modelo matemático do conversor *boost* com um controlador PI.

Os ganhos do controlador foram ajustados por tentativa e erro. Na Figura 3.20 e na Figura 3.21 podemos observar o comportamento do controlador com diferentes ganhos, quando submetido a diferentes tensões de referência com uma tensão de entrada de 40 V. Com os ganhos referentes ao ensaio 3, que corresponde  $k_p = 0.51$  e  $k_i = 0.91$ , este apresenta uma resposta sem oscilação e com um pequeno tempo de estabelecimento, apresentado assim um elevado desempenho.



Figura 3.20: Resposta do sistema para diferentes tensões de referência.

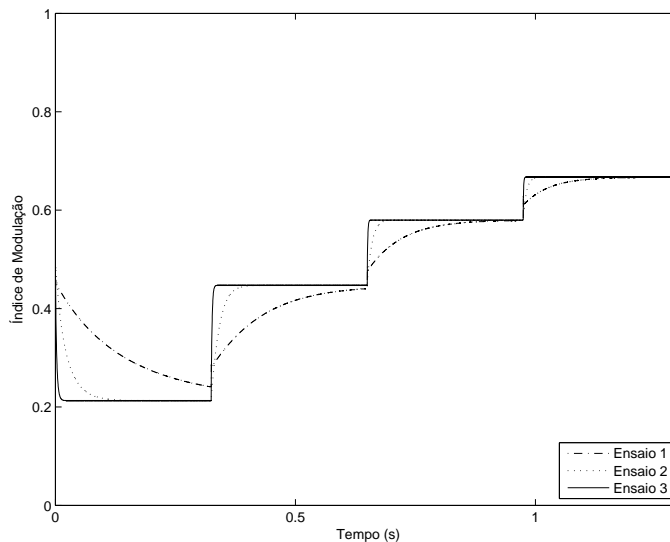


Figura 3.21: Resposta do índice de modulação para diferentes tensões de referência.

Os valores dos ganhos determinados, em ambiente de simulação, foram utilizados na implementação prática do controlador, com o objetivo de o validar e de verificar a sua resposta. Desenvolveu-se no *Code Composer Studio* o *software* de controlo do conversor DC/DC, em que o controlador PI é submetido a diferentes tensões de referência. Os dados apresentados são retirados do *datalogger* disponibilizado pelo *software* PPPE, com uma taxa máxima de amostragem de 1 segundo.

O controlo da tensão à entrada do conversor DC/DC, tensão de saída do painel fotovoltaico gerado no *software* PPPE, exibe uma excelente resposta, que demonstra o excelente desempenho do controlador, como se mostra na Figura 3.22. Esse desempenho é obtido muito à custa do sistema de aquisição implementado neste trabalho.

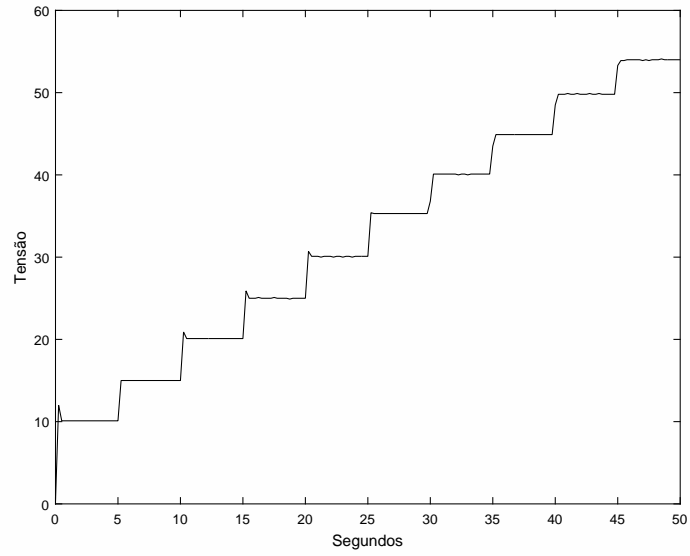


Figura 3.22: Resposta experimental do conversor *boost* para diferentes tensões de referência.

Na Figura 3.23, podemos verificar a resposta do controlador para o caso particular em que a tensão de referência do painel fotovoltaico é de 40 V.

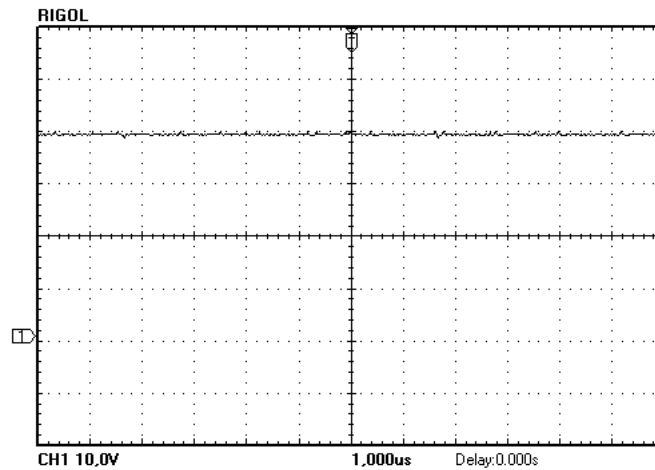


Figura 3.23: Resposta experimental do conversor *boost* para uma tensão de referência de 40 V.

Na Figura 3.24 podemos verificar a frequência de comutação do conversor *Boost*, que é de 25 kHz.

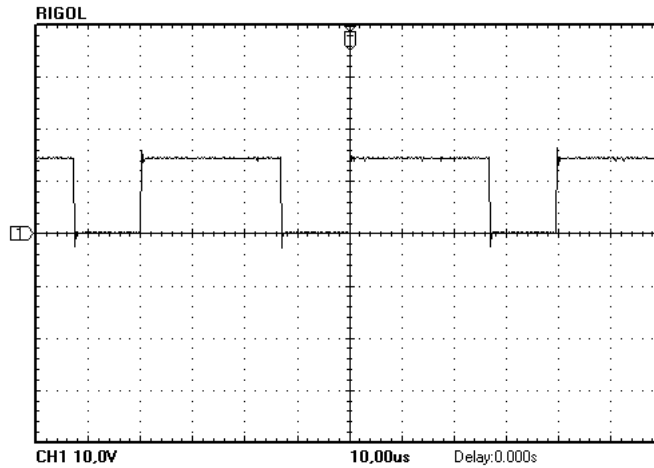


Figura 3.24: Frequência de comutação do conversor *boost*.

### 3.4 Resultados experimentais

Para avaliar o desempenho dos algoritmos de procura do ponto de máxima potência, foram concebidos dois grupos de 4 perfis a serem seguidos e sequenciados ao longo de um determinado período de tempo. O primeiro grupo de perfis cujas curvas características V/I e V/P são ilustradas na Figura 3.25, tenta reproduzir variações de irradiância mantendo a temperatura constante (25°C). Já o segundo grupo de perfis, cujas curvas características V/I e V/P são ilustradas na Figura 3.26, reproduzem variações de irradiância e de temperatura. Na Tabela 3.2 e na Tabela 3.3 são mostrados os principais parâmetros dos dois grupos de perfis.

Tabela 3.2: Principais parâmetros dos perfis do grupo 1.

Perfis	1	2	3	4
$V_{mpp}$	50.746 V	50.484 V	50.729 V	50.847 V
$I_{mpp}$	1.659 A	0.83 A	0.996 A	1.162 A
$V_{oc}$	55 V	54.669 V	54.933 V	55.063 V
$I_{sc}$	1.72 A	0.85 A	1.020 A	1.190 A
$P_{mpp}$	84.187 W	41.901 W	50.323 W	59.084 W

Tabela 3.3: Principais parâmetros dos perfis do grupo 1.

Perfis	1	2	3	4
$V_{mpp}$	65.060 V	60.102 V	59.465 V	63.341 V
$I_{mpp}$	1.580 A	1.478 A	1.282 A	1.381 A
$V_{oc}$	69.760 V	64.780 V	62.790 V	67.769 V
$I_{sc}$	1.631 A	1.529 A	1.329 A	1.43 A
$P_{mpp}$	102.795 W	88.830 W	76.234 W	87.473 W

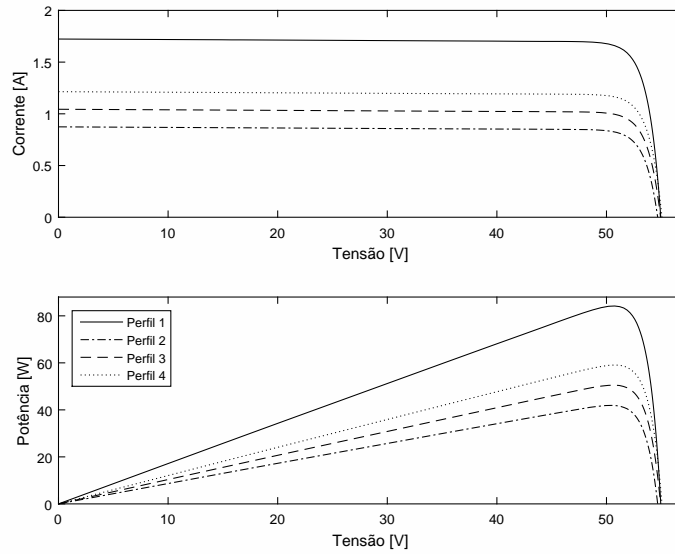


Figura 3.25: Curvas caraterísticas corrente - potência dos perfis do grupo 1.

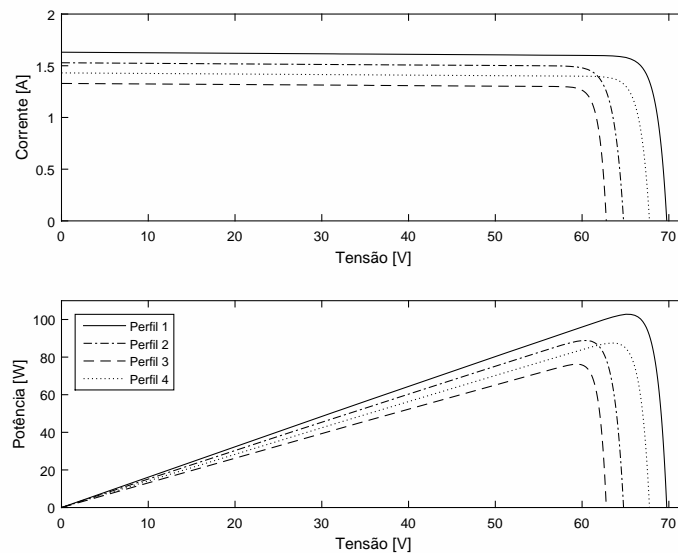


Figura 3.26: Curvas caraterísticas tensão - potência dos perfis do grupo 2.

### 3.4.1 Implementação do algoritmo Perturba e Observa

Todos os algoritmos implementados neste trabalho foram realizados no *Code Composer Studio* versão 5 da *Texas Instruments* em linguagem C. A Figura 3.28 apresenta o fluxograma do algoritmo implementado no microcontrolador TMS320F28027, sendo constituído por um programa principal onde, basicamente, se configuram os periféricos utilizados, o módulo de epwm, o módulo de comunicação série síncrono (SPI) e configuradas todas as interrupções, e, por último, são inicializadas todas as variáveis.

A rotina de interrupção pwm é responsável pelo *trigger* do conversor analógico digital AD7367, através do gpio6 configurado como output que controla a entrada do conversor analógico digital *Conversion Start*.

A rotina de interrupção PI é uma rotina de interrupção por hardware, associada ao flanco descendente do gpio12. A entrada gpio12 é configurada como input associada à saída do conversor analógico digital *Busy*, que indica o fim da conversão e que os dados estão disponíveis na porta série (SPI) como se ilustra na Figura 3.27.

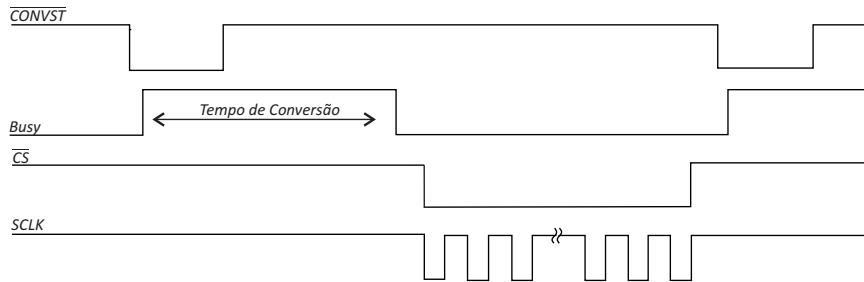


Figura 3.27: Diagrama temporal do conversor analógico digital AD7367.

Esta rotina de interrupção é responsável pelo controlo, onde inicialmente obtemos o par tensão corrente via comunicação série (SPI), e posteriormente é executado o controlador PI descrito pelas equações 3.13, 3.14, 3.15 e 3.18. Também nesta rotina é calculado o valor médio da corrente e tensão a ser utilizado na rotina de interrupção P&O.

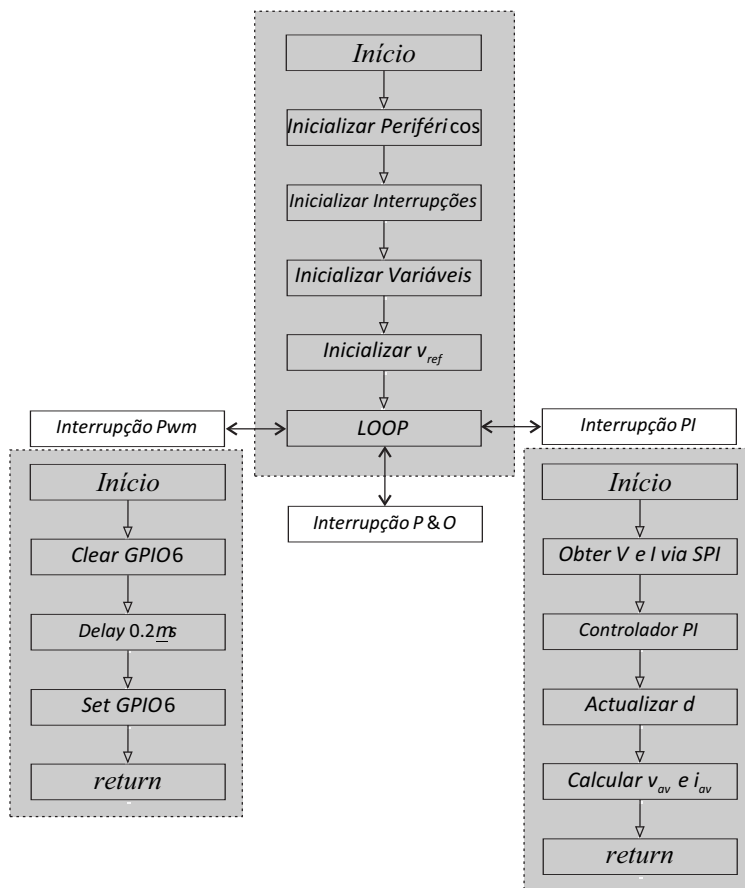


Figura 3.28: Fluxograma do algoritmo perturba e observa implementado no microcontrolador.

A interrupção P&O é responsável pela execução do algoritmo de procura do ponto de máxima potência. Este algoritmo consiste basicamente no algoritmo anteriormente descrito na secção 3.2.1, como se ilustra na Figura 3.4, com algumas modificações, como a utilização de um passo

variável em função da potência entre duas iterações consecutivas, dados pelas equações 3.19 a 3.22.

$$0 < |P_k - P_{k-1}| < 0.1 \rightarrow V_{ref} = V_{ref} \quad (3.19)$$

$$0.1 \leq |P_k - P_{k-1}| < 1 \rightarrow V_{ref} = V_{ref} \pm 0.25 \quad (3.20)$$

$$1 \leq |P_k - P_{k-1}| < 2 \rightarrow V_{ref} = V_{ref} \pm 0.5 \quad (3.21)$$

$$|P_k - P_{k-1}| \geq 2 \rightarrow V_{ref} = V_{ref} \pm 1 \quad (3.22)$$

A Figura 3.29 apresenta a utilização do CPU, onde podemos verificar que todas as interrupções são desencadeadas pelo *timer* do módulo epwm configurado para uma frequência 25kHz, correspondente à frequência de comutação do conversor DC/DC.

Tanto a interrupção pwm como a interrupção PI são executadas com uma frequência de 12.5 kHz. Já a interrupção P&O é executada com uma frequência de 2 Hz, frequência essa que é imposta pela fonte programável DC SL 500-5.2. Esta limitação impede que esta interrupção seja executada com uma frequência mais elevada como seria desejado (15-100Hz).

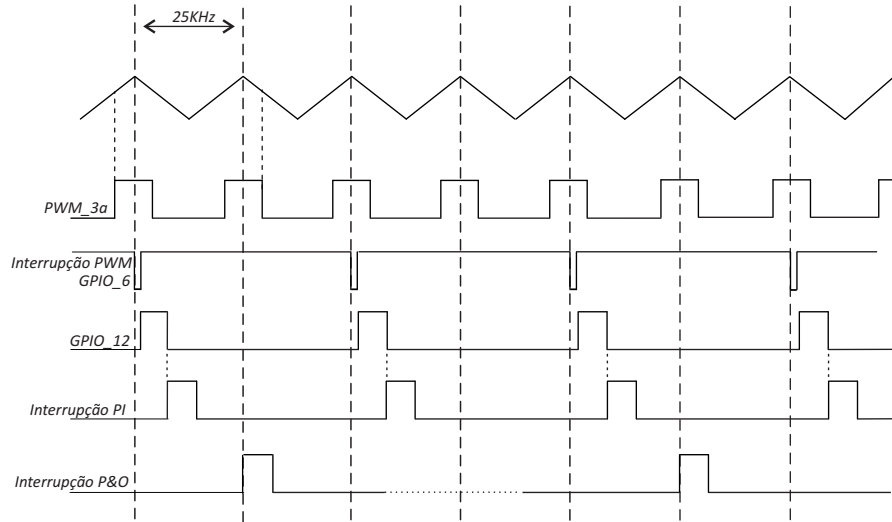


Figura 3.29: Utilização do *cpu* nas diversas interrupções implementadas.

### 3.4.1.1 Primeiro Ensaio

O Primeiro ensaio foi realizado em condições de irradiância constante, com o primeiro perfil do primeiro grupo. A Figura 3.30 e Figura 3.31 apresentam os resultados obtidos para o par tensão - corrente e da potência, respetivamente. O algoritmo apresenta um tempo de convergência que ronda os 5 segundos, em que o valor médio da potência extraída é de 81.0454 W, que corresponde a uma tensão média de 50.288 V, e um valor médio de corrente de 1.6116 A. De referir que os

dados apresentados são retirados do *datalogger* disponibilizado pelo *software* PPPE com uma taxa de amostragem de 1 segundo.

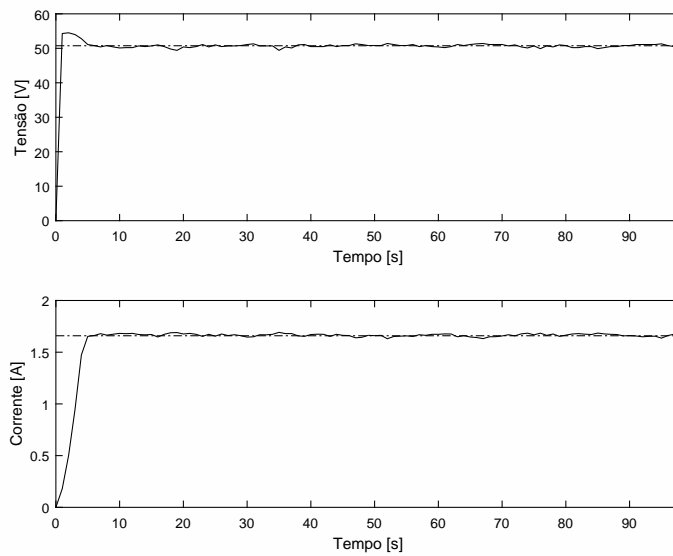


Figura 3.30: Resposta do algoritmo para o par tensão-corrente.

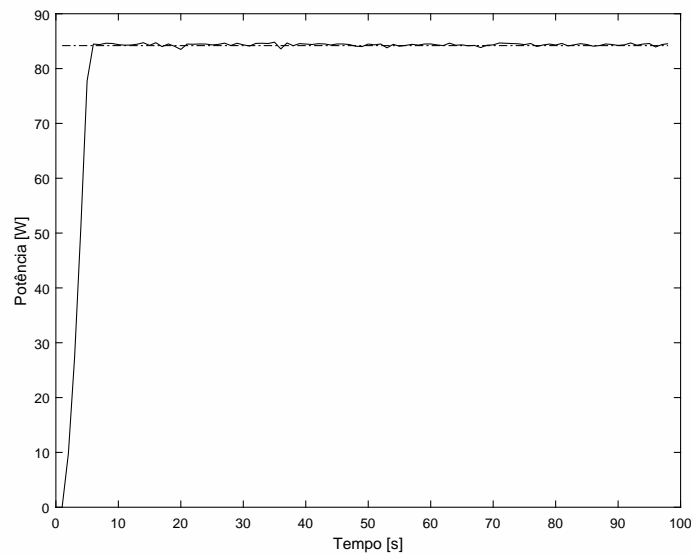


Figura 3.31: Evolução da potência.

Podemos verificar que o algoritmo apresenta um bom desempenho. A utilização de uma amplitude de perturbação variável melhora o tempo de convergência e reduz significativamente a oscilação em torno do ponto de máxima potência. Outro aspeto muito relevante, que melhora significativamente o tempo de convergência do algoritmo, é o posicionamento da tensão de referência num ponto de funcionamento inicial próximo da tensão de circuito aberto. Outra possível solução, que não foi implementada neste trabalho, é a utilização do método de tensão constante, descrito na secção 3.2.3, para posicionar a tensão de referência inicial num ponto de funcionamento próximo do ponto de máxima potência. A Figura 3.32 ilustra a evolução do erro

da corrente, tensão e potência, onde verificamos que após o tempo de convergência o desvio máximo do valor da corrente é de 0.033 A, o valor da tensão é de 1.35 V e o valor da potência 0.69 W.

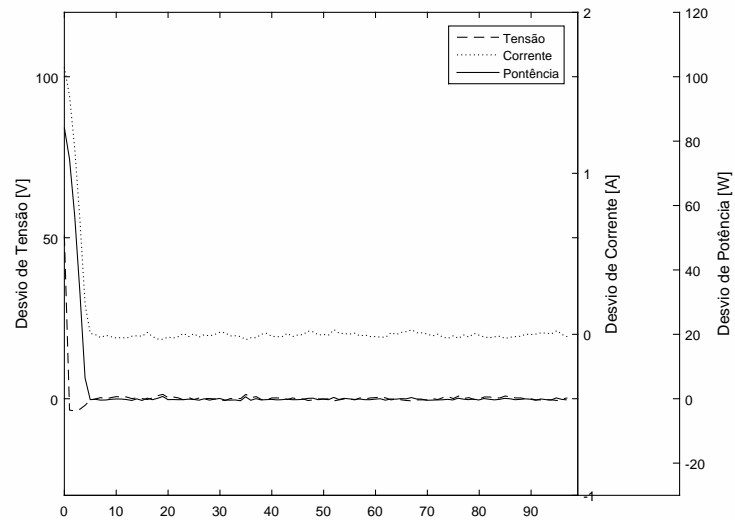


Figura 3.32: Evolução dos erros da corrente, tensão e potência.

Outro aspecto que afeta o desempenho dos algoritmos, bem como o desempenho da fonte DC SL 500-5.2, é a variação de corrente em torno do ponto de máxima potência dos perfis criados. A Figura 3.33 ilustra essa variação com um intervalo de 0.07 A, obrigando a uma enorme precisão do sistema de aquisição, muito difícil de obter. Um exemplo desse problema é ilustrado na Figura 3.31, onde a fonte programável DC SL 500-5.2, em curtos instantes de tempo, fornece uma maior potência do que a potência máxima prevista.

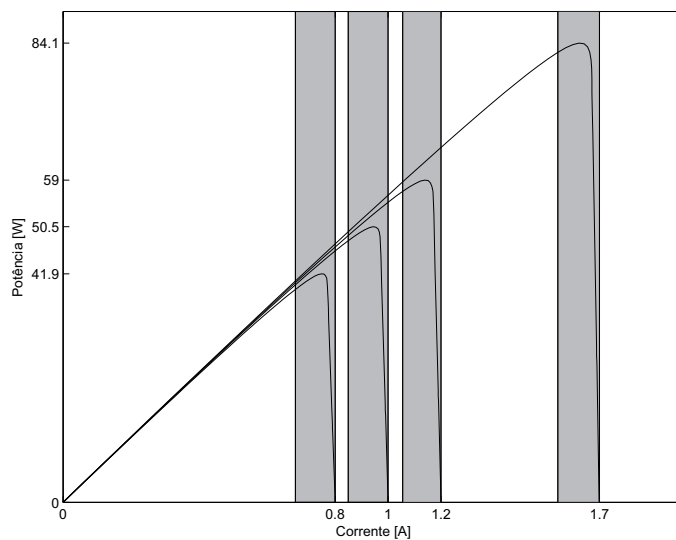


Figura 3.33: Variação da corrente em torno do ponto de máxima potência.

A Figura 3.34 e a Figura 3.35 ilustram o comportamento do algoritmo no seguimento do ponto

de máxima potência, onde podemos verificar que posicionando a referência inicial de tensão na parte descendente da curva característica, o tempo de convergência diminui, isto deve-se ao facto da amplitude de perturbação ser dependente da diferença da potência entre duas iterações consecutivas, sendo essa a zona em que a variação é mais acentuada. Alcançado o ponto de máxima potência o algoritmo oscila entre torno deste, com um desvio máximo de 1.35 V.

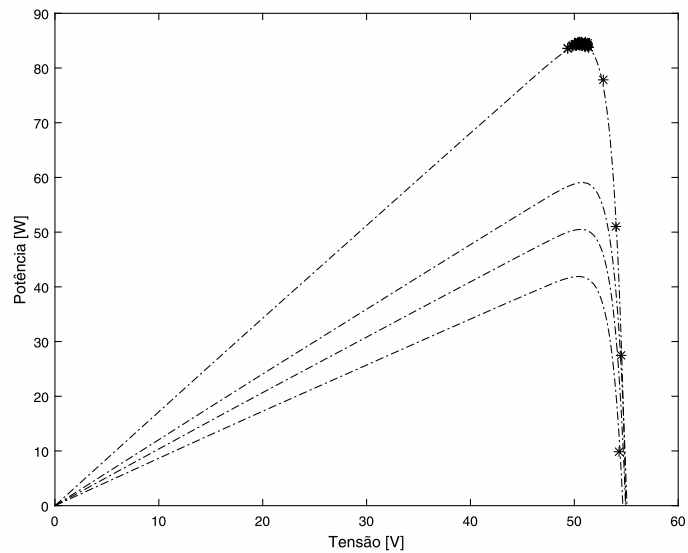


Figura 3.34: Representação gráfica dos diversos pontos na curva característica tensão-potência.

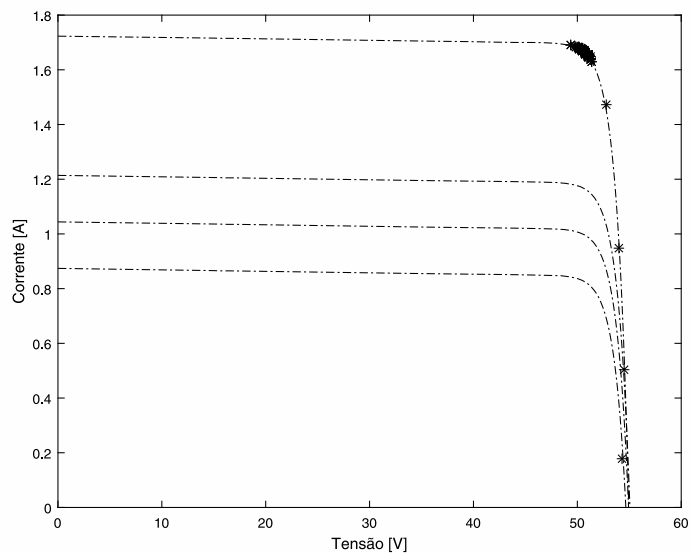


Figura 3.35: Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-corrente.

### 3.4.1.2 Segundo Ensaio

O segundo ensaio foi realizado em condições de irradiância variável com os perfis do primeiro grupo. A Figura 3.36 e a Figura 3.37 mostram os resultados obtidos para o par tensão - corrente

e da potência respetivamente. O valor médio da potência extraída no perfil 1 é de 83.4895 W, que corresponde a uma tensão média de 50.7811 V, e um valor médio de corrente de 1.6493 A. O valor médio da potência extraída no perfil 2 é de 41.7574 W, que corresponde a uma tensão média de 50.2156 V, e um valor médio de corrente de 0.8316 A. O valor médio da potência extraída no perfil 3 é de 50.4045 W, que corresponde a uma tensão média de 50.6614 V, e um valor médio de corrente de 0.9949 A. Por último o valor médio da potência extraída no perfil 4 é de 56.1188 W, que corresponde a uma tensão média de 50.2688 V, e um valor médio de corrente de 1.1164 A. É de salientar que muitos destes valores são mais elevados do que seria de esperar, visto que em algumas situações a fonte programável disponibiliza uma potência maior do que a prevista, tornando difícil uma análise mais rigorosa.

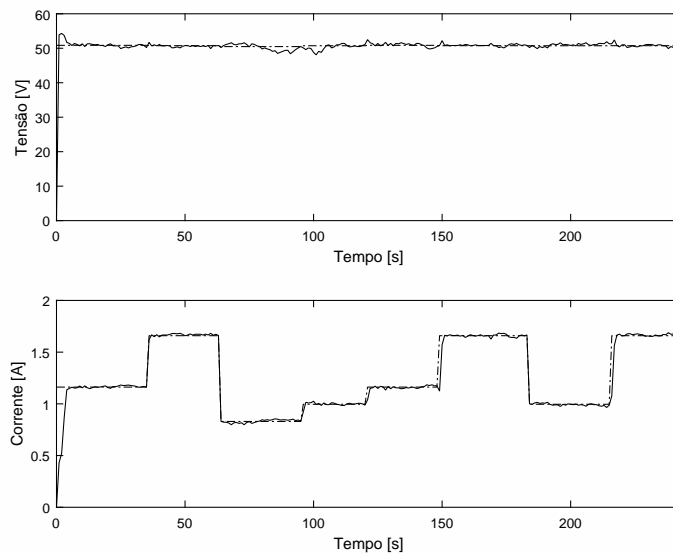


Figura 3.36: Resposta do algoritmo para o par tensão-corrente.

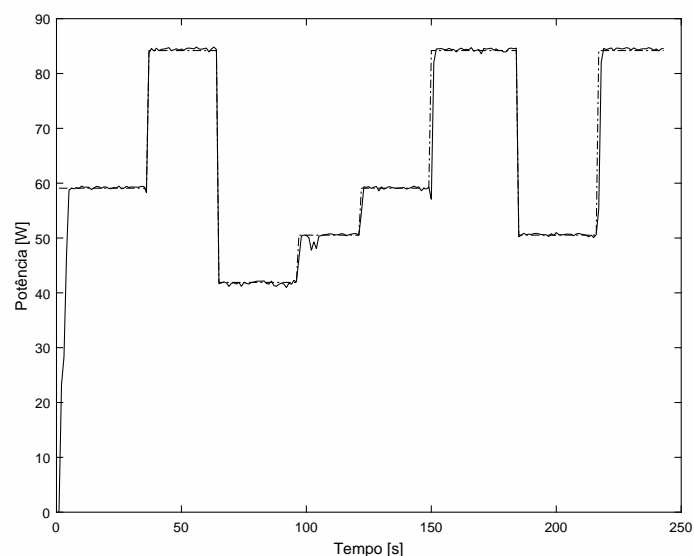


Figura 3.37: Evolução da potência.

A Figura 3.38 ilustra a evolução do erro da corrente, tensão e potência, onde se pode verificar o excelente desempenho do algoritmo nas diversas transições repentinas de irradiância. De facto, ao se verificar apenas variação na irradiância a tensão a que corresponde o ponto de máxima potência apresenta uma variação mínima. Nestas situações, o algoritmo apresenta uma resposta sem oscilações e com um pequeno tempo de convergência.

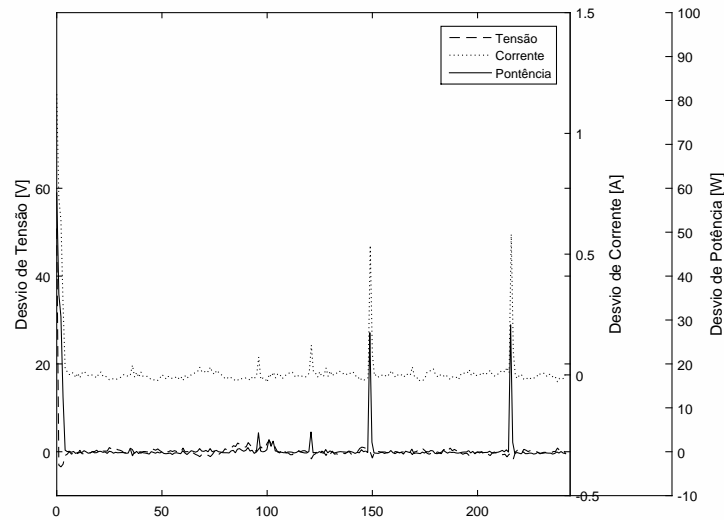


Figura 3.38: Evolução dos erros da corrente, tensão e potência.

A Figura 3.39 e a Figura 3.40 ilustram o comportamento do algoritmo no seguimento do ponto de máxima potência. Onde podemos verificar o comportamento do algoritmo na procura do ponto de máxima potência, este apresenta um bom desempenho quando sujeito a variações repentinas na irradiância. De referir que os pontos de funcionamento fora das curvas devem-se sobretudo ao tempo de amostragem não estar sincronizado com o posicionamento do novo ponto de funcionamento, bem como ao tempo de resposta da fonte programável, quando sujeita as transições rápidas.

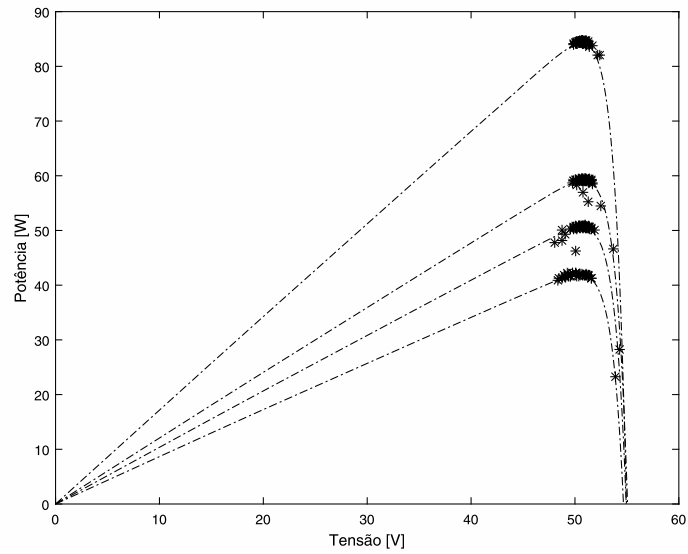


Figura 3.39: Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-potência.

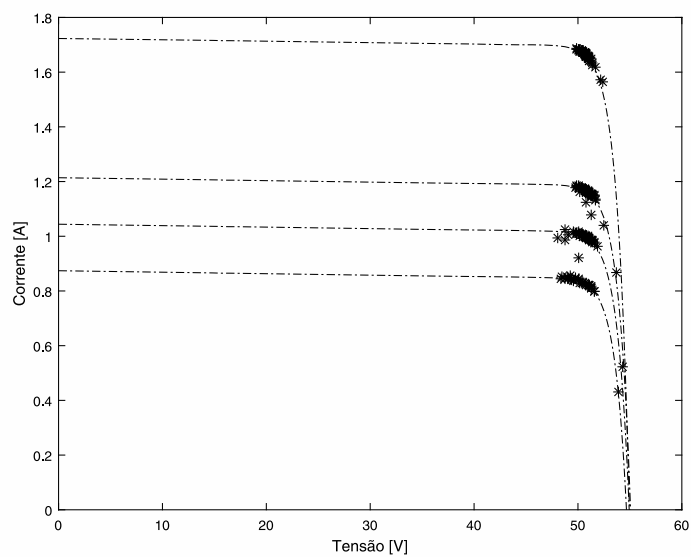


Figura 3.40: Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-corrente.

### 3.4.1.3 Terceiro Ensaio

O terceiro ensaio foi realizado em condições de irradiância e temperatura variáveis com o segundo grupo de perfis criados. A Figura 3.41 e a Figura 3.42 apresentam os resultados obtidos para o par tensão - corrente e da potência, respetivamente. O valor médio da potência extraída no perfil 1 é de 96.2768 W, que corresponde a uma tensão média de 63.3537 V, e um valor médio de corrente de 1.4864 A. O valor médio da potência extraída no perfil 2 é de 88.0266 W, que corresponde a uma tensão média de 60.1519 V, e um valor médio de corrente de 1.4634 A. O valor médio da potência extraída no perfil 3 é de 76.0033 W, que corresponde a uma tensão

média de 59.7667 V, e um valor médio de corrente de 1.2717 A. Por último, o valor médio da potência extraída no perfil 4 é de 87.8929 W, que corresponde a uma tensão média de 63.4923 V, e um valor médio de corrente de 1.0048 A. É de salientar, uma vez mais, que muitos destes valores são mais elevados do que seria de esperar, visto que em curtos instantes de tempo a fonte programável disponibiliza uma potência maior do que a prevista, tornando, mais uma vez, difícil uma análise mais rigorosa.

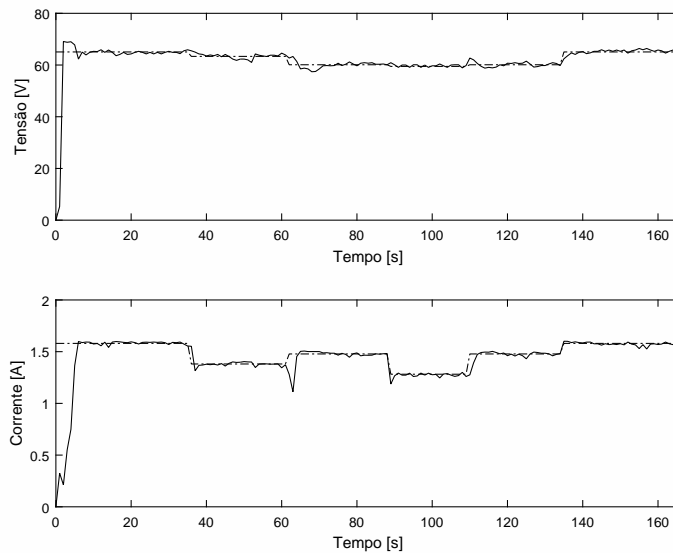


Figura 3.41: Resposta do algoritmo para o par tensão-corrente.

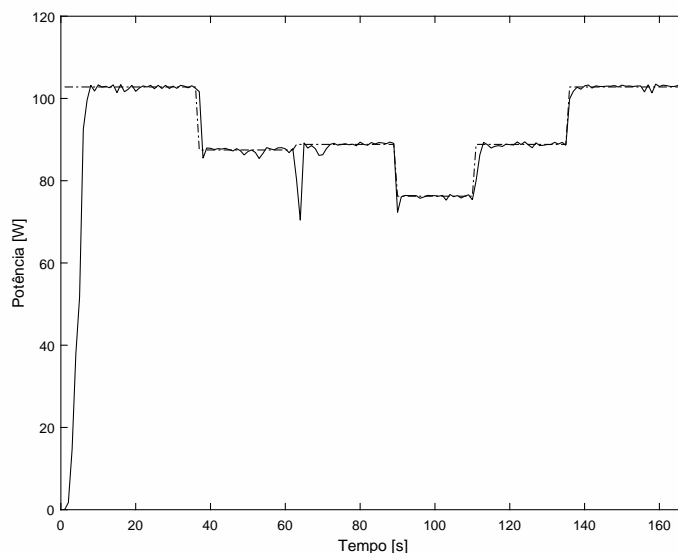


Figura 3.42: Evolução da potência.

A Figura 3.43 ilustra a evolução do erro da corrente, tensão e potência, onde se pode verificar, uma vez mais, o bom desempenho do algoritmo. No entanto verifica-se que em determinadas transições (caso da segunda transição) a resposta do algoritmo apresenta um desempenho inferior quando comparado com as situações onde apenas existe variações de irradiância. Ao se

verificar variações de temperatura, a tensão a que corresponde o ponto de máxima potência apresenta uma maior variação.

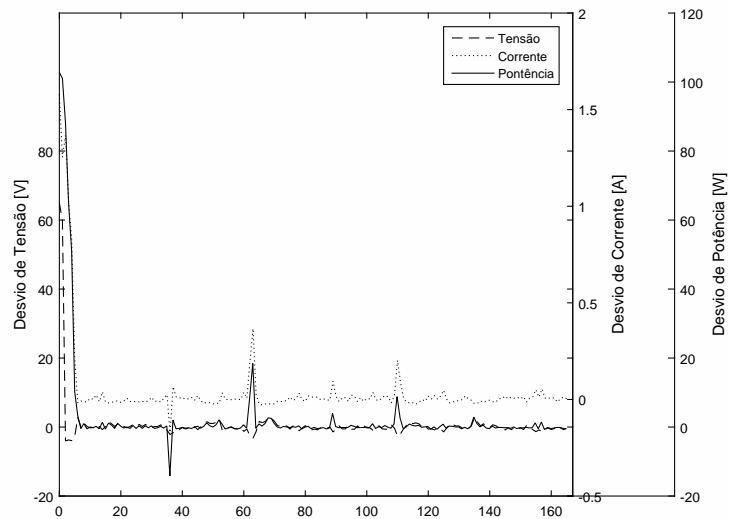


Figura 3.43: Evolução dos erros da corrente, tensão e potência.

A Figura 3.44 e a Figura 3.45 ilustram o comportamento do algoritmo no seguimento do ponto de máxima potência. Estas figuras são representativas do bom desempenho do algoritmo quando sujeito a variações repentinas de irradiância e temperatura, onde podemos verificar que os diversos pontos de funcionamento se concentram nos diferentes pontos de máxima potência dos diversos perfis criados.

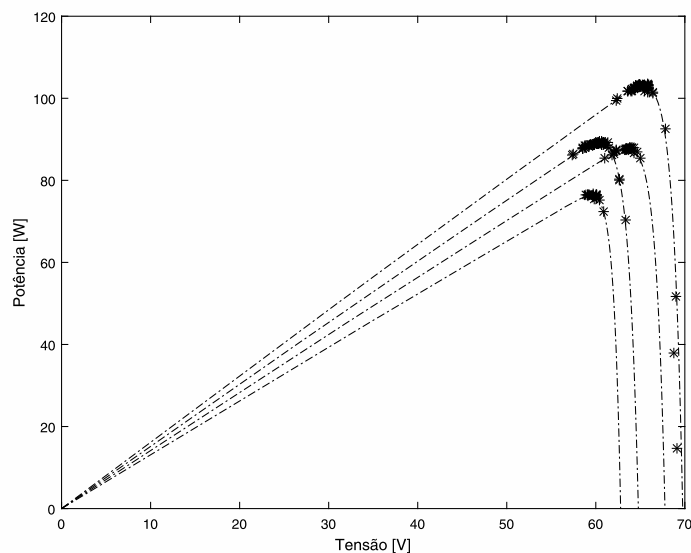


Figura 3.44: Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-potência.

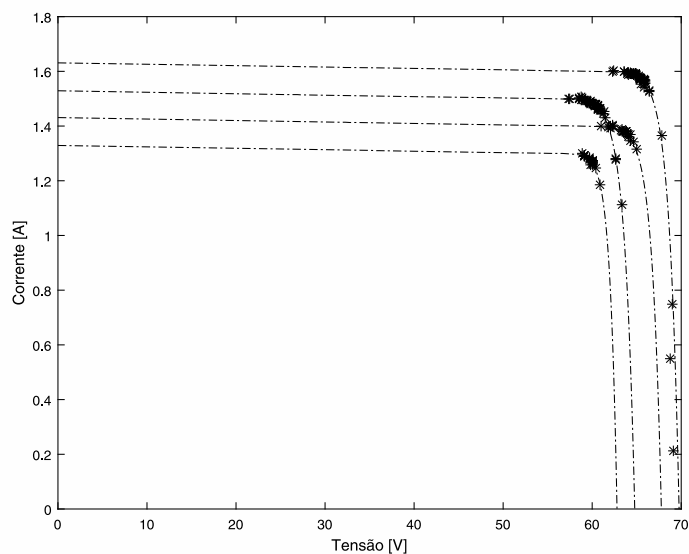


Figura 3.45: : Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-corrente.

### 3.4.2 Implementação do algoritmo condutância incremental

O algoritmo proposto é semelhante ao algoritmo perturba e observa descrito anteriormente na secção 3.4.1. A única diferença consiste na substituição da interrupção P&O pela interrupção Inc. A interrupção Inc foi descrita tal como mostrada no fluxograma da Figura 3.7, com a utilização de um passo variável em função da potência entre duas iterações consecutivas, dados pelas equações 3.19 a 3.22.

#### 3.4.2.1 Primeiro Ensaio

O primeiro ensaio, tal como no algoritmo anterior, foi realizado em condições de irradiância constante com o primeiro perfil do primeiro grupo. A Figura 3.46 e a Figura 3.47 mostram os resultados obtidos para o par tensão - corrente e da potência, respetivamente. O algoritmo apresenta um tempo de convergência ligeiramente superior em relação ao algoritmo apresentado anteriormente, em que o valor médio da potência extraída é de 82.0367 W, que corresponde a uma tensão média de 50.5486 V, e um valor médio de corrente de 1.6178 A, apresentando um resultado ligeiramente superior ao obtido com o algoritmo anterior.

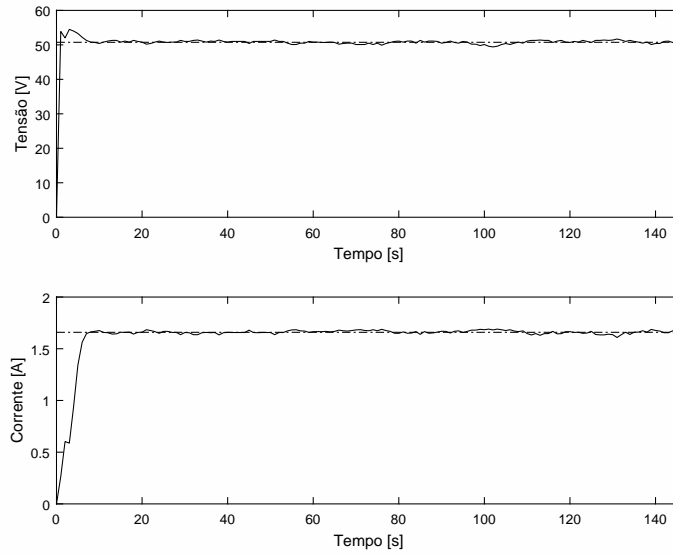


Figura 3.46: Resposta do algoritmo para o par tensão-corrente.

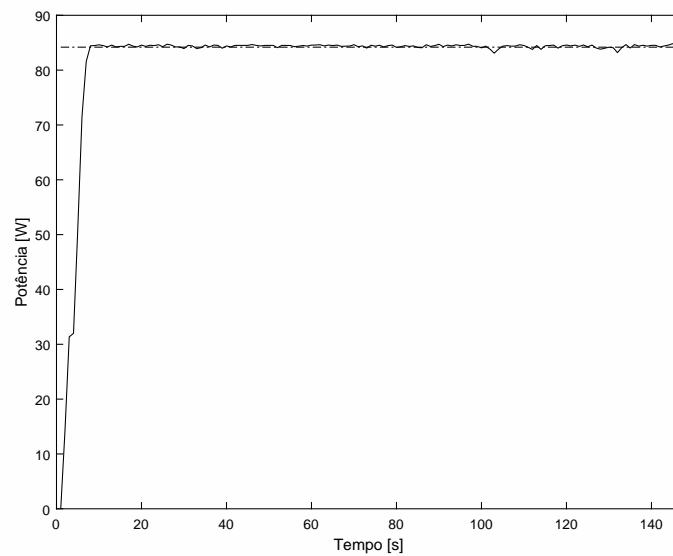


Figura 3.47: Evolução da potência.

A Figura 3.48 ilustra a evolução do erro da corrente, tensão e potência. Analisando a figura verificamos que após o tempo de convergência o desvio máximo do valor da corrente é de 0.031 A, o valor da tensão é de 1.34 V e o valor da potência 0.633 W, apresentando um desempenho semelhante relativamente ao algoritmo anterior

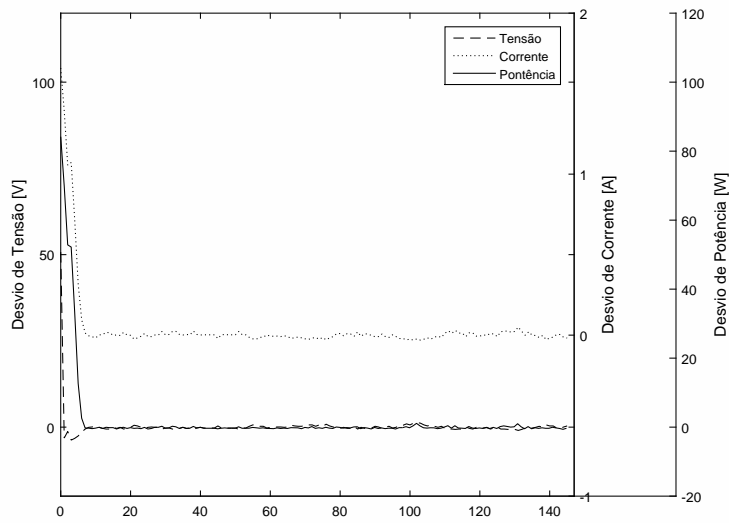


Figura 3.48: Evolução dos erros da corrente, tensão e potência.

A Figura 3.49 e a Figura 3.50 ilustram o comportamento do algoritmo no seguimento do ponto de máxima potência. Tal como no algoritmo anterior a referência de tensão inicial foi colocada na parte descendente da curva característica, com o intuito de melhorar o tempo de convergência. Alcançando o ponto de potência máxima o algoritmo oscila em torno deste ponto, com um desvio máximo de 1.34 V.

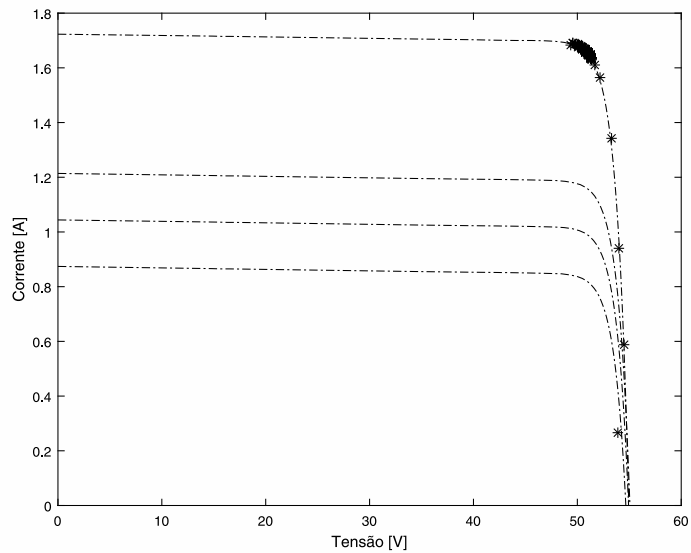


Figura 3.49: Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva caraterística tensão-corrente.

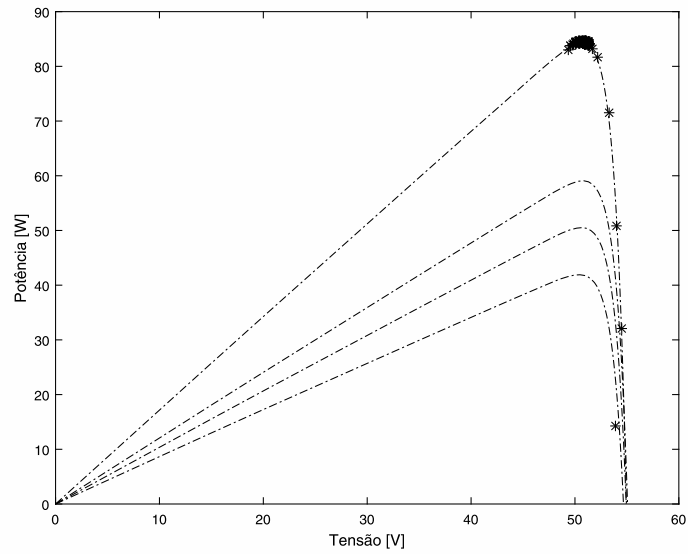


Figura 3.50: Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-potência.

### 3.4.2.2 Segundo Ensaio

O segundo ensaio foi realizado em condições de irradiância variável com os perfis do primeiro grupo. A Figura 3.51 e a Figura 3.52 apresentam os resultados obtidos para o par tensão - corrente e da potência, respetivamente. O valor médio da potência extraída no perfil 1 é de 79.4719 W, que corresponde a uma tensão média de 50.3424 V, e um valor médio de corrente de 1.5650 A. O valor médio da potência extraída no perfil 2 é de 42.1224 W, que corresponde a uma tensão média de 50.3662 V, e um valor médio de corrente de 0.8363 A. O valor médio da potência extraída no perfil 3 é de 50.5618 W, que corresponde a uma tensão média de 50.7452 V, e um valor médio de corrente de 0.9964 A. Por último, o valor médio da potência extraída no perfil 4 é de 59.2349 W, que corresponde a uma tensão média de 50.8818 V, e um valor médio de corrente de 1.1642 A.

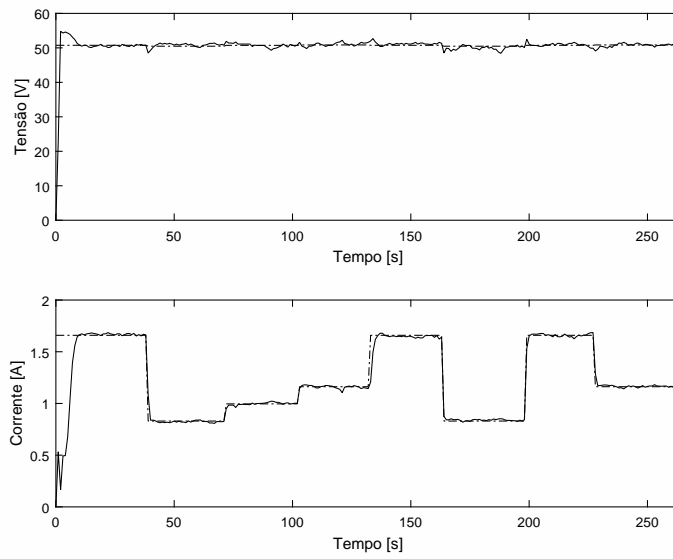


Figura 3.51: Resposta do algoritmo para o par tensão-corrente.

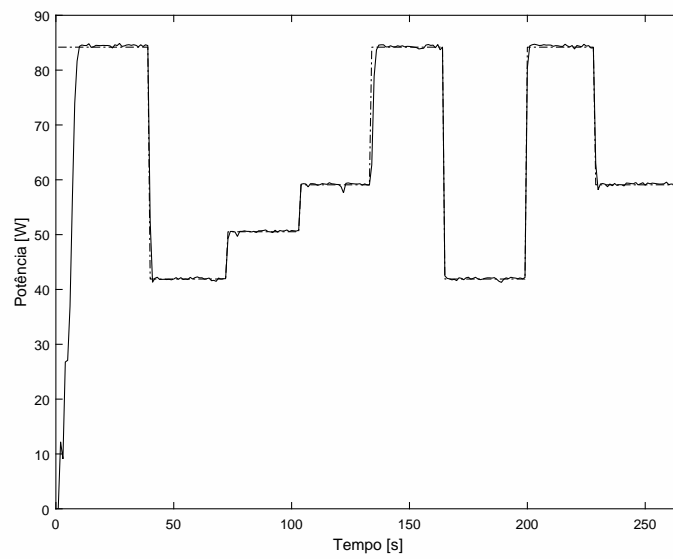


Figura 3.52: Evolução da potência.

A Figura 3.53 ilustra a evolução do erro da corrente, tensão e potência. Tal como no algoritmo anterior, este apresenta um excelente desempenho nas diversas transições repentinas de irradiação, apresentado uma resposta sem oscilações e com um pequeno tempo de convergência.

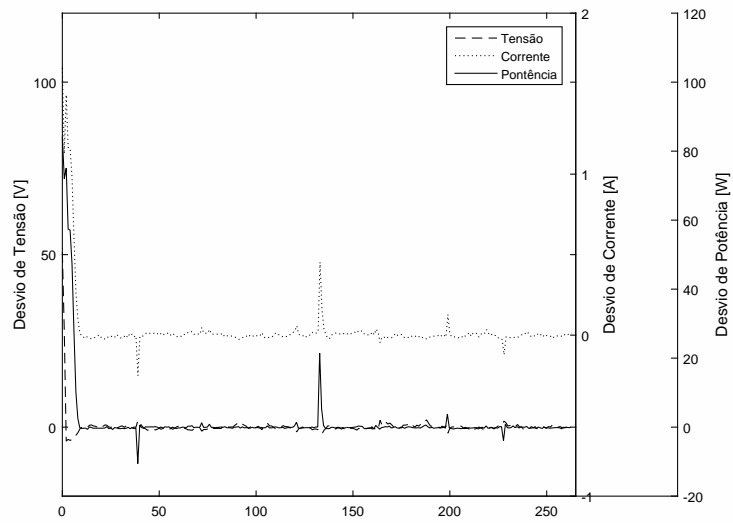


Figura 3.53: Evolução dos erros da corrente, tensão e potência.

A Figura 3.54 e a Figura 3.55 ilustram o comportamento do algoritmo no seguimento do ponto de máxima potência. Podemos observar o comportamento do algoritmo na procura do ponto de máxima potência, este apresenta um bom desempenho quando sujeito a variações repentinas na irradiância, sendo semelhante ao do algoritmo perturba e observa.

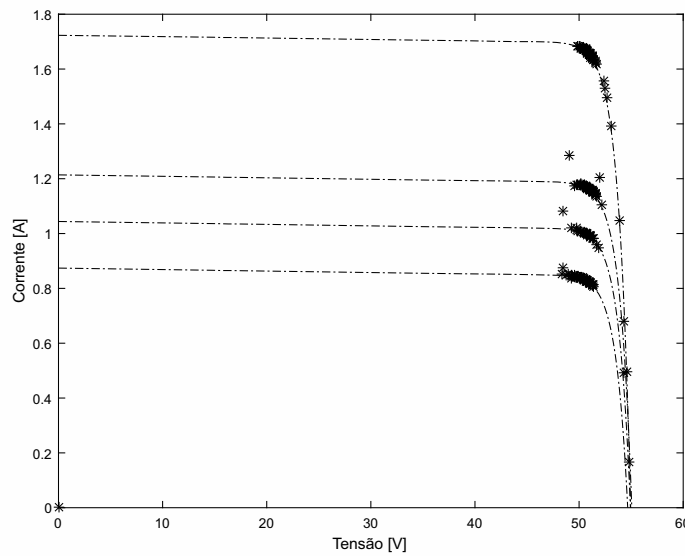


Figura 3.54: Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-corrente.

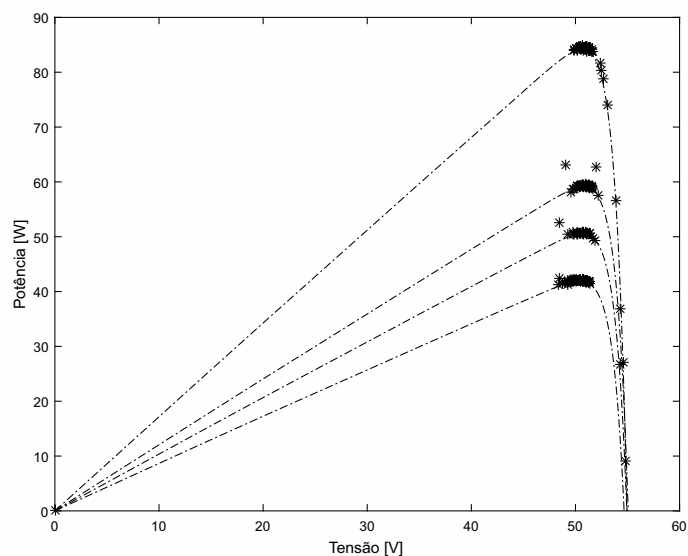


Figura 3.55: Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-potência.

### 3.4.2.3 Terceiro Ensaio

O terceiro ensaio foi realizado em condições de irradiância e temperatura variáveis com o segundo grupo de perfis criados. A Figura 3.56 e a Figura 3.57 apresentam os resultados obtidos para o par tensão - corrente e da potência, respetivamente. O valor médio da potência extraída no perfil 1 é de 96.2768 W, que corresponde a uma tensão média de 63.3537 (V), e um valor médio de corrente de 1.4864 A. O valor médio da potência extraída no perfil 2 é de 88.0266 W, que corresponde a uma tensão média de 60.1519 V, e um valor médio de corrente de 1.4634 A. O valor médio da potência extraída no perfil 3 é de 76.0033 W, que corresponde a uma tensão média de 59.7667 V, e um valor médio de corrente de 1.2717 A. Por último, o valor médio da potência extraída no perfil 4 é de 87.8929 W, que corresponde a uma tensão média de 63.4923 V, e um valor médio de corrente de 1.0048 A.

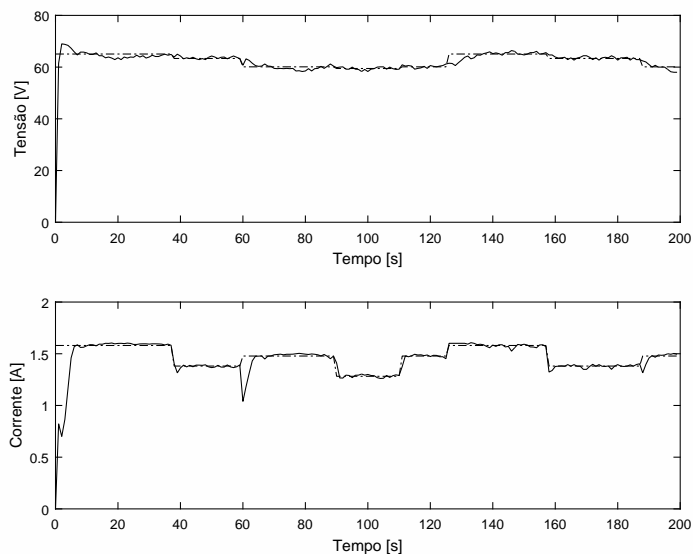


Figura 3.56: Resposta do algoritmo para o par tensão-corrente.

Na Figura 3.57 podemos verificar uma situação (caso da quinta transição) em que a resposta do algoritmo é mais lenta, isto acontece porque ao mudar de perfil o ponto de funcionamento posicionou-se na parte ascendente da curva característica do primeiro perfil, onde a variação de potência, entre duas iterações consecutivas, é menor. Uma vez que o incremento da tensão de referência é em função da potência entre duas iterações consecutivas, resulta que o incremento da tensão de referência é menor, provocando assim um aumento no tempo de convergência.

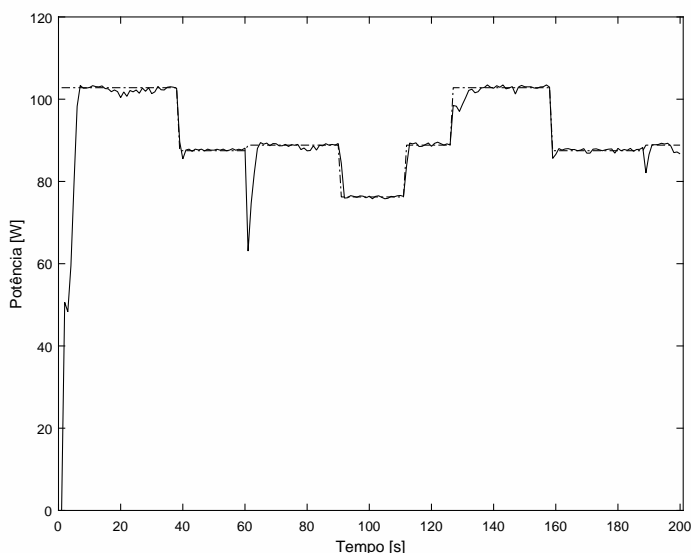


Figura 3.57: Evolução da potência.

A Figura 3.58 ilustra a evolução do erro da corrente, tensão e potência, onde se pode verificar mais uma vez o bom desempenho do algoritmo, quando submetido a transições de irradiância e de temperatura.

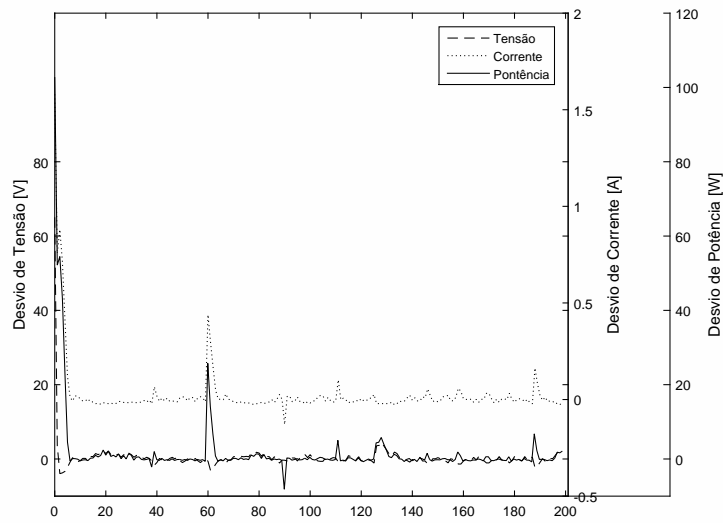


Figura 3.58: Evolução dos erros da corrente, tensão e potência.

A Figura 3.59 e a Figura 3.60 ilustram o comportamento do algoritmo no seguimento do ponto de máxima potência quando sujeito a variações repentinas de irradiância e de temperatura. Podemos verificar que os diferentes pontos de funcionamento se concentram nos pontos de máxima potência dos diversos perfis criados. Verifica-se que o desempenho do algoritmo condutância incremental é muito semelhante ao desempenho do algoritmo perturba e observa na procura do ponto de máxima potência.

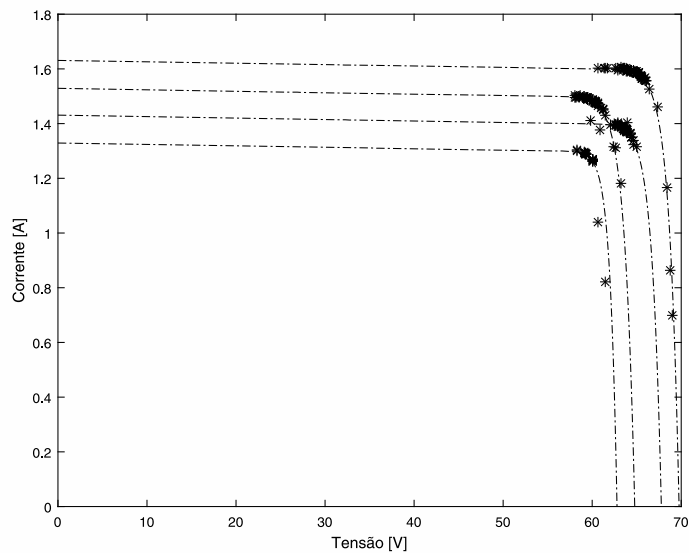


Figura 3.59: Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-corrente.

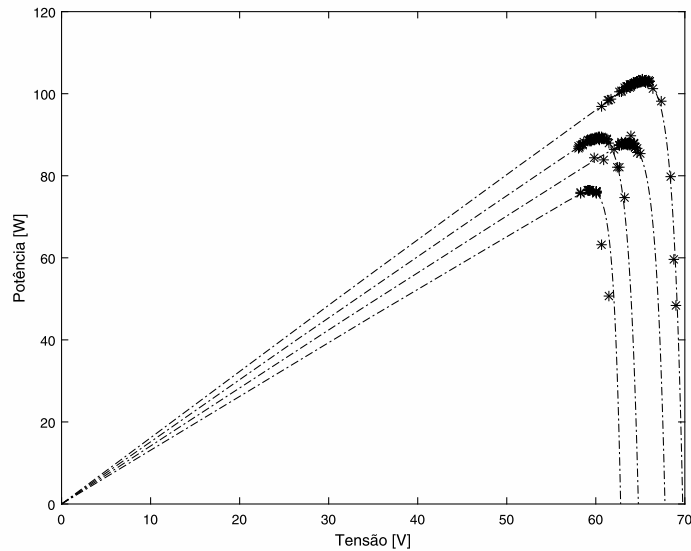


Figura 3.60: Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-potência.

### 3.4.3 Implementação do algoritmo Enxame de partículas

Por último, foi implementado um algoritmo de MPPT com base no algoritmo de otimização PSO detalhado no anexo A.2. O algoritmo apresenta uma topologia em estrela, constituída por três partículas, sendo que todas as partículas comunicam entre si. Resumidamente, o algoritmo, numa primeira fase, posiciona as partículas (índice de modulação do conversor), de seguida avalia o desempenho de cada partícula através da potência do painel fotovoltaico, e numa terceira fase, atualiza a nova posição de cada partícula através das equações A.6 e A.7, repetindo este processo.

À medida que se vai aproximando do ponto de máxima potência as velocidades de cada partícula vão convergir para zero, caso as velocidades de todas as partículas se encontrem num raio inferior a 0.1, e caso a diferença da potência entre duas iterações consecutivas de qualquer partícula for superior a 1 W o processo é reiniciado. Isto significa que caso exista uma variação inferior a 1 W no ponto de máxima potência o processo não é reiniciado, evitando reiniciar o processo para uma variação inferior a esse valor.

A estrutura do algoritmo proposto é semelhante aos algoritmos anteriores. Uma alteração reside na interrupção leitura que é responsável pelo cálculo do valor médio da corrente e da tensão a ser utilizados na rotina de interrupção PSO. Sabendo que a rotina de interrupção *leitura* é executada com uma frequência de 12.5 kHz, e que a rotina de interrupção PSO é executada com uma frequência de 2 Hz, o valor médio da tensão e da corrente pode ser obtido somando sucessivamente o valor instantâneo da tensão e da corrente e, posteriormente, dividindo esse valor por 6250. A interrupção PSO é responsável pela execução do algoritmo de procura do ponto de máxima potência, como descrito na Figura 3.61 e na Figura 3.62.

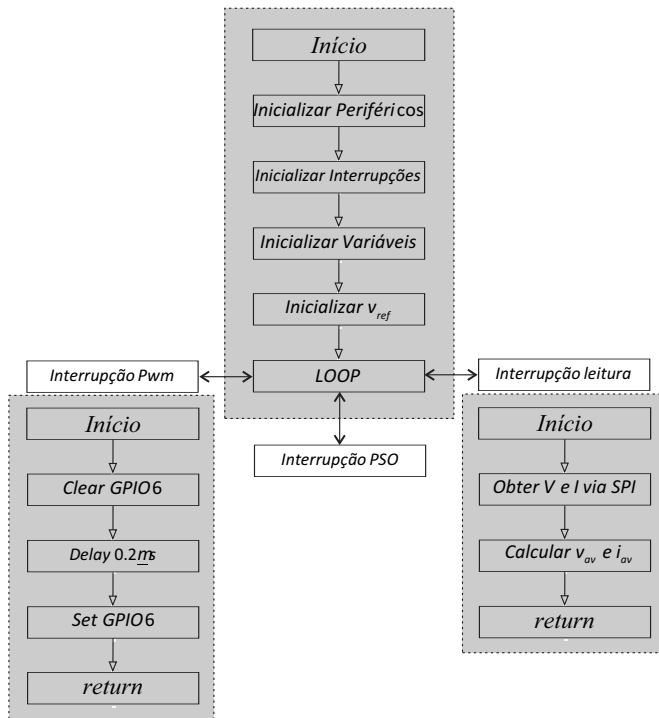


Figura 3.61: Fluxograma do algoritmo enxame de partículas implementado no microcontrolador.

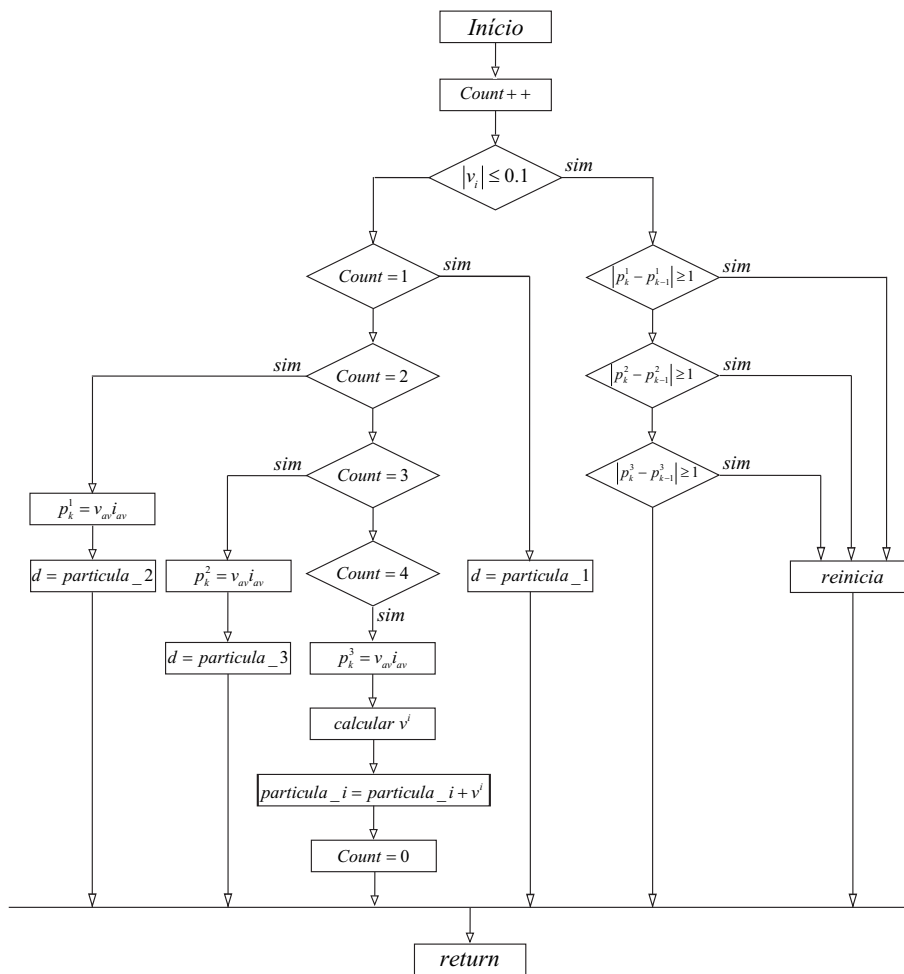


Figura 3.62: Fluxograma da rotina de interrupção PSO.

### 3.4.3.1 Primeiro Ensaio

O primeiro ensaio foi realizado em condições de irradiância constante, com o primeiro perfil do primeiro grupo. As Figuras 3.63 e 3.64 apresentam os resultados obtidos para o par tensão - corrente e da potência, respetivamente. O valor médio da potência extraída é de 84.32 W, que corresponde a uma tensão média de 51.1 V, e um valor médio de corrente de 1.65 A, neste caso a fonte programável fornece uma potência ligeiramente superior do que a potência máxima prevista cujo valor é de 84.187 W.

Em relação ao tempo de convergência, este algoritmo apresenta um tempo superior em relação aos algoritmos anteriores, isso deve-se a diversos fatores: (1) ao posicionamento inicial das partículas, que neste trabalho foram posicionadas de forma aleatória sem qualquer estudo prévio. Posicionando as partículas próximas do ponto de máxima potência o tempo de convergência diminui, isto podia ser conseguido relacionando o posicionamento inicial das partículas com o algoritmo tensão constante ou com o algoritmo de corrente de curto-circuito, descrito na secção 3.2.3; (2) outro fator que poderia melhorar o tempo de convergência reside na utilização de algumas variantes do PSO existentes na literatura, como por exemplo, a variante designada como *particle swarm optimization with time varying acceleration coefficients* (PSO-TVAC) que modifica as constantes de aceleração, com o número de iterações, no cálculo das velocidades de cada partícula. Estas variantes, obrigam as partículas, ao início, a viajar mais no espaço de procura diminuindo essa procura com o decorrer das iterações.

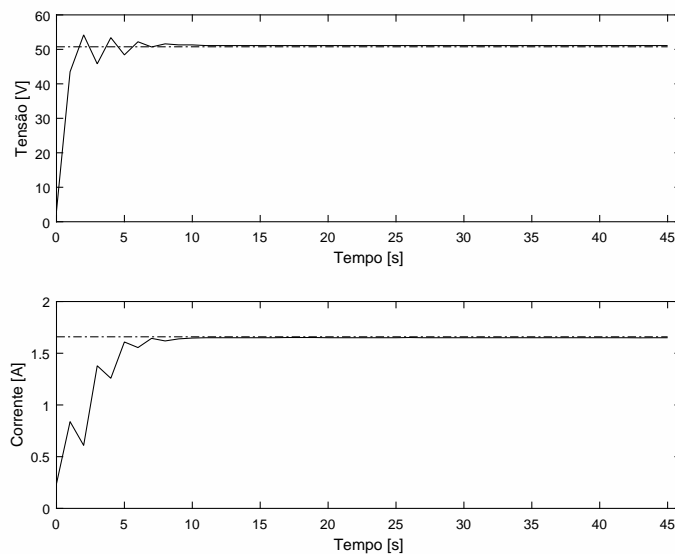


Figura 3.63: Resposta do algoritmo para o par tensão-corrente.

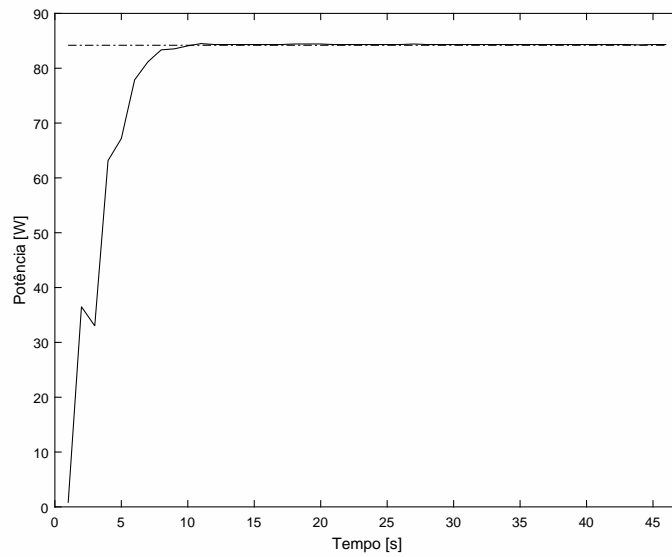


Figura 3.64: Evolução da potência.

A Figura 3.65 ilustra a evolução do erro da corrente, tensão e potência, onde verificamos que após o tempo de convergência o desvio máximo do valor da corrente é de 0.01 A, o valor da tensão é de 0.354 V e o valor da potência 0.2324 W, apresentando um desempenho superior em relação aos algoritmos anteriores. Analisando as figuras verificamos que este algoritmo apresenta duas enormes vantagens em relação aos algoritmos anteriores, em primeiro lugar o algoritmo, depois de atingir o ponto de máxima potência, não oscila em torno desse valor, em segundo lugar, o algoritmo evita o posicionamento do ponto de funcionamento num máximo local quando ocorre sombreamento parcial.

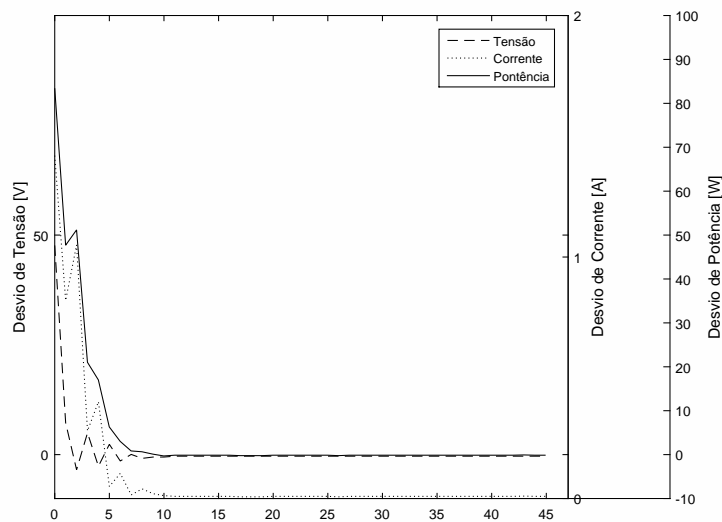


Figura 3.65: Evolução dos erros da corrente, tensão e potência.

A Figura 3.66 e a Figura 3.67 ilustram o comportamento do algoritmo no seguimento do ponto de máxima potência. Verifica-se que algumas partículas não estão posicionadas em cima da curva, isto deve-se ao tempo de amostragem não estar sincronizado com o posicionamento das

partículas e ao tempo de resposta da fonte programável, quando sujeita a transições rápidas e de uma amplitude considerável, como é o caso, mesmo com uma frequência de 2Hz (valor recomendado pelo fabricante) a fonte programável apresenta dificuldades em posicionar as partículas em tempo útil.

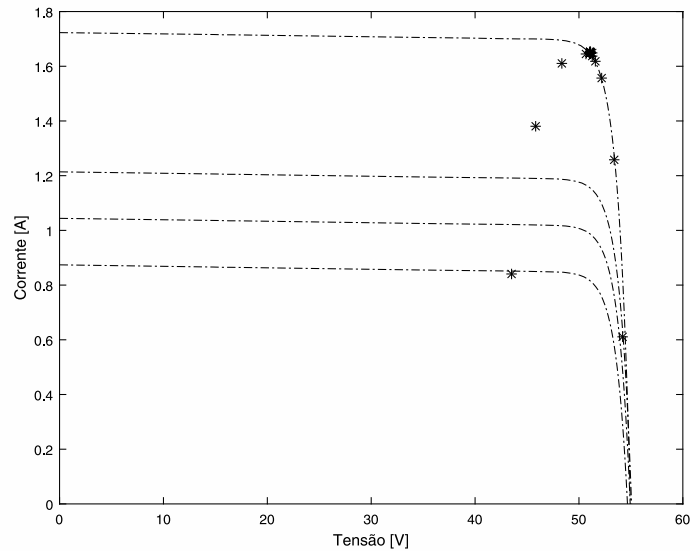


Figura 3.66: Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-corrente.

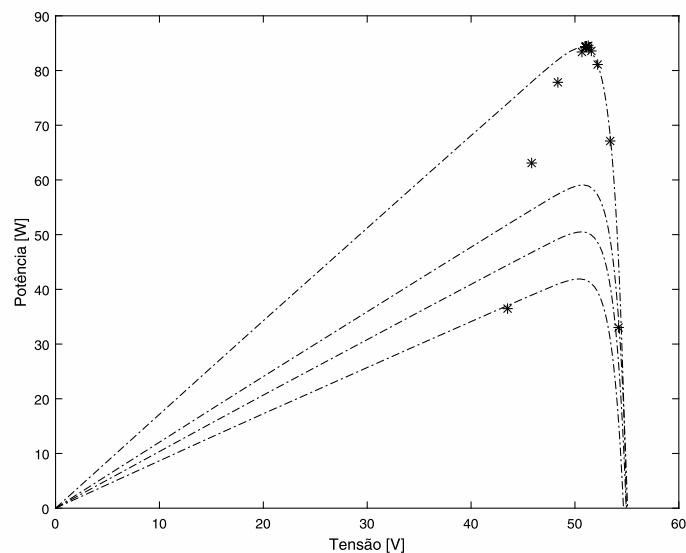


Figura 3.67: Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-potência.

### 3.4.3.2 Segundo Ensaio

O segundo ensaio foi realizado em condições de irradiância variável com os perfis do primeiro grupo. A Figura 3.68 e a Figura 3.69 apresentam os resultados obtidos para o par tensão - corrente e da potência, respetivamente. O valor médio da potência extraída no perfil 1 é de

80.585 W, que corresponde a uma tensão média de 51.517 V, e um valor médio de corrente de 1.564 A. O valor médio da potência extraída no perfil 2 é de 39.803 W, que corresponde a uma tensão média de 48.39 V, e um valor médio de corrente de 0.8225 A. O valor médio da potência extraída no perfil 3 é de 49.4623 W, que corresponde a uma tensão média de 49.41 V, e um valor médio de corrente de 1.001 A. Por último, o valor médio da potência extraída no perfil 4 é de 57.038 W, que corresponde a uma tensão média de 49.446 V, e um valor médio de corrente de 1.1535 A.

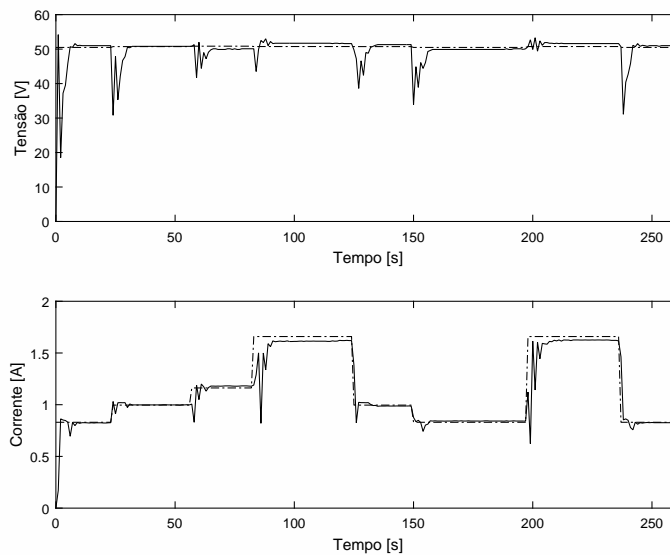


Figura 3.68: Resposta do algoritmo para o par tensão-corrente.

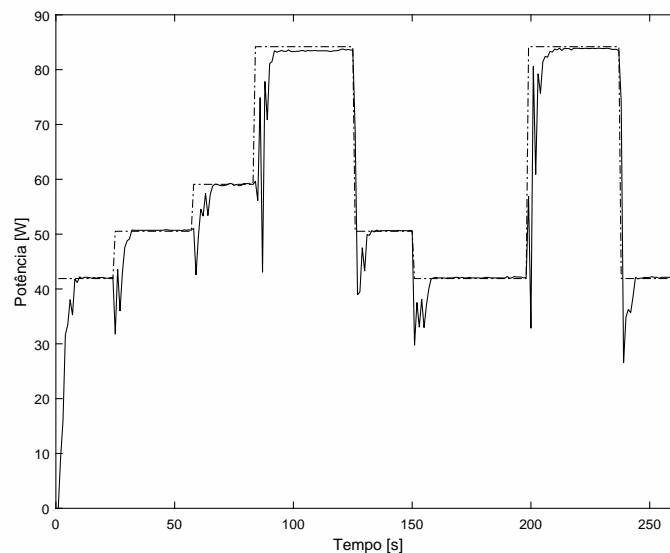


Figura 3.69: Evolução da potência.

A Figura 3.70 ilustram a evolução do erro da corrente, tensão e potência, onde podemos verificar que nem sempre o ponto de máxima potência é exatamente alcançado, isso deve-se a diversos fatores que já foram descritos anteriormente, como a variação de corrente em torno do ponto de máxima potência ser na ordem da terceira casa decimal, obrigando a uma precisão enorme.

No entanto, o aspecto que mais influência a eficiência do algoritmo, reside na limitação imposta pela fonte que impede o posicionamento correto das partículas em tempo útil.

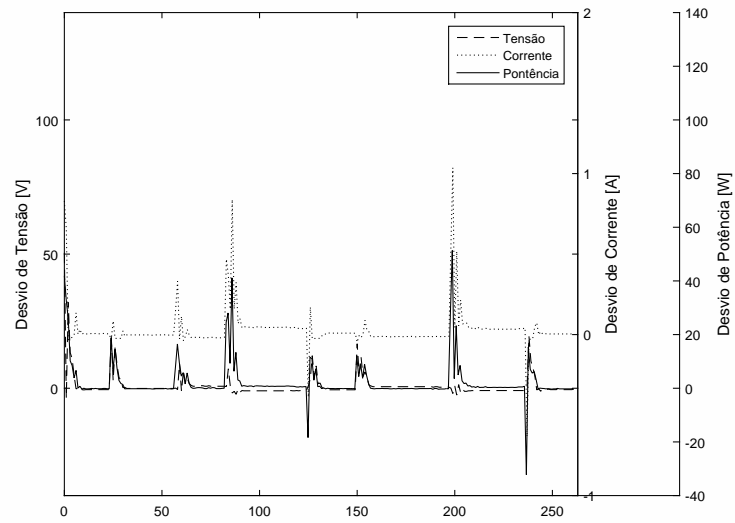


Figura 3.70: Evolução dos erros da corrente, tensão e potência.

Outro melhoramento que podia ser introduzido no processo de reinicialização, com o objetivo de diminuir o tempo de convergência, consiste em relacionar o afastamento (nova posição) das partículas em função da variação de potência. A Figura 3.71 e a Figura 3.72 ilustram o comportamento do algoritmo no seguimento do ponto de máxima potência. É visível a influência da frequência da rotina de interrupção PSO na eficiência do algoritmo, com a frequência imposta a fonte programável apresenta dificuldades em posicionar as partículas em tempo útil, originando uma leitura incorreta do par tensão corrente.

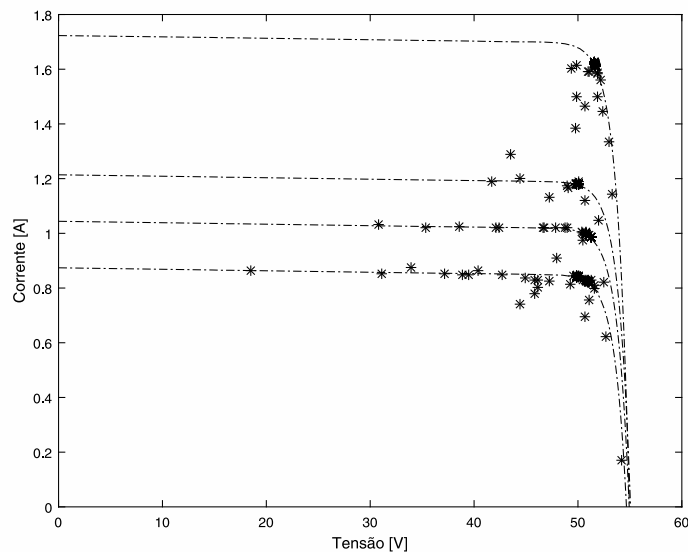


Figura 3.71: Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-corrente.

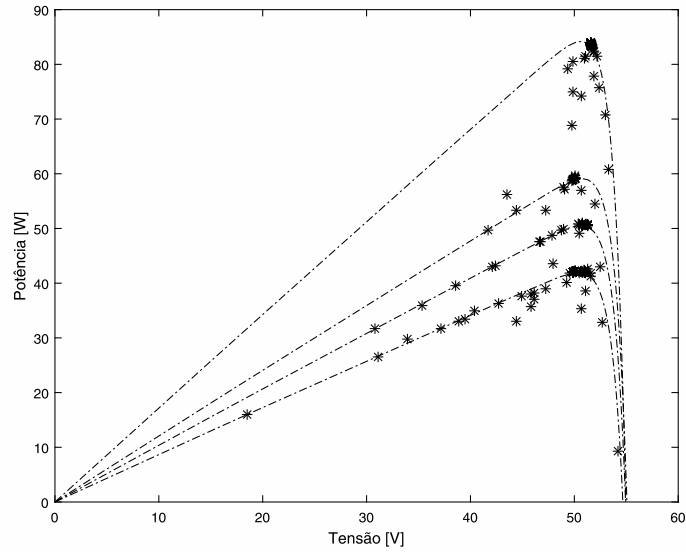


Figura 3.72: Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-potência.

### 3.4.3.3 Terceiro Ensaio

O terceiro ensaio foi realizado em condições de irradiância e temperatura variável, no entanto, com o objetivo de melhorar a precisão do algoritmo, foi aumentado o tempo de execução da rotina de interrupção PSO para 1.1 Hz, evitando a dificuldade de resposta da fonte, que penaliza o tempo de convergência, e melhorando desta maneira o posicionamento das partículas em tempo útil. A Figura 3.73 e a Figura 3.74 apresentam os resultados obtidos para o par tensão-corrente e da potência, respectivamente. Podemos verificar que o comportamento do algoritmo melhora bastante na precisão em relação ao ensaio anterior, no entanto perde no tempo de convergência como se esperava.

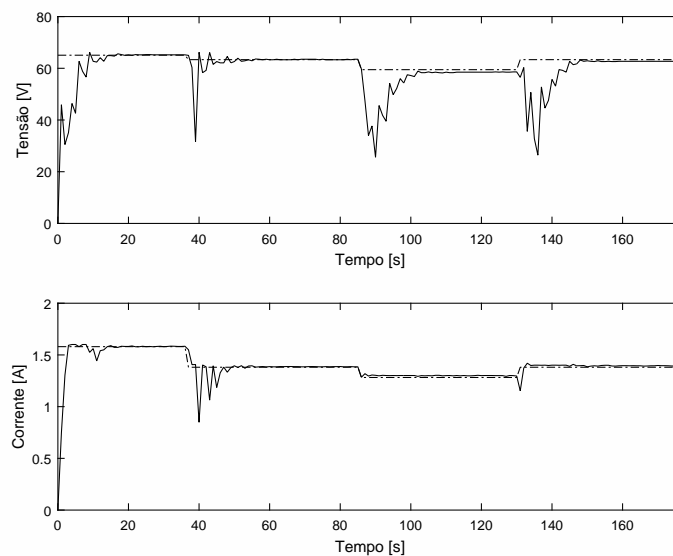


Figura 3.73: Resposta do algoritmo para o par tensão-corrente.

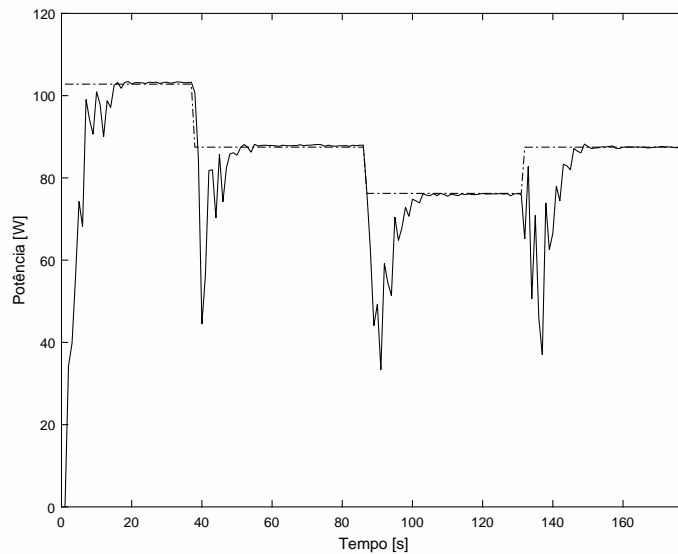


Figura 3.74: Evolução da potência.

A Figura 3.75 ilustra a evolução do erro da corrente, tensão e potência. Neste ensaio é bem visível a enorme vantagem deste algoritmo em relação aos algoritmos ditos clássicos, como o algoritmo perturba e observa e o algoritmo condutância incremental, entre outros, visto que o algoritmo depois de atingir o ponto de máxima potência, não oscila em torno desse valor.

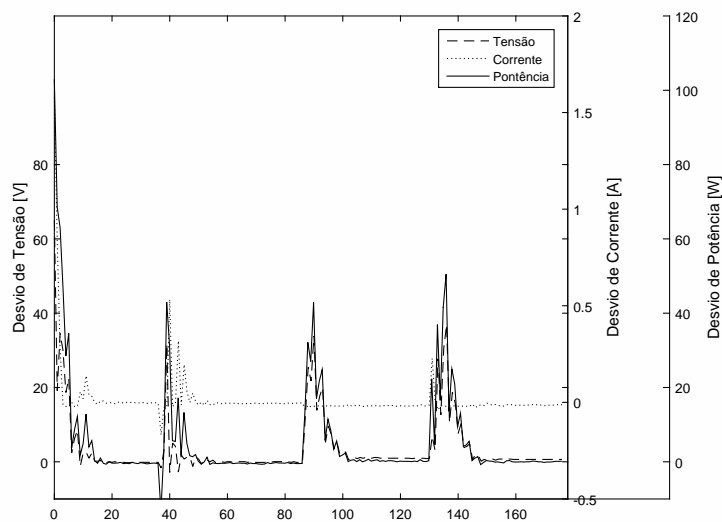


Figura 3.75: Evolução dos erros da corrente, tensão e potência.

A Figura 3.76 e a Figura 3.77 ilustram o comportamento do algoritmo no seguimento do ponto de máxima potência. É visível o melhoramento introduzido no posicionamento das partículas para uma frequência de 1.1 Hz na execução da rotina de interrupção PSO. Uma vez que a leitura do par tensão corrente reflete agora o valor correto, ou seja, a fonte conseguiu posicionar o par tensão corrente em cima das curvas características dos perfis criados, obteve-se uma maior precisão do algoritmo.

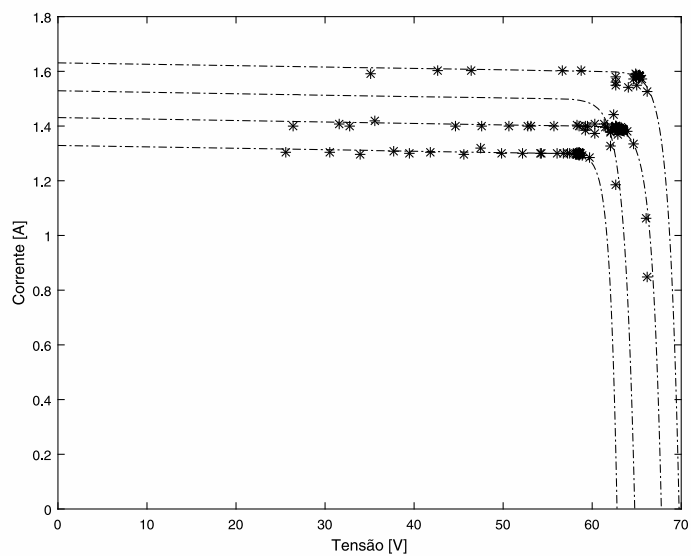


Figura 3.76: Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-corrente.

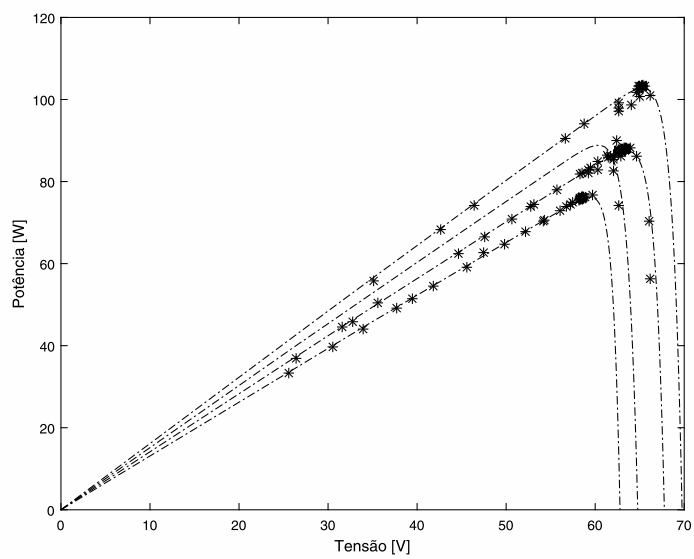


Figura 3.77: Representação gráfica dos diversos pontos de funcionamento na curva característica tensão-potência.

# Capítulo 4

## Conversores DC/AC interligados com a rede elétrica

### 4.1 Introdução

A interligação do conversor com a rede elétrica pode ser concretizada através de diversas configurações [47-51]. A Figura 4.1 mostra uma configuração centralizada. Esta configuração, obriga a um grande número de painéis fotovoltaicos, ligados em série (*string*), de modo a disponibilizarem os níveis de tensão e corrente adequados para um único estágio de conversão (conversor DC/AC).

A principal vantagem desta configuração é o investimento inicial. Contudo, esta configuração apresenta enormes desvantagens, em concreto, fiabilidade, robustez, flexibilidade, níveis de tensão e de corrente elevados. No entanto, a sua maior desvantagem é a necessidade de um elevado número de painéis, para a sua interligação com a rede elétrica, que podem ficar sujeitos a diferentes níveis de irradiância e/ou temperatura, comprometendo dramaticamente a eficiência do sistema. Apesar das desvantagens mencionadas, resultarem numa baixa eficiência global, o seu baixo custo inicial faz com que esta configuração ainda seja adotada.

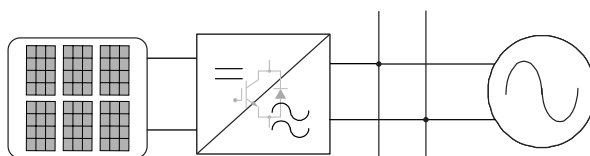


Figura 4.1: Configuração centralizada.

Outra configuração, que se pode encontrar na literatura, com o objetivo de mitigar as desvantagens da configuração centralizada é a utilização de um estágio de potência (conversor DC/AC) por cada *string*, ou na utilização de dois estágios de potência (conversor DC-DC e conversor DC/AC) por cada *string*. A ilustração destas configurações são apresentadas na Figura 4.2a e na Figura 4.2b, respetivamente.

A escolha dessa configuração depende unicamente dos níveis de tensão selecionados para cada *string*. A utilização do estágio de conversão DC/DC permite uma redução do número de painéis fotovoltaicos de modo a garantir os níveis de tensão adequados, para que o estágio de conversão DC/AC possa ser interligado com a rede elétrica. Apesar da utilização de dois estágios de conversão introduzir um aumento nas perdas do sistema (menor eficiência), por outro lado, aumenta a eficiência na procura do ponto de máxima potência, sobretudo quando ocorre sombreamento parcial.

São várias as vantagens desta configuração quando comparada com a configuração anterior. Em concreto, maior robustez, maior fiabilidade, possibilita *strings* com diferentes níveis de potência e orientação, proporcionando uma configuração flexível e eficiente. Por outro lado, diminui a suscetibilidade do surgimento de problemas associados com a procura do ponto de máxima potência. A única desvantagem prende-se apenas com o custo da instalação.

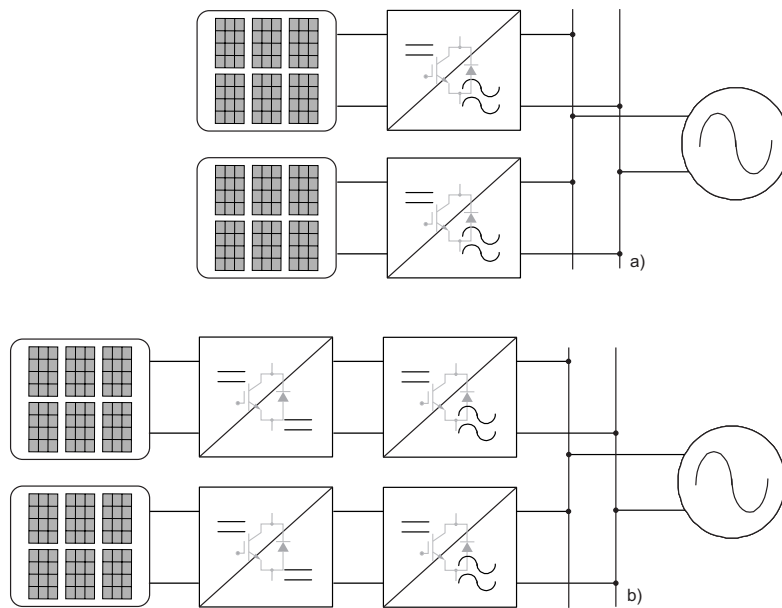


Figura 4.2: Configuração por strings.

A configuração *Multistring*, ilustrada na Figura 4.3, consiste na utilização de diversos estágios de conversão DC/DC e de apenas um estágio de conversão DC/AC. Esta configuração é uma derivação da anterior apresentando as mesmas vantagens. No entanto, apresenta uma redução de custos e uma maior eficiência quando comparada com configuração onde existem vários conversores DC/AC, proporcionando ainda uma maior flexibilidade.

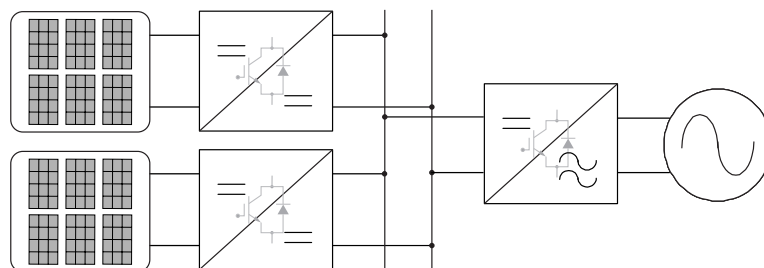


Figura 4.3: Configuração *multistring*.

A configuração microinversora, ilustrada na Figura 4.4, consiste na utilização de vários estágios de conversão DC/AC ligados a um ou a um pequeno número de painéis fotovoltaicos. Esta configuração permite a descentralização da procura do ponto de máxima potência, garantindo a máxima eficiência possível, sob diferentes níveis de irradiância e/ou temperatura. Como resultado, quando um painel fotovoltaico é sujeito a condições de sombreamento este não vai afetar dramaticamente a eficiência do sistema. O seu maior custo inicial limita a utilização desta configuração.

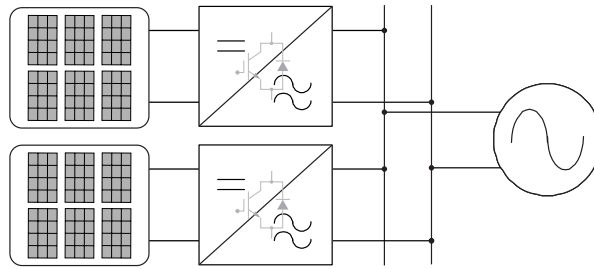


Figura 4.4: Configuração microinversora.

## 4.2 Topologias

Os conversores podem ser classificados como isolados ou não isolados. Este isolamento é geralmente realizado através de um transformador. As topologias apresentadas na Figura 4.5a e na Figura 4.5b são referentes a uma topologia isolada, com recurso a um transformador utilizado em alta-frequência [47, 48, 51].

Na Figura 4.5a o transformador é utilizado no estágio de conversão DC/DC, presente na entrada do sistema, responsável pela procura do ponto de máxima potência e pela disponibilização dos níveis de tensão adequados para que o estágio de conversão DC/AC possa ser interligado com a rede elétrica. Na Figura 4.5b a utilização do transformador em alta frequência é realizada no estágio de conversão DC/AC, responsável pela modulação da tensão DC.

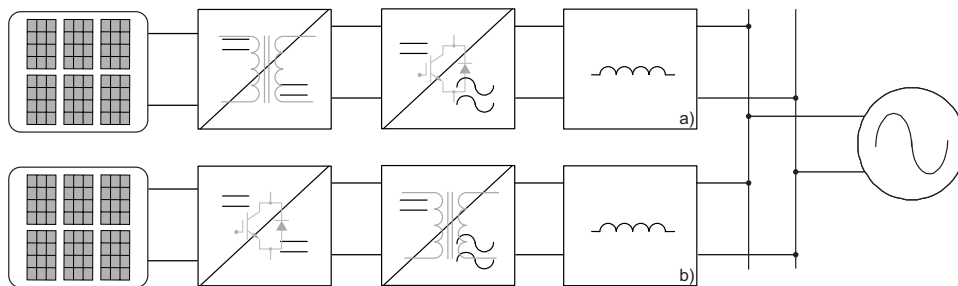


Figura 4.5: Topologias isoladas com transformador em alta frequência.

Outra topologia com isolamento, ilustrada na Figura 4.6, faz uso do transformador em baixa frequência (frequência da rede). No entanto, a utilização do transformador dimensionado para esta frequência e com a necessidade de suportar potências elevadas, assume peso e dimensões consideráveis que aumentam o seu custo, tornando esta topologia pouco atrativa.

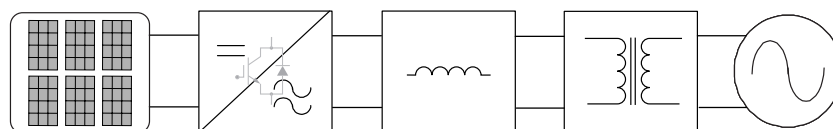


Figura 4.6: Topologia isolada com transformador em baixa frequência.

Nos últimos anos, com os avanços tecnológicos, os conversores sem isolamento exibem um crescente interesse por apresentarem uma boa eficiência, baixos custos e dimensões reduzidas. Na próxima secção, serão apresentadas algumas topologias de conversores DC/AC sem isolamento permitindo obter uma base de conhecimento que apoie o desenvolvimento do conversor.

#### 4.2.1 Topologias sem Isolamento com um estágio de conversão

As topologias sem isolamento caracterizam-se pela utilização de um estágio de conversão ou pela utilização de dois ou mais estágios de conversão. Nos últimos anos, com a tendência de reduzir o número de estágios de conversão aumentando a eficiência global do sistema, fiabilidade e reduzir o custo/densidade de potência, as topologias com apenas um único estágio de conversão têm ganhado cada vez mais popularidade.

São diversas as topologias, que se podem encontrar na literatura, com apenas um estágio de conversão. A Figura 4.7 ilustra dois exemplos de topologias com apenas um estágio de conversão [52, 53], que se baseiam nos princípios de funcionamento dos conversores DC/DC *Buck*, *Boost* ou *Buck-Boost*. Resumidamente, este tipo de conversor é constituído por dois conversores DC/DC *Buck-Boost* modulados para produzir uma saída DC sinusoidal unipolar, com um desfasamento de  $180^\circ$  entre si.

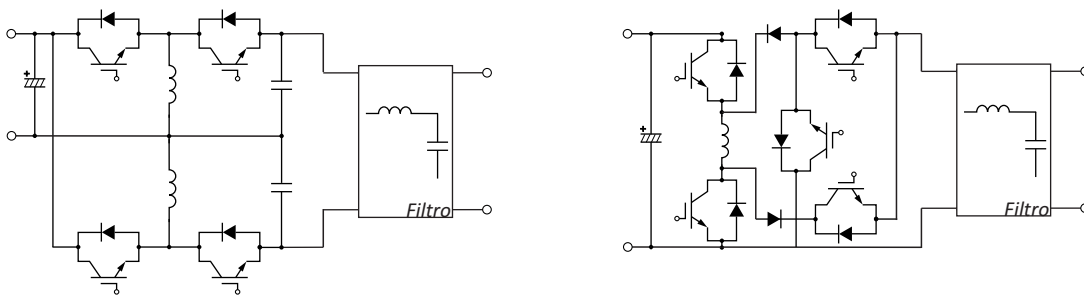


Figura 4.7: Topologias sem isolamento com um estágio de conversão, na direita topologia *antiparallel buck-boost inverter* e na esquerda topologia *Karschny*.

#### 4.2.2 Topologias sem Isolamento com dois estágios de conversão

Apesar da crescente popularidade das topologias com apenas um estágio, as topologias sem isolamento com dois estágios de conversão são as mais populares/utilizadas, tanto na literatura como pelos fabricantes de referência. A Figura 4.8 ilustra a topologia clássica em ponte completa. As principais técnicas de modulação utilizadas são a *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM) bipolar assim como a SPWM Unipolar.

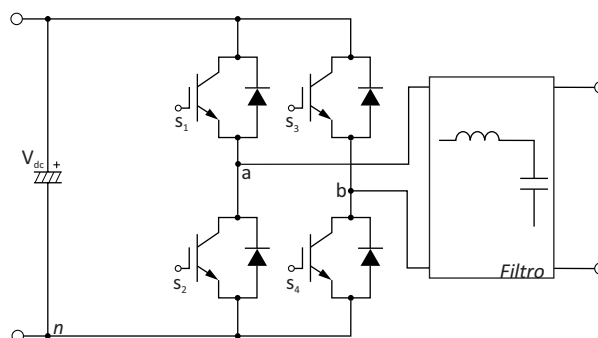


Figura 4.8: Topologia clássica em ponte completa.

Resumidamente, a modulação unipolar consiste na comparação entre duas formas de onda sinusoidais desfasadas entre si de  $180^\circ$  (ondas moduladoras) com uma forma de onda triangular (onda portadora). A tensão aplicada ao filtro, saída do conversor de ponte completa, pode as-

sumir três níveis de tensão, concretamente,  $+V_{dc}$ ,  $-V_{dc}$  e 0. A frequência de comutação dos interruptores ( $S_1 - S_4$ ) é imposta pela frequência da onda portadora (forma de onda triangular). Uma ilustração desta técnica pode ser observada na Figura 4.9.

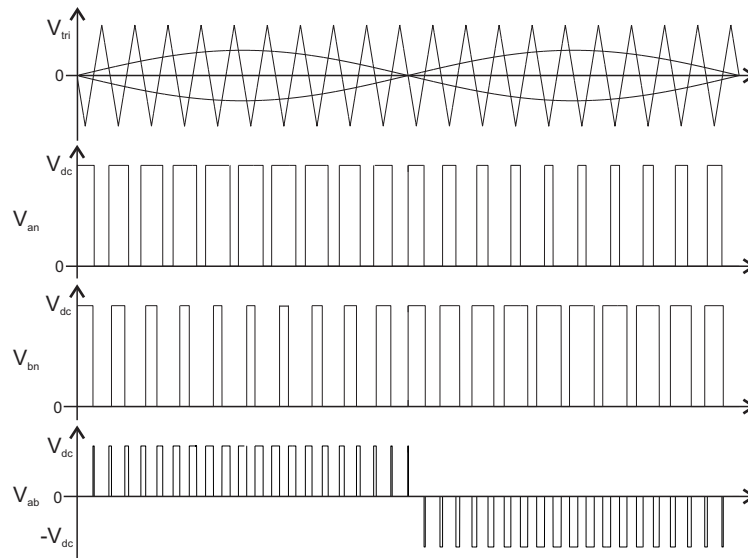


Figura 4.9: Modulação SPWM Unipolar.

Já a modulação Bipolar consiste na comparação entre uma forma de onda sinusoidal (onda moduladora) com uma forma de onda triangular (onda portadora), conforme se ilustra na Figura 4.10. A tensão aplicada ao filtro, saída do conversor de ponte completa, pode assumir dois níveis de tensão, concretamente,  $+V_{dc}$ ,  $-V_{dc}$ . A frequência de comutação dos interruptores ( $S_1 - S_4$ ) é imposta pela frequência da portadora (forma de onda triangular).

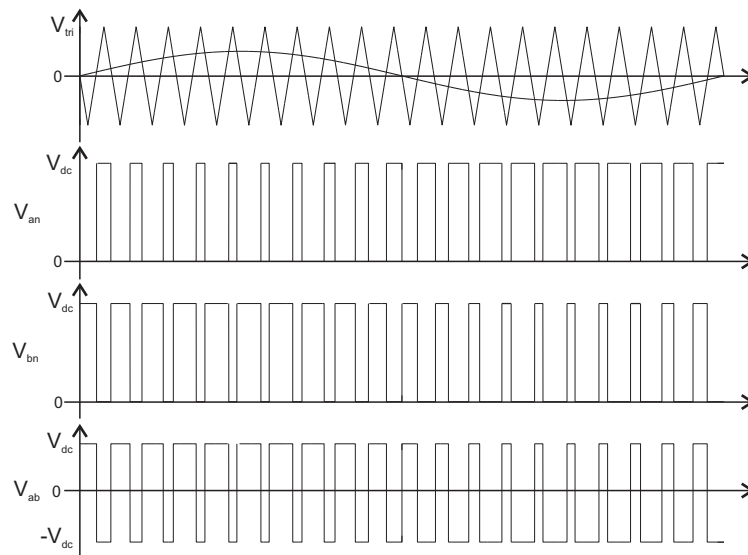


Figura 4.10: Modulação SPWM Bipolar.

No entanto, a utilização de topologias sem isolamento implica a interação entre a rede elétrica e as fontes de energia renováveis e endógenas. Essa interação possibilita o surgimento de correntes armazenadas em capacidades parasitas no sistema [54, 55].

#### 4.2.2.1 Capacidades Parasitas

Em concreto, devido às características intrínsecas dos materiais que constituem os painéis fotovoltaicos e à sua estrutura mecânica (necessária na sua instalação) apresentam capacidades parasitas, que se encontram distribuídas como ilustrado na Figura 4.11. O valor dessa capacidade depende da área da superfície, da espessura do módulo, dos materiais utilizados na sua construção, além de, fatores exógenos que contribuem para a aumento dos valores dessas capacidades parasitas, como por exemplo, a humidade e a poeira [54].

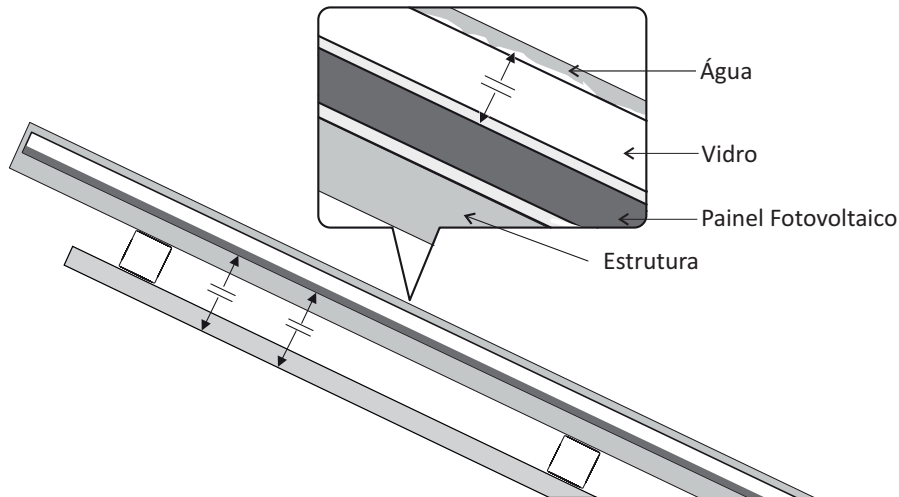


Figura 4.11: Capacidades Parasitas [54].

A presença dessas capacidades parasitas provoca o aparecimento de correntes de fuga em modo comum, que passam por todos os condutores no mesmo sentido e cujo percurso de retorno é pela terra, como ilustrado na Figura 4.12.

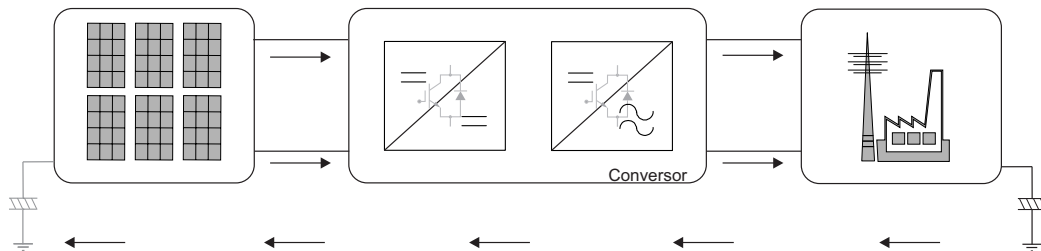


Figura 4.12: Representação das correntes de fuga em modo comum.

Devido a este fenómeno, o valor da tensão em modo comum depende da topologia e do tipo de modulação utilizada. De modo a garantir um valor constante na tensão em modo comum, na literatura, são utilizadas diversas topologias com circuitos auxiliares e diferentes tipos de modulação. No anexo D é feita uma revisão bibliográfica das diversas topologias existentes na literatura. De seguida, é detalhada uma topologia bastante difundida na literatura, ilustrada na Figura 4.13, patenteada pela empresa SMA, designada como H5 [49, 53, 55-58].

#### 4.2.2.2 Topologia sem isolamento H5

A topologia sem isolamento H5 utiliza um interruptor adicional com a finalidade de desacoplar (desacoplamento DC) eletricamente os painéis fotovoltaicos da rede elétrica, nos períodos de funcionamento dos díodos de roda livre.

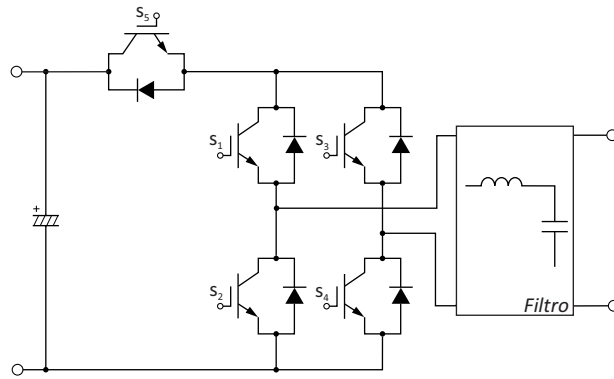


Figura 4.13: Topologia sem isolamento H5.

Esta topologia utiliza SPWM Híbrida, visando uma saída unipolar, para obter um valor constante para a tensão de modo comum. Para tal, os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  comutam à frequência da onda moduladora, enquanto que, os restantes interruptores, comutam com uma frequência imposta pela onda portadora. A Figura 4.14 ilustra a estratégia de controlo desta topologia.

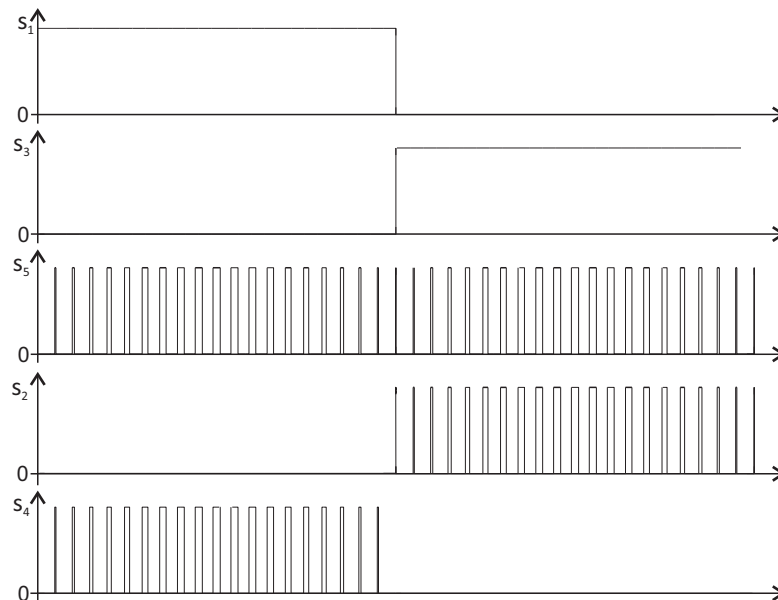


Figura 4.14: Estratégia de modulação híbrida da topologia sem isolamento H5.

Na Figura 4.14 podemos visualizar que durante o ciclo positivo da onda moduladora, o interruptor  $S_1$  encontra-se sempre ativo e os interruptores  $S_5$  e  $S_4$  comutam sincronizados. Nos períodos de funcionamento dos díodos de roda livre, o circuito fecha-se pelos interruptores  $S_1$  e o diodo do interruptor  $S_3$ , garantindo assim o desacoplamento da rede elétrica. Nessa situação, a tensão aplicada ao filtro,  $v_{ab}$ , é igual a zero, em que  $v_{an} = V_{dc}/2$  e  $v_{bn} = V_{dc}/2$ , resultando numa tensão em modo comum de  $v_{cm} = V_{dc}/2$ .

No entanto, é importante referir que as tensões  $v_{an}$  e  $v_{bn}$  são tensões flutuantes e o correto funcionamento baseia-se na simetria das comutações. Em condições desequilibradas, a tensão em modo comum pode assumir valores diferentes dos desejados [58], como ilustrado na Figura 4.15.

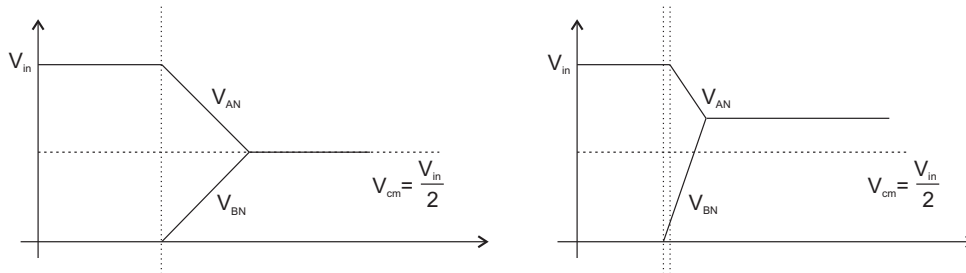


Figura 4.15: Simetria e assimetria de comutações.

Em relação ao ciclo negativo da onda moduladora, o interruptor  $S_3$  encontra-se sempre ativo e os interruptores  $S_5$  e  $S_2$  comutam sincronizados. Nos períodos de funcionamento dos díodos de roda livre o circuito fecha-se pelos interruptores  $S_3$  e o diódo do interruptor  $S_1$ , garantindo assim o desacoplamento da rede elétrica. As duas etapas de condução são ilustradas na Figura 4.16. A Tabela 4.1 resume o valor das diferentes tensões em função das etapas de condução.

Tabela 4.1: Valor da tensão em modo comum nas diversas etapas de condução.

		$v_{ab}$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cm} = \frac{v_{an} + v_{bn}}{2}$
Ciclo Positivo	Etapa1	$+V_{dc}$	$+V_{dc}$	0	$V_{dc}/2$
	Etapa2	0	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$
Ciclo Negativo	Etapa1	$-V_{dc}$	0	$V_{dc}$	$V_{dc}/2$
	Etapa2	0	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$

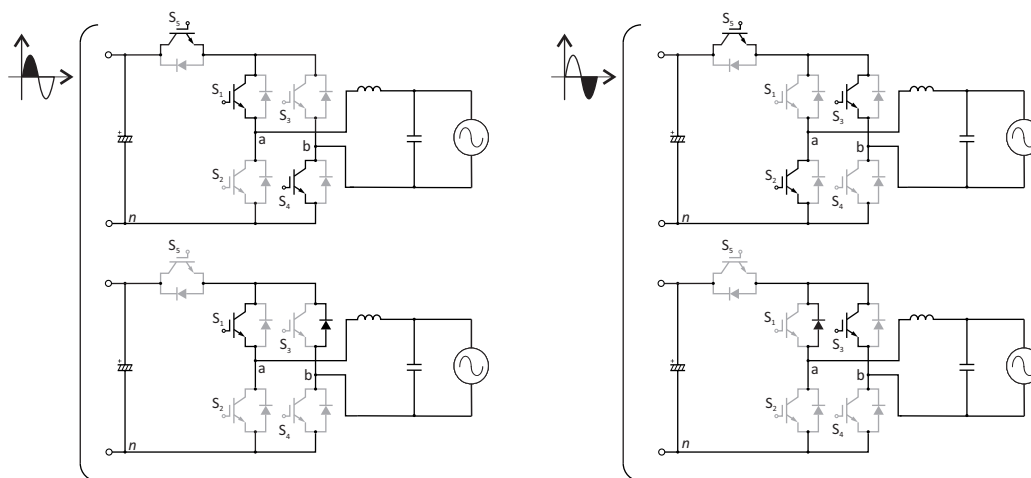


Figura 4.16: Etapas de condução da topologia sem isolamento H5.

### 4.3 Algoritmos de sincronização

Duas configurações clássicas de algoritmos de sincronização com a rede elétrica podem ser encontradas na literatura e são descritas nas subsecções seguintes.

#### 4.3.1 Algoritmos de sincronização sem realimentação

Na primeira configuração, a execução do algoritmo de sincronização é realizado sem realimentação (malha aberta). O algoritmo consiste na deteção da passagem por zero da tensão da rede

elétrica. O método esquematizado, na Figura 4.17, consiste na determinação do tempo entre duas passagens consecutivas por zero da tensão da rede elétrica. De seguida, o ângulo da fase da tensão da rede elétrica é obtido por integração da frequência estimada.

Este método requer reduzidos recursos computacionais, sendo bastante simples de implementar. No entanto, este método é inadequado para aplicações que requerem um sincronismo com precisão e rapidez da tensão da rede elétrica [59].

Um problema evidente é a sua reduzida taxa de atualização, uma vez que, a informação apenas se encontra disponível a cada meio ciclo, assumindo que as condições se mantêm constante entre os pontos de deteção, o que nem sempre é verdade. Este problema pode ser contornado detetando a passagem por múltiplos níveis, aumentando a complexidade do método [59].

Outro problema inerente a este tipo de algoritmos de sincronização é a múltipla deteção por zero, que pode surgir devido ao conteúdo harmónico presente na rede elétrica. A solução para este problema passa pela utilização de filtros. No entanto, a sua utilização provoca desfasamentos. Várias técnicas são utilizadas com o objetivo de contornar esse desfasamento, como por exemplo, a utilização de métodos baseados em técnicas avançadas de filtragem ou a utilização de redes neuronais para detetar a passagem por zero da tensão da rede elétrica [59].

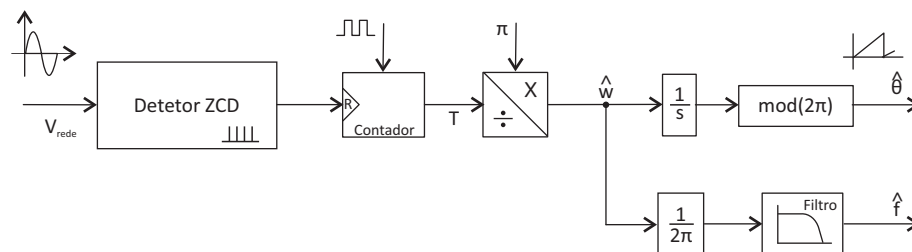


Figura 4.17: Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização sem realimentação ZCD.

### 4.3.2 Algoritmos de sincronização com realimentação

Na segunda configuração, a execução do algoritmo de sincronização é realizado com realimentação (malha fechada). Na sua essência, este algoritmo recorre ao sistema com realimentação, esquematizado na Figura 4.18, denominado *Phase-Locked Loop* (PLL) [60, 61].

Este sistema é constituído por três blocos essenciais:

- (i) *Phase Detector* (PD) é um multiplicador de frequências, que gera um sinal que representa a diferença de frequência e de fase entre os sinais de entrada;
- (ii) *Loop Filter* (LF) possui duas funções, em primeiro lugar, extrair a componente de baixa frequência e atenuar as componentes de alta frequência do sinal proveniente do PD. Em segundo lugar, controlar a resposta do sistema quando este é submetido a diversos distúrbios, como por exemplo, flutuações da tensão da rede elétrica, variações de frequência e saltos de fase;
- (iii) *Voltage Controlled Oscillator* (VCO) tem como função produzir um sinal periódico com uma frequência que é controlada por um sinal externo proveniente do LF.

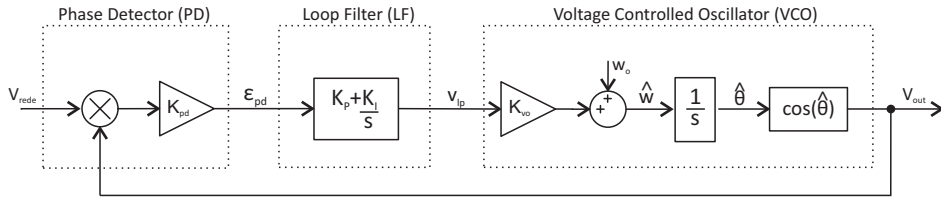


Figura 4.18: Diagrama de blocos do algoritmo *Phase-Locked Loop* (PLL).

Com intuito de compreender, com mais detalhe, a função de cada bloco vamos considerar que a entrada do sinal é dada pela equação 4.1,

$$v_{rede} = V \sin(\omega t + \theta) \quad (4.1)$$

e que o sinal gerado, pelo bloco VCO, é dado pela equação 4.2,

$$v_{out} = V \cos(\hat{\omega} t + \hat{\theta}) \quad (4.2)$$

O sinal produzido pelo bloco PD, pode ser escrito como:

$$\varepsilon_{pd} = K_{pd} V \sin(\omega t + \theta) \cos(\hat{\omega} t + \hat{\theta}) \quad (4.3)$$

Simplificando a equação anterior, obtemos:

$$\varepsilon_{pd} = \frac{K_{pd} V}{2} \left[ \underbrace{\sin((\omega - \hat{\omega}) t + (\theta - \hat{\theta}))}_{\text{Componente baixa frequência}} + \underbrace{\sin((\omega + \hat{\omega}) t + (\theta + \hat{\theta}))}_{\text{Componente alta frequência}} \right] \quad (4.4)$$

Partindo do pressuposto que a componente de alta frequência, que corresponde ao dobro da frequência do sinal de entrada, é eliminada pelo bloco LF e a saída do bloco VCO é sincronizada com o sinal de entrada (*lock*), ou seja  $\omega \approx \hat{\omega}$ , obtemos:

$$\bar{\varepsilon}_{pd} = \frac{K_{pd} V}{2} \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (4.5)$$

No entanto, quando o erro de fase assume valores pequenos, ou seja,  $\theta \approx \hat{\theta} \approx \sin(\theta - \hat{\theta}) \approx (\theta - \hat{\theta})$ , podemos considerar:

$$\bar{\varepsilon}_{pd} = \frac{K_{pd} V}{2} (\theta - \hat{\theta}) \quad (4.6)$$

Por outro lado, a frequência média estimada pelo bloco VCO é dada por:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\hat{\omega} = \omega_0 + K_{vco} v_{lp} \quad (4.7)$$

em que o sinal de saída do bloco VCO é obtido por integração da frequência estimada e dada por,

$$\hat{\theta} = \int \hat{\omega} dt \quad (4.8)$$

São vários os algoritmos de sincronização, que se podem encontrar na literatura, com base no sistema de realimentação *Phase-Locked Loop* (PLL). A Figura 4.19 apresenta o diagrama de blocos do método [59, 62] onde se combina a detecção da passagem por zero da tensão da rede elétrica com o sistema com realimentação PLL. As limitações deste algoritmo são semelhantes aos algoritmos sem realimentação, referidos anteriormente.

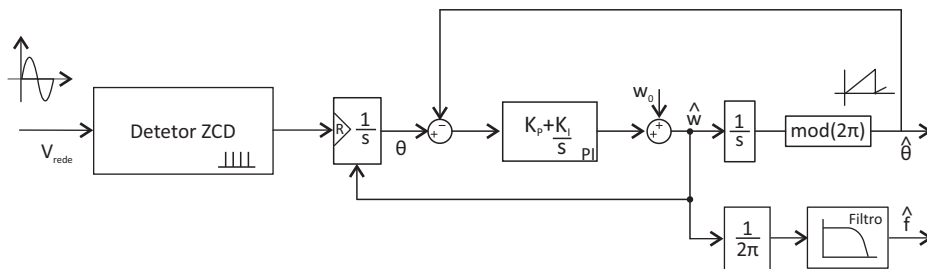


Figura 4.19: Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização híbrido ZCD - PLL.

No algoritmo clássico do PLL, se a frequência da portadora (sinal de entrada) for elevada, as características do bloco *Loop Filter* são capazes de cancelar a influência da componente de alta frequência, que corresponde ao dobro da frequência da portadora. No entanto para aplicações de sincronismo com a rede elétrica, em que a frequência da portadora assume um valor de 50Hz, o desempenho do bloco *Loop Filter* não é suficientemente satisfatório para eliminar essa componente de alta frequência (100Hz), influenciando negativamente o desempenho do PLL. Diversas técnicas podem ser encontradas na literatura para mitigar esse problema. Por exemplo, a Figura 4.20 apresenta uma solução que recorre a um filtro *notch*, com o objetivo de eliminar a componente de alta frequência proveniente do bloco PD [63, 64].

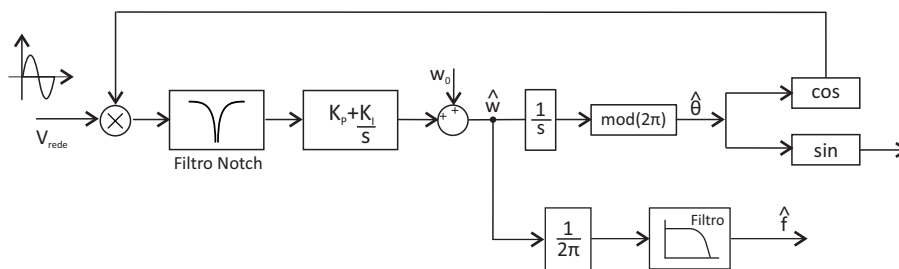


Figura 4.20: Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL com filtro *notch*.

Outros autores recorrem a filtros adaptativos que possuem a capacidade de ajustar dinamicamente os seus próprios parâmetros, em função de um algoritmo de otimização, sem requerer nenhum conhecimento à priori do sinal a ser filtrado. Resumidamente, o algoritmo envolve a utilização de uma função de otimização, que define o desempenho do filtro, para determinar e modificar os coeficientes do filtro, minimizando a função de otimização a cada iteração, como se ilustra na Figura 4.21.

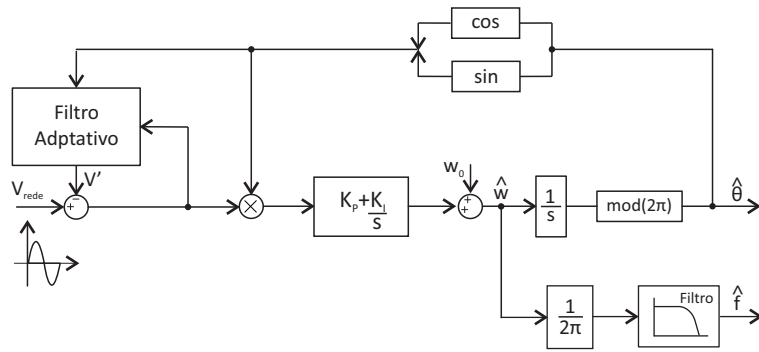


Figura 4.21: Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL com filtros adaptativos.

A Figura 4.22 ilustra uma versão de um filtro adaptativo, com recurso ao algoritmo de otimização *Least Mean Square* (LMS), destacando-se por ser simples, eficaz e amplamente utilizado. A ideia básica do algoritmo é atualizar os coeficientes do filtro, através das equações 4.9 - 4.11, no sentido de minimizar a tendência evolutiva do erro quadrático entre o sinal referência e o sinal de entrada [60].

$$v'_t = w_t x_t \tag{4.9}$$

$$\varepsilon_t = v_t - v'_t \tag{4.10}$$

$$w_t = w_{t-1} + \alpha \varepsilon_t x_t \tag{4.11}$$

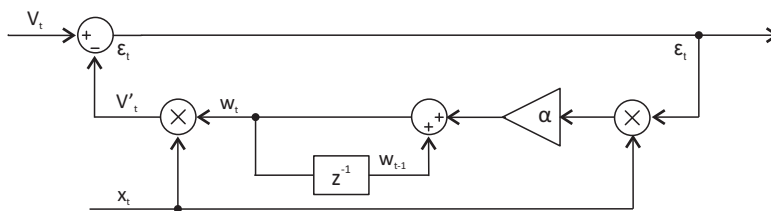


Figura 4.22: Diagrama de blocos de um filtro adaptativo de primeira ordem com o algoritmo de otimização LMS.

A Figura 4.23 ilustra outro filtro adaptativo, mas de segunda ordem, com recurso novamente ao algoritmo de otimização LMS [60]. Na literatura podem-se encontrar filtros adaptativos com recurso a outros algoritmos de otimização, como por exemplo, *Recursive Least Square* (RLS) e o *Affine Projection* (AP), *Kalman*, entre outros.

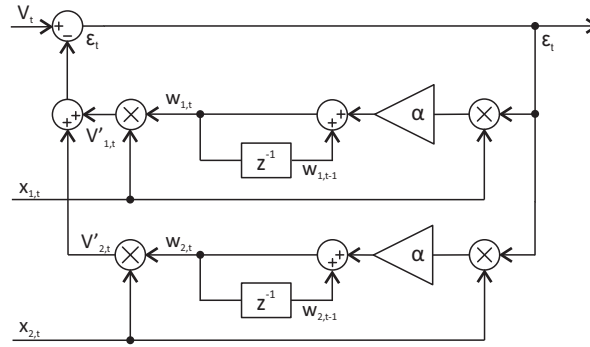


Figura 4.23: Diagrama de blocos de um filtro adaptativo de segunda ordem com o algoritmo de otimização LMS.

### 4.3.3 Implementação do algoritmo de sincronização PLL com *Notch*.

Com o objetivo de testar e simular o comportamento do algoritmo ilustrado na Figura 4.18, este foi implementado no *software Matlab*. O modelo linearizado do sistema de controle PLL, ilustrado na Figura 4.18, é esquematizado na Figura 4.24 [60, 65].

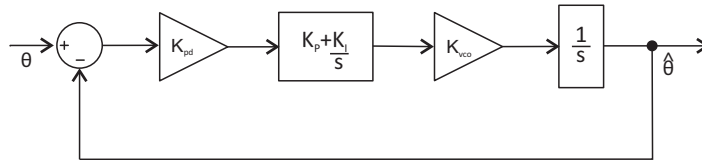


Figura 4.24: Diagrama de blocos linearizado do PLL.

A função transferência com realimentação, considerando  $k_{pd} = k_{vco} = 1$  é dada por:

$$H(s) = \frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (4.12)$$

e a função transferência característica de um sistema de segunda ordem normalizada expressa:

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.13)$$

Igualando as equações 4.12 e 4.13, obtemos:

$$\omega_n = \sqrt{k_i} \quad (4.14)$$

$$\xi = \frac{k_p}{2\omega_n} \quad (4.15)$$

Por outro lado, a função transferência de um controlador PI é expressa por:

$$H(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (4.16)$$

Utilizando a aproximação de *Tustin's* para discretizar o sistema, expresso pela equação 4.16, obtemos:

$$Y_t = Y_{t-1} + X_t \frac{2k_p + k_i T}{2} + X_{t-1} - \frac{2k_p - k_i T}{2} \quad (4.17)$$

Através da função transferência de um filtro passa baixo normalizada, de segunda ordem, expressa pela equação 4.18, juntamente com as equações 4.14 e 4.15 é possível determinar os ganhos proporcional e integral do controlador PI.

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.18)$$

Na Tabela 4.2 são apresentadas as expressões aproximadas que permitem estimar o tempo de estabelecimento de um sistema de segunda ordem, para diferentes instantes de tempo, em que a resposta ao degrau atinge e se mantém numa faixa de percentagem do valor final, concretamente,  $\pm 1\%$ ,  $\pm 2\%$  e  $\pm 5\%$  do valor final.

Tabela 4.2: Expressões aproximadas para o tempo de estabelecimento de um sistema de segunda ordem.

Tempo de Estabelecimento	$\pm 1\%$	$\pm 2\%$	$\pm 5\%$
	$t_s = \frac{4.6}{\xi\omega_n}$	$t_s = \frac{4}{\xi\omega_n}$	$t_s = \frac{3}{\xi\omega_n}$

A Figura 4.25 ilustra a resposta ao degrau, do sistema descrito pela equação 4.16, para um coeficiente de amortecimento de 0.7 e um tempo de estabelecimento de 0.02 s, para diferentes instantes de tempo, em que a resposta atinge e se mantém numa faixa de percentagem do valor final.

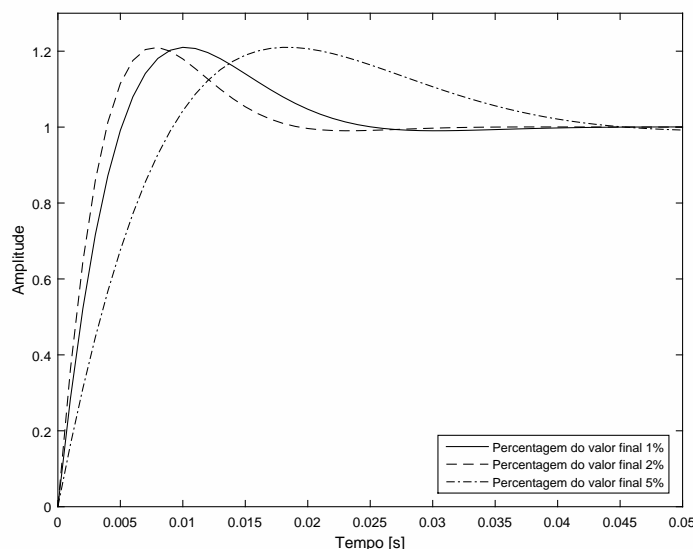


Figura 4.25: Resposta ao degrau do sistema para diferentes tempos de estabelecimento.

Para dimensionar o filtro *notch* utilizou-se a função transferência de segunda ordem, expressa pela equação 4.19,

$$H(s) = \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.19)$$

Utilizando a aproximação *Zero-order hold* para discretizar sistema, expresso pela equação 4.19, obtemos:

$$Y = (2\xi\omega_n T_s - 2) Y_{t-1} + (1 + \omega_n^2 T_s^2 - 2\xi\omega_n T_s) Y_{t-2} + X - 2X_{t-1} + (1 + \omega_n^2 T_s^2) X_{t-2} \quad (4.20)$$

A Figura 4.26 ilustra a resposta no domínio da frequência, do sistema descrito pela equação 4.20, em que se pretende eliminar a componente de 100 Hz.

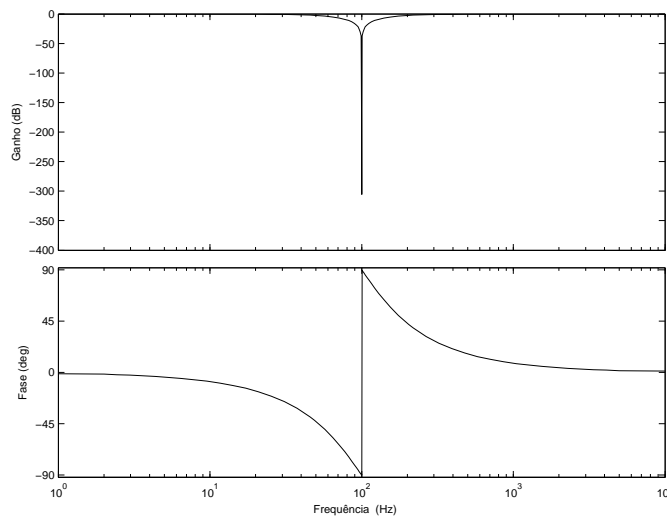


Figura 4.26: Resposta em frequência do filtro *notch*.

Para testar o desempenho do algoritmo PLL com filtro *notch*, foram criados diferentes cenários onde o sinal de tensão de referência (tensão da rede elétrica) foi sujeito a diferentes tipos de perturbações.

#### 4.3.3.1 Primeiro Ensaio

Num primeiro ensaio, o algoritmo PLL é submetido a um salto de fase de  $\frac{\pi}{2}$ , no instante de tempo 0.1 s. A Figura 4.27 apresenta o desempenho do algoritmo PLL com filtro *notch* implementado. Nessa figura podemos visualizar que o algoritmo apresenta um bom desempenho. Inicialmente, este apresenta um tempo de estabelecimento na ordem dos 30 ms. Após a perturbação, o algoritmo apresenta uma perda momentânea de sincronismo e o tempo de estabelecimento aumenta para 60 ms.

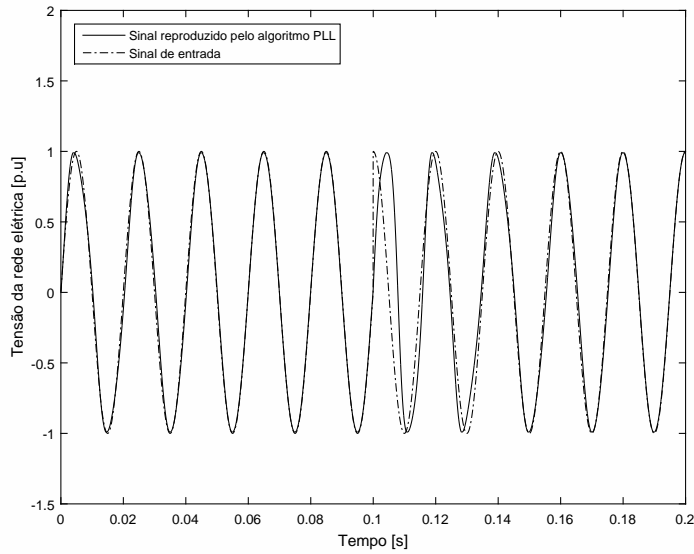


Figura 4.27: Resposta no tempo do algoritmo de sincronização PLL com filtro *notch*, quando submetido a um salto de fase de  $\frac{\pi}{2}$ .

#### 4.3.3.2 Segundo Ensaio

Na segunda situação, o desempenho do algoritmo PLL com filtro *notch* é submetido a várias componentes harmônicas (400 Hz com uma amplitude de 0.2 *p.u.* e 800 Hz com uma amplitude de 0.1 *p.u.*), no instante de tempo 0.1 s. A Figura 4.28 ilustra o desempenho do algoritmo implementado. Podemos constatar que, inicialmente, este apresenta um tempo de estabelecimento semelhante ao anterior. Após a perturbação a resposta do algoritmo é praticamente imune a essas componentes harmônicas, visto que essas componentes são eliminadas pelo bloco LF.

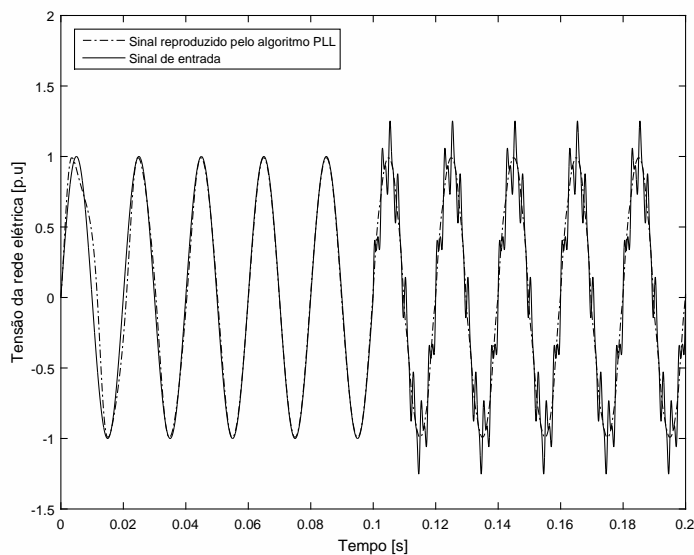


Figura 4.28: Resposta no tempo do algoritmo de sincronização PLL com filtro *notch*, quando submetido a várias componentes harmônicas.

### 4.3.3.3 Terceiro Ensaio

Numa terceira situação, o desempenho do algoritmo PLL com filtro *notch* é submetido a flutuações da tensão da rede elétrica (0.8 p.u no instante inicial e 1.2 p.u no instante de tempo 0.1 s). A Figura 4.29 ilustra o desempenho do algoritmo implementado. Inicialmente este apresenta um tempo de estabelecimento semelhante e uma resposta praticamente imune às flutuações da tensão da rede elétrica.

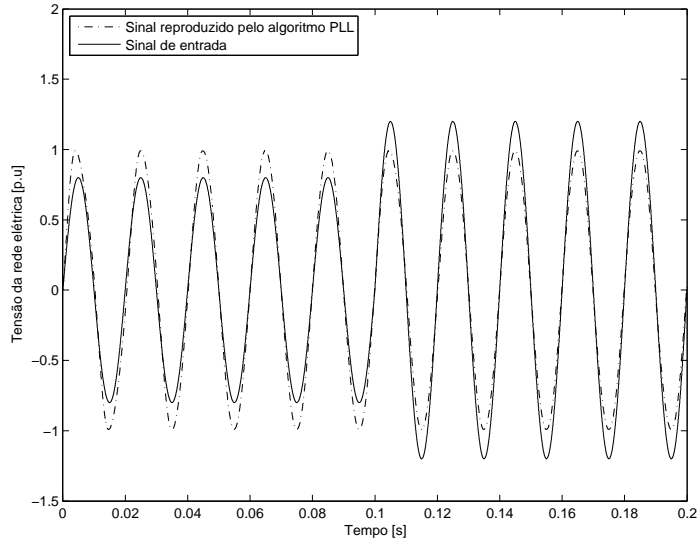


Figura 4.29: Resposta no tempo do algoritmo de sincronização PLL com filtro *notch*, quando submetido a flutuações da tensão da rede elétrica.

### 4.3.4 Algoritmos de sincronização em quadratura com realimentação

Outra metodologia, bastante difundida na literatura [60,65], com intuito de linearizar a saída do bloco PD, consiste na geração de um sistema ortogonal com o objetivo de eliminar a componente de alta frequência da equação 4.4.

O fundamento da utilização de um sistema ortogonal baseia-se na equação 4.21, em que:

$$\sin(\theta - \hat{\theta}) = \sin(\theta) \cos(\hat{\theta}) - \cos(\theta) \sin(\hat{\theta}) \quad (4.21)$$

desta forma, a entrada do bloco LF deixa de ser expressa pela equação 4.4 e passa a ser expressa pela equação 4.22, como se ilustra na Figura 4.30.

$$\varepsilon_{pd} = V \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (4.22)$$

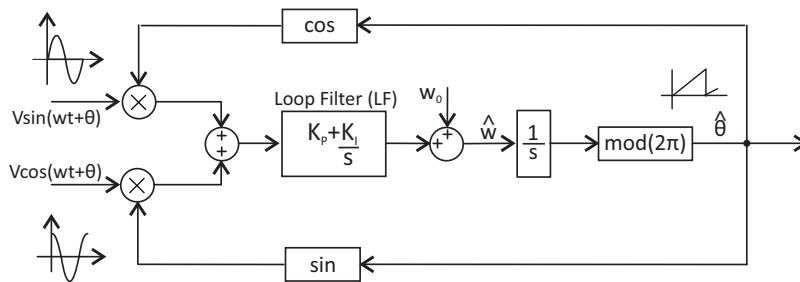


Figura 4.30: Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL com base num sistema ortogonal.

Num sistema trifásico, o sistema ortogonal é alcançado utilizando a transformada de *Clark*. No entanto, para um sistema monofásico este tem que ser criado artificialmente. O método mais simples consiste na criação de um atraso de  $\frac{T}{4}$ , em relação a tensão da rede elétrica, como ilustrado na Figura 4.31 [59, 66-68]. A obtenção desse sistema ortogonal permite a utilização da transformada de *Park*, criando um referencial síncrono com a tensão da rede elétrica, estudado com mais detalhe posteriormente. A implementação deste método é bastante simples, contudo apresenta uma enorme desvantagem, isto é, não apresenta qualquer capacidade de filtragem. Qualquer distúrbio da tensão na rede elétrica vai provocar erros na sincronização no PLL.

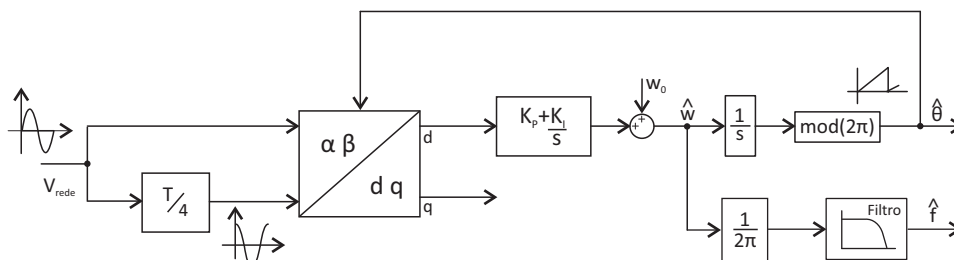


Figura 4.31: Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL, com base num sistema ortogonal, criado com um atraso de  $\frac{T}{4}$ .

Outro método consiste na utilização da transformada de *Hilbert* com o intuito de gerar um sistema ortogonal, como ilustrado na Figura 4.32, [59, 60, 66, 69]. A implementação deste método é complexa e envolve um elevado tempo computacional, apresentando um fraco desempenho [59].

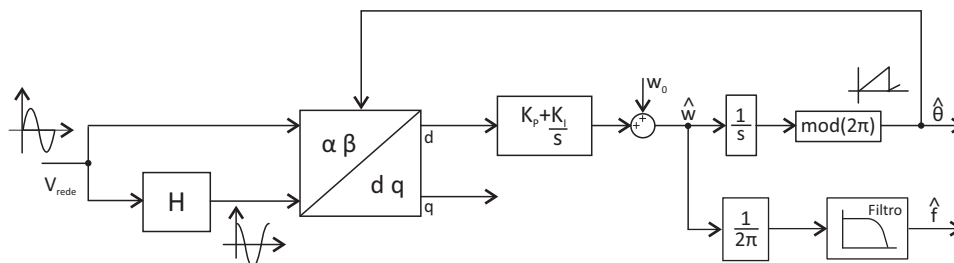


Figura 4.32: Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL, com base num sistema ortogonal, criado com a transformada de *Hilbert*.

Outra solução presente na literatura, proposta por [64], consiste na utilização de um filtro passa baixo de segunda ordem, como ilustrado na Figura 4.33. A implementação deste método é bastante simples, no entanto, apresenta a desvantagem de não apresentar capacidade de

filtragem nas componentes ortogonais. O autor indica mais dois tipos de filtros, esquematizados na Figura 4.34, ambos com a desvantagem de não filtrar qualquer componente ortogonal.

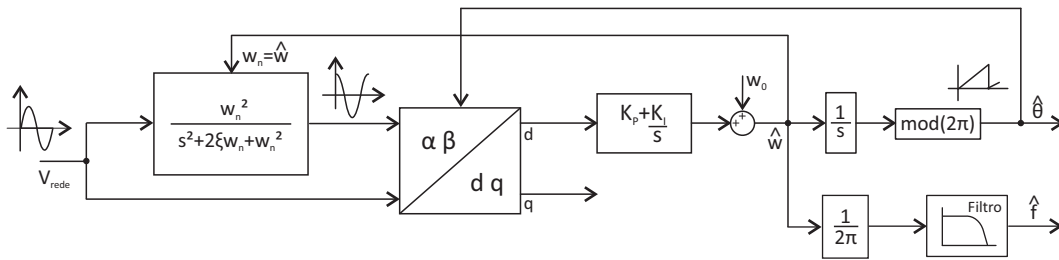


Figura 4.33: Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL, com base num sistema ortogonal criado, com um filtro passa baixo de segunda ordem.

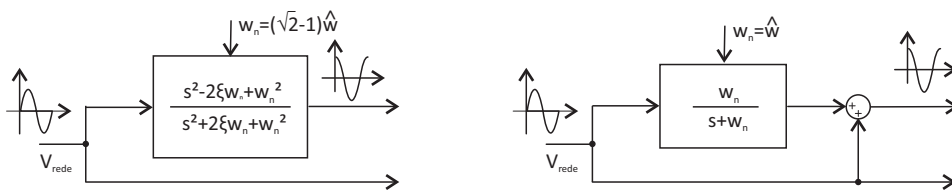


Figura 4.34: Sistema ortogonal criado com um filtro passa baixo, de primeira ordem (direita) e com recurso a um filtro passa-tudo (esquerda).

Outro método presente na literatura, reside na utilização da transformada inversa de *Park* para gerar um sistema ortogonal, como ilustrado na Figura 4.35 [59, 60, 66, 67]. Onde podemos visualizar que a componente  $v_\beta$  do eixo estacionário é obtida pela transformada inversa de *Park*, gerada pelas componentes síncronas filtradas através de um filtro passa baixo de primeira ordem. Apesar da implementação do algoritmo ser relativamente fácil, a determinação dos parâmetros é um processo com maior complexidade quando comparado com outros algoritmos [59].

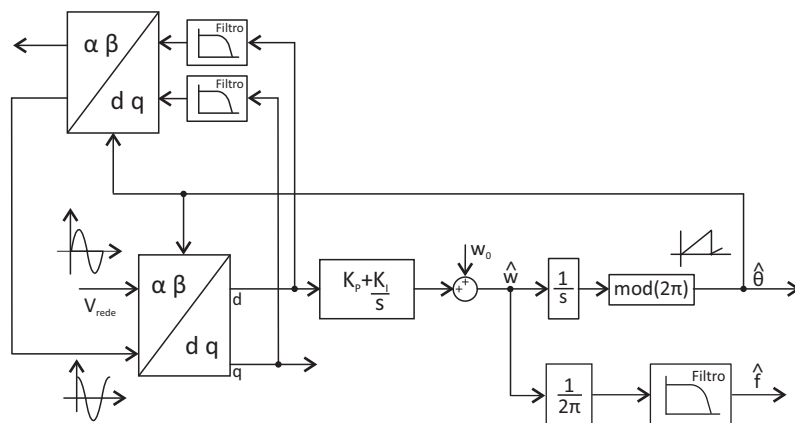


Figura 4.35: Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL com base num sistema ortogonal criado com a transformada inversa de *Park*.

A Figura 4.36 ilustra outro método que consiste no cálculo do arco tangente das componentes do eixo estacionário [59, 70]. A implementação deste método requer um sistema ortogonal, gerado por um dos métodos referidos anteriormente, e na utilização de técnicas de filtragem avançadas, para se obter um desempenho preciso na sincronização com a tensão da rede elétrica, quando esta é sujeita a distúrbios [59]. Apresenta ainda uma outra dificuldade de execução relacionada com a prevenção das divisões por zero [59].

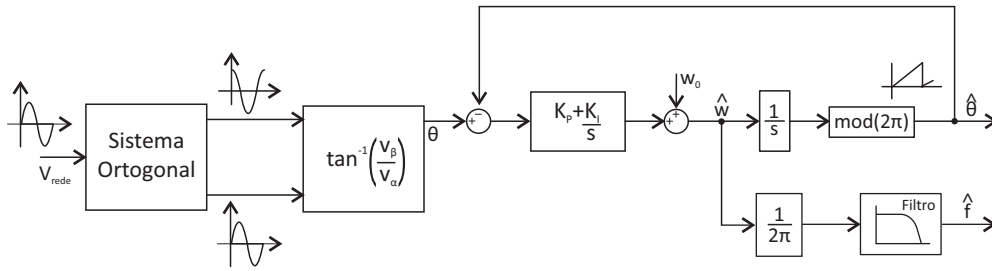


Figura 4.36: Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização PLL com base no arco tangente.

Outra solução presente na literatura baseia-se na estrutura *Second Order Generalized Integrator* (SOGI), representada na Figura 4.37 [59, 60, 67, 68, 71]. Este método possui a capacidade de filtragem em ambas as componentes ortogonais, sendo aqui estudado com mais detalhe.

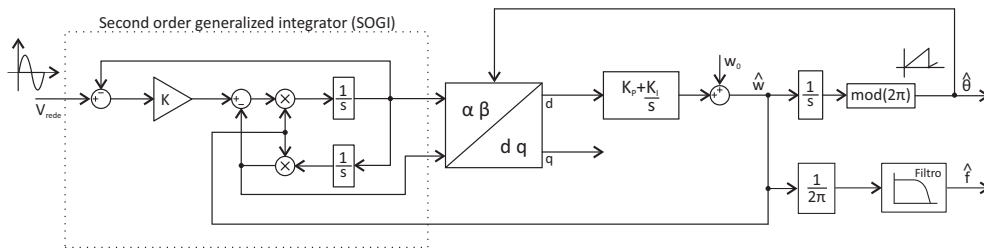


Figura 4.37: Diagrama de blocos do algoritmo de sincronização SOGI-PLL.

A função transferência do SOGI é dada por:

$$H(s) = \frac{\omega_n s}{s^2 + \omega_n^2} \quad (4.23)$$

e as funções transferência, das duas saídas que geram o sistema ortogonal, são expressas pelas equações 4.24 e 4.25,

$$H_\alpha(s) = \frac{k\omega_n s}{s^2 + k\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.24)$$

$$H_\beta(s) = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + k\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.25)$$

Nas Figuras 4.38 e 4.39 são ilustradas as respostas em frequência das funções transferência, mencionadas anteriormente. Este método na componente *alfa* ( $\alpha$ ) possui a vantagem de seletivamente rejeitar todas as frequências, excepto uma determinada banda ajustada pelo ganho  $k$  independentemente da frequência central  $\omega_n$ , sem qualquer desfasamento, como é ilustrado na Figura 4.38. Já na componente *beta* ( $\beta$ ) comporta-se como um filtro passa baixo com uma atenuação de  $40 \text{ dB/dec}$  para frequências superiores à frequência central  $\omega_n$ . Apresenta ainda na frequência central  $\omega_n$  um desfasamento de  $-\frac{\pi}{2}$ , como se verifica na Figura 4.39.

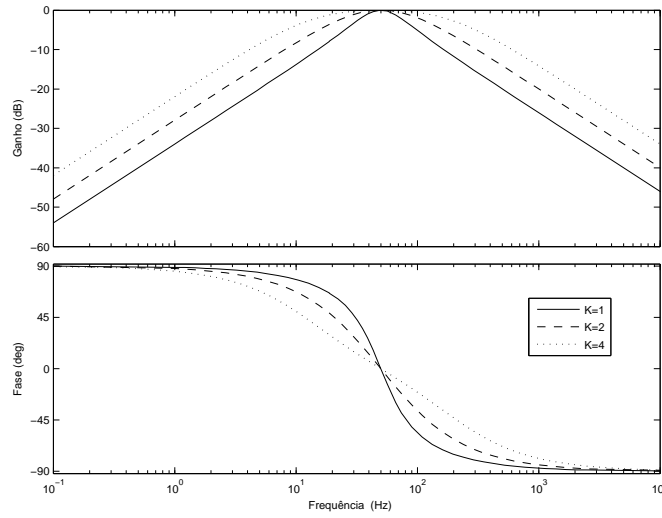


Figura 4.38: Resposta em frequência da função transferência  $H_\alpha(s)$  para diferentes valores de  $k$ .

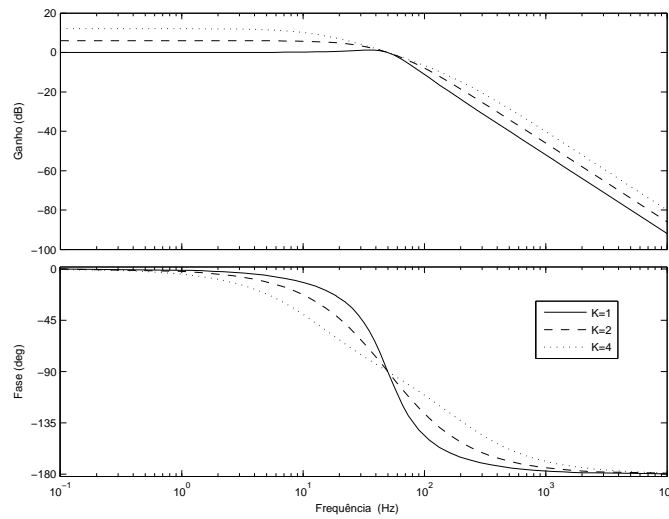


Figura 4.39: Resposta em frequência da função transferência  $H_\beta(s)$  para diferentes valores de  $k$ .

### 4.3.5 Implementação do algoritmo de sincronização SOGI-PLL

Utilizando a aproximação de *Tustin's* para discretizar sistema, expresso pelas equações 4.24 e 4.25, obtemos:

$$\begin{aligned}
 Y_d(t) = & \left( \frac{2(4 - \omega_n^2 T_s^2)}{\omega_n^2 T_s^2 + 2k\omega_n T_s + 4} \right) Y_{t-1} + \left( \frac{-\omega_n^2 T_s^2 + 2k\omega_n T_s - 4}{\omega_n^2 T_s^2 + 2k\omega_n T_s + 4} \right) Y_{t-2} + \dots \\
 & \dots + \left( \frac{2k\omega_n T_s}{\omega_n^2 T_s^2 + 2k\omega_n T_s + 4} \right) (X - X_{t-2})
 \end{aligned} \tag{4.26}$$

$$\begin{aligned}
Y_q(t) = & \left( \frac{2(4 - \omega_n^2 T_s^2)}{\omega_n^2 T_s^2 + 2k\omega_n T_s + 4} \right) Y_{t-1} + \left( \frac{-\omega_n^2 T_s^2 + 2k\omega_n T_s - 4}{\omega_n^2 T_s^2 + 2k\omega_n T_s + 4} \right) Y_{t-2} + \dots \\
& \dots + \left( \frac{k\omega_n^2 T_s^2}{\omega_n^2 T_s^2 + 2k\omega_n T_s + 4} \right) (X + X_{t-2}) + \left( \frac{2k\omega_n^2 T_s^2}{\omega_n^2 T_s^2 + 2k\omega_n T_s + 4} \right) X_{t-1}
\end{aligned} \tag{4.27}$$

Com o objetivo de testar e simular o comportamento do algoritmo SOGI-PLL, ilustrado na Figura 4.37, o algoritmo foi implementado em ambiente de simulação *Matlab*. Assim, num primeiro ensaio, o algoritmo SOGI-PLL é novamente submetido a um salto de fase de  $\frac{\pi}{2}$ , no instante de tempo 0.1s.

#### 4.3.5.1 Primeiro Ensaio

A Figura 4.40 apresenta o desempenho do algoritmo SOGI-PLL implementado. Onde podemos visualizar que este apresenta um bom desempenho, sendo superior ao algoritmo implementado anteriormente. Inicialmente, este apresenta um tempo de estabelecimento na ordem dos 20 ms. Após a perturbação, o tempo de estabelecimento aumenta para 30 ms.

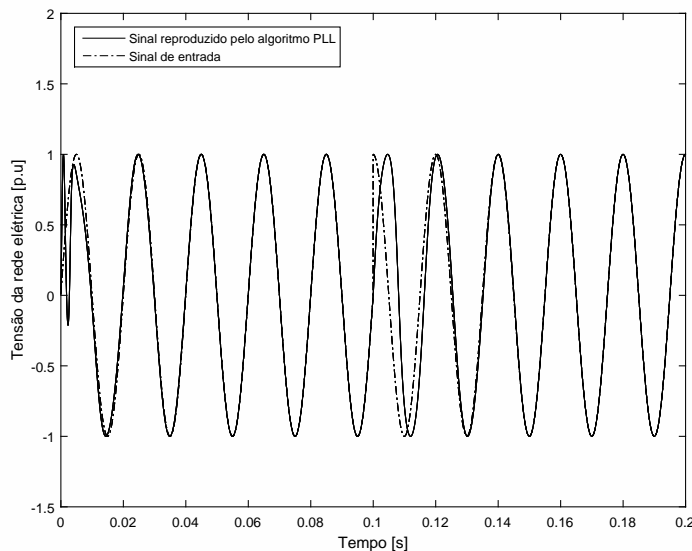


Figura 4.40: Resposta no tempo do algoritmo de sincronização SOGI-PLL, quando submetido a um salto de fase de  $\frac{\pi}{2}$ .

#### 4.3.5.2 Segundo Ensaio

Na segunda situação, o desempenho do algoritmo SOGI-PLL é submetido a várias componentes harmônicas (400 Hz com uma amplitude de 0.2 p.u. e 800 Hz com uma amplitude de 0.1 p.u.), no instante de tempo 0.1 s. A Figura 4.41 ilustra o desempenho do algoritmo implementado. Inicialmente este apresenta um tempo de estabelecimento na ordem dos 20 ms. Após a perturbação, a resposta do algoritmo é imune a essas componentes harmônicas, uma vez que estas componentes são eliminadas pelo bloco *Loop Filter* e filtradas pelo SOGI, como se verifica na Figura 4.42.

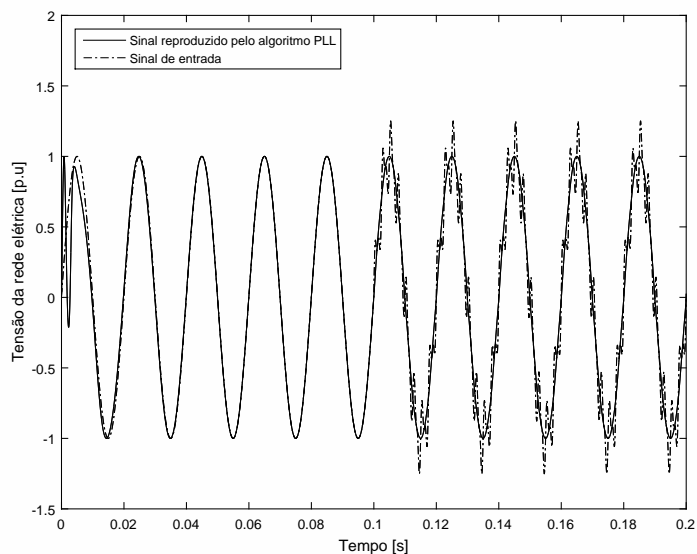


Figura 4.41: Resposta no tempo do algoritmo de sincronização SOGI-PLL, quando submetido a várias componentes harmônicas.

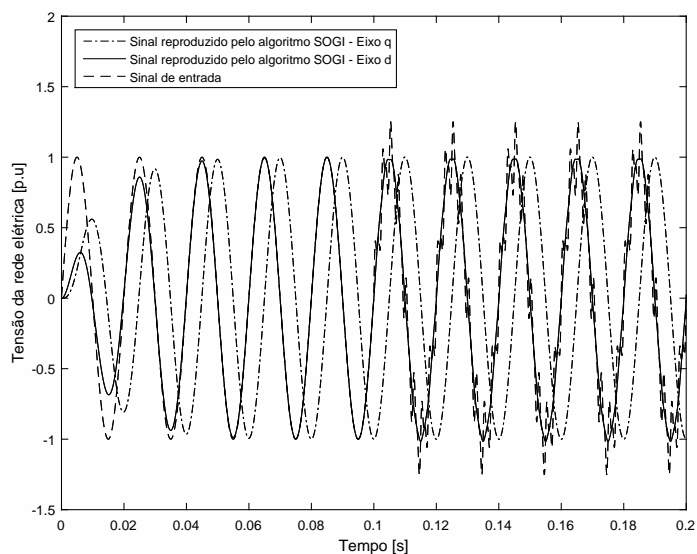


Figura 4.42: Evolução das componentes do eixo estacionário do algoritmo SOGI.

### 4.3.5.3 Terceiro Ensaio

Numa terceira situação, o desempenho do algoritmo SOGI-PLL é submetido a flutuações da tensão da rede elétrica, concretamente,  $0.8 \text{ p.u}$  no instante inicial e  $1.2 \text{ p.u}$  no instante de tempo  $0.1 \text{ s}$ . A Figura 4.43 ilustra o desempenho do algoritmo implementado. Inicialmente, este apresenta um tempo de estabelecimento semelhante ao anterior e uma resposta imune às flutuações da tensão da rede elétrica.

A Figura 4.44 ilustra a evolução de ambas as componentes que formam o eixo síncrono. Onde podemos verificar que o sincronismo não é afetado pela perturbação, apenas a componente em quadratura que possui informação sobre a tensão da rede é afetada.

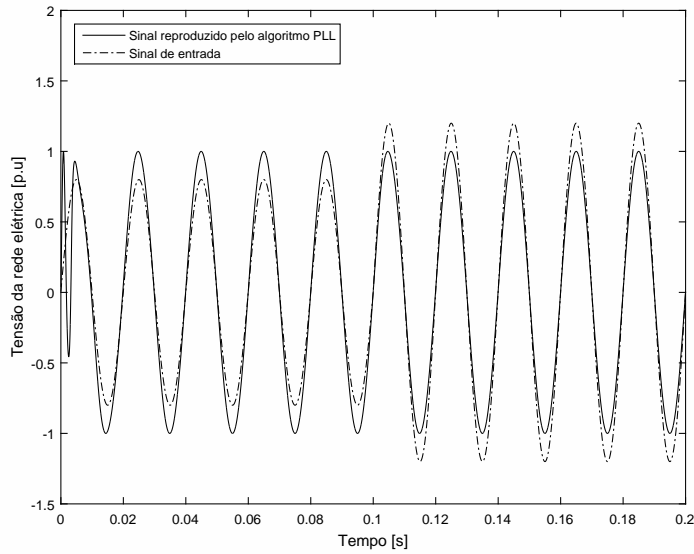


Figura 4.43: Resposta no tempo do algoritmo de sincronização SOGI-PLL, quando submetido a flutuações da tensão da rede elétrica.

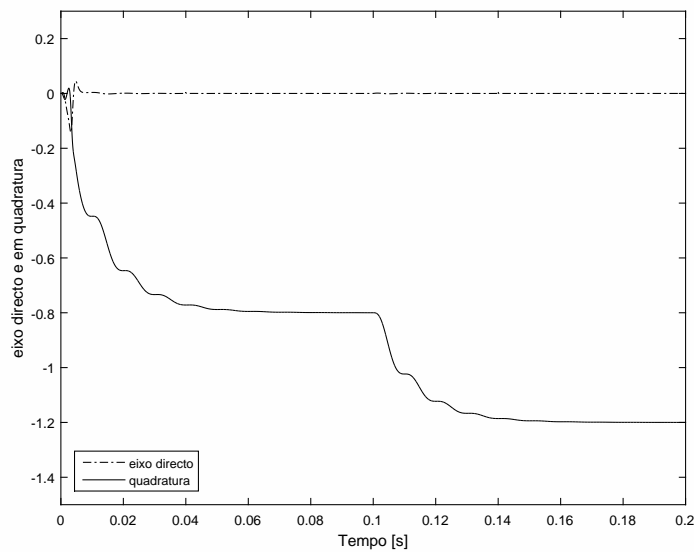


Figura 4.44: Evolução das componentes do eixo síncrono do algoritmo de sincronização SOGI-PLL, quando este submetido a flutuações da tensão da rede elétrica.

## 4.4 Algoritmos de Controlo

A Figura 4.45 ilustra as principais malhas de controlo que são transversais a qualquer tipo de conversor DC/AC interligado com a rede elétrica. Estas podem ser divididas em quatro grupos. Num primeiro grupo, as malhas de controlo do MPPT que são responsáveis pela extração da máxima potência das fontes endógenas e renováveis. Um segundo grupo constituído pelas malhas de controlo do barramento de condensadores (DC Link) sendo que o objetivo desta malha de controlo de tensão consiste em controlar a tensão no barramento e garantir o balanço

energético.

Num terceiro grupo, podemos considerar as malhas de controlo de corrente que garantem que a corrente injetada na rede elétrica segue a referência especificada. No último grupo, as malhas de controlo associadas ao sincronismo (PLL) responsáveis pela extração das características da tensão da rede elétrica.

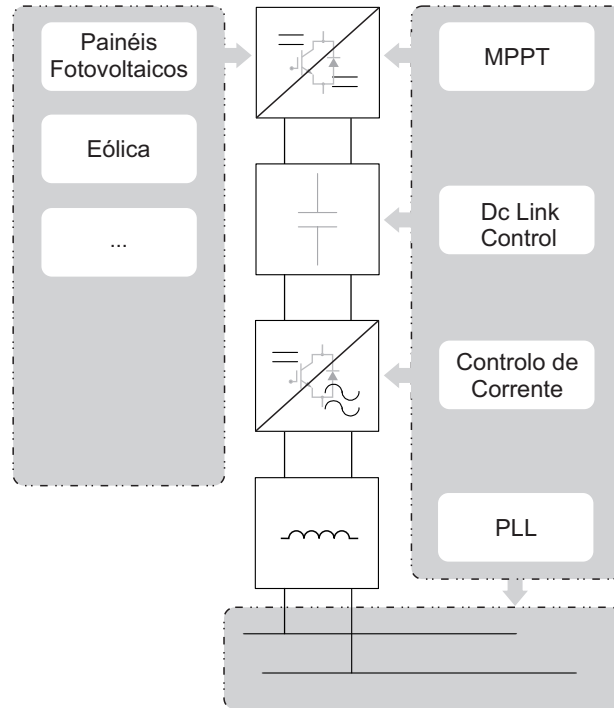


Figura 4.45: Principais malhas de controlo associadas a um conversor DC/AC interligado com a rede elétrica.

## 4.4.1 Controlo de corrente

### 4.4.1.1 Controladores por banda de histerese

Os controladores por banda de histerese, esquematizados na Figura 4.46, são controladores bastante difundidos na literatura por serem simples de implementar, de baixo custo, robustos, atuando a partir da realimentação do valor instantâneo da corrente [72]. Estes controladores podem ser utilizados tanto no referencial estacionário como no referencial síncrono.

No entanto, este tipo de controladores apresenta algumas desvantagens, como por exemplo, a utilização de uma frequência de comutação variável que depende da banda de histerese selecionada em torno do sinal de referência. A forma de onda da corrente resultante depende da banda de histerese selecionada, uma menor banda resulta numa maior frequência de comutação e maiores perdas.

Pelo contrário, uma maior banda resulta, numa menor frequência de comutação, em menores perdas, e no aparecimento de componentes harmónicas indesejadas na forma de onda da corrente resultante. Outra desvantagem reside no dimensionamento do filtro, consequência da utilização de uma frequência de comutação variável.

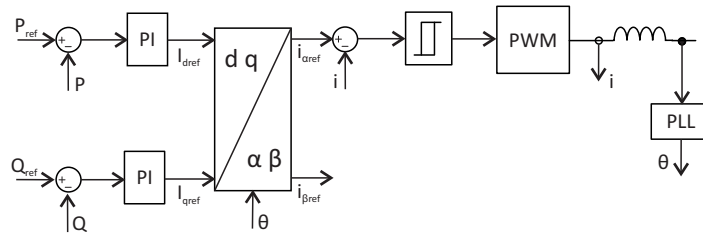


Figura 4.46: Diagrama de blocos do controlador de corrente por banda de histerese no referencial estacionário.

#### 4.4.1.2 Controladores Proporcionalis Ressonantes (PR)

Os Controladores Proporcionalis Ressonantes (PR) estão também muito difundidos na literatura [34, 43, 60]. Estes controladores atuam no referencial estacionário, como esquematizado na Figura 4.47.

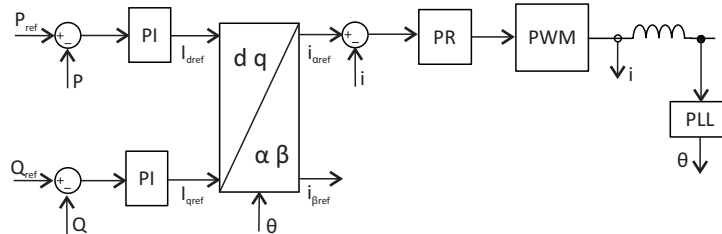


Figura 4.47: Diagrama de blocos do controlador de corrente PR.

A principal razão para a utilização deste tipo de controladores reside na incapacidade dos controladores PI clássicos em acompanhar uma referência sinusoidal sem erro estacionário, como podemos constatar na Figura 4.48. Podemos ainda verificar que o ganho do controlador PI é inversamente proporcional à frequência, isto é, perde a capacidade de anular o erro estacionário com o aumento da frequência [60]. Em contraste, os controladores PR possuem um ganho elevado na sua frequência de ressonância e aproximadamente nulo fora da mesma. Outra razão para a utilização destes controladores reside na menor quantidade de cálculos trigonométricos necessários.

A função transferência ideal dos controladores PR é expressa pela equação 4.28, onde  $\omega_n$  é a frequência de ressonância do controlador e  $k_p$ ,  $k_i$  o ganho proporcional e integral, respectivamente. A largura de banda em torno da frequência de ressonância depende do valor do ganho proporcional. Um valor pequeno origina uma banda muito estreita (como é o caso da Figura 4.48 em que o ganho proporcional é de 1), enquanto que um grande valor vai provocar uma maior banda em torno da frequência de ressonância.

$$H(s) = k_p + k_i \frac{s}{s^2 + \omega_n^2} \quad (4.28)$$

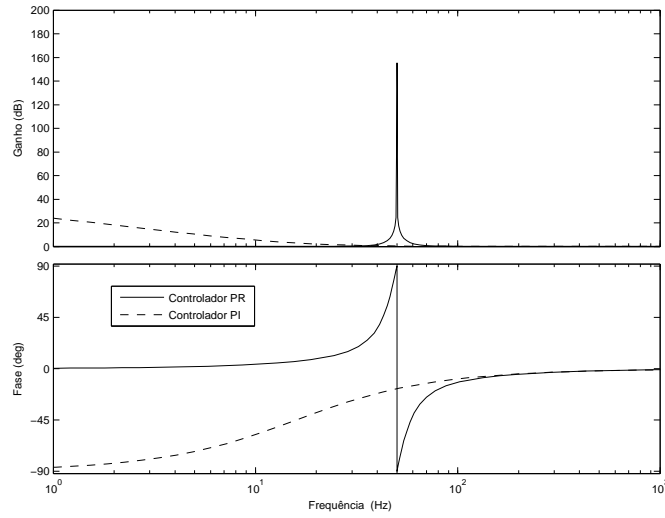


Figura 4.48: Comparação das respostas em frequência dos controladores PI e PR, com  $k_p = 1$  e  $k_i = 100$ .

Para evitar problemas de estabilidade derivados do elevado ganho e da estreita largura de banda em torno da frequência de ressonância, tornando o controlador altamente sensível a qualquer desvio de frequência, é utilizada a função transferência não ideal dos controladores PR, expressa pela equação 4.29. Considerando  $\omega_c \ll \omega_n$ , onde  $\omega_c$  é a largura da banda de passagem em torno da frequência de ressonância de referência, obtemos:

$$H(s) = k_p + \frac{2k_i(\omega_c s + \omega_c^2)}{s^2 + 2\omega_c s + (\omega_c^2 + \omega^2)} \approx k_p + \frac{2k_i\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \quad (4.29)$$

Utilizando a aproximação de *Tustin's com Pre-warped* [73, 74] para discretizar o sistema, obtemos:

$$H(z) = k_p + \frac{k_i}{\omega_c^2 + \omega^2} \left( \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \right) \quad (4.30)$$

em que:

$$b_0 = 0;$$

$$b_1 = \omega_c + \omega_n e^{-\omega_c T_s} \sin(\omega_n T_s) - \omega_c e^{-\omega_c T_s} \cos(\omega_n T_s);$$

$$b_2 = \omega_c e^{-2\omega_c T_s} - \omega_c e^{-\omega_c T_s} \cos(\omega_n T_s) - \omega_n e^{-\omega_c T_s} \sin(\omega_n T_s);$$

$$a_1 = -2e^{-\omega_c T_s} \cos(\omega_n T_s);$$

$$a_2 = e^{-2\omega_c T_s};$$

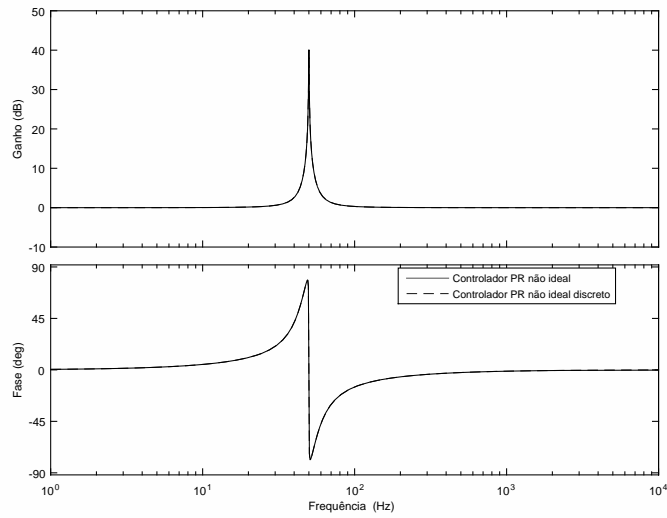


Figura 4.49: Comparação das respostas em frequência dos controladores PR não ideal discreto e contínuo com  $k_p = 1$ ,  $k_r = 100$  e  $\omega_c = 0.1$ .

Associado aos controladores PR também surge na literatura a utilização de compensadores de harmônicos (HC). A função transferência ideal do HC é expressa pela equação 4.31, onde  $h$  é a ordem da harmônica a ser compensada,  $k_{ih}$  representa o ganho integral. O ganho integral deve ser ajustado com um valor elevado (mas dentro do limite de estabilidade) para minimizar o erro estacionário [7, 73-77].

$$H(s) = \sum_{h=3,5,7,\dots} \frac{2k_{ih}s}{s^2 + (h\omega_n)^2} \quad (4.31)$$

Na equação 4.32 é expressa a função transferência não ideal do HC, considerando  $\omega_c \ll \omega_n$ , onde  $\omega_c$  é a largura da banda de passagem da harmônica a ser compensada.

$$H(s) = \sum_{h=3,5,7,\dots} \frac{2\omega_c k_{ih}s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega_n)^2} \quad (4.32)$$

A Figura 4.50 ilustra o diagrama de blocos dos controladores PR+HC. Na Figura 4.51 é possível verificar que a inclusão do compensador de harmônicos não afeta a dinâmica do controlador PR.

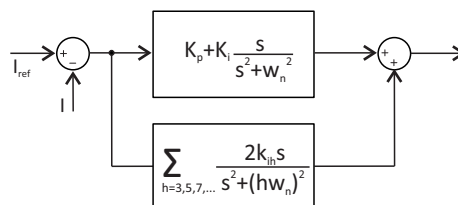


Figura 4.50: Diagrama de blocos dos controladores PR+HC.

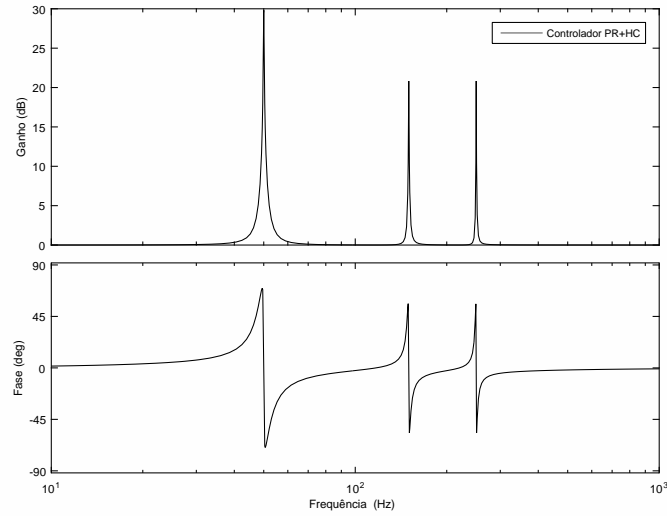


Figura 4.51: Resposta em frequência dos controladores PR+HC com  $k_p = 1$ ,  $k_r = 30$ ,  $k_{ih} = 10$ ,  $\omega_c = 0.1$  e  $h = 3, 5$ .

#### 4.4.1.3 Controlador Proporcional Integral (PI)

Outra solução bastante documentada na literatura, ilustrada na Figura 4.53, consiste na utilização de controladores no referencial síncrono. A transformação para o referencial síncrono apresenta a vantagem de utilizar variáveis contínuas no tempo, permitindo o uso de controladores PID clássicos [78-83].

Supondo que a interligação do conversor com a rede elétrica é realizada através de um filtro  $L$ , a equação diferencial que caracteriza o sistema é expressa pela equação (4.33).

$$v_{inv} = r_l i_{inv} + L \frac{\partial i_{inv}}{\partial t} + v_{rede} \quad (4.33)$$

Onde  $L$  e  $r_l$  representam a indutância e a resistência interna da bobina do filtro de acoplamento com a rede elétrica,  $v_{inv}$  representa a tensão de saída do conversor e  $v_{rede}$  representa a tensão da rede elétrica.

Quando estas grandezas são representadas sobre o referencial estacionário, transformação essa alcançada por um dos métodos referidos anteriormente, a transformação para o referencial síncrono pode ser implementada através da equação 4.34,

$$T_{\alpha\beta \rightarrow dq} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

A Figura 4.52 mostra as equações que caracterizam o sistema sobre o referencial síncrono. Podemos verificar um acoplamento cruzado entre os referenciais síncronos que necessita de ser eliminado, permitindo uma melhor resposta dinâmica do sistema. A Figura 4.53 ilustra a estrutura do controlador de corrente PI no referencial síncrono.

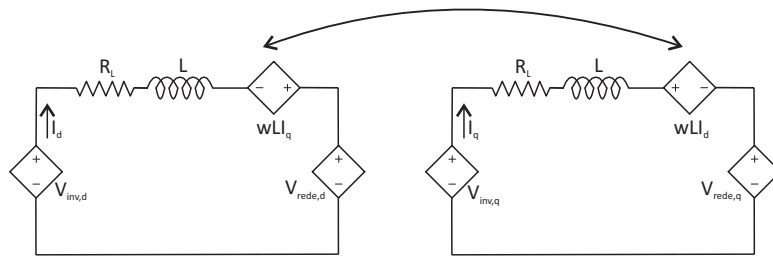


Figura 4.52: Representação da equação diferencial 4.53 sobre o referencial síncrono.

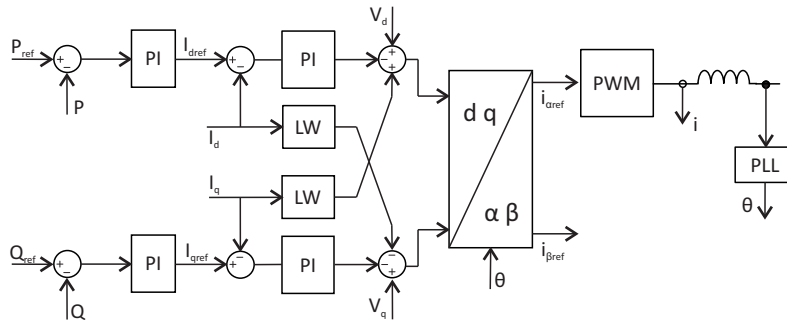


Figura 4.53: Diagrama de blocos do controlador de corrente PI no referencial síncrono.

Na literatura é possível encontrar outras estratégias de controlo, embora com menor expressão quando comparadas com as estratégias descritas, como por exemplo, o *sliding mode control*, controlo *deadbeat*, controlo repetitivo, controlo *fuzzy* [60].

#### 4.4.2 Controlo de Tensão

O controlo de corrente executado pelo conversor, estudado anteriormente, é uma consequência da atuação do controlador de tensão no barramento de condensadores (*DC Link*). O objetivo desta malha de controlo de tensão consiste em controlar a tensão no barramento com um valor fixo e predeterminado, ou variável, desde que se assegure que esse valor seja superior ao valor de pico da tensão da rede elétrica.

O controlador preferido/popular na literatura é o controlador clássico PI. Este atua de maneira a minimizar o erro entre o valor de referência e o valor medido na tensão no barramento. O valor da tensão no barramento pode ser obtido diretamente com recurso a um sensor de tensão (controlo direto) ou através de métodos indiretos que estimam esse valor (controlo indireto). O sinal proveniente do controlador de tensão corresponde ao valor em módulo da corrente que pode ser injetada na rede, como se descreve na Figura 4.54.

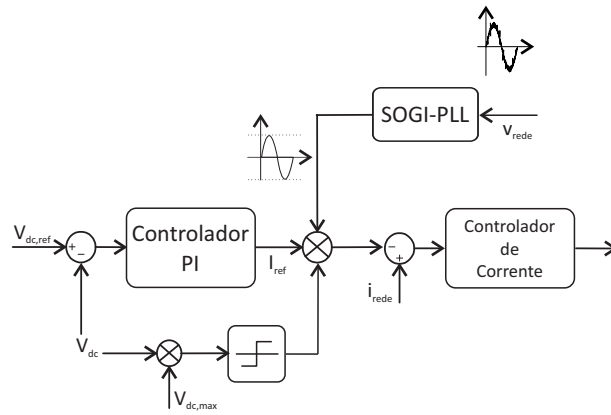


Figura 4.54: Diagrama de blocos do algoritmo de controlo Dc Link.

Um problema inerente ao controlo de tensão reside na presença de uma ondulação na tensão, tipicamente de 100 Hz. Esta ondulação é devida ao facto de que a potência de um sistema monofásico interligado com a rede elétrica, é uma função do quadrado do seno da frequência fundamental. Esta ondulação indesejada é propagada para a referência de corrente, provocando distorções. A amplitude dessa ondulação é inversamente proporcional com o valor da capacidade do barramento, ou seja, diminuindo essa capacidade aumentamos a amplitude e vice-versa. Com o objetivo de mitigar este problema, na literatura, é normalmente utilizado um filtro passa baixo. No entanto, a inclusão desse filtro introduz atrasos podendo prejudicar a estabilidade do controlador, caso a largura de banda do filtro não for escolhida corretamente. Outra alternativa consiste na utilização de um filtro *notch* com o objetivo de se eliminar a componente de 100 Hz. No entanto, esta alternativa também introduz atrasos podendo prejudicar a estabilidade do sistema.

## 4.5 Otimização dos controladores de corrente

Nesta secção é dada ênfase à otimização dos controladores no referencial estacionário (controladores PR) e no referencial síncrono (controladores PI).

### 4.5.1 Controladores Proporcionais Ressonantes (PR)

A Figura 4.55 mostra o diagrama de blocos em malha fechada do controlador de corrente [9, 84-87].

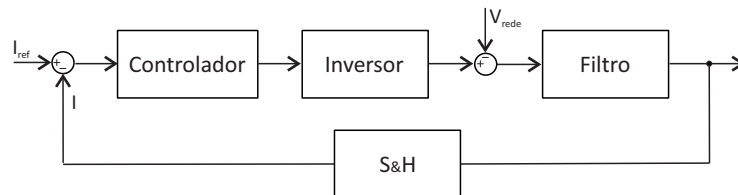


Figura 4.55: Diagrama de blocos em malha fechada do controlador de corrente PR.

O bloco controlador é composto pela função transferência expressa por 4.29. Já a função transferência do bloco *sample and hold* (S&H) é expressa por 4.35, onde  $T_s$  representa o tempo de amostragem.

$$G_{s\&h}(s) = \frac{1}{1 + 0.5sT_s} \quad (4.35)$$

A função transferência do bloco inversor é expressa pela equação 4.36, onde,  $T_{sw}$  representa o período de comutação e  $k_{inv}$  o ganho do inversor. O valor de  $k_{inv}$  é calculado pelo quociente entre o valor máximo da amplitude da onda portadora e o valor da amplitude da tensão no barramento Dc [84-86].

$$G_{inv}(s) = \frac{K_{inv}}{1 + 0.5sT_{sw}} \quad (4.36)$$

Por último, a função transferência do filtro depende do tipo de filtro escolhido para a interligação do conversor com a rede elétrica [60, 88-92]. Na literatura os tipos de filtros mais utilizados são os filtros  $L$ ,  $LC$  e  $LCCL$ . A Figura 4.56 ilustra essas topologias.

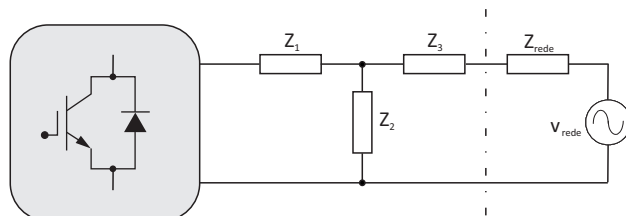


Figura 4.56: Representação dos diferentes filtros para a interligação do conversor com a rede elétrica.

Os filtros  $L$  ( $Z_1$  é finita,  $Z_2$  infinita e  $Z_3$  igual a zero) são filtros de primeira ordem com uma atenuação de  $20 \text{ db/dec}$ . A sua principal vantagem é a não introdução de frequências de ressonância no sistema. Como desvantagem, o seu fraco desempenho na atenuação das componentes de alta frequência, obrigando a elevados valores de  $L$  (tendo um impacto no tamanho e custo da bobina), ou obrigando a uma maior frequência de comutação para proporcionar a atenuação necessária. A função transferência deste tipo de filtros é dada pela expressão 4.37.

$$G(s) = \frac{1}{Ls + R_L} \quad (4.37)$$

Os filtros  $LC$  ( $Z_1$  é finita,  $Z_2$  é finita e  $Z_3$  igual a zero) são filtros de segunda ordem que possibilitam uma atenuação de  $40 \text{ db/dec}$ . Com a utilização dessa capacidade em paralelo, a indutância pode ser reduzida, permitindo assim menores dimensões, custos e perdas quando comparado com o filtro  $L$ . Além disso, exibe um maior desempenho na atenuação das componentes de alta frequência. Contudo, este apresenta uma desvantagem porque introduz uma frequência de ressonância no sistema, causando distorções na corrente de saída, ou provocando a perda de estabilidade do sistema.

Para mitigar este problema é necessário que as frequências em torno dessa frequência de ressonância sejam amortecidas, ao invés de amplificadas. Diversos métodos de amortecimento podem ser encontrados na literatura que se dividem em duas categorias, o amortecimento passivo e o amortecimento ativo.

Uma grande variedade de métodos de amortecimento ativos podem ser encontrados na literatura, como por exemplo, a introdução de filtros *notch*, resistências virtuais, compensadores *lead-lag*, entre outros. No entanto todos eles tornam a estratégia de controle mais complexa

[93, 94].

Já os métodos passivos, como o próprio nome indica, consiste na introdução de elementos passivos ( $Z_a$ ) no circuito. Estes elementos passivos podem ser colocados em paralelo ou série, como é ilustrado na Figura 4.57. No entanto, esta técnica apresenta a desvantagem de introduzir perdas adicionais indesejadas no sistema.

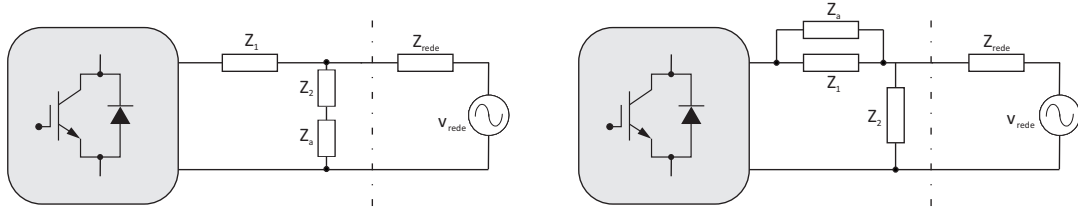


Figura 4.57: Filtros  $LC$  com amortecimento passivo série (esquerda) e paralelo (direita).

A Figura 4.58 ilustra a resposta em frequência de um filtro  $LC$  sem e com amortecimento. O amortecimento paralelo foi realizado introduzindo uma impedância  $Z_a$  formada por uma resistência  $R_{dp}$  e um condensador  $C_{dp}$ . Em relação ao amortecimento série este foi realizado introduzindo uma impedância  $Z_a$  composta por uma resistência  $R_{ds}$  e uma indutância  $L_{ds}$ . As funções transferência ideais são expressas pelas equações 4.38, 4.39 e 4.40, respetivamente.

$$G(s) = \frac{1}{s^2 LC + 1} \quad (4.38)$$

$$G(s) = \frac{sC_{dp}R_{dp} + 1}{s^3 L C C_{dp} R_{dp} + s^2 L (C + C_{dp}) + sC_{dp}R_{dp} + 1} \quad (4.39)$$

$$G(s) = \frac{s(L + L_{ds}) + R_{ds}}{s^3 L L_{ds} C + s^2 L C R_{ds} + s(L + L_{ds}) + R_{ds}} \quad (4.40)$$

Como podemos verificar na Figura 4.58, a resposta sem amortecimento revela que as frequências em torno da frequência de ressonância (711 Hz) são amplificadas. Já as respostas com amortecimento eliminam essa amplificação. Contudo, a resposta com amortecimento série mostra um pior desempenho na atenuação das componentes de alta frequência.

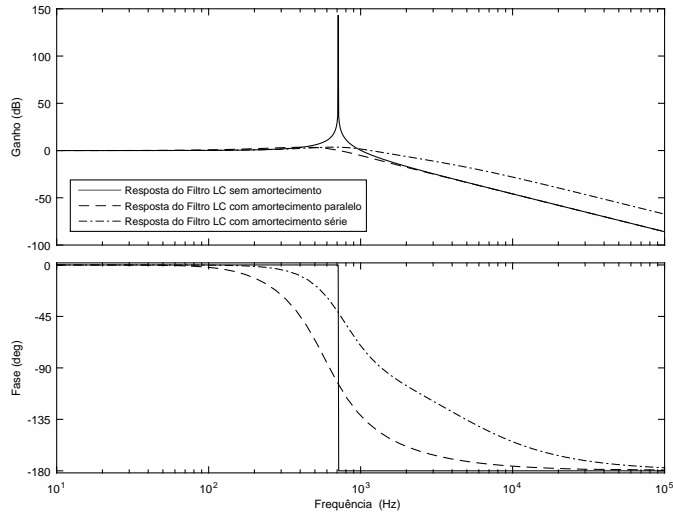


Figura 4.58: Resposta em frequência dos filtros LC com e sem amortecimento série e paralelo, com  $L = 5$  mH,  $C = 10 \mu\text{F}$ ,  $C_{dp} = 4C$ ,  $R_{dp} = R_{ds} = \sqrt{\frac{L}{C}}$  e  $L_{ds} = \frac{2L}{15}$ .

Já os filtros  $LCL$  ( $Z_1$ ,  $Z_2$  e  $Z_3$  são finitas) são filtros de terceira ordem que possibilitam uma atenuação de  $60 \text{ dB}/\text{dec}$ . Este tipo de filtros possibilita uma maior atenuação das componentes de alta frequência quando comparados com os filtros anteriormente descritos. Como no filtro  $LC$ , este apresenta uma desvantagem ao introduzir uma frequência de ressonância no sistema. A Figura 4.59 apresenta dois exemplos de métodos de amortecimento passivo. O amortecimento passivo série é realizado introduzindo uma impedância  $Z_a$  composta por uma resistência  $R_d$  em série com  $Z_2$ . Já o amortecimento passivo paralelo é realizado introduzindo uma resistência  $R_d$  em paralelo com  $Z_3$ . As equações 4.41, 4.42 e 4.43 traduzem as funções transferência ideais do filtro  $LCL$  sem e com amortecimento série e paralelo, respectivamente. O valor de  $R_d$  é expresso pela equação 4.44, como referido em [89], onde  $\omega_{res}$  é a frequência de ressonância do filtro.

$$G(s) = \frac{1}{s^3 L_1 L_3 C + s(L_1 + L_3)} \quad (4.41)$$

$$G(s) = \frac{sCR_d + 1}{s^3 L_1 L_3 C + s^2 R_d C (L_1 + L_3) + s(L_1 + L_3)} \quad (4.42)$$

$$G(s) = \frac{1}{s^3 L_1 L_3 C + s^2 L_1 C R_d + s(L_1 + L_3) + R_d} \quad (4.43)$$

$$R_d = \frac{1}{3\omega_{res} C} \quad (4.44)$$

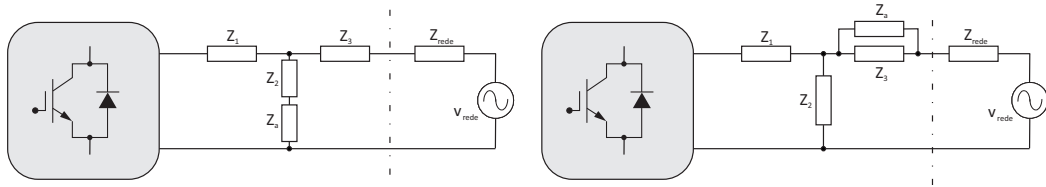


Figura 4.59: Filtros *LCL* com amortecimento passivo série (esquerda) e paralelo (direita).

A Figura 4.60 ilustra a resposta em frequência de um filtro *LCL* sem e com amortecimento série e paralelo. A resposta sem amortecimento revela que as frequências em torno da frequência de ressonância (1 kHz) são amplificadas. Já as respostas com amortecimento eliminam essa amplificação. Contudo, a resposta com amortecimento paralelo exibe um pior desempenho na atenuação das componentes de alta frequência.

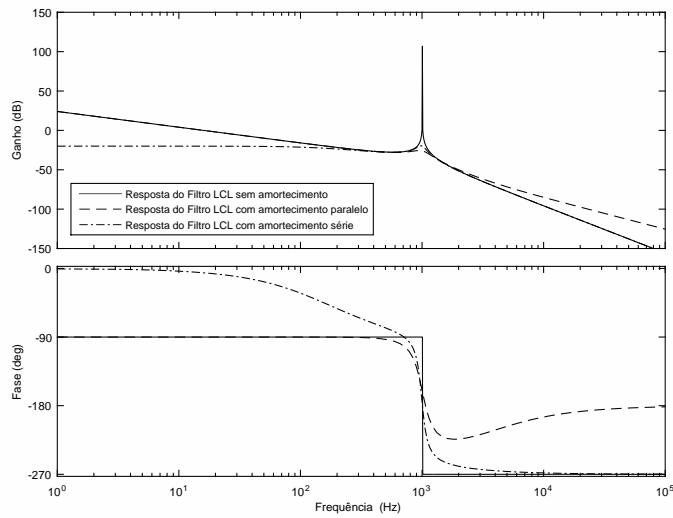


Figura 4.60: Resposta em frequência dos filtros *LCL* com e sem amortecimento, com  $L_1 = L_2 = 5$  mH e  $C = 10$   $\mu$ F.

Escolhida a configuração do filtro *LCL* com amortecimento série, considerando as perdas nos componentes passivos, a função transferência é dada por 4.45. Realizando a discretização das equações 4.35, 4.36, 4.42 e 4.45 através da aproximação *zero pole matched*, é possível obter a malha do sistema da Figura 4.55, no domínio discreto.

$$G(s) = \frac{sCR_d + 1}{s^3 L_1 L_3 C + s^2 a + sb + R_{L_1} + R_{L_2}} \quad (4.45)$$

com:

$$a = C(L_3(R_d + R_{L_1}) + L_1(R_d + R_{L_3}))$$

$$b = (L_1 + L_3 + C(R_d R_{L_1} + R_d R_{L_2} + R_{L_1} R_{L_2}))$$

Com o objetivo de simultaneamente otimizar o desempenho do controlador PR e garantir a estabilidade do sistema, alteraram-se os valores dos parâmetros  $k_p$  e  $k_i$  do controlador PR. Desta maneira é possível visualizar de que forma os valores próprios do sistema em malha fechada variam em função desses parâmetros.

A Figura 4.61 ilustra o lugar geométrico das raízes do sistema em função do parâmetro  $k_p$  (com valores que variam de 100 até 1000 com um incremento de 10) para diferentes valores do parâmetro  $k_i$ , com uma frequência de amostragem de 20 KHz. Onde podemos constatar: i) com valores elevados de  $k_p$  independentemente de  $k_i$ , o sistema torna-se instável; ii)  $k_i$  deve ser tão grande quanto possível, desde que se assegure a estabilidade do sistema; iii) com o aumento de  $k_i$ , o valor de  $k_p$  deve aumentar garantindo assim o afastamento dos pólos dominantes do sistema do círculo unitário, no entanto, é necessário assegurar a estabilidade do sistema.

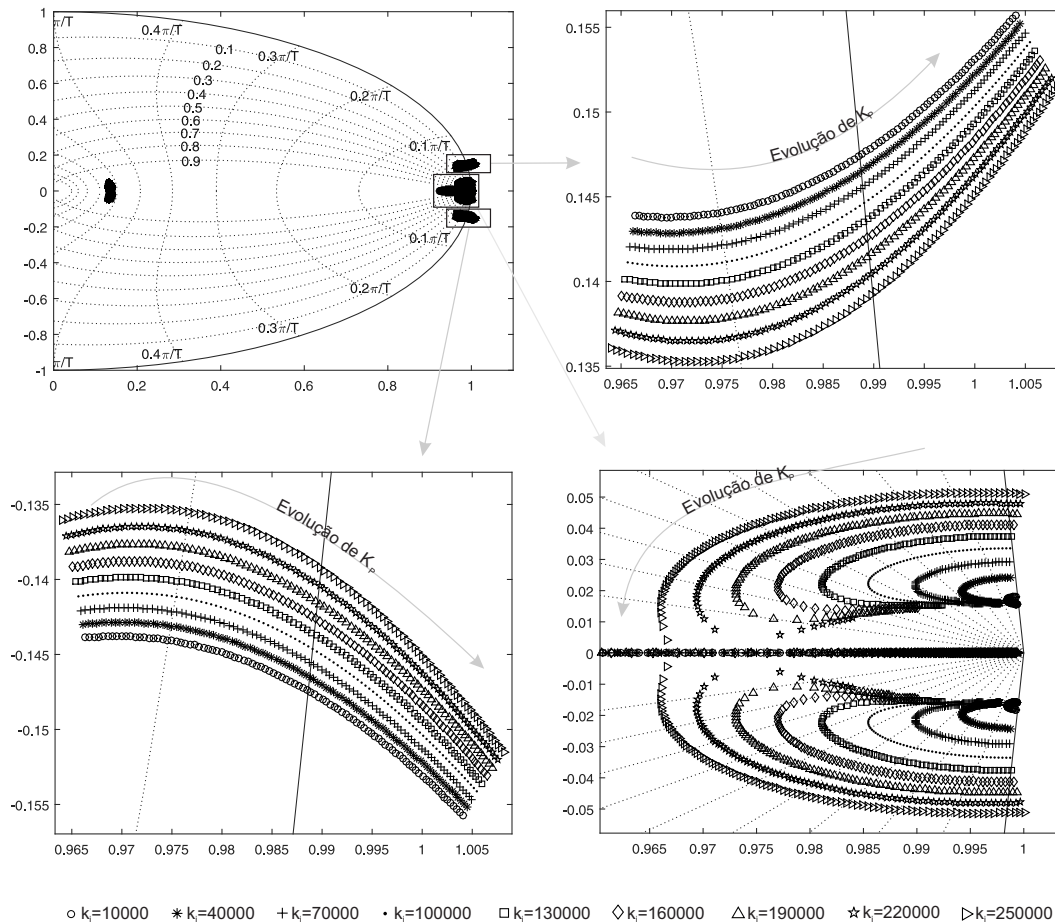


Figura 4.61: Lugar geométrico das raízes do sistema em função de  $k_p$  e  $k_i$ .

#### 4.5.1.1 Implementação do controlador PR atuando apenas no referencial estacionário $\alpha$

Para avaliar o desempenho do controlador foi desenvolvido em ambiente de simulação *Matlab/Simulink* o sistema mostrado na Figura 4.62. Este sistema é constituído por uma topologia HERIC, princípios de funcionamento que se encontram detalhados no anexo D, permitindo uma maior flexibilidade na escolha das técnicas de modulação. Neste trabalho a escolha recaiu numa SPWM Híbrida, visando uma saída unipolar, com uma frequência de comutação de 20 kHz.

A malha de sincronização com a rede elétrica é realizada através do algoritmo SOGI-PLL, caracterizado pelas equações 4.26 e 4.27, com uma frequência de amostragem de 50 kHz. O filtro *LCL* foi dimensionado para uma frequência de ressonância de 500 Hz com amortecimento passivo série, onde,  $R_d$  é expresso pela equação 4.44.

O algoritmo de controlo de corrente é composto por um controlador PR, caracterizado pela equação 4.30, atuando apenas no referencial estacionário  $\alpha$ , com uma frequência de amostragem

de 20 kHz. Através da Figura 4.61 selecionou-se os valores de  $k_p = 400$  e  $k_i = 165000$  (considerando um coeficiente de amortecimento de 0.7).

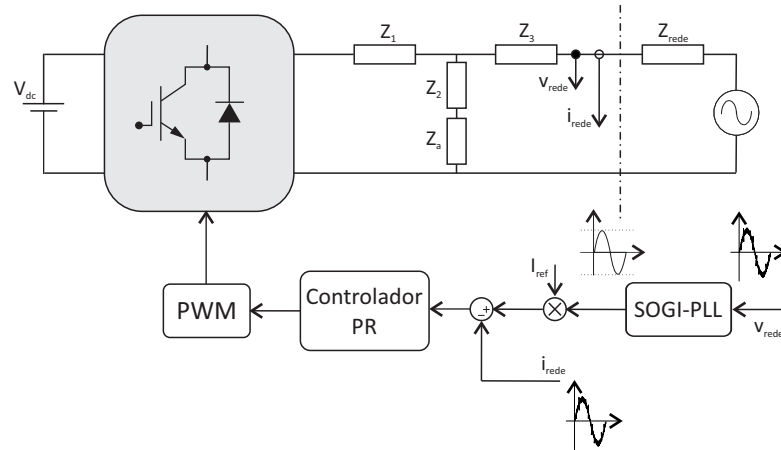


Figura 4.62: Estrutura do controlador de corrente PR atuando apenas num dos eixos do referencial estacionário.

A Figura 4.63 ilustra os resultados da simulação referentes à evolução da corrente (0.7 p.u no instante inicial e 1 p.u no instante de tempo 0.25 s). Onde podemos constatar: i) o controlador PR apresenta um tempo de estabelecimento próximo dos 0.05 s; ii) após o tempo de estabelecimento o erro é inferior a  $\pm 0.006$  A.

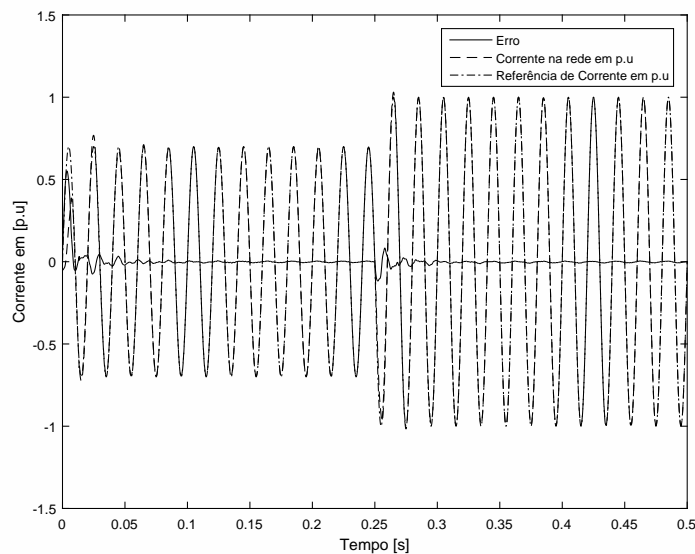


Figura 4.63: Evolução da resposta do controlador PR.

A Figura 4.64 ilustra a evolução da corrente injetada e da tensão da rede elétrica, no ponto de acoplamento. Podemos verificar que ambas se encontram em fase, o que demonstra o excelente desempenho do algoritmo de sincronização (SOGI-PLL) e do controlador PR.

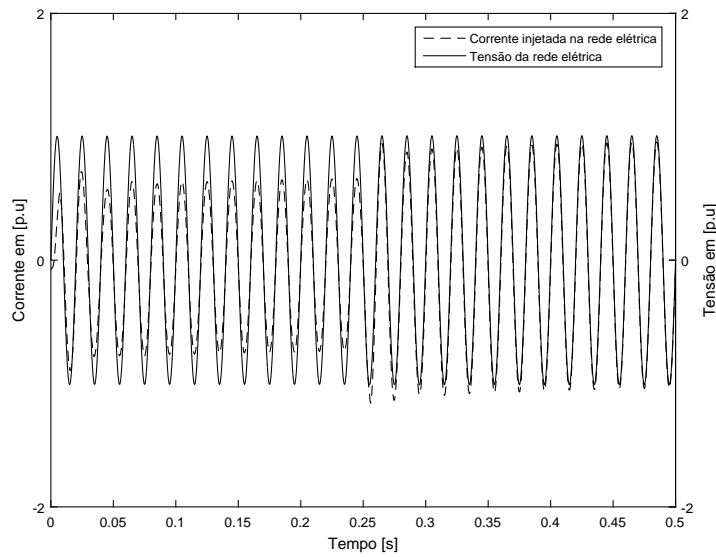


Figura 4.64: Evolução da corrente injetada e da tensão da rede elétrica.

A Figura 4.65 ilustra a evolução da tensão aplicada ao filtro *LCL* ("tensão virtual" do lado do conversor observada com um filtro passa baixo de segunda ordem, desenhado para uma frequência de ressonância de 500 Hz) necessária para que a corrente injetada na rede elétrica se encontre em fase com a tensão, no ponto de acoplamento. É este o princípio de funcionamento do conversor, isto é, o controlador de corrente vai modificar a fase e a amplitude dessa "tensão virtual" para que a corrente injetada na rede elétrica se encontre em fase.

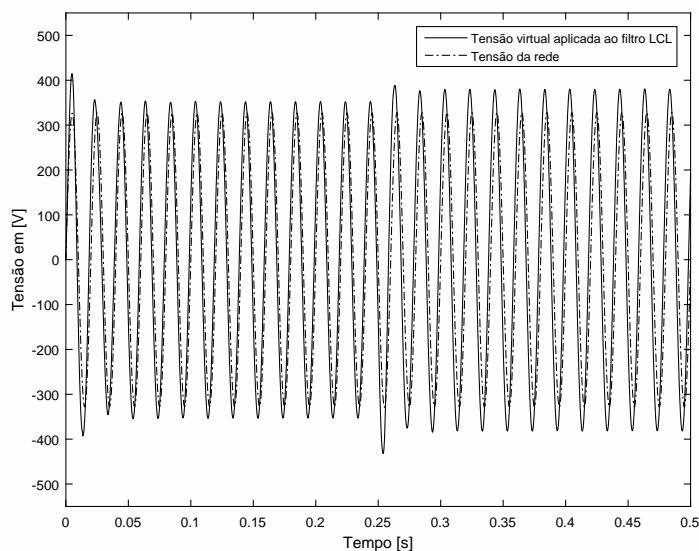


Figura 4.65: Evolução da tensão aplicada ao filtro LCL (tensão virtual do lado do conversor).

#### 4.5.1.2 Implementação do controlador PR atuando em ambos os eixos do referencial estacionário

Para avaliar novamente o desempenho do controlador de corrente PR foi desenvolvido em ambiente de simulação *Matlab/Simulink* o sistema mostrado na Figura 4.66. Este é semelhante

ao sistema anterior com a diferença da utilização de dois controladores atuando em ambos os eixos do referencial estacionário. Desta forma é possível o controlo da potência ativa e reativa através da teoria da potência instantânea, detalhada em [76, 95, 96] e expressa pela equação 4.46.

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{rede,\alpha}^2 + v_{rede,\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{rede,\alpha} & v_{rede,\beta} \\ v_{rede,\beta} & -v_{rede,\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

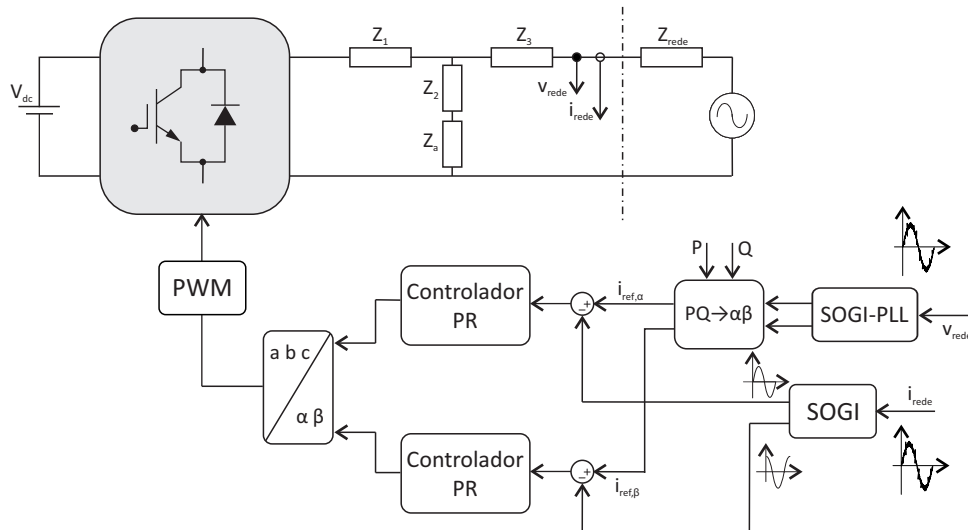


Figura 4.66: Estrutura do controlador de corrente PR atuando em ambos os eixos do referencial estacionário.

As Figuras 4.67 e 4.68 ilustram os resultados da simulação referentes a evolução da corrente no referencial *alfa* e *beta*, respetivamente. Onde podemos constatar: i) os controladores apresentam um desempenho semelhante, porém o controlador do eixo *alfa* apresenta um desempenho ligeiramente superior do que no eixo *beta*; ii) após o tempo de estabelecimento o erro no eixo *alfa* é inferior a  $\pm 0.006$  A, como no caso anterior; iii) no referencial *beta* o erro após o tempo de estabelecimento é inferior a  $\pm 0.015$  A.

A razão do pior desempenho no controlador que atua no eixo *beta*, quando comparado com o controlador que atua no eixo *alfa*, é resultado da resposta em frequência das componentes do algoritmo SOGI ilustradas nas Figuras 4.38 e 4.39. A componente *alfa* do algoritmo SOGI, possui a capacidade de seletivamente rejeitar todas as frequências excepto uma determinada banda. Já na componente *beta* as componentes de baixa frequência não são rejeitadas, deturpando a eficiência do controlador.

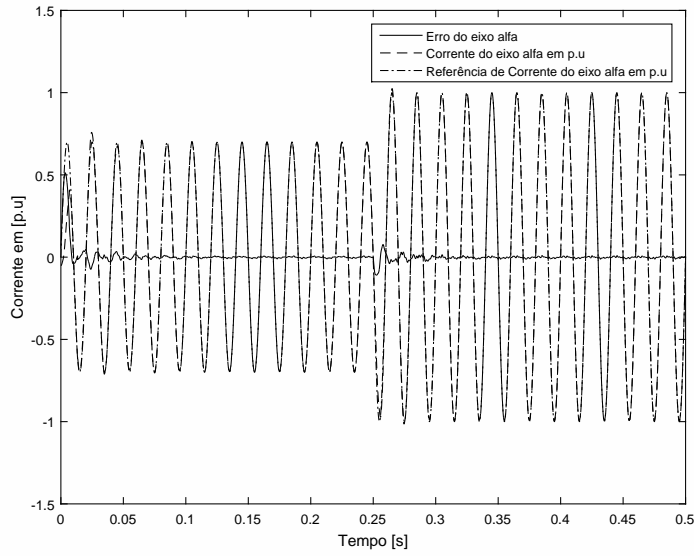


Figura 4.67: Evolução da resposta do controlador PR no eixo estacionário *alfa*.

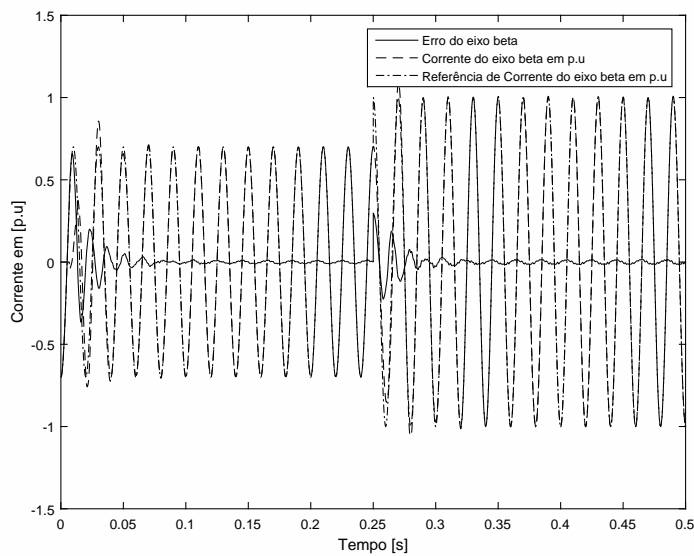


Figura 4.68: Evolução da resposta do controlador PR no eixo estacionário *beta*.

#### 4.5.1.3 Otimização do controlador PR com base em algoritmos de inteligência artificial

Na literatura são diversos os autores que optam pela utilização de algoritmos de otimização com o intuito de determinar os ganhos ótimos dos controladores [97-101]. A Tabela 4.3 resume alguns dos índices de desempenho utilizados na literatura com o objetivo de otimizar os controladores.

Tabela 4.3: Índices de desempenho utilizados para a otimização de controladores.

Critério	Descrição	
ISE	<i>Integral of Squared Error</i>	$\int_0^{\infty} e^2(t) dt$
IAE	<i>Integral of Absolute Error</i>	$\int_0^{\infty}  e^2(t)  dt$
ITSE	<i>Integral of Time Multiply Squared Error</i>	$\int_0^{\infty} te^2(t) dt$
ITAE	<i>The Integral of Time multiply Absolute Error</i>	$\int_0^{\infty} t  e^2(t)  dt$
ISCOS	<i>Integral of Squared Control Output Signal</i>	$\int_0^{\infty} u^2(t) dt$
ISTES	<i>Integral of squared time multiplied by error, all to be squared</i>	$\int_0^{\infty} (t^2 e(t))^2 dt$

Assim, para finalizar o estudo sobre os controladores PR foi realizado um algoritmo de otimização com o objetivo de validar as conclusões da análise analítica apresentada e otimizar os ganhos do controlador.

Foi escolhido o algoritmo de otimização *Cuckoo Search via Lévy Flights* (CS). Trata-se de um algoritmo de otimização considerado simples, bastante eficiente, bio inspirado no comportamento reprodutivo de certas espécies de pássaros (cucos) [99, 101-107] e detalhado no anexo A.3.

Para otimizar os ganhos do controlador PR, descrito anteriormente, desenvolveu-se o algoritmo detalhado no pseudocódigo 4. O algoritmo CS é composto por uma população de vinte ninhos hospedeiros (ganhos do controlador  $k_p$  e  $k_i$ ) posicionados de forma linear no espaço de procura, com  $200 < k_p < 600$  e  $130000 < k_i < 200000$  e a probabilidade  $P_a$  fixada em 0.25.

---

**Algorithm 4** Pseudocódigo do algoritmo de otimização dos controladores de corrente

---

```

1: Início
2: Posicionar a população de ninhos hospedeiros
3: Definir o número de iterações máximas  $\rightarrow iter_{max}$ ;
4: while  $iter < iter_{max}$  do
5:   Gerar um cuco aleatoriamente pelos Lévy Flights
6:   Calcular parâmetros dependentes de  $k_p$  e  $k_i$ 
7:   Simular modelo
8:   while Tempo < Tempo de simulação do
9:
10:  end while
11:  Calcular  $F_i$ ;
12:  if  $F_i < F_{i,best}$  then
13:    Atualiza  $F_{i,best}$  e a nova solução  $i$ ;
14:  end if
15:  Ordena os ninhos e determina o melhor atual;
16:  for  $i = 1 : n_p$  do
17:    if  $rand < p_a$  then
18:      Gerar novo ninho através do random walk local;
19:      Calcular parâmetros dependentes de  $k_p$  e  $k_i$ ;
20:      Simular modelo
21:      while Tempo < Tempo de simulação do
22:
23:        end while
24:      end if
25:      Calcular  $F_i$ ;
26:      if  $F_i < F_{i,best}$  then
27:        Atualiza  $F_{i,best}$  e a nova solução  $i$ ;
28:      end if
29:    end for
30: end while

```

---

O desempenho é obtido em ambiente de simulação *Matlab/Simulink*, permitindo a utilização

de qualquer topologia assim como qualquer estratégia de controlo. A grande vantagem deste algoritmo de otimização reside na flexibilidade e diversificação que se pode obter para expressar a função objetivo.

A função objetivo neste trabalho, para o sistema representado na Figura 4.62, consiste no ITAE do erro da corrente do controlador. Já a função objetivo, para o sistema da Figura 4.66, consiste numa função objetivo formada pelo ITAE do erro da corrente dos dois controladores que atuam no referencial estacionário.

As Tabelas 4.4) e 4.5 mostram os resultados obtidos para os sistemas ilustrados nas Figuras 4.62 e 4.66, respetivamente. O critério de paragem utilizado em ambos os ensaios é o número máximo de iterações permitidas (200 iterações).

Tabela 4.4: Resultados da simulação para o sistema representado na Figura 4.63.

Ensaio	$k_p$	$k_i$	$F$	Iterações
-	400	165000	121.1489	-
1	547.4874	186665.59	108.0352	200
2	549.8491	183906.68	108.5262	200

Tabela 4.5: Resultados da simulação para o sistema representado na Figura 4.66.

Ensaio	$k_p$	$k_i$	$F$	Iterações
-	400	165000	461.4616	-
1	566.4069	186943.42	411.0368	200
2	577.1601	190764.96	407.0287	200

A Figura 4.69 ilustra a evolução do erro da corrente do sistema ilustrado na Figura 4.63, considerando ( $k_p = 400$  e  $k_i = 165000$ ) e ( $k_p = 547.4874$  e  $k_i = 186665.59$ ). Podemos verificar que o desempenho dos controladores com os ganhos obtidos pelo algoritmo de otimização proposto apresenta um desempenho ligeiramente superior, em termos de *overshoot* como no tempo de estabelecimento. Após o tempo de estabelecimento o erro é semelhante para ambos os métodos, apresentando um erro máximo de  $\pm 0.006$  A.

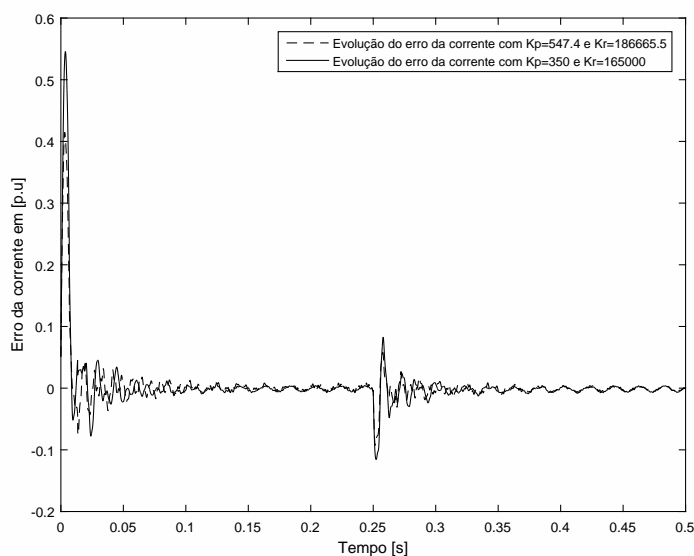


Figura 4.69: Evolução do erro da resposta do controlador PR no eixo estacionário  $\alpha$ .

A Figura 4.70 apresenta a evolução da tensão da rede e da corrente injetada no ponto de acoplamento onde podemos verificar o excelente desempenho do controlador PR.

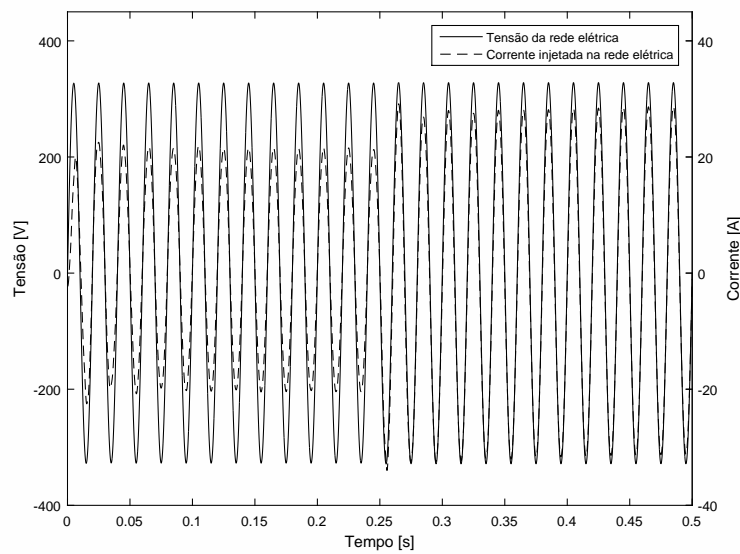


Figura 4.70: Evolução da corrente injetada e da tensão da rede elétrica.

As Figuras 4.71 e 4.72 ilustram a evolução do erro da corrente, para o sistema ilustrado na Figura 4.66, considerando  $(k_p = 400$  e  $k_i = 165000)$  e  $(k_p = 577.1601$  e  $k_i = 190764.96)$ . Onde podemos verificar, mais uma vez, que o desempenho dos controladores com os ganhos obtidos pelo algoritmo de otimização proposto apresentam um desempenho ligeiramente superior, tanto em termos de *overshoot* como no tempo de estabelecimento. Após o tempo de estabelecimento o erro é semelhante para ambos os métodos.

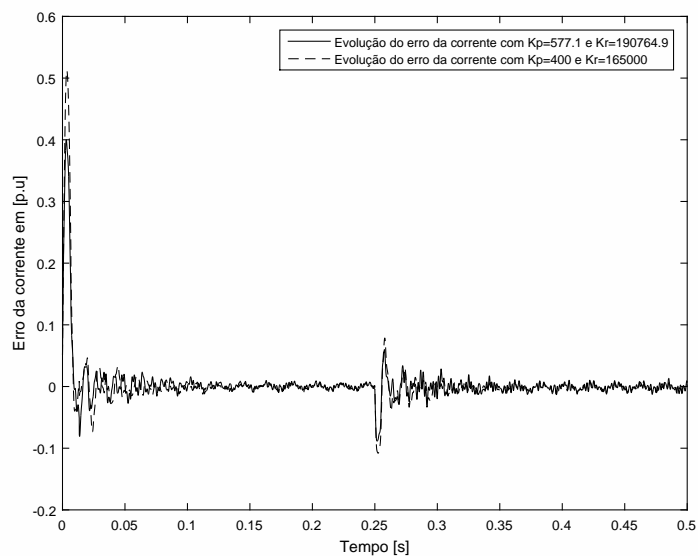


Figura 4.71: Evolução do erro da resposta do controlador PR no eixo estacionário *alfa*.

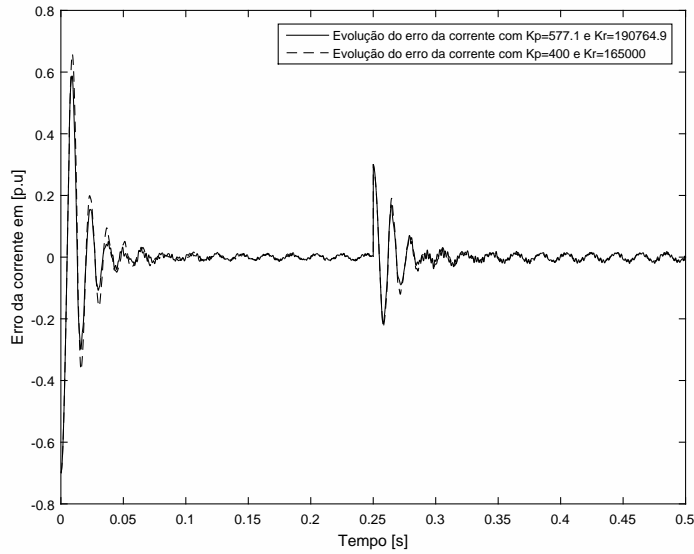


Figura 4.72: Evolução do erro da resposta do controlador PR no eixo estacionário  $\beta$ .

#### 4.5.2 Controlador Proporcional Integral (PI)

Assumindo que as malhas de controle de ambos os eixos do referencial síncrono apresentam uma dinâmica semelhante, permitindo uma análise apenas num dos eixos e, além disso, desprezando o acoplamento cruzado entre os eixos do referencial síncrono [78, 108-110].

O diagrama de blocos em malha fechada do controlador é representado pela Figura 4.73 e a função transferência do bloco controlador expressa por 4.47. A discretização das equações 4.35, 4.36, 4.45 foi realizada pela aproximação *zero pole matched* e a função transferência do controlador realizada pela aproximação de *Tustin's*, todas com uma frequência de amostragem de 20 kHz.

$$G(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (4.47)$$

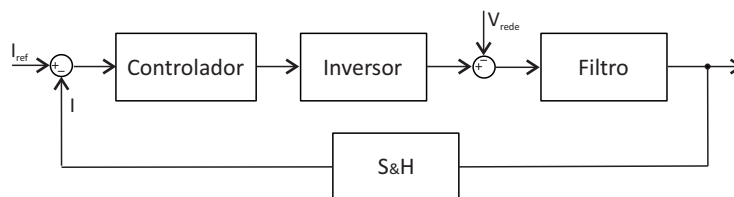


Figura 4.73: Diagrama de blocos em malha fechada do controlador de corrente PI.

Com o objetivo de, simultaneamente, otimizar o desempenho do controlador PI e manter a estabilidade do sistema, alterou-se os valores dos parâmetros  $k_p$  e  $k_i$  do controlador PI, permitindo visualizar de que forma os valores próprios do sistema em malha fechada variam em função desses parâmetros.

A Figura 4.74 ilustra o lugar geométrico das raízes do sistema em função do parâmetro  $k_p$  para diferentes valores do parâmetro  $k_i$ , para uma frequência de amostragem de 20 KHz. Podemos constatar: i) com valores elevados de  $k_p$  independentemente do valor de  $k_i$ , o sistema torna-se

instável; ii) com o aumento de  $k_i$ , o valor de  $k_p$  deve diminuir garantindo assim o afastamento dos polos dominantes do sistema do círculo unitário, no entanto, é necessário assegurar a estabilidade do sistema.

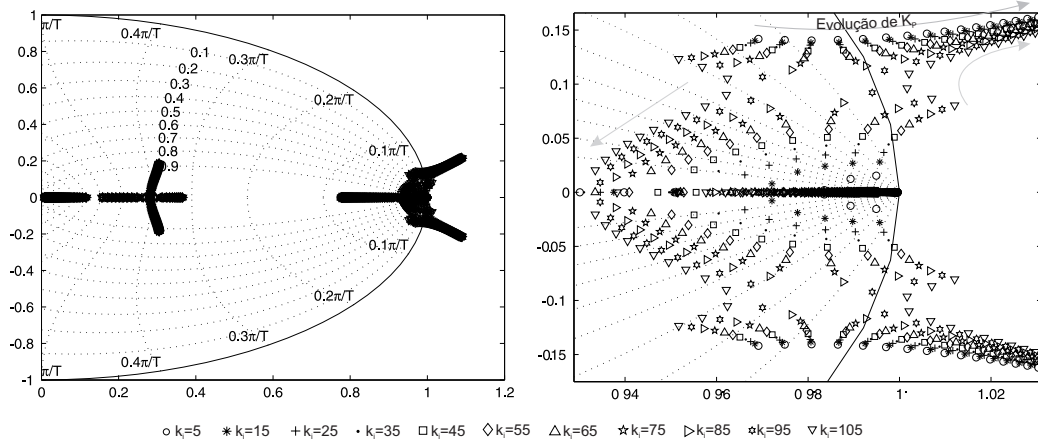


Figura 4.74: Lugar geométrico das raízes do sistema em função de  $k_p$  e  $k_i$ .

#### 4.5.2.1 Implementação do controlador PI no referencial síncrono

Para avaliar o desempenho do controlador foi desenvolvido em ambiente de simulação *Matlab/Simulink* o sistema representado na Figura 4.75. Este é constituído por uma topologia HERIC com uma SPWM Híbrida e uma frequência de comutação de 20 kHz. A transformação da corrente para o referencial síncrono é realizada através do algoritmo SOGI aplicando posteriormente a transformada de *Park*. Já a malha de sincronização com a rede elétrica é executada através do algoritmo SOGI-PLL.

O algoritmo de controlo de corrente é composto por dois controladores PI, caracterizados pela equação 4.47, e discretizados pela aproximação de *Tustin's*, com uma frequência de amostragem de 20 kHz. Através da Figura 4.75 seleccionaram-se os valores de  $k_p = 0.025$  e  $k_i = 45$  (considerando um coeficiente de amortecimento de 0.7).

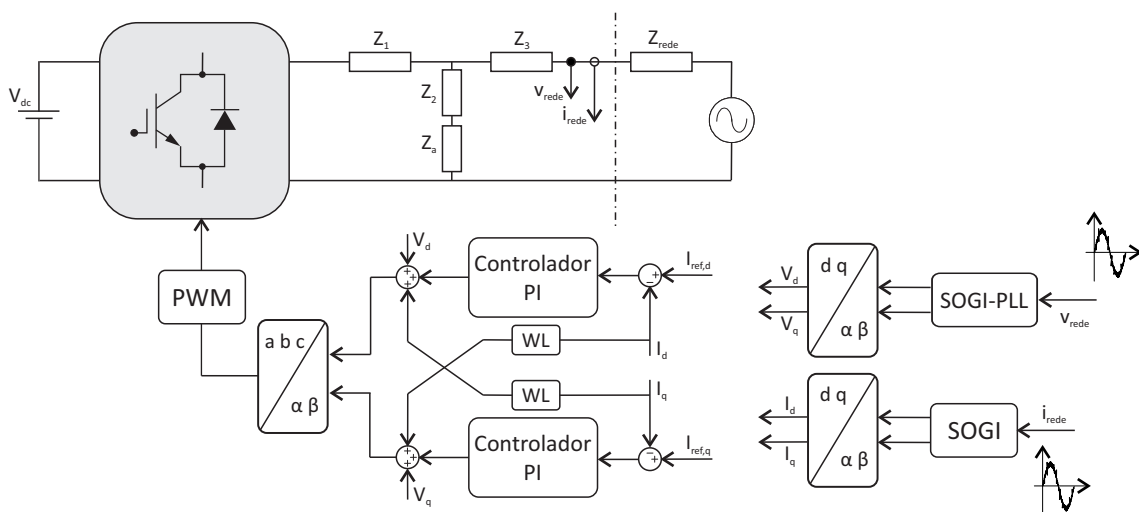


Figura 4.75: Estrutura do controlador de corrente PI no referencial síncrono.

A Figura 4.76 mostra a evolução da corrente, onde podemos constatar: i) o controlador apresenta um tempo de estabelecimento perto dos 0.06 s; ii) após o tempo de estabelecimento o

controlador apresenta um erro de  $\pm 0.006$  A.

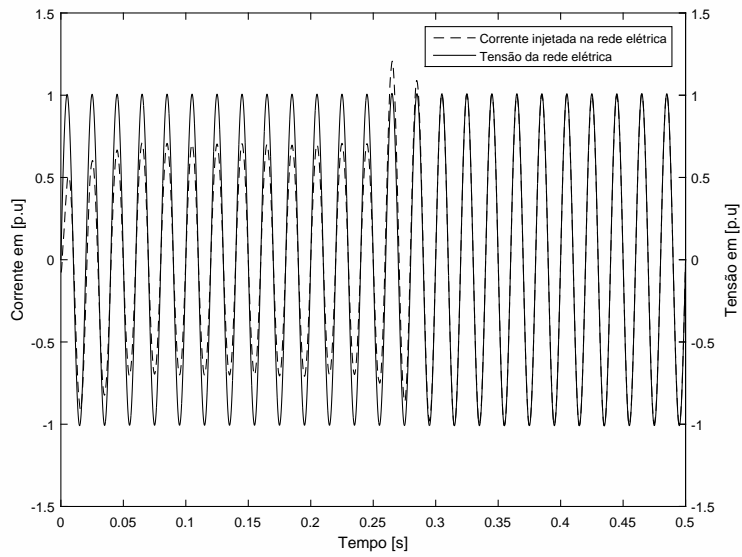


Figura 4.76: Evolução da corrente injetada e da tensão da rede elétrica.

As Figuras 4.77 e 4.78 ilustram a evolução da corrente e do erro em ambas as componentes do referencial síncrono.

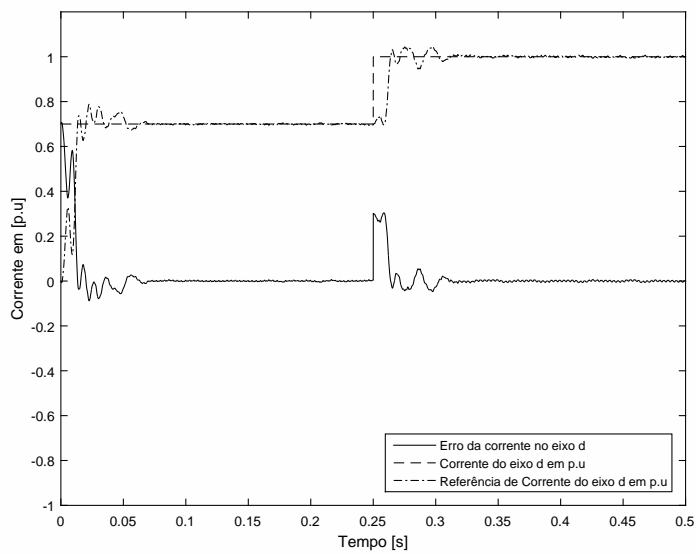


Figura 4.77: Evolução da resposta do controlador PI no eixo direto.

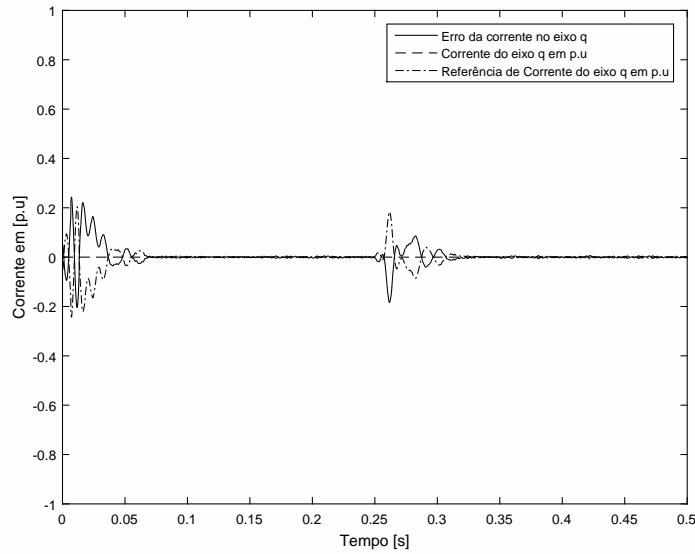


Figura 4.78: Evolução da resposta do controlador PI no eixo quadratura.

#### 4.5.2.2 Otimização do controlador PI com base em algoritmos de inteligência artificial

Com o objetivo de otimizar o desempenho do controlador PI, utilizou-se o algoritmo descrito no pseudocódigo 4. Onde o algoritmo CS é composto por uma população de vinte ninhos hospedeiros (ganhos do controlador  $k_p$  e  $k_i$ ) posicionados de forma linear no espaço de procura, com  $0.01 < k_p < 0.3$  e  $20 < k_i < 200$ , e a probabilidade  $P_a$  fixada em 0.25.

O desempenho é obtido em ambiente de simulação *Matlab/Simulink* permitindo a utilização de qualquer topologia, como qualquer estratégia de controlo.

A função objetivo, para o sistema da Figura 4.75, consiste numa função composta pelo ITAE do erro da corrente dos dois controladores que atuam no referencial síncrono.

A Tabela 4.6 mostra os resultados obtidos. O critério de paragem utilizado em ambos os ensaios consistiu no número máximo de iterações permitidas (200 iterações).

Tabela 4.6: Resultados da simulação para o sistema representado na Figura 4.75.

Ensaio	$k_p$	$k_i$	$F$	Iterações
-	0.025	45	414.6476	-
1	0.0476	38.6004	383.4022	200
2	0.0359	38.1124	383.5376	200

As Figuras 4.79 e 4.80 ilustram a evolução da corrente no eixo direto e em quadratura no referencial síncrono, considerando ( $k_p = 0.025$  e  $k_i = 45$ ) e ( $k_p = 0.0476$  e  $k_i = 38.6004$ ), respetivamente. Podemos verificar, mais uma vez, que o desempenho dos controladores com os ganhos obtidos pelo algoritmo de otimização proposto apresentam um desempenho ligeiramente superior em termos de *overshoot* como no tempo de estabelecimento.

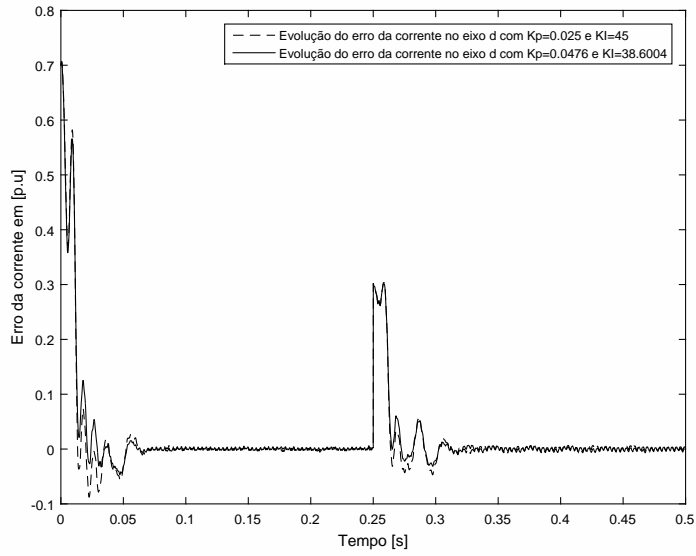


Figura 4.79: Evolução do erro da corrente no eixo direto.

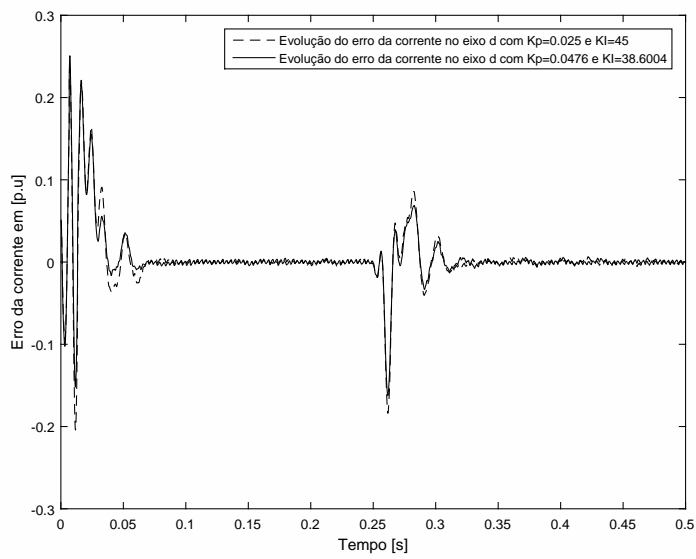


Figura 4.80: Evolução do erro da corrente no eixo em quadratura.

A Figura 4.81 apresenta a evolução da tensão da rede e da corrente injetada no ponto de acoplamento, onde podemos observar o excelente desempenho do controlador PI.

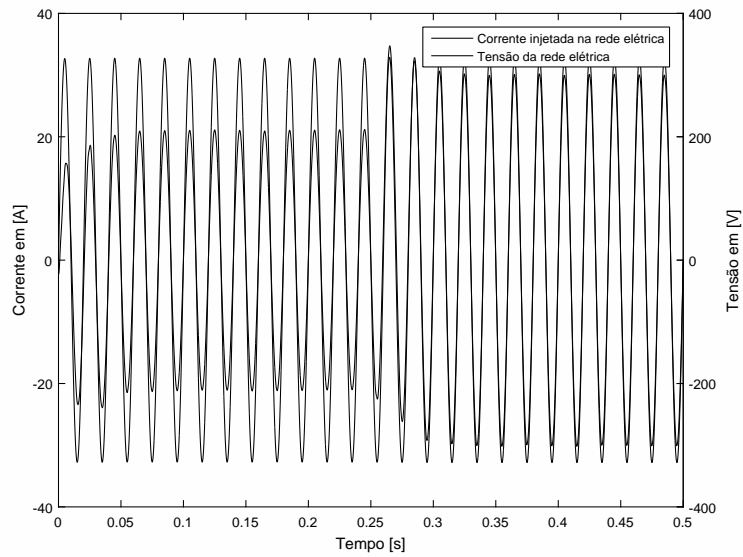


Figura 4.81: Evolução da corrente injetada e da tensão da rede elétrica.

### 4.5.3 Otimização do controlador de tensão

Para otimizar os ganhos do controlador de tensão recorreu-se ao algoritmo descrito no pseudocódigo 4. Foi desenvolvido em ambiente de simulação *Matlab/Simulink* o sistema representado Figura 4.82.

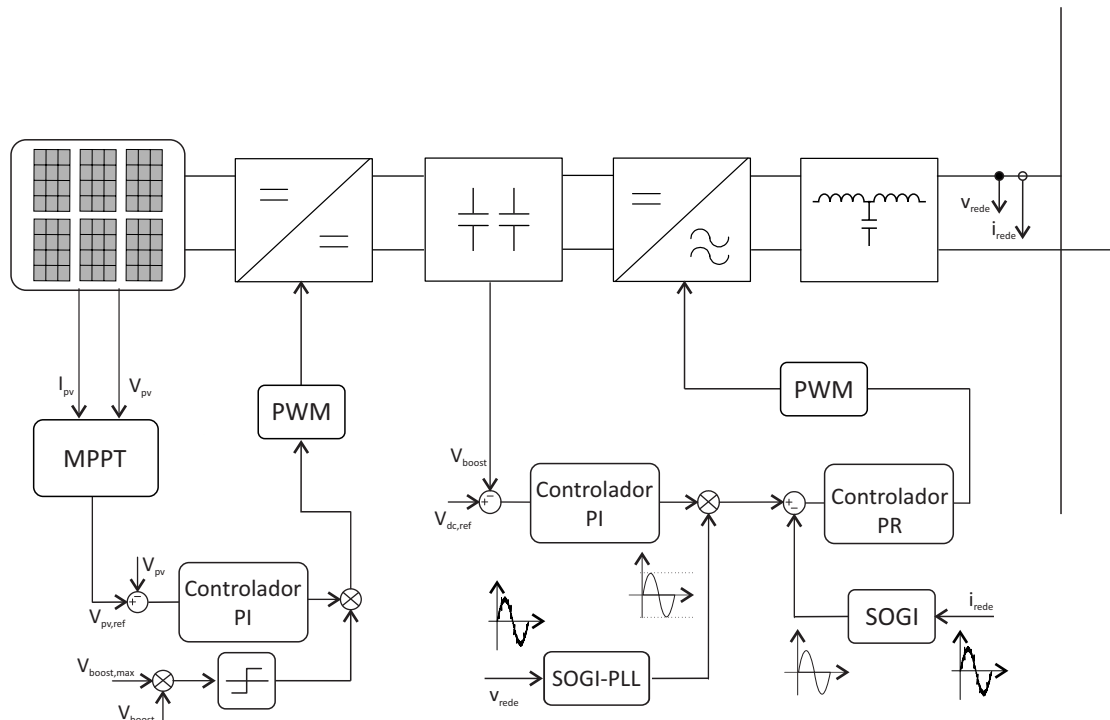


Figura 4.82: Estrutura de controlo de um sistema fotovoltaico interligado com a rede elétrica.

O sistema é constituído por uma matriz de painéis fotovoltaicos formada por duas *strings* em paralelo. Cada *string* é constituída por oito painéis *Suntech Power STP270-24/Vb* ligados em série, cujas curvas características para diferentes níveis de irradiância são ilustradas na Figura

4.83.

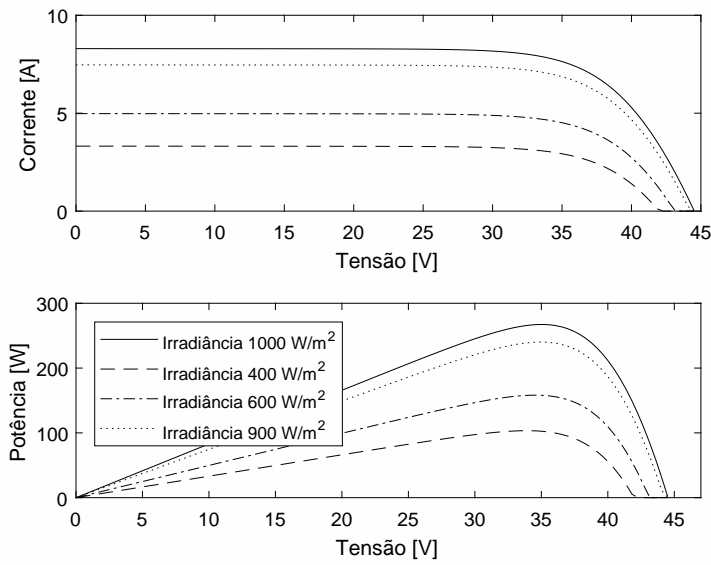


Figura 4.83: Curvas V-I e V-P obtidas com diferentes níveis de irradiância do painel *Suntech Power STP270-24/Vb*.

As curvas características V-I e V-P da matriz fotovoltaica, para diferentes níveis de irradiância, são ilustradas na Figura 4.84.

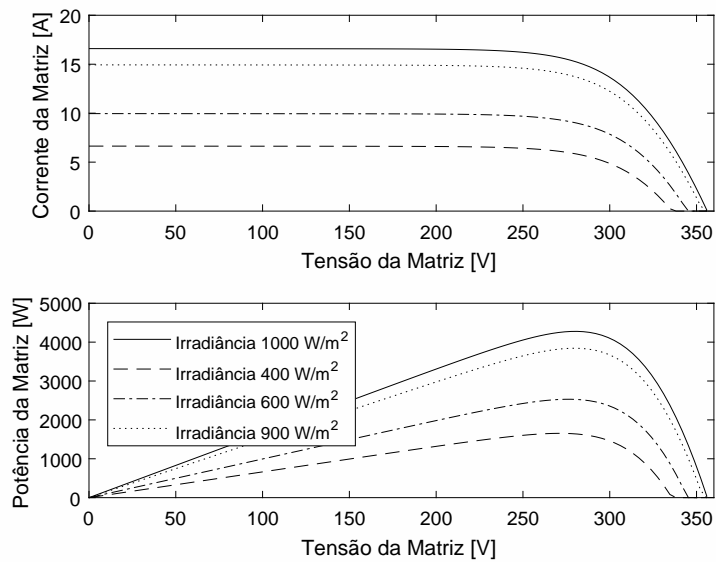


Figura 4.84: Curvas V-I e V-P obtidas com diferentes níveis de irradiância da matriz fotovoltaica.

A matriz fotovoltaica durante a simulação foi submetida a diferentes níveis de irradiância. A Figura 4.85 revela a evolução do perfil de irradiância aplicado.

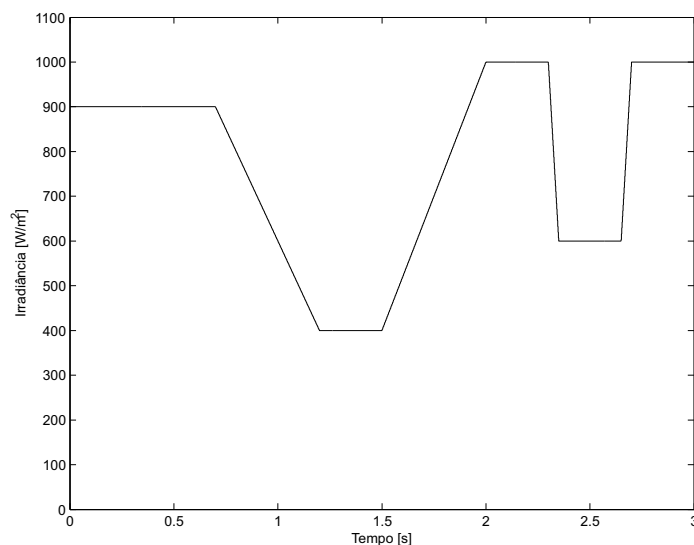


Figura 4.85: Evolução do perfil de irradiância aplicado ao sistema.

Para extrair a máxima potência da matriz fotovoltaica recorreu-se ao conversor DC/DC *Boost* não isolado, cujos princípios de funcionamento se encontram detalhados no anexo C.1, com uma frequência de comutação de 10 KHz. Já para determinar, a cada instante de tempo, o ponto de máxima potência da matriz fotovoltaica utilizou-se o algoritmo de MPPT com realimentação condutância incremental, descrito secção 3.2.2. O controlador PI utilizado na malha do MPPT foi o controlador PI *anti-windup* descrito e otimizado na secção 3.3.4.

O dimensionamento do barramento de condensadores (DC *Link*) foi realizado de acordo com [111] para uma amplitude de ondulação de 1 V.

A topologia utilizada no conversor DC/AC é uma topologia HERIC com uma SPWM Híbrida, visando uma saída unipolar, com uma frequência de comutação de 20 kHz.

A malha de sincronização com a rede elétrica é realizada através do algoritmo SOGI-PLL, caracterizado pelas equações 4.26 e 4.27, com uma frequência de amostragem de 50 kHz. O filtro *LCL* foi dimensionado para uma frequência de ressonância de 500 Hz com amortecimento passivo série, com  $R_d$  expresso pela equação 4.44.

O algoritmo de controlo de corrente é composto por um controlador PR, caracterizado pela equação 4.30, atuando apenas no referencial estacionário *alfa*, com uma frequência de amostragem de 20 kHz. Os ganhos selecionados para o controlador PR foram ( $k_p = 547.4874$  e  $k_i = 186665.59$ ). A função objetivo consiste no ITAE do erro no controlador de tensão e no controlador de corrente PR. O algoritmo CS é composto por uma população de vinte ninhos hospedeiros (ganhos do controlador  $k_p$  e  $k_i$ ) posicionados de forma linear no espaço de procura, com  $0.01 < k_p < 4$  e  $20 < k_i < 700$  e a probabilidade  $P_a$  fixada em 0.25.

A Tabela 4.7 mostra os resultados obtidos. O critério de paragem utilizado em ambos os ensaios consistiu no número máximo de iterações permitidas (50 iterações).

Tabela 4.7: Resultados da simulação para o sistema da Figura 4.82.

Ensaio	$k_p$	$k_i$	$F$	Iterações
1	2.8750	208.6011	479.0674	50
2	1.9321	225.5903	488.1377	50

A Figura 4.86 ilustra a evolução da corrente injetada e da tensão da rede elétrica no ponto de

acoplamento, onde podemos constatar o excelente desempenho e dinâmica do sistema.

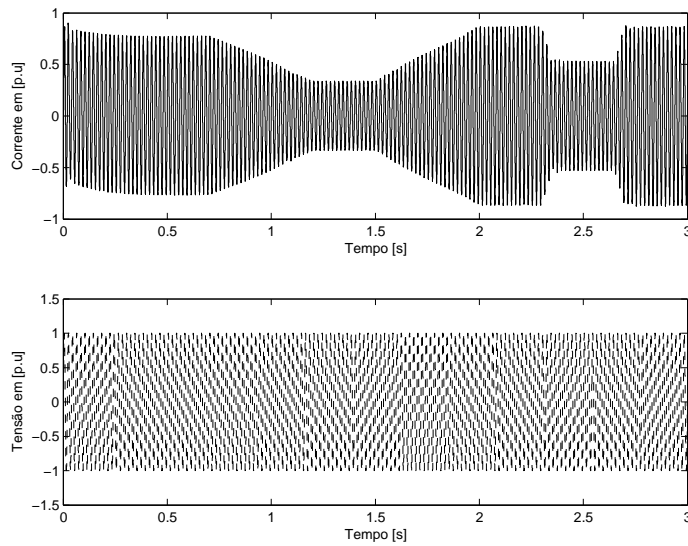


Figura 4.86: Evolução da corrente injetada e da tensão da rede elétrica.

A Figura 4.87 mostra a evolução da referência de corrente determinada pelo controlador de tensão PI que garante o balanço energético. Onde podemos verificar a excelente dinâmica do controlador quando submetido a variações apresentando um pequeno tempo de estabelecimento.

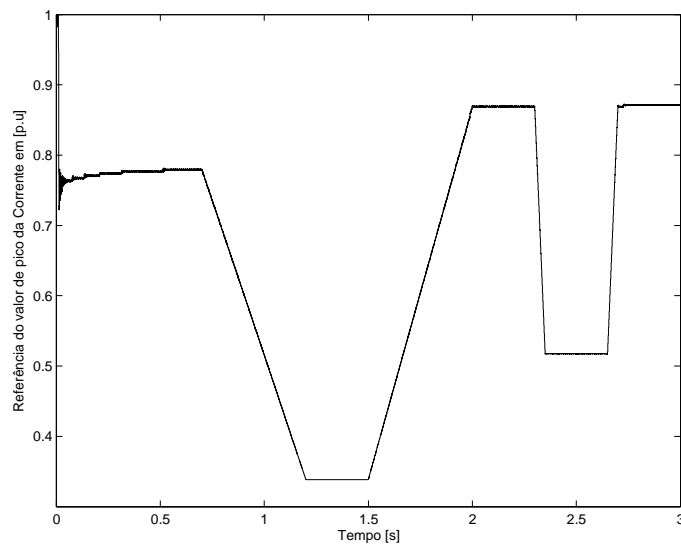


Figura 4.87: Evolução da referência de corrente determinada pelo controlador de tensão PI.

A Figura 4.88 ilustra os resultados da evolução da referência corrente. Onde podemos constatar: i) o controlador PR apresenta um tempo de estabelecimento próximo dos 0.05 s; ii) após o tempo de estabelecimento o erro é semelhante aos casos anteriores.

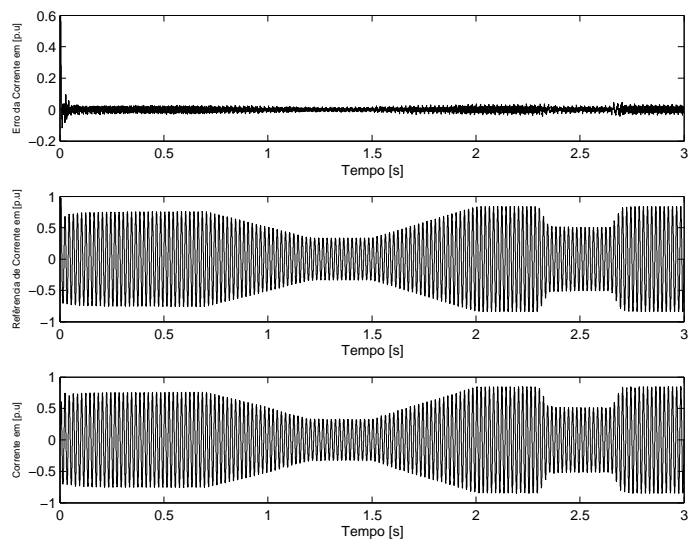


Figura 4.88: Evolução da corrente injetada e da tensão da rede elétrica.

A Figura 4.89 ilustra a evolução da tensão do barramento onde podemos verificar que o controlador PI mantém a tensão no barramento no valor predefinido (400 V) com a presença de uma ondulação de 1 V.

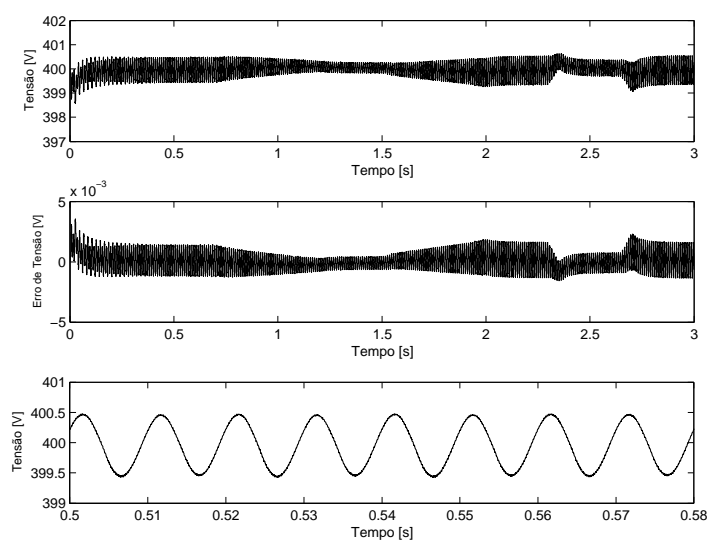


Figura 4.89: Evolução da tensão do barramento dc.



# Capítulo 5

## Sistemas de Armazenamento de Energia

### 5.1 Introdução

A necessidade de interligar diversas células em série de modo a obter os níveis de tensão requeridos, juntamente com o facto de existir diferenças intrínsecas e extrínsecas entre células resulta numa falta de uniformidade que reduz a capacidade utilizável, tempo de vida e desempenho. Essa inhomogeneidade intrínseca (interna) entre células deve-se sobretudo a pequenas variações no processo de construção, como por exemplo, diferentes capacidades, volume, impedância interna, que com o passar do tempo se vão agravando. O principal fator extrínseco (externos) consiste na não homogeneidade da temperatura ao longo do *pack* baterias que resulta em diferentes taxas de carga e de descarga e consequentemente de desempenho.

Devido a esses factos surge a obrigatoriedade de monitorizar o *pack* de baterias através de um *Battery Management Systems* (BMS). As funções do BMS, de uma forma resumida, consistem na monitorização e controlo de diversos parâmetros, tais como, tensão das células, tensão do *pack*, corrente, temperatura, estado de carga (SOC). A monitorização desses parâmetros proporciona uma utilização, segura, eficaz, fiável, estabilidade térmica, maximização da capacidade utilizável, que resulta numa maior longevidade do *pack* de baterias.

Em termos de arquitetura o BMS pode ser classificado como centralizado ou descentralizado, podendo a sua estrutura (circuito elétrico tanto do BMS como do *pack* de baterias) ser classificada como estática ou dinâmica. Em [112] são indicadas as vantagens e desvantagens de cada arquitetura e estrutura.

Uma das principais funções do BMS consiste no balanceamento das células que constituem o *pack* de baterias de modo a maximizar a capacidade utilizável a cada ciclo de carga e descarga. Além de maximizar a capacidade utilizável evita problemas de sobrecarga e de sobredescarga que resultam na diminuição da vida útil das células/*pack* e, em casos extremos, na completa destruição das células/*pack*, existindo mesmo a possibilidade de explosão [113].

### 5.2 Metodologias de Balanceamento

A Figura 5.1 apresenta as diversas metodologias de balanceamento que se podem encontrar na literatura. Conceptualmente, as metodologias de balanceamento podem ser subdivididas em metodologias passivas e ativas.

No balanceamento passivo o excesso energia é dissipada através de elementos resistivos. Já as metodologias de balanceamento ativas, recorrendo a circuitos externos, permitem transferir o excesso de energia entre células. Essa transferência de energia pode ser realizada com base em condensadores ou através de conversores DC/DC, podendo estes ser isolados ou não isolados. Atendendo ao modo como se realiza a transferência de energia, os métodos ativos podem ainda ser agrupados como [114, 115]:

- (i) *Cell to Cell* - a transferência de energia é realizada entre células de forma seletiva ou entre células adjacentes.

- (ii) *Cell to Pack* - a transferência de energia é realizada de forma unidirecional sendo extraída seletivamente da célula com excesso de energia e entregue ao *pack* de baterias.
- (iii) *Pack to Cell* - a transferência de energia é realizada de forma unidirecional sendo extraída do *pack* de baterias e entregue de forma seletiva
- (iv) *Cell to Pack to Cell* - a transferência de energia é realizada de forma bidirecional, podendo ser *cell to pack* e/ou *pack to cell*.

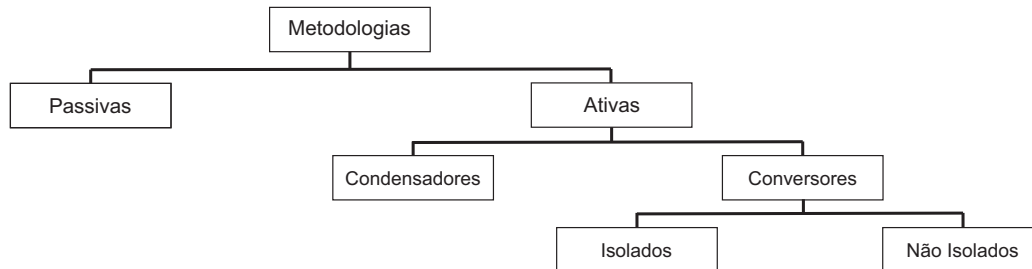


Figura 5.1: Metodologias de balanceamento.

### 5.2.1 Metodologias de balanceamento Passivas

A Figura 5.2 ilustra o principal método passivo existente na literatura, designado por *switched shunt resistor* [115-120]. Trata-se de um método amplamente utilizado pela indústria automóvel devido a sua simplicidade, custo, eficiência, volume, peso, robustez e confiabilidade [115].

A aplicação do método normalmente é efetuada nos períodos de carregamento ou nos períodos inativos do *pack* de baterias. Consiste numa metodologia *cell bypass*, em que a cada célula que constitui o *pack* está associada a uma resistência de balanceamento e a um interruptor controlado pelo BMS.

Na sua essência, o BMS monitoriza a tensão ou estado de carga (SOC) de cada célula, descarregando (período inativo) ou proporcionando um caminho alternativo para a corrente (período de carregamento) até que todas as células atingirem a mesma tensão ou SOC.

A principal desvantagem deste método é que a energia é dissipada na forma de calor. Na literatura podem ainda ser encontrados outros métodos passivos com menor expressão e popularidade, como por exemplo, o método *fixed shunt resistor*, *shunt transistor*, *complete shunting* [115].

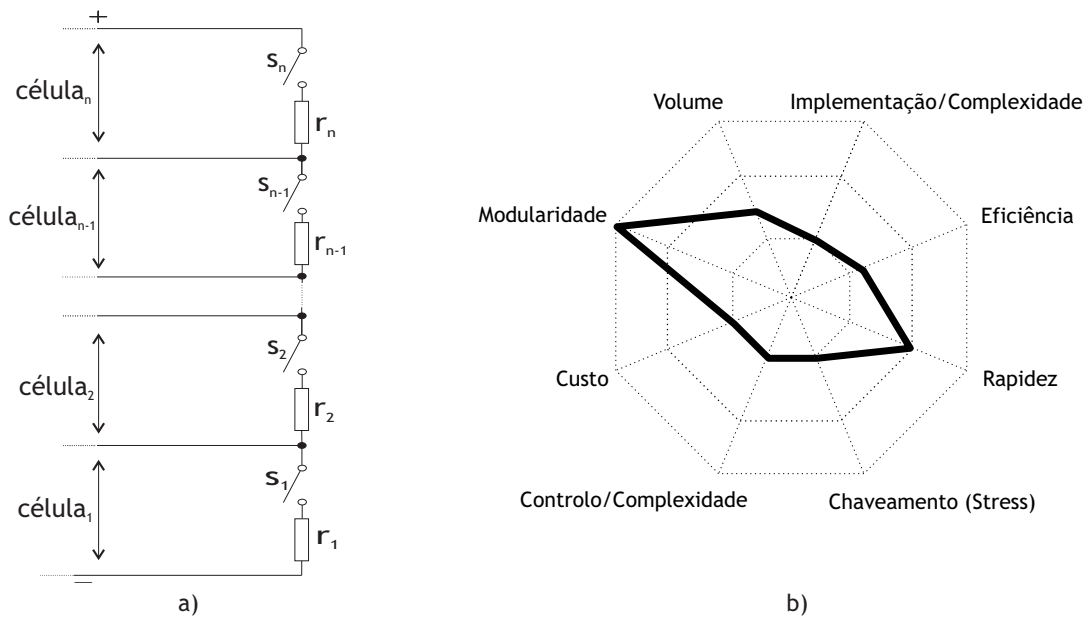


Figura 5.2: Metodologia de balanceamento *switched shunt resistor*: a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.

### 5.2.2 Metodologias de balanceamento ativas baseadas em condensadores

A Figura 5.3 introduz uma metodologia ativa existente na literatura que se baseiam na transferência de energia entre células adjacentes, designada como *switched capacitor* [115-120]. Trata-se de uma metodologia *cell to cell* que recorre a  $n - 1$  condensadores e  $2n$  interruptores para balancear  $n$  células que constituem o *pack*.

A aplicação do método pode ocorrer nos períodos inativos do *pack* assim como nos períodos de carregamento e de descarregamento. Basicamente, o BMS comuta os interruptores ciclicamente a uma frequência fixa e predefinida, carregando os condensadores através das células com maior tensão, disponibilizando a energia armazenada para as células com menor tensão.

A principal desvantagem deste método reside no elevado tempo de balanceamento, especialmente, quando existem células desequilibradas nas extremidades do *pack*. Isto porque, este método apenas permite transferência de energia entre células adjacentes. A principal vantagem deste método é que não exige um controlo complexo.

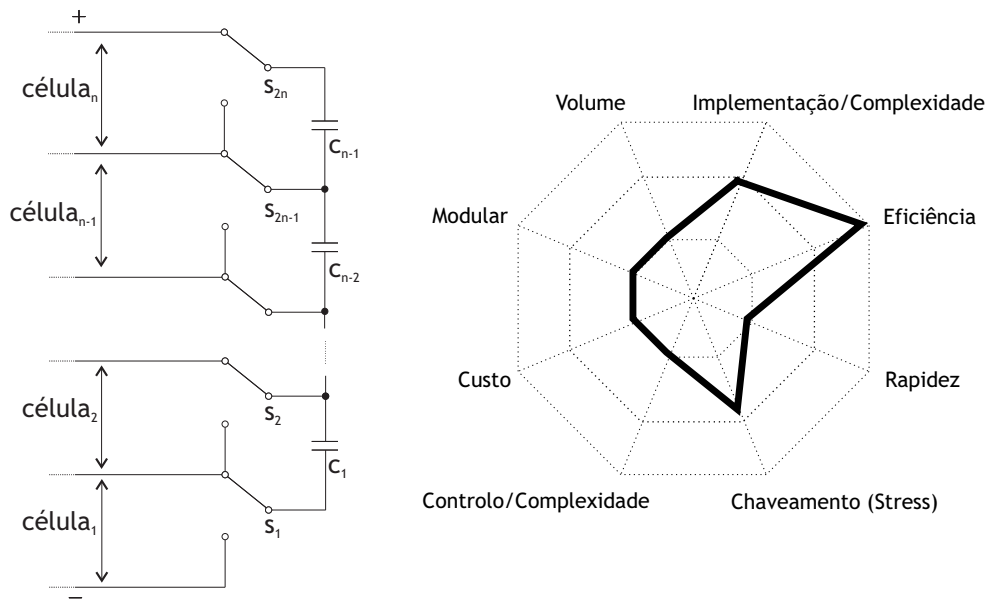


Figura 5.3: Metodologia de balanceamento *switched capacitor*: a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.

Varias topologias podem ser encontradas para mitigar as desvantagens apresentadas, como por exemplo, a topologia proposta por [121] designada por *chain structure of switched capacitor*. Esta introduz uma ligação adicional (condensador) entre extremidades do *pack*.

Outra derivação, frequentemente encontrada na literatura, é designada por *double tiered switched capacitor*, cuja topologia é ilustrada na Figura 5.4 [115-120]. Trata-se de uma metodologia *cell to cell* que recorre a  $2n - 3$  condensadores e  $2n$  interruptores para balancear  $n$  células que constituem o *pack*.

Esta metodologia apresenta um principio de funcionamento semelhante à anterior, surgindo na literatura, apenas com o intuito de otimizar o tempo de balanceamento. Essa otimização é alcançada através da introdução de dois níveis de condensadores, melhorando a transferência de energia entre células mais afastadas.

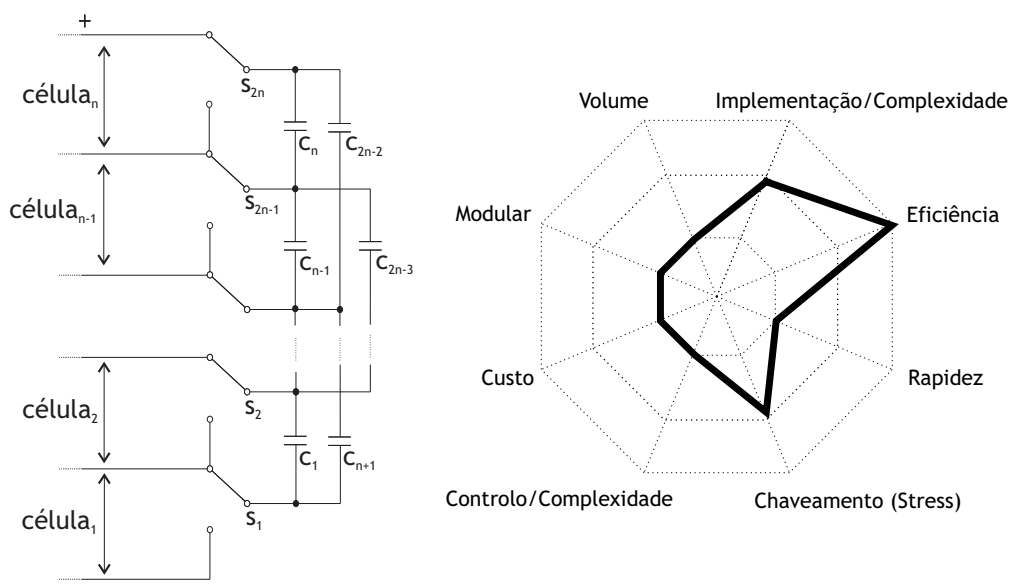


Figura 5.4: Metodologia de balanceamento *double tiered switched capacitor*: a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.

Uma outra metodologia existente na literatura é apresentada na Figura 5.5, designada como *single switched capacitor* [115-120]. Trata-se de uma metodologia *cell to cell* que recorre a um único condensador e  $n + 5$  interruptores para balancear  $n$  células que constituem o *pack*. A aplicação do método, mais uma vez, pode ser executada nos períodos inativos do *pack* assim como nos períodos de carregamento e de descarregamento. A principal diferença em relação às metodologias anteriores reside na possibilidade de realizar transferência de energia entre células seletivamente.

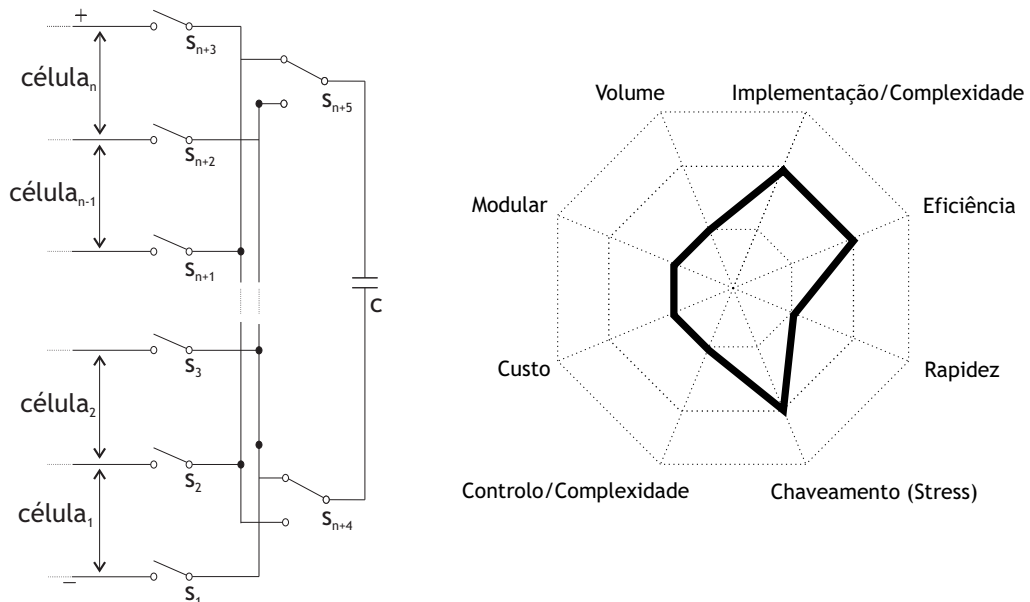


Figura 5.5: Metodologia de balanceamento *single switched capacitor*: a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.

Outro conceito existente na literatura, apresentado na Figura 5.6, designado como *Series - Parallel Switched Capacitor* [122]. Trata-se de uma metodologia *cell to cell* que recorre a  $n$  condensador e  $4n$  interruptores para balancear  $n$  células que constituem o *pack*. A aplicação do método pode ser executada nos períodos inativos do *pack* assim como nos períodos de carregamento e de descarregamento. Esta metodologia permite alterar a ligação dos condensadores colocando estes em série ou em paralelo com a célula de maior tensão. Em [123] os autores propõem uma outra metodologia, designada como *Automatic Switched Capacitor*, com princípios de funcionamento semelhante diferindo apenas na topologia.

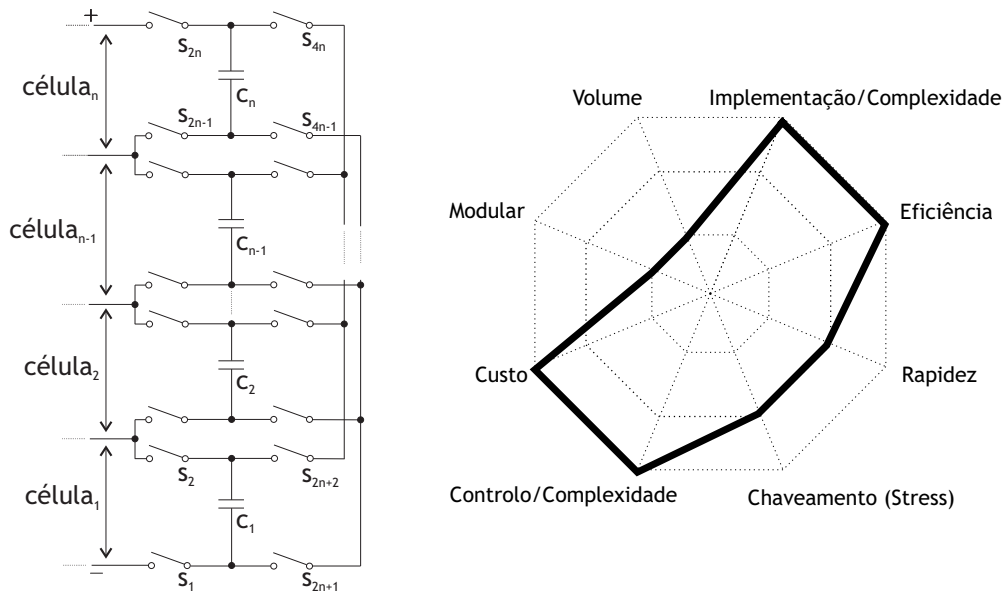


Figura 5.6: Metodologia de balanceamento *series-parallel switched capacitor*: a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.

### 5.2.3 Metodologias de balanceamento ativas baseadas em conversores isolados

As metodologias de balanceamento ativas isoladas baseiam-se nos princípios de funcionamento dos conversores Dc/Dc isolados (com transformador) para realizar o balanceamento entre células.

Um exemplo deste tipo de metodologia é apresentado na Figura 5.7, designado como *multi-winding transformer*, que recorre a um transformador com  $n$  secundários para balancear  $n$  células que constituem o *pack*.

Trata-se de uma metodologia *pack to cell* que se baseia nos princípios de funcionamento do conversor Dc/Dc *flyback*. Ao acionar o interruptor  $S_1$  a energia é extraída do *pack* e armazenada no enrolamento do primário do transformador, sendo posteriormente distribuída pelos enrolamentos secundários.

Uma topologia alternativa consiste na substituição dos díodos por interruptores permitindo assim a transferência de energia nos dois sentidos (bidirecional), isto é, *pack to cell* e *cell to pack*.

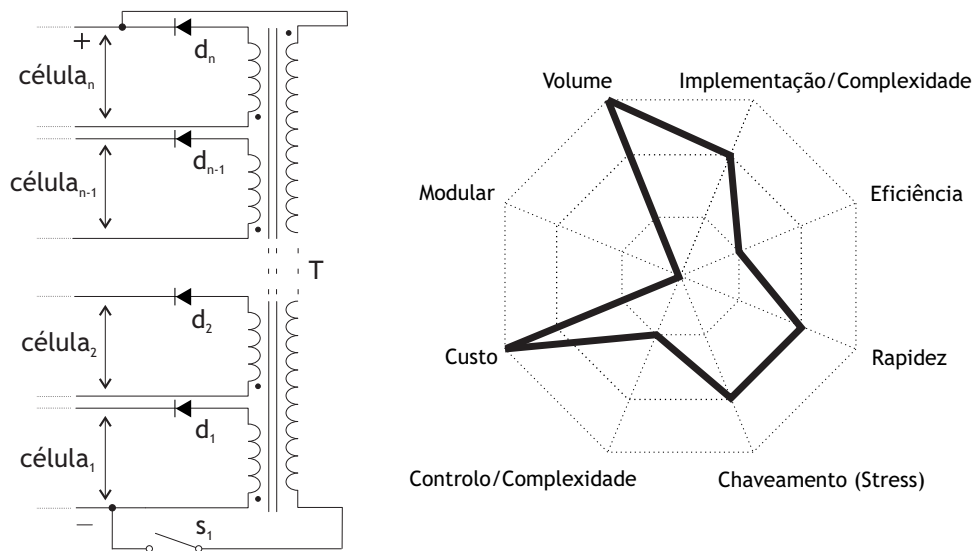


Figura 5.7: Metodologia de balanceamento *multi-winding transformer*: a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.

Uma outra metodologia consiste na utilização de múltiplos transformadores, ilustrada na Figura 5.8, denominada por *multiple transformer*. Esta topologia recorre a  $n$  transformadores e  $n + 1$  interruptores para balancear  $n$  células que constituem o *pack*.

O enrolamento secundário de cada transformador é ligado a cada célula do *pack* e o enrolamento primário ligado em paralelo. Trata-se de uma metodologia *pack to cell* que possibilita a transferência de energia seletivamente.

Na literatura é possível encontrar variantes desta topologia, onde alguns autores optam por modularizar o sistema, dividindo o *pack* em pequenos módulos e associando a cada módulo um transformador. Outros autores optam pela substituição dos díodos por interruptores permitindo assim a transferência de energia nos dois sentidos (bidirecional), isto é, *pack to cell* assim como *cell to pack*.

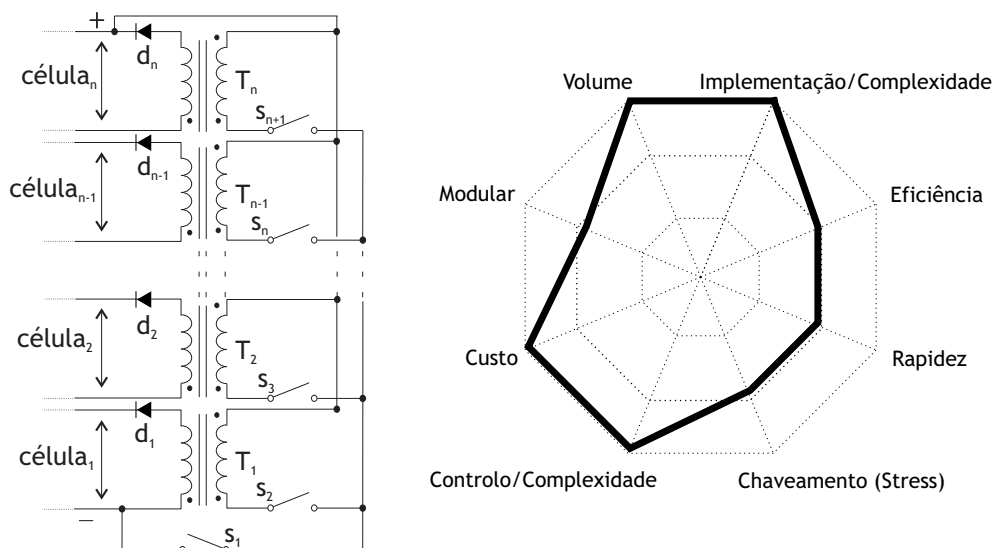


Figura 5.8: Metodologia de balanceamento *multiple transformer*: a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.

Outra metodologia descrita é apresentada na Figura 5.9, designada como *single switched trans-*

*former*. Trata-se de uma metodologia *pack to cell* que recorre a um único transformador e  $4n+1$  interruptores para balancear  $n$  células que constituem o *pack*.

Na sua essência, o princípio de funcionamento é semelhante à metodologia anterior permitindo seletivamente direcionar a transferência de energia. Na literatura é possível encontrar topologias similares, mas bidirecionais, possibilitando a transferência de energia nos dois sentidos.

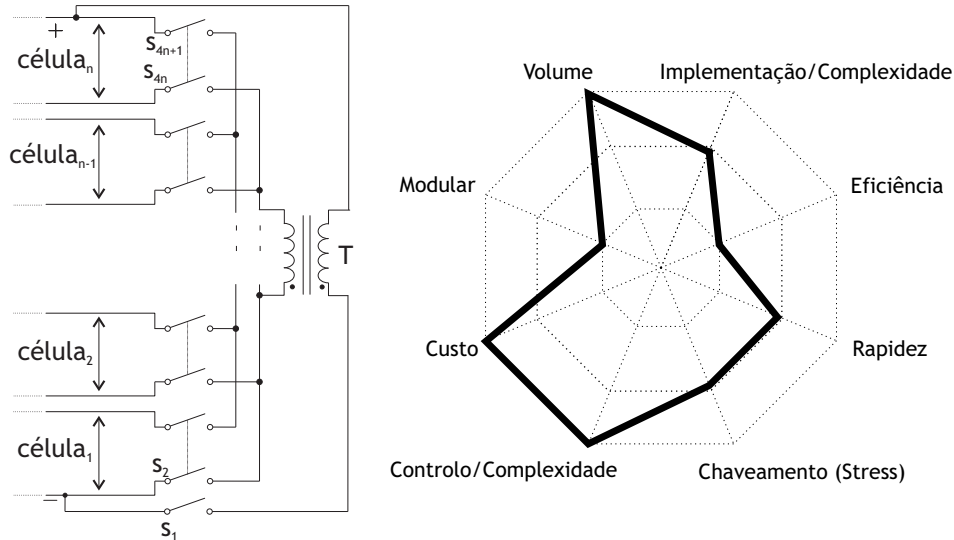


Figura 5.9: Metodologia de balanceamento *single switched transformer*: a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.

Para concluir a revisão bibliográfica sobre metodologias ativas baseadas em conversores isolados, é ilustrada na 5.10 uma outra que recorre a um conversor Dc/Dc isolado *dual active bridge* (DAB) para cada célula que constitui o *pack* [124, 125]. A aplicação desta pode ser executada nos períodos inativos do *pack*, assim como nos períodos de carregamento e descarregamento, sendo que para tal são necessários  $n$  transformadores e  $8n$  interruptores para balancear  $n$  células que constituem o *pack*. Os conversores DAB são interligados com um barramento *low voltage*, permitindo o fluxo de energia nos dois sentidos (bidirecional). De referir que os autores implementaram também um controlo descentralizado, com base no *droop control*, possibilitando que os módulos atuem autonomamente.

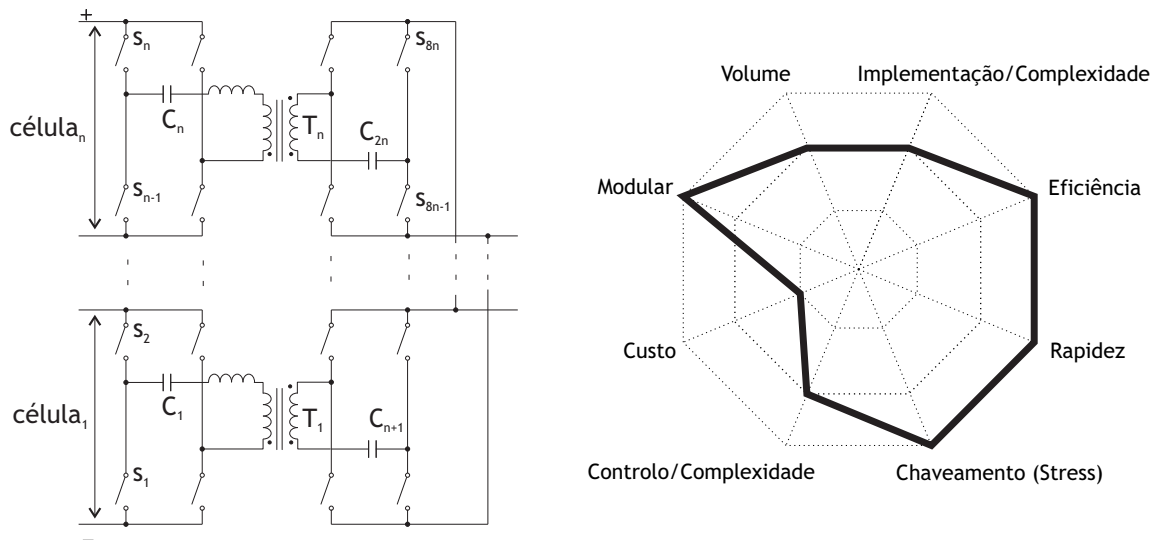


Figura 5.10: Metodologia de balanceamento com base no conversor DC-DC isolado *dual active bridge*: a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.

#### 5.2.4 Metodologias de balanceamento de baterias ativas baseadas em conversores isolados

As metodologias de balanceamento ativas não isoladas baseadas em conversores não isolados são amplamente referenciadas na literatura e fundamentam-se nos princípios de funcionamento dos conversores Dc/Dc não isolados (conversor *buck*, *boost*, *buck-boost*, *cuk*, entre outros) para realizar o balanceamento entre células que constituem o *pack*.

Um exemplo deste tipo de metodologia ativa não isolada [116, 126] é apresentado na Figura 5.11, que recorre a  $n$  conversores DC/DC *buck-boost* para balancear  $n$  células que constituem o *pack*.

São diversas as variantes desta metodologia presentes na literatura, com maior ou menor popularidade e complexidade. Em [127] o autor apresenta uma topologia unidirecional baseada igualmente nos princípios de funcionamento do conversor *Buck-Boost*. No entanto apresenta a desvantagem de apenas permitir transferência de energia entre células adjacentes. Em [128], os autores baseiam-se no conversor *iterleaved Dc/Dc*. Trata-se de uma metodologia bidirecional sendo necessário  $n - 1$  conversores em paralelo para balancear as  $n$  que constituem o *pack*.

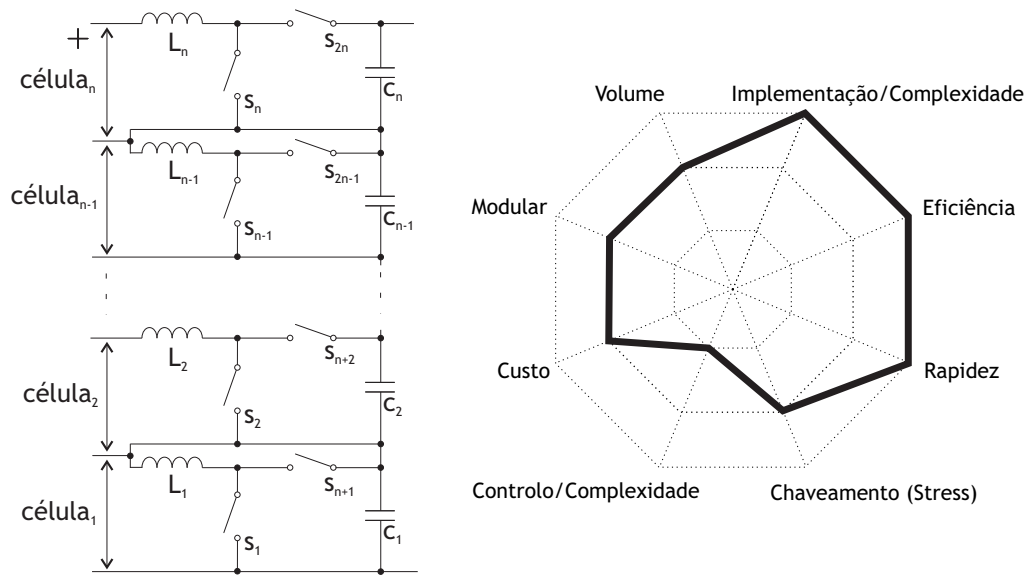


Figura 5.11: Metodologia de balanceamento com base no conversor Dc/Dc não isolado *buck-boost*: a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.

Uma outra topologia existente é apresentada na Figura 5.12, que se baseia nos princípios de funcionamento do conversor Dc/Dc *cuk*. Refere-se a uma metodologia *cell to cell* que recorre a  $n$  condensadores e bobinas e  $2n$  interruptores para balancear  $n$  células que constituem o *pack*. Quando comparada com a metodologia anteriormente apresentada tem a desvantagem de apenas permitir a transferência de energia entre células adjacentes.

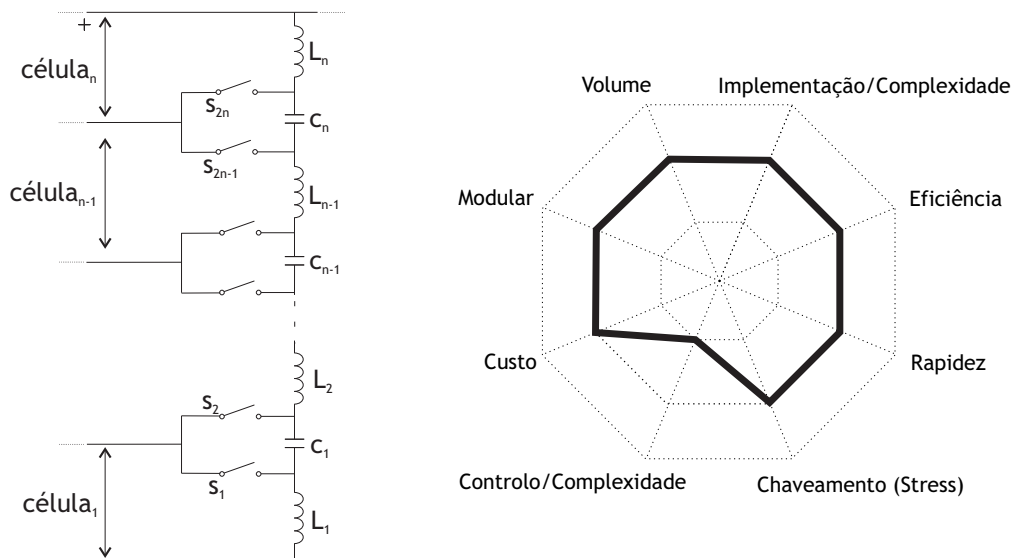


Figura 5.12: Metodologia de balanceamento com base no conversor Dc/Dc não isolado *cuk*: a) Circuito equivalente; b) Propriedades da metodologia.

Outra tendência que vai surgindo na literatura (embora com muito menor expressão e sobretudo popularidade quando comparadas com as anteriores) consiste na utilização de topologias dinâmicas (reconfiguráveis).

Em [129] os autores propõem uma topologia dinâmica que possibilita a desativação (*bypass*) das células, caso ocorra um desequilíbrio ou falha. A aplicação desta metodologia pode ser executada nos períodos de carregamento e de descarregamento.

Outra metodologia existente na literatura que envolve topologias dinâmicas consiste na reconfiguração das ligações do *pack* em tempo real. Por exemplo em [130] os autores propõem uma topologia que designam por *Dependable, Efficient, Scalable Architecture* (DESA) que possibilita um reconfiguração *online* em função da carga.

Embora estas metodologias sejam referidas na literatura como rápidas e eficientes, em termos de balanceamento, requerem um elevado número de interruptores que devem suportar correntes elevadas, que aumenta exponencialmente o custo e o tamanho, limitando assim a utilização dessas metodologias para aplicações de baixa potência [131].

### 5.3 Metodologias de carregamento

A Figura 5.13 introduz uma visão geral das principais metodologias de carregamento existentes na literatura.

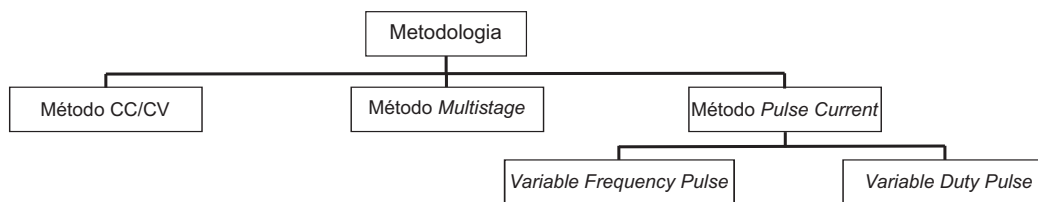


Figura 5.13: Principais metodologias de carregamento.

#### 5.3.1 Metodologia de Carregamento CC/CV

O método de carregamento Corrente Constante/Tensão Constante (CC/CV) é amplamente referenciado na literatura devido à sua facilidade de implementação. Este método é caracterizado por três fases de implementação, como ilustrado na Figura 5.14. A primeira fase de implementação, denominada como *Trickle charge* (TC), poderá ou não ocorrer no processo de carregamento. Tem como função elevar a tensão da célula até ao valor crítico ( $V_{trickle}$ ), no caso desta se encontrar abaixo do mesmo.

Nesta situação a célula deve ser carregada com uma corrente reduzida ( $I_{trickle}$ ), com um valor típico de  $0.1C_n$ , em que  $C_n$  representa a capacidade nominal da célula [132]. Assim que o valor da tensão ultrapasse o  $V_{trickle}$ , o algoritmo comuta para a segunda fase do carregamento.

Na segunda fase de implementação, denominada como *Constant Current* (CC), a célula é sujeita a um período de carregamento a corrente constante, tal como o nome indica. O valor de corrente de carregamento ( $I_{charge}$ ) pode variar entre  $0.5C_n$  e  $3.2C_n$ , dependendo das especificações da célula em questão [132]. Quando o valor da tensão atinge o valor  $V_{charge}$ , o algoritmo comuta para a terceira e última fase de carregamento.

Nesta última fase, denominada como *Constant Voltage* (CV), o algoritmo impõe um período de tensão constante à célula e a corrente decresce gradualmente. Esta fase termina quando a corrente de carregamento atinge um valor pré-definido ( $I_{min}$ ), tipicamente  $0.1C_n$ , ou quando o tempo máximo de carregamento é excedido [132, 133].

Para mitigar as desvantagens de método (tempo de carregamento), variantes deste método podem ser encontradas na literatura. Uma resumo dessas variantes podem ser encontradas em [132].

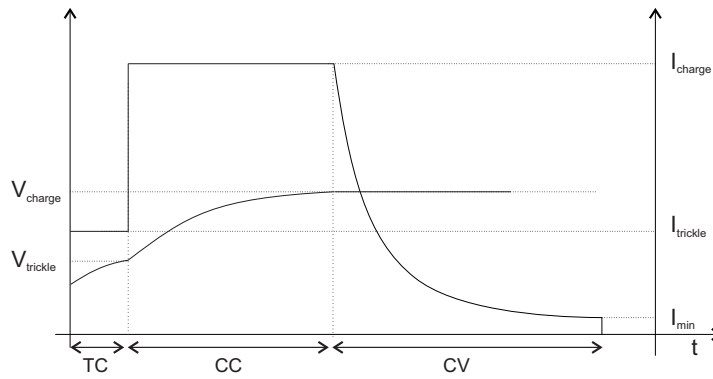


Figura 5.14: Método de carregamento CC/CV.

### 5.3.2 Metodologia de Carregamento *Multistage*

O método de carregamento *Multistage* caracteriza-se pela utilização de vários estágios de corrente de carregamento. Na Figura 5.15 é ilustrado um exemplo com 5 estágios de corrente. A utilização deste método de carregamento levanta três questões, a primeira consiste na identificação do critério utilizado na transição de estágios de corrente, a segunda relativa à determinação da corrente ótima para cada estágio e a última no número ótimo de estágios definidos. O critério de transição entre estágios mais utilizado na literatura consiste no critério ilustrado na Figura 5.15, em que ocorre a mudança de estágio assim que a tensão da célula atinge a tensão  $V_{charge}$  [132].

Já relativamente à segunda questão, vários autores optam por algoritmos de otimização com o objetivo de obter a corrente de carregamento ótima para cada estágio. Por exemplo, em [134, 135] é utilizado o algoritmo de otimização PSO e controladores *Fuzzy* para determinar os estágios ótimos que devem ser aplicados a cada instante de tempo, em que a função objetivo depende do tempo de carregamento e da capacidade da célula. Relativamente à questão de qual o número ótimo de estágios de corrente, em [136] é realizado um estudo que indica o valor 5 como sendo o valor ótimo.

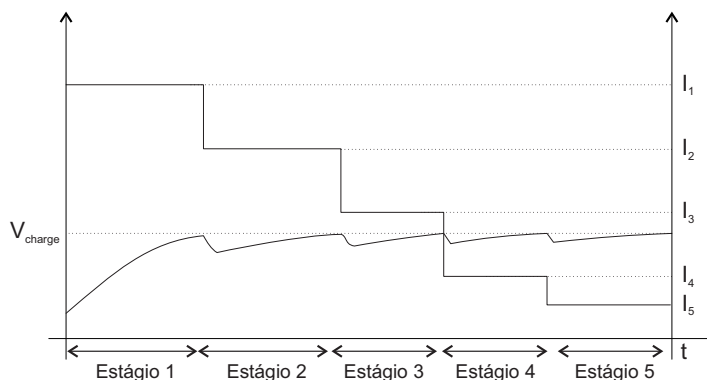


Figura 5.15: Algoritmo de carregamento *Multistage*.

Em [136] é proposto um método de carregamento *Multistage* em que o último estágio é realizado a tensão constante, com base na programação linear inteira para determinar o perfil ótimo de carregamento. De acordo com os resultados experimentais, o algoritmo proposto consegue uma redução no tempo de carregamento que varia entre 11.5% (com 4 estágios de corrente) e 18.27% (com 20 estágios de corrente) quando comparado com o algoritmo CC/CV.

Já em [137] é proposto um método de carregamento com 4 estágios de corrente baseado no método de *Taguchi* para determinar o perfil ótimo de carregamento. De acordo com os resultados experimentais, o algoritmo proposto consegue uma redução no tempo de carregamento de 22.5% quando comparado com o algoritmo CC/CV.

### 5.3.3 Metodologia de Carregamento *Pulse Current*

O método de carregamento *Pulse Current*, como o próprio nome indica, caracteriza-se pela utilização de corrente de carregamento pulsada, podendo ser subdividido em duas metodologias distintas, *Variable Frequency Pulse Charge* (VFPC) e *Variable Duty Pulse Current* (VDPC) [132, 138].

A ideia básica do VFPC é a de otimizar a frequência do pulso de corrente, minimizando a impedância da célula e consequentemente, maximizar a transferência de energia. Já a VDPC maximiza a transferência de energia através de duas abordagens distintas, ou variando a amplitude do pulso através da fixação da largura do mesmo ou vice-versa.

Em [139] é proposto um método de carregamento VFPC composto por três modos de operação, *full charge detect mode* (FCDM), *search mode* (SM) e *charge mode* (CM), ilustrado na Figura 5.16a. Resumidamente, o algoritmo inicia a sua operação no modo FCDM detetando o estado da célula, para tal é aplicada à célula uma tensão constante para monitorizar a corrente de carregamento. Concluída esta fase, o algoritmo comuta para o modo de operação SM. Neste, o algoritmo irá descobrir qual a frequência ótima, ou seja, a frequência para a qual a impedância interna da célula é mínima e por isso a corrente de carregamento é máxima. Assim que a frequência ótima é encontrada, o algoritmo entra no modo de operação CM, carregando a célula com a corrente de carregamento obtida. Este processo é repetido até que a célula se encontre totalmente carregada. De acordo com os resultados experimentais, o algoritmo proposto quando comparado com o algoritmo CC/CV consegue uma redução no tempo de carregamento de cerca de 24%.

Em [140] o autor propõe um método semelhante ao anterior mas baseado no VDPC, ilustrado na Figura 5.16b. De acordo com os resultados experimentais, o algoritmo proposto quando comparado com o algoritmo CC/CV consegue uma redução de tempo de cerca de 3.4%.

Em [141] é proposto o método *Sinusoidal-Ripple-Current Charging* que se fundamenta também na minimização da impedância interna da célula, conseguindo assim a maximização da energia transferida. Tal como o nome indica, o perfil de corrente de carregamento utilizado é sinusoidal.

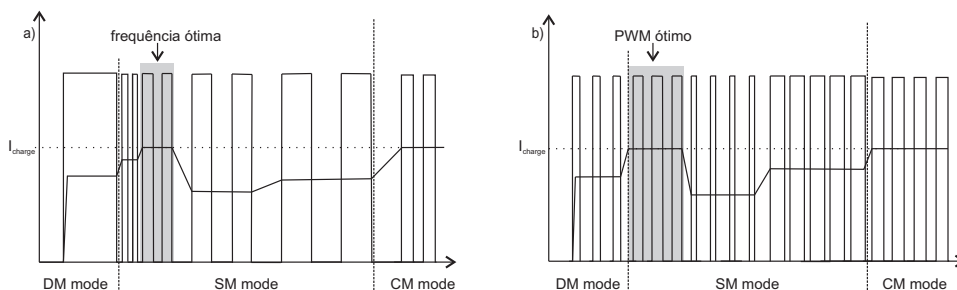


Figura 5.16: Algoritmo de carregamento a) VFPC e b) VDPC.

Importa ainda referir que após a revisão bibliográfica referente às metodologias de balanceamento e métodos de carregamento torna-se evidente a necessidade de estudar e desenvolver novos métodos de carregamento que incorporem metodologias de balanceamento para um pack com  $n$  células.

## 5.4 Plataforma desenvolvida

A Figura 5.17 apresenta uma representação em blocos do hardware proposto para o desenvolvimento de novas metodologias de carregamento que incluam as metodologias de balanceamento. Esta arquitetura pode ser dividida em três blocos fundamentais:

- (i) Unidade de aquisição e de balanceamento;
- (ii) Unidade de controlo e processamento;
- (iii) Unidade de potência;

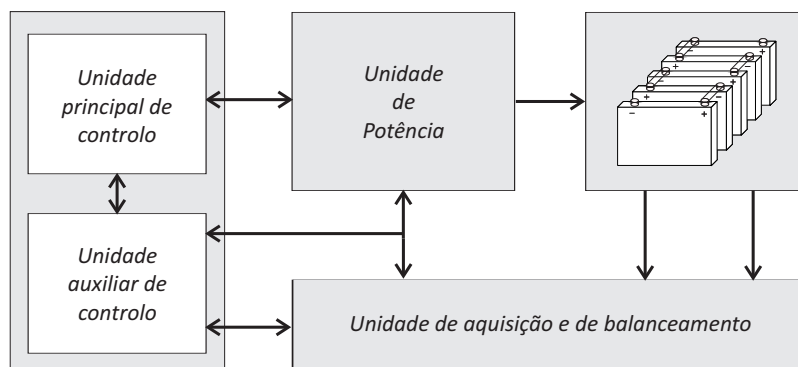


Figura 5.17: Representação em blocos da topologia utilizada.

### 5.4.1 Unidade de controlo e processamento

A unidade de controlo e processamento é composta por uma arquitetura centralizada que pode ser subdividida em dois subsistemas. Um dos referidos subsistemas é formado pela unidade principal de controlo e de processamento, a qual se baseia no *software Matlab*. Esta escolha permite uma maior flexibilidade e rapidez no desenvolvimento de novas metodologias de carregamento que integrem as metodologias de balanceamento.

O outro subsistema pertencente à unidade de controlo e de processamento é composto pelo microcontrolador TMS320F28069 da *Texas Instruments* (unidade auxiliar de controlo). É um microcontrolador de 32 *bits* de vírgula flutuante, capaz de realizar tarefas matemáticas complexas, uma vez que possibilita o processamento em paralelo. Possui uma frequência de *clock* de 90MHz, com uma memória RAM de 100kb e ROM de 2kb e ainda uma memória flash de 256kb. Dispõe ainda de 16 canais PWM, 16 canais de ADC com 12 *bits* e de protocolos de comunicação I<sup>2</sup>C, USB, CAN, SCI e SPI.

A presença desta unidade auxiliar proporciona uma maior versatilidade na interligação do sistema de controlo principal (*Matlab*) com as restantes unidades, recorrendo para tal dos dois módulos de comunicação assíncronos *Serial Communications Interface* (SCI) e dos dois módulos de comunicação síncronos *Serial Peripheral Interface* (SPI) que o microcontrolador TMS320F28069 disponibiliza.

A unidade principal de controlo comunica diretamente com o sistema de potência (fonte programável DC SL 500-5.2 da *Magna-Power Electronics*) através do protocolo de comunicação série assíncrono *Standard Commands for Programmable Instruments* (SCPI). Todas as restantes comunicações são realizadas para o sistema auxiliar de controlo através do protocolo de comunicação série assíncrono RS-232.

## 5.4.2 Unidade de aquisição e de balanceamento

A escolha para a unidade de aquisição recaiu no dispositivo ISL94212 da *Intersil* que possibilita a sua ligação em cadeia até a um máximo de 14 dispositivos, suportando sistemas até  $168SnP$  (168 células em série e  $n$  células em paralelo), assim como extensas funções de diagnóstico.

A Figura 5.18 apresenta o sistema implementado neste trabalho, que possibilita a monitorização e controlo de um sistema  $24SnP$ . Neste trabalho foi implementado um sistema  $24S1P$  resultando numa potência nominal de 230 Wh.

A posição de cada dispositivo na cadeia é definida pelas entradas *COMMS SELECT 1* e *COMMS SELECT 2* de cada dispositivo, em que o dispositivo principal ocupa a primeira posição da cadeia funcionando como mestre para fins de comunicação. Este dispositivo comunica com a unidade de controlo e processamento através do sistema auxiliar de controlo com recurso ao protocolo de comunicação série síncrono *Serial Peripheral Interface (SPI)*.

Entre dispositivos, as comunicações em cadeia são realizadas com base num protocolo de comunicação proprietário bidirecional com acoplamento AC, cuja taxa de transmissão é definida pelas entradas *COMMS RATE 0* e *COMMS RATE 1* de cada dispositivo.

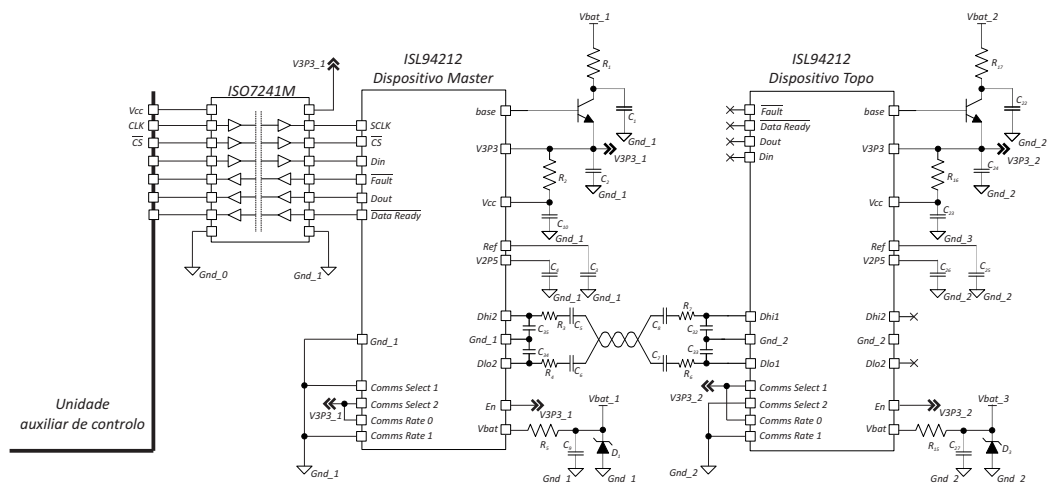


Figura 5.18: Circuito elétrico dos dispositivos que formam a cadeia.

Todas as comunicações em cadeia são transmitidas de dispositivo para dispositivo, de tal forma que todos os dispositivos recebem a mesma informação, decodificando a mensagem e respondendo conforme o solicitado.

As comunicações provenientes do sistema auxiliar de controlo (microcontrolador) são redirecionadas pelo dispositivo mestre (dispositivo que ocupa a primeira posição da cadeia) para o barramento com a inclusão de  $n$  clocks sendo  $n_d$  o número de dispositivos que formam a cadeia. O último dispositivo, caso não seja o dispositivo endereçado, ou caso, lhe seja solicitado um pedido de escrita responde com um *Acknowledge (ACK)* com a inclusão de  $n$  clocks. Caso este seja o dispositivo endereçado e lhe seja pedido de leitura, responde com os lados solicitados com a inclusão de  $n_d$  clocks.

Por outro lado, os dispositivos endereçados, que não se situem no topo da cadeia, esperam pela resposta do dispositivo a montante (nesta situação ACK) para disponibilizarem os dados no barramento no caso lhe seja solicitado um pedido de leitura. Se lhe for solicitado um pedido de escrita, este responde com um ACK.

Acresce salientar que todas as comunicações entre o dispositivo mestre e o sistema auxiliar de controlo, utilizam um *Cyclic Redundancy Check (CRC)* de 4 bits cuja forma polinomial é de

$1 + x + x^4$ , detalhado no manual do dispositivo ISL94212.

A Figura 5.19 ilustra um exemplo do procedimento de comunicação entre o sistema auxiliar de controlo e uma cadeia formada com 3 dispositivos. Neste exemplo, é solicitado ao dispositivo intermédio um pedido de leitura.

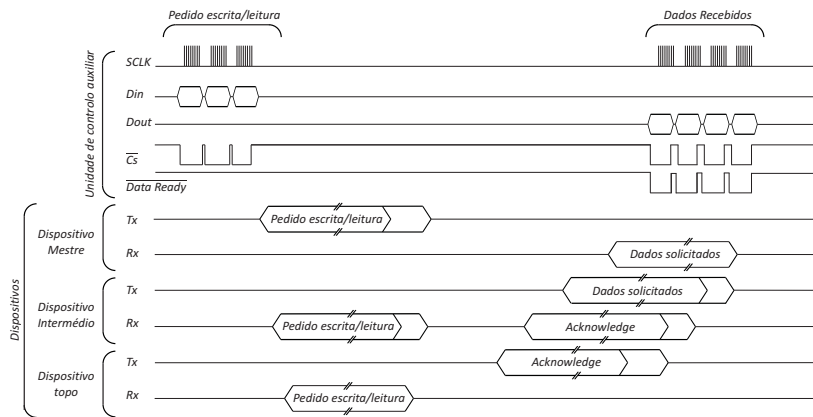


Figura 5.19: Exemplo do procedimento de comunicação entre o sistema auxiliar de controlo e uma cadeia formada com 3 dispositivos.

Outra característica do dispositivo ISL94212 é a possibilidade e facilidade de, recorrendo a circuitos externos, implementar metodologias de balanceamento, como ilustrado na Figura 5.20. Para tal o dispositivo disponibiliza conversores analógicos digitais (ADCs) para monitorizar quer a tensão da cadeia, com uma resolução de  $\pm 180$  mV, quer a tensão individual de cada célula, com uma resolução de  $\pm 10$  mV. O dispositivo também possui saídas dedicadas para a ativação/desativação dos interruptores (*Mosfets*) necessários para a realização das metodologias de balanceamento.

Para uma montagem em que se utilize a metodologia de balanceamento passiva *Switched shunt resistor*, como ilustrado na Figura 5.20, o dispositivo, através da programação dos seus registos internos, disponibiliza três modos de operação, concretamente, o modo *timed mode*, *auto balance mode* e *manual mode*.

No modo de operação *timed mode* é a unidade de controlo e de processamento que define a duração do balanceamento (intervalo compreendido entre 33 segundos e 42.5 minutos) assim como o início do balanceamento das células. No *manual mode* a unidade de controlo e de processamento define o início e o fim do período de balanceamento das células.

Para finalizar, o modo de operação *auto balance mode* o dispositivo executa o balanceamento autonomamente de uma forma inteligente, em função do estado de carga no instante de tempo  $k$ , o estado de carga pretendido, a impedância do circuito de balanceamento e o tempo de amostragem.

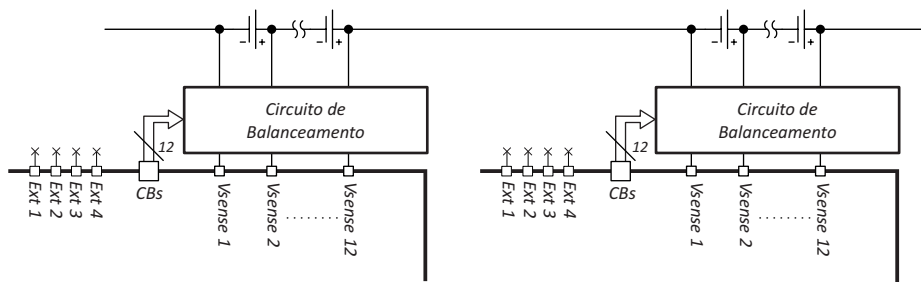


Figura 5.20: Representação global do circuito de balanceamento.

A Figura 5.21 ilustra com detalhe do sistema de balanceamento utilizado neste trabalho, tratando-se do método de balanceamento passivo *Switched shunt resistor*.

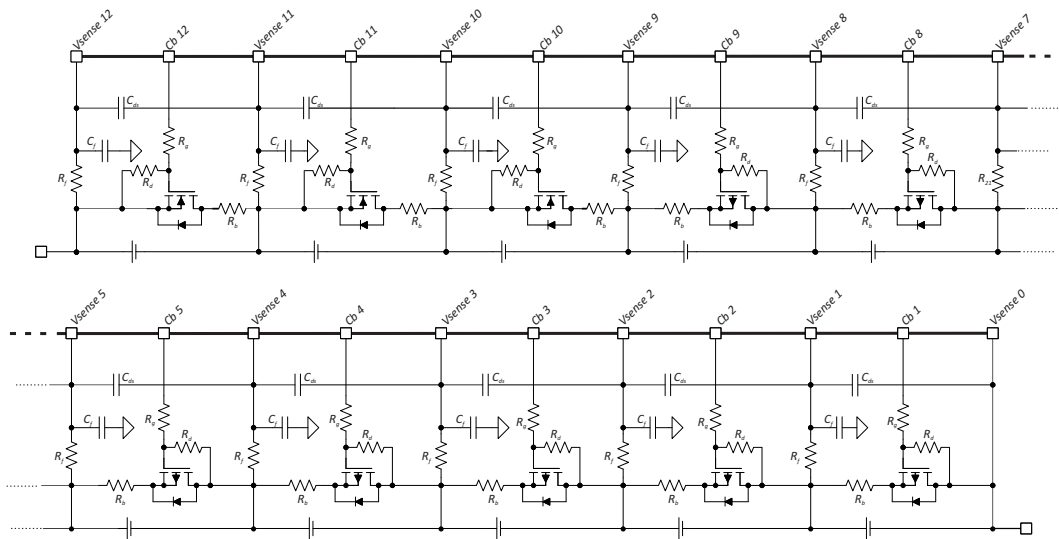


Figura 5.21: Representação detalhada do circuito de balanceamento de cada dispositivo, com  $R_b = 33\Omega$ ,  $R_d = 100k\Omega$ ,  $R_g = 10k\Omega$ ,  $R_f = 1k\Omega$ ,  $C_f = 22nF$  e  $C_{ds} = 10\mu F$ .

Uma vez que o dispositivo ISL94212 apenas permite a monitorização de quatro sensores de temperatura, implementou-se o sistema da Figura 5.22. Este possibilita a leitura das temperaturas das células de modo mais preciso (1 sensor por cada 2 células). Tendo em conta as limitações da unidade auxiliar de controlo que apenas disponibiliza 16 portas analógicas, recorreu-se ao *multiplexer* analógico CD74HC4067.

O valor da temperatura é extrapolado usando a equação de *Steinhart-Hart* recorrendo ao termistor NTC de 10k *Ultimate Thinness* da *Semitec*.

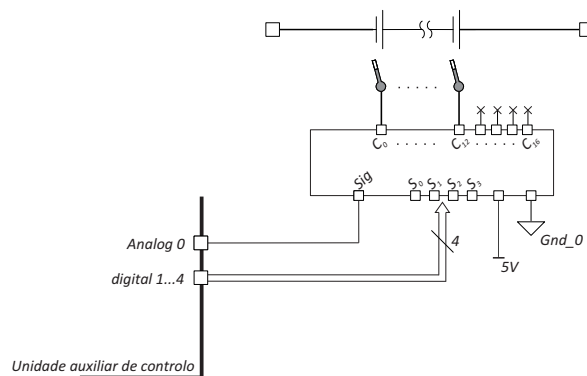


Figura 5.22: Representação do circuito elétrico do sistema de aquisição da temperatura desenvolvido.

### 5.4.3 Unidade de Potência

A Figura 5.23 ilustra a unidade de potência implementada neste trabalho. Esta unidade baseia-se fundamentalmente na fonte programável DC SL 500-5.2, que comunica diretamente com a unidade principal de controlo (*Matlab*) através do protocolo de comunicação série assíncrono *Standard Commands for Programmable Instruments (SCPI)*.

Para garantir o fluxo de corrente apenas num sentido, foi introduzido na unidade de potência um diodo cuja queda de tensão é compensada através das entradas  $V_{sense}$  da na Fonte programável



tilidade e tempo de carregamento [134]. Também para este algoritmo, tal como no tradicional *Multistage*, é necessária uma escolha prévia do número de patamares de corrente. Assim, foram selecionados cinco patamares de corrente, com base no estudo realizado por [136]. Neste trabalho os autores avaliam o efeito de diferentes números de patamares no tempo de carregamento e na sua eficiência.

Foi ainda necessário definir quais os valores para cada um dos patamares de corrente selecionados. Para tal, teve-se em conta o tipo de bateria, o estado das células que constituem o *pack* e a corrente de balanceamento do sistema implementado. Deste modo, o patamar de corrente máximo (maior corrente de carregamento) foi escolhido com base no manual das baterias. Já o patamar de corrente mínimo foi selecionado tendo em conta a corrente de balanceamento. Os restantes patamares foram interpolados em função do erro das tensões das células para a tensão desejada.

Assim, o algoritmo proposto pode ser formulado matematicamente através das seguintes expressões:

$$\text{Min} f_k(\gamma_k) \quad (5.1)$$

sujeito a:

$$V_{i,k} \leq 4.25 \quad (5.2)$$

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N V_{i,k} \geq dv \quad \& \quad \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N V_{i,k} - 0.01 \leq V_{i,k} \leq \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N V_{i,k} + 0.01 \quad (5.3)$$

em que:

$$f_k(\gamma_k) = \begin{cases} 1.5 & \text{if } \gamma_k \geq 0.3 \\ 0.8 & \text{if } 0.3 > \gamma_k > 0.15 \\ 0.6 & \text{if } 0.15 \geq \gamma_k > 0.1 \\ 0.4 & \text{if } 0.1 \geq \gamma_k > 0.02 \\ 0.2 & \text{if } \gamma_k \leq 0.02 \end{cases} \quad (5.4)$$

com,

$$\gamma_k = dv - \max(V_{i,k}) \quad (5.5)$$

Para além das equações relativas ao método de carregamento, é ainda necessário ter em conta a metodologia de balanceamento incorporada no algoritmo proposto. Assim, a tomada de decisão sobre quais as células que devem entrar em balanceamento recai sobre a equação seguinte:

$$V_{i,k} \geq \xi_k + \frac{\delta_k}{2} \quad (5.6)$$

Nas anteriores equações as variáveis representam:

$f_k$  Função objetivo a cada instante de tempo  $k$ ;

$\gamma_k$  Desvio de tensão entre células no instante de tempo  $k$ ;

$V_{i,k}$  Tensão da célula  $i$  no instante de tempo  $k$ ;

$dv$  Tensão desejada (4.2 V);

$N$  Número de células que constituem o *pack* de baterias;

$\delta_k$  Desvio padrão das tensões das células no instante de tempo  $k$ ;

$\xi_k$  Tensão média das células no instante de tempo  $k$ ;

As expressões 5.1 a 5.6 são interpretadas da seguinte forma:

- (i) A expressão 5.1 trata-se da formulação matemática do algoritmo proposto, tratando-se da minimização do erro das tensões nas células a tensão desejada (4.2 V), conseguindo-se assim também uma minimização do tempo de carregamento;
- (ii) A expressão 5.2 representa um critério de paragem em que caso a tensão de alguma célula ultrapasse os 4.25 V o carregamento é imediatamente interrompido;
- (iii) A expressão 5.3 representa o segundo critério de paragem do algoritmo. Se por um lado, na expressão descrita anteriormente se tratava de uma condição de segurança, esta representa uma premissa em que são considerados resultados aceitáveis para o carregamento, ou seja, quando todas as células se encontram dentro do intervalo de tensões estabelecido o carregamento é finalizado com sucesso. Ambos os critérios de paragem foram selecionados tendo em conta o manual das baterias utilizadas;
- (iv) A expressão 5.4 representa os vários valores de tensão que a função poderá tomar, para os vários valores de erro possíveis;
- (v) A expressão 5.5 representa o erro entre a tensão desejada (4.2 V) e o máximo das tensões das células;
- (vi) A expressão 5.6 representa a condição para a qual as células são sujeitas ou não ao balanceamento. Caso a condição seja verdadeira para uma determinada célula, esta irá balancear, como ilustrado na Figura 5.25.

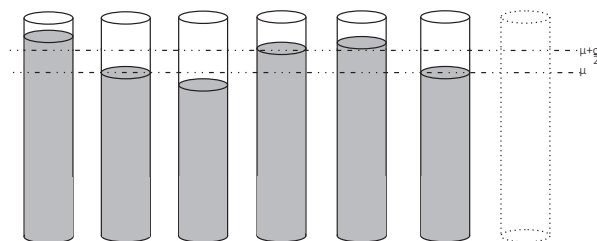


Figura 5.25: Representação gráfica da metodologia de balanceamento implementada.

## 5.6 Implementação do algoritmo

### 5.6.1 Unidade auxiliar de controlo

Todos os algoritmos implementados na unidade auxiliar de controlo foram realizados no *Code Composer Studio* versão 5 da *Texas Instruments* em linguagem C. A Figura 5.26 apresenta o fluxograma do algoritmo implementado no microcontrolador TMS320F28069 (unidade auxiliar de controlo). Este é constituído por um programa principal, em que numa primeira fase, são inicializadas todas as variáveis, configurados os periféricos utilizados, os módulos de comunicação série SPI e SCI e configuradas todas as interrupções.

Finalizada essas configurações iniciais, a unidade auxiliar de controlo entra em *loop* infinito, aguardando pela trama de comunicações proveniente da unidade de controlo principal através do protocolo de comunicações assíncrono série SCI. O primeiro *byte* da trama de comunicações é interpretado pela unidade auxiliar, tendo como função desencadear uma das cinco funções implementadas.

A Tabela 5.1 apresenta uma breve descrição das funções implementadas, assim como, a dimensão da trama de comunicações por dispositivo proveniente da unidade de controlo principal e o respetivo *byte* de comando. De referir que uma descrição detalhada de todas as funções se encontram no anexo E.

Tabela 5.1: Funções implementadas na unidade auxiliar de controlo.

Função	Dimensão	Byte de comando	Descrição
Identificação	1	01H	Responsável pela identificação do número de dispositivos e a sua posição na cadeia.
Scan Tensão	1	02H	Responsável pela leitura das tensões das células que constituem o <i>pack</i> de baterias.
Scan Temperatura	1	03H	Responsável pela leitura das temperaturas das células que constituem o <i>pack</i> de baterias.
Set PWM	7	04H	Responsável pela definição da frequência e ciclo de trabalho.
Set Balanceamento	8	05H	Responsável pela definição da duração do tempo de balanceamento e das células que se pretende balancear

O programa ainda é composto por duas rotinas de interrupções. A rotina de interrupção SCI, associada ao módulo de comunicação assíncrono SCI, é responsável pela leitura da trama de comunicações proveniente da unidade de controlo principal. Já rotina de interrupção SPI, é uma rotina de interrupção por hardware, associada ao flanco descendente do *gpio20*. A entrada *gpio20* é configurada como *input* associada à saída do dispositivo mestre (*data ready*) que indica que os dados estão disponíveis na porta de comunicações série (SPI).

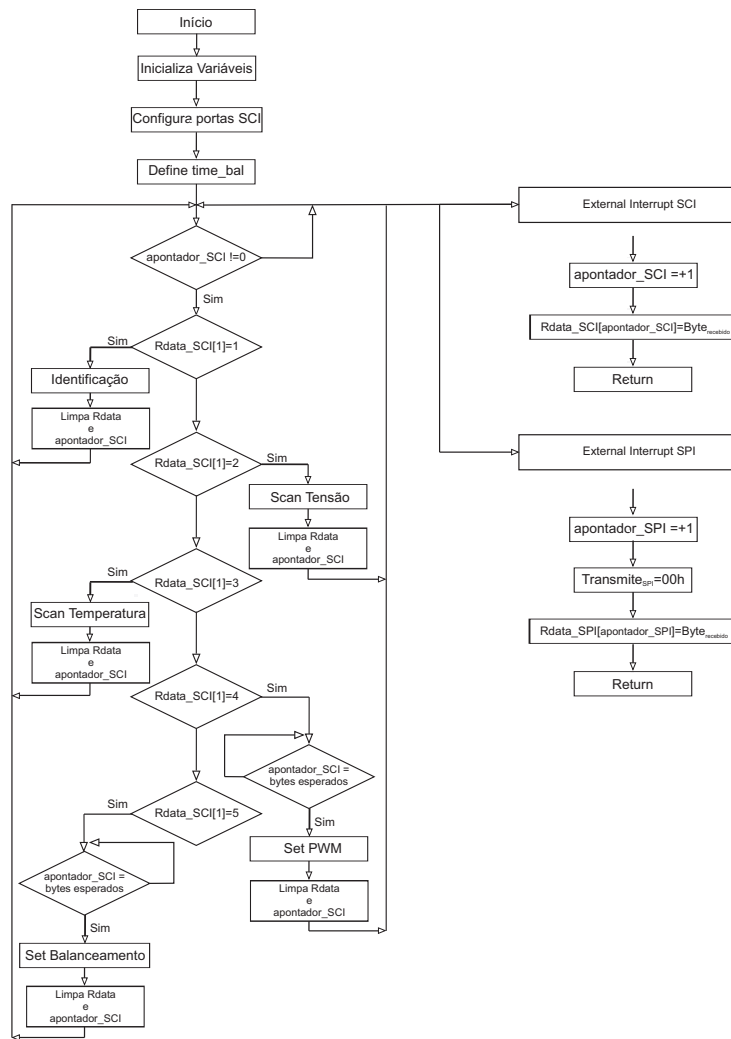


Figura 5.26: Fluxograma do programa implementado na unidade auxiliar de controlo.

## 5.6.2 Unidade principal de controlo

Todos os algoritmos implementados na unidade principal de controlo foram desenvolvidos em ambiente de programação *Matlab*. Optou-se por apresentar o fluxograma principal, algoritmo implementado na unidade principal de controlo, em quatro segmentos. Esta opção deve-se ao facto de este ser extenso, possibilitando-se assim uma melhor compreensão com uma análise por segmentos.

O primeiro segmento do fluxograma do algoritmo implementado na unidade principal de controlo, ilustrado na Figura 5.27, é responsável pelas configurações iniciais, assim como na determinação do número de dispositivos presente na cadeia (dispositivos ISL94212).

Inicialmente são inicializadas todas as variáveis, configuradas as portas de comunicação SCI e definido o tempo de duração do processo de balanceamento (*Time\_bal*). Após concluídas as tarefas referidas anteriormente, é enviado o *byte* de comando (01h) responsável por desencadear a *função identificação* na unidade auxiliar de controlo. Sabendo que esta rotina devolve um *byte* (que corresponde ao número de dispositivos presentes) a unidade principal de controlo aguarda pela resposta da unidade auxiliar de controlo.

Caso a resposta seja diferente de zero, o algoritmo prossegue para o segundo segmento do algoritmo. Caso contrário, o algoritmo realiza mais duas tentativas. Se o número máximo de

tentativas for alcançado é apresentada uma mensagem de erro e interrompido o processo.

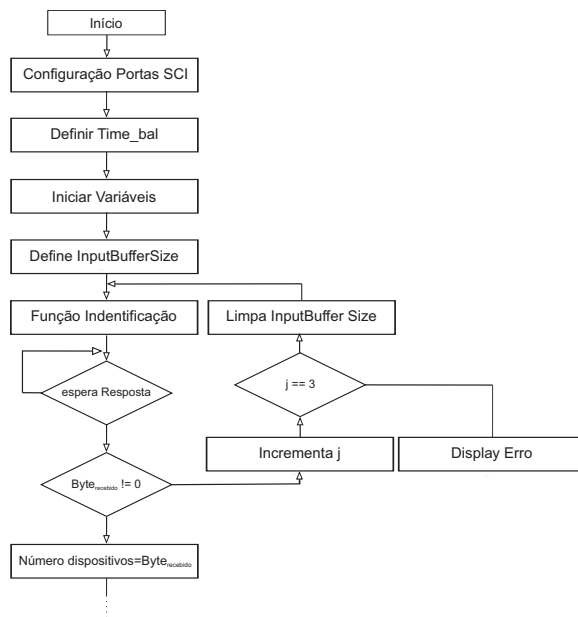


Figura 5.27: Fluxograma do programa implementado na unidade principal de controlo - Primeiro Segmento.

O segundo segmento do algoritmo, ilustrado na Figura 5.28, inicialmente é responsável pela aquisição inicial das tensões e da temperatura das células do *pack* de baterias. Para tal é enviado o *byte* de comando (02h) que vai desencadear a *função Scan Tensão* na unidade auxiliar de controlo. A dimensão do *buffer* de entrada da porta SCI é definido como 40 *bytes* por cada dispositivo.

Realizada a aquisição das tensões, o algoritmo, envia o *byte* de comando (03h) o qual vai ativar a *função Scan Temperaturas*. Nesta situação, a dimensão do *buffer* de entrada da porta SCI é definido como 24 *bytes* por cada dispositivo.

Realizadas as leituras iniciais, o algoritmo entra em ciclo infinito até que um dos critérios de paragem definidos (equação 5.2 e 5.3) sejam alcançados. Quando esta situação ocorre, o algoritmo comunica com a unidade de potência (fonte programável DC SL 500-5.2) através do protocolo de comunicação SCPI, com o comando STOP. Caso os critérios de paragem não se verifiquem o algoritmo transita para o terceiro segmento.

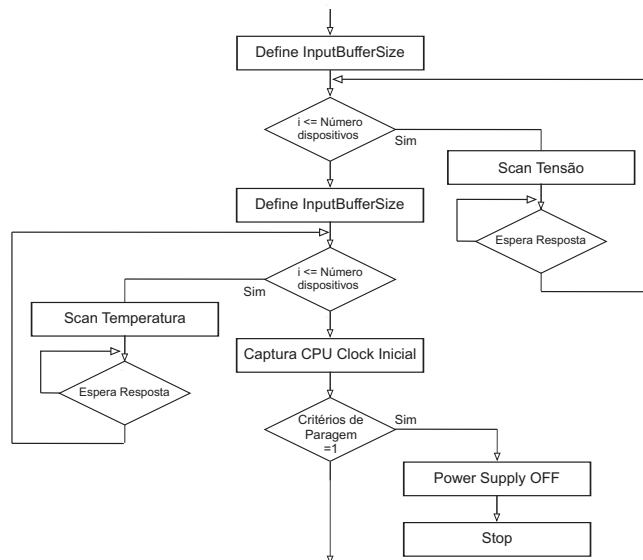


Figura 5.28: Fluxograma do programa implementado na unidade principal de controlo - Segundo Segmento.

O terceiro segmento do algoritmo, ilustrado na Figura 5.29, em primeiro lugar, começa por impor à unidade de potência a tensão com o valor de  $4.2 \times 12 \times$  número de dispositivos. Uma vez que o balanceamento das células influencia as leituras das tensões, foi criado um desfasamento de 5 segundos entre a duração do processo de balanceamento (definido como 1 minuto) e a aquisição dos valores das tensões das células. Deste modo, a aquisição das leituras das tensões das células que constituem o *pack* de baterias é realizada com uma frequência definida por  $1/(time\_bal+5)$ . Com todos os processos de leitura finalizados, o algoritmo transita para o quarto e último segmento.

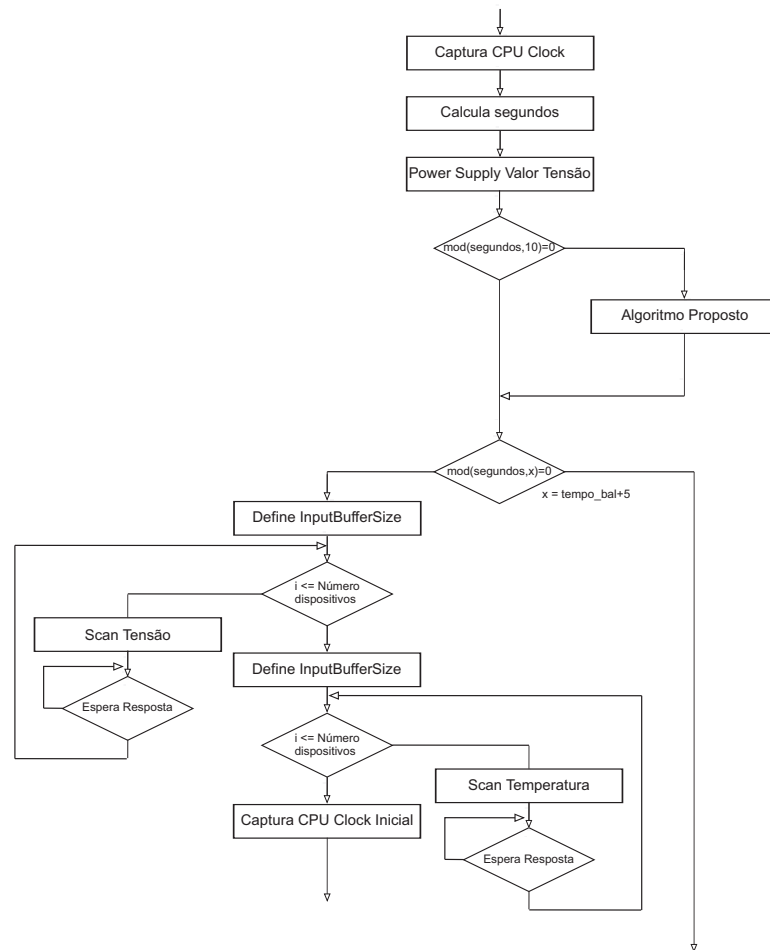


Figura 5.29: Fluxograma do programa implementado na unidade principal de controlo - Terceiro Segmento.

Por último, o quarto segmento, ilustrado na Figura 5.30, é responsável pela determinação das células que se pretende balancear. Para tal é formado um vetor linha com dimensão 12 x número de dispositivos. Este é formado com uns e zeros, caso se verifiquem, ou não, as condições de balanceamento previamente definidas.

Formado esse vetor, o algoritmo prossegue para as *funções Get Balance Time Register* e *Get Balance Status Register*. A *função Get Balance Time Register* define a duração do processo de balanceamento, que pode ser configurado com uma duração que pode variar entre 0.33 e 42.33 minutos (*Time\_bal*). Já a *função Get Balance Statuses Register* contém a informação das células que se pretende equilibrar. Ambos os algoritmos se encontram descritos no anexo E.

Estas funções devolvem cada uma 4 bytes por cada dispositivo. Assim que esses bytes são determinados, é construída a trama de comunicações e transmitida para a unidade auxiliar de controlo.

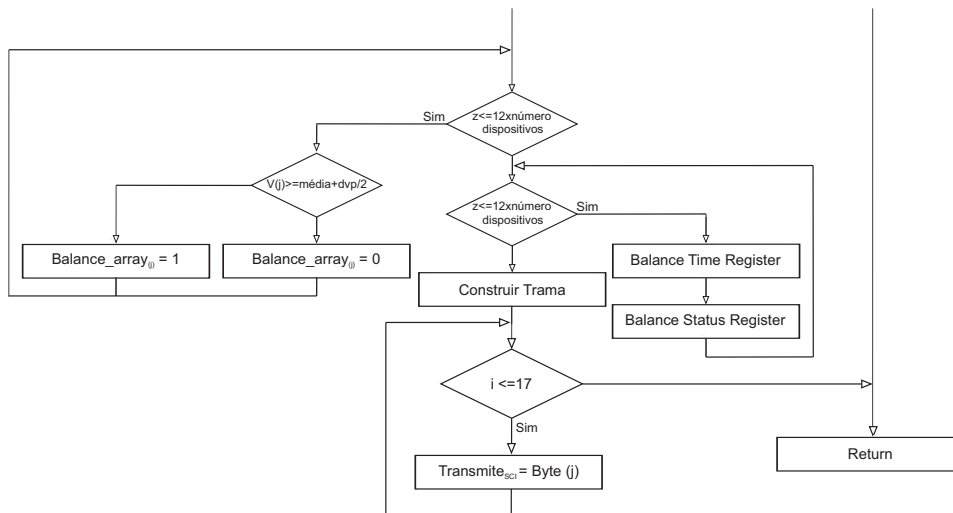


Figura 5.30: Fluxograma do programa implementado na unidade principal de controlo - Quarto Segmento.

## 5.7 Resultados Experimentais

Para testar o algoritmo implementado foram utilizados dois tipos diferentes de células, as células SANYO UR18650F-SCUD-3 com um grande número de ciclos de carga/descarga (caso 1) e as células SAMSUNG ICR18650-26H 2600mAh com reduzidos ciclos de carga/descarga (Caso 2).

A Figura 5.31 mostra a evolução da corrente de carregamento, ao longo de todo o processo de carregamento, para ambos os casos de estudo. A metodologia proposta, quando comparada com a metodologia tradicional *Multistage*, otimiza a transição entre patamares de corrente e minimiza a queda de tensão na resistência interna das células durante o carregamento. Isso ocorre porque o critério usado no método tradicional *Multistage*, como ilustrado na Figura 5.15, ocorre assim que a tensão de qualquer uma das células atinge o valor de 4.2 V. No entanto, durante o carregamento, o valor da tensão das células é maior do que sua tensão real devido à queda de tensão na resistência interna, que vai tendendo para zero à medida que a corrente tende a zero. No método proposto, esta queda de tensão é progressivamente atenuada durante o carregamento, o que resulta numa redução do tempo de carregamento.

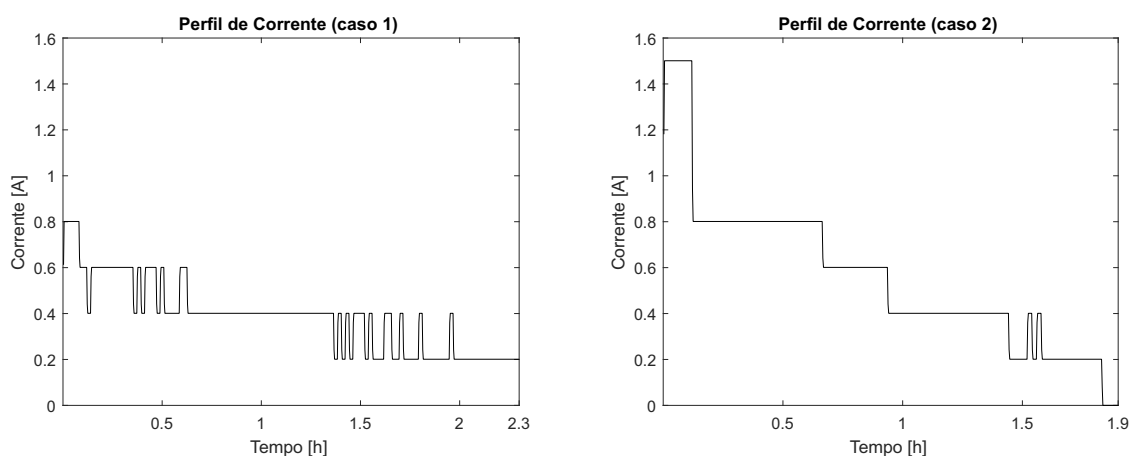


Figura 5.31: Perfil de corrente para ambos os casos de estudo.

Também é importante analisar as diferenças entre os dois casos de estudo em relação ao perfil

corrente. A metodologia proposta comporta-se de forma diferente de acordo com a condição das células que constituem o *pack*. No caso 1, devido à condição das células (que resulta numa resistência interna mais elevada) a tensão das células diminui rapidamente durante a transição entre patamares de corrente. Isso exige uma correção do patamar de corrente, a fim de reduzir o erro. No caso 2, com as células com poucos ciclos de carga/descarga, a tensão da célula diminui lentamente, assim o algoritmo proposto aproxima-se ao método tradicional *Multistage*. Por conseguinte, o algoritmo proposto adapta-se à condição (número de ciclos de carga/descarga) das células utilizadas no processo de carregamento.

A Figura 5.32 mostra a evolução do erro da tensão em função do tempo de carregamento. Estes resultados revelam que: (i) o erro diminui durante o processo de carregamento, como esperado; (ii) uma maior oscilação no caso 1, que resulta na necessidade de ajustar os patamares de corrente na transições.

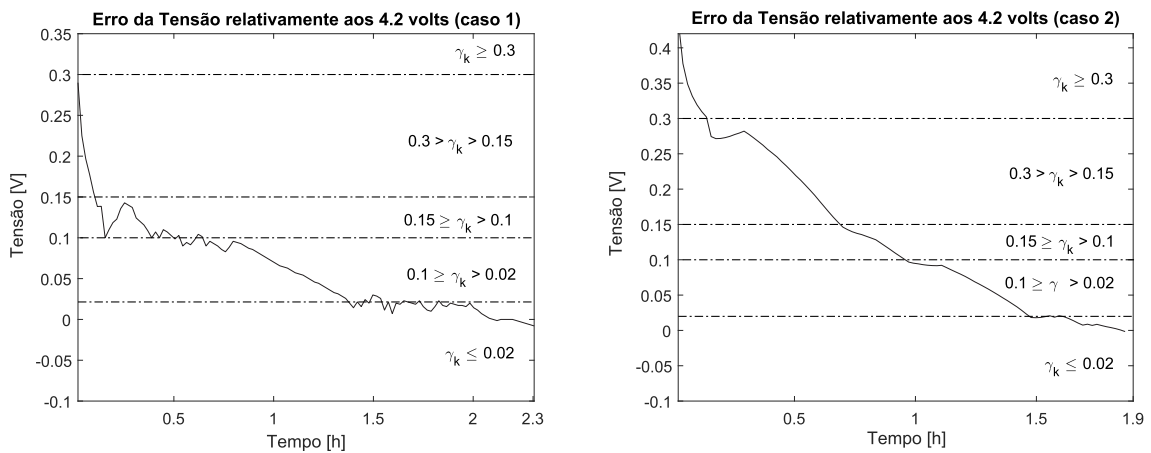


Figura 5.32: Evolução do erro da tensão durante o carregamento, para ambos os casos de estudo.

Em relação à tensão individual de cada célula, Figura 5.33, é possível verificar que no final do processo de carregamento as premissas impostas pelo algoritmo foram alcançadas, e todas as células se encontram dentro dos limites desejados. No entanto, em relação ao desvio de tensão, observa-se um maior desequilíbrio para o caso 1 (0.0143 V para o caso 1 e 0.01 V para o caso 2).

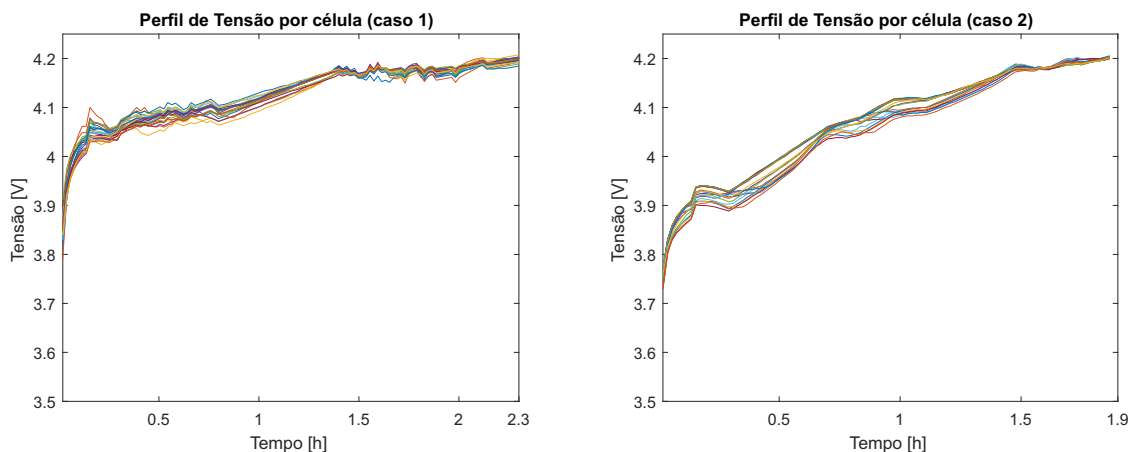


Figura 5.33: Evolução da tensão das células durante o carregamento, para ambos os casos de estudo.

A Figura 5.34 ilustra a evolução da tensão média (linha vermelha), as tensões individuais de cada célula, bem como uma região definida pela tensão média  $\pm$  o desvio padrão (área cinzenta).

Ao analisar as figuras verificamos que a área cinzenta diminui com o tempo, isto é, a diferença entre tensões diminui durante o processo de carregamento, o que implica uma ordem correta de balanceamento. Observa-se também que o critério de paragem foi alcançado para os dois casos de estudo, ou seja, a tensão média é igual ou superior a 4.2 V e todas as células se encontram dentro dos limites estabelecidos ( $\pm 0.01$  V).

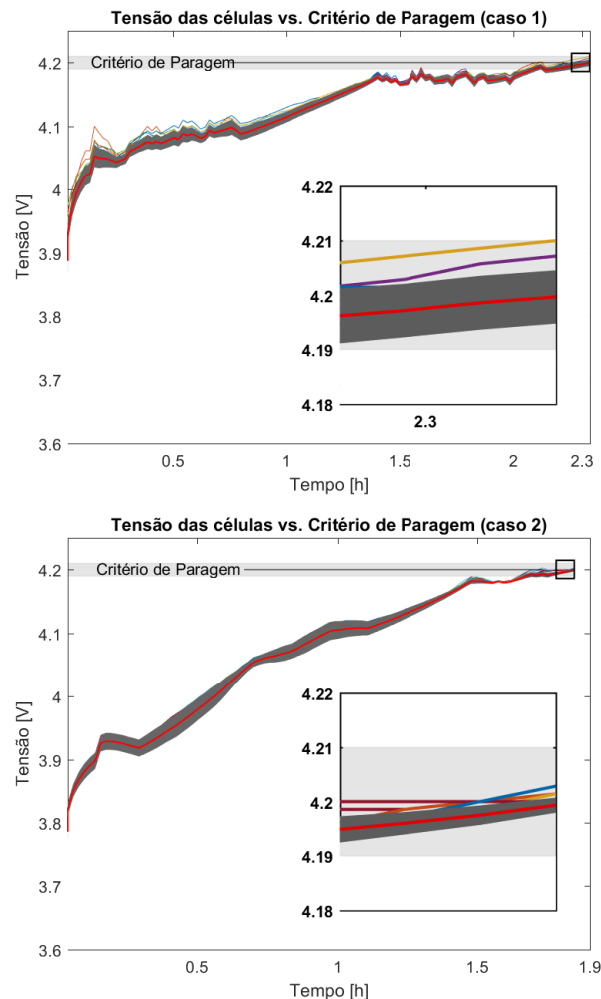


Figura 5.34: Perfil de tensão por célula vs. critério de paragem. A linha vermelha representa a tensão média e a região cinzenta representa a tensão média  $\pm$  o desvio padrão.

No pior cenário, se houver um desequilíbrio positivo, isto é, quando a tensão de uma ou mais células for superior à tensão média, o algoritmo mantém o patamar mínimo de corrente, equilibrando as células desequilibradas até que todas se encontrem dentro dos limites, resultando num maior tempo de carregamento. Inversamente, se houver um desequilíbrio negativo, o algoritmo mantém o patamar mínimo de carregamento até que todas as células se encontrem dentro dos limites estabelecidos no critério de paragem.

A Figura 5.35 ilustra o comportamento de cada uma célula em relação ao processo de balanceamento durante o carregamento. Em relação ao processo de balanceamento, verificou-se que o balanceamento no topo é mais eficaz, isso acontece porque o patamar mínimo de corrente é semelhante à corrente de balanceamento.

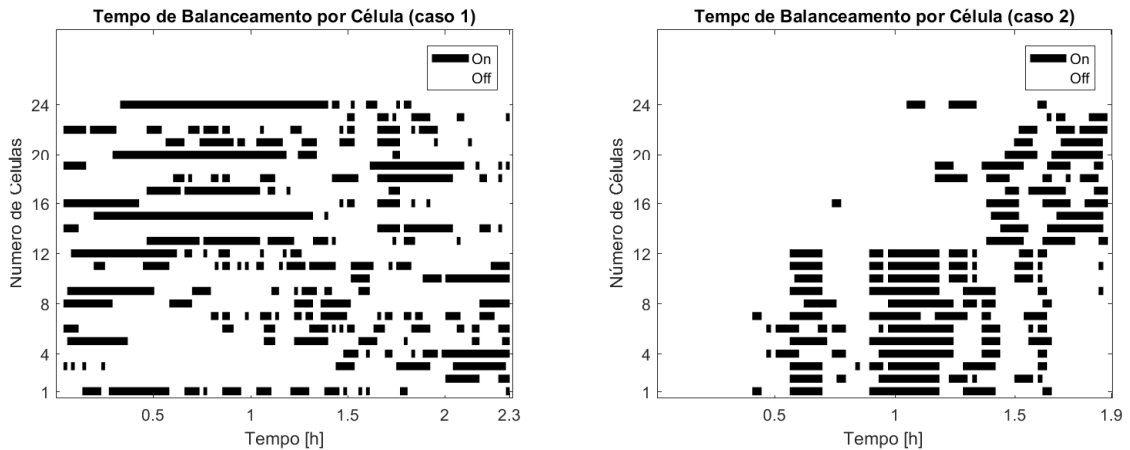


Figura 5.35: Erro de corrente para ambos os casos de estudo.

Foi também realizado um carregamento, para o caso 2, com o método tradicional *Multistage* e o método proposto para fins de comparação, considerando as mesmas condições (critérios de paragem, critérios de balanceamento e condições iniciais). O *Multistage* tradicional foi implementado com cinco patamares de corrente, com valores de corrente de 1.5A, 0.8A, 0.6A, 0.4A e 0.2A. O critério de transição utilizado consiste no facto de que, quando uma determinada células atinge os 4.2 V, ocorre a referida passagem (critério de transição tradicional).

A Figura 5.36 apresenta o perfil de corrente de carregamento. Ao analisar a Figura verificamos que, no método tradicional *Multistage*, as condições das células influenciam o comportamento do algoritmo nas transições entre patamares de corrente. As células ao possuírem uma resistência interna baixa e, portanto, não sofrem variações súbitas de tensão durante as transições entre patamares de corrente, o algoritmo alterna entre o primeiro e o último patamar de corrente. Isso ocorre porque a tensão das células excede a tensão desejada (4.2 V) e mantém-se acima desse valor durante 5.8 minutos. Devido a este facto e ao *sampling time* ser de 70 segundos, o algoritmo apenas se mantém uma iteração nos segundo, terceiro e quarto patamares de corrente

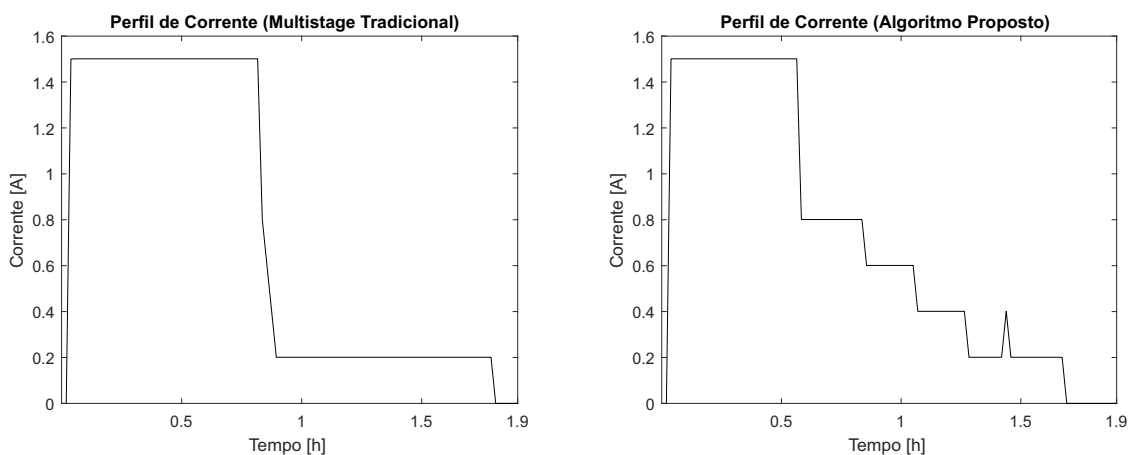


Figura 5.36: Perfil de corrente para ambos os casos de estudo.

Através da Figura 5.37 é possível verificar que o algoritmo proposto apresenta melhorias em termos de eficiência. Em relação ao desvio de tensão, observa-se um maior desequilíbrio no método tradicional *Multistage* (0.0143 V) quando comparado com o método proposto (0.01 V). Em relação ao tempo de carregamento, o método proposto, os resultados mostram uma redução

de 7.2% (cerca de 8 min). Quanto ao aumento da temperatura durante o processo de carregamento, método tradicional *Multistage* apresenta um aumento de temperatura de  $\Delta T=5.78^\circ\text{C}$ , enquanto que o método proposto apresenta um aumento de temperatura de  $\Delta T=4.6^\circ\text{C}$ , como se ilustra na Figura 5.38. Estes resultados correspondem a uma redução de 20.4%.

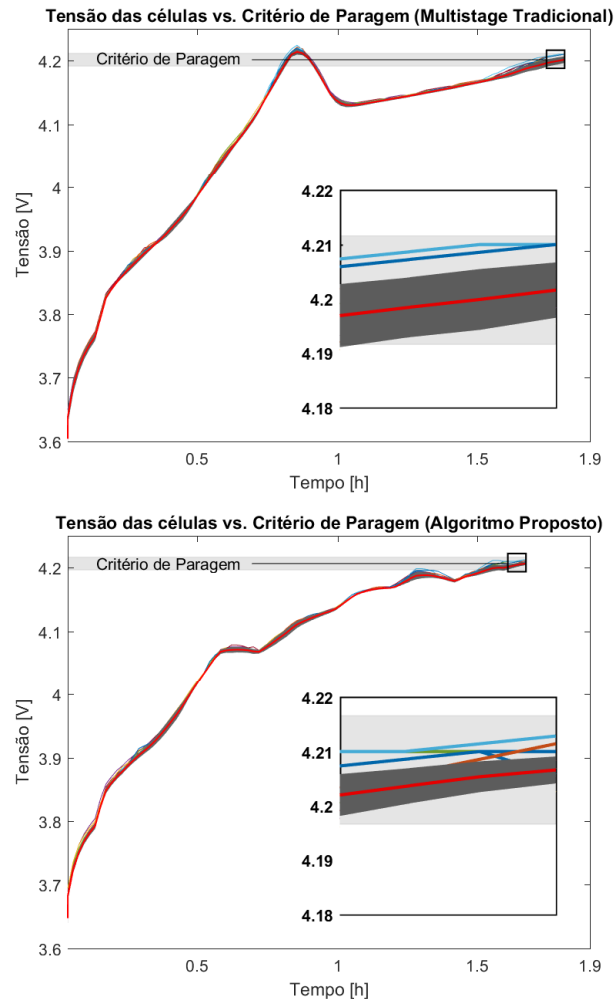


Figura 5.37: Perfil de tensão por célula vs. critério de paragem. A linha vermelha representa a tensão média e a região cinzenta representa a tensão média  $\pm$  o desvio padrão.

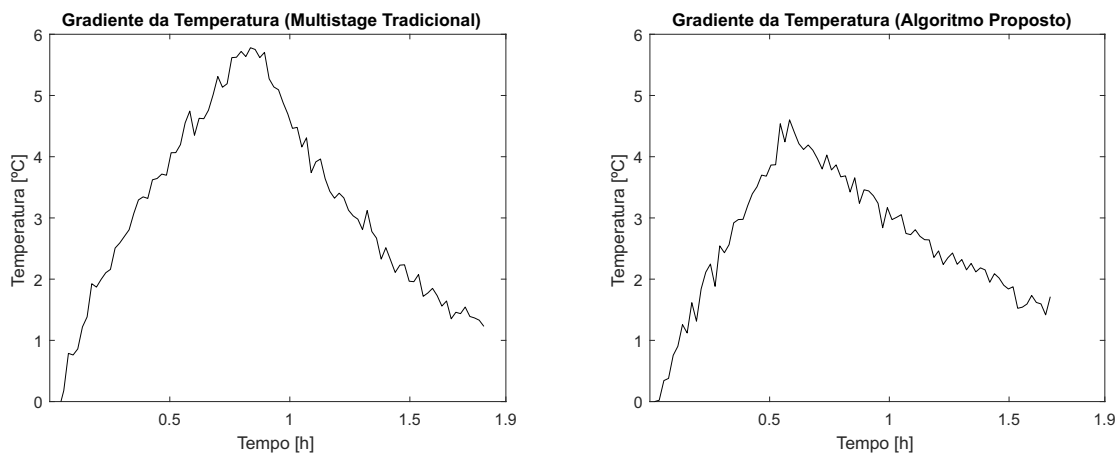


Figura 5.38: Evolução do gradiente de temperatura para ambos os casos de estudo.

Em suma, o algoritmo proposto apresenta uma melhoria significativa em relação ao método tradicional *Multistage*. O algoritmo proposto adapta-se às condições das células que constituem o *pack* de baterias, apresenta melhores resultados em relação ao tempo de carregamento, aumento de temperatura e desvio de tensão.



# Capítulo 6

## Previsões da Demanda e dos Preços de Energia Elétrica

### 6.1 Introdução

As ferramentas de previsão são desenvolvidas considerando um determinado horizonte temporal. Esse horizonte temporal pode ser dividido em quatro grandes grupos [143], embora, esta classificação não seja unânime:

- (i) Previsão de muito curto prazo: previsões temporais cujo intervalo varia desde de alguns segundos até trinta minutos;
- (ii) Previsão de curto prazo: previsões temporais cujo intervalo varia desde de trinta minutos até seis horas;
- (iii) Previsão a médio prazo: previsões temporais cujo intervalo varia desde de seis horas até um dia;
- (iv) Previsão a longo prazo: previsões temporais cujo intervalo varia desde de um dia até uma semana de antecedência.

Diversas técnicas são aplicadas na previsão da demanda de energia elétrica, uma visão geral desses métodos são apresentados na Figura 6.1.

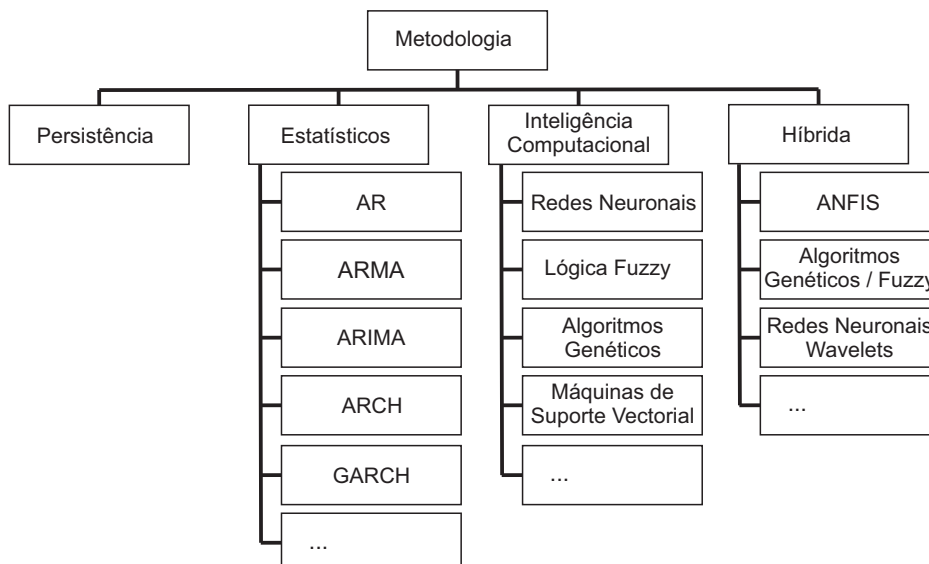


Figura 6.1: Ilustração das diversas técnicas aplicadas na previsão da demanda elétrica.

O modelo por persistência, também conhecido como *Predictor Naive*, assume que o valor da demanda no instante tempo  $t + \Delta t$  é o mesmo que foi no tempo  $t$ . Inacreditavelmente, ele é mais preciso que a maioria dos métodos estatísticos, de muito curto prazo e de curto prazo,

perdendo eficiência com o aumento do horizonte temporal. Portanto, qualquer método de previsão, desenvolvido para esse horizonte temporal, deverá ter como referência clássica o método por persistência [143].

Os modelos estatísticos, baseiam-se na análise dos dados históricos com o objetivo de extrapolar padrões de comportamento de forma a prever os valores futuros. Na literatura, encontra-se a clássica análise de séries temporais para previsão, modelos auto regressivos (AR), modelos de média móvel (MA), modelos auto regressivos de média móvel (ARMA), modelos auto regressivos integrados de médias móveis (ARIMA), modelos sazonais integrados de médias móveis (SARIMA), modelos auto-regressivos com heterocedasticidade condicional (ARCH) e (GARCH), entre outros. Estes modelos são simples de implementar e revelam um bom desempenho para horizontes temporais, de muito curto prazo e de curto prazo. No entanto, para diferentes horizontes temporais são incapazes de lidar com a não linearidade existente numa série temporal, criada com os valores da demanda elétrica [144].

Para mitigar os problemas da não linearidade são utilizados modelos de previsão com inteligência computacional. Dentro das diversas metodologias, destacam-se, as redes neuronais (maior popularidade), a lógica *fuzzy*, a floresta aleatória (*Random forests*), máquinas de suporte vetorial (*Support Vector Machines*), entre outros.

Por exemplo, em [145], são comparadas diversas metodologias de previsão, concretamente, modelos SARIMA, redes neuronais e *Adaptive neuro fuzzy inference system* ANFIS, para um horizonte temporal de muito curto prazo e de curto prazo. Os resultados obtidos demonstram que as redes neuronais apresentam um desempenho superior.

Outro tipo de metodologia que conta com uma ampla variedade de métodos, são os modelos de previsão híbridos. Em geral, quase todos os novos métodos existentes na literatura combinam métodos estatísticos com métodos de inteligência artificial aproveitando as vantagens de cada um dos métodos.

Em [146], os autores, apresentam um método híbrido composto por, transformada de *wavelet*, redes neuronais e algoritmos de otimização para um horizonte temporal de médio prazo (24 horas). Resumidamente, os autores recorrem à transformada de *wavelet* de modo a decompor a série temporal em quatro componentes. A previsão de cada componente é realizada através das redes neuronais, treinada com algoritmos de inteligência artificial.

Já em [147], os autores, propõem um método híbrido que combina métodos estatísticos (ARIMA (3,2,6)) e *Support Vector Machines*, para um horizonte temporal de médio prazo (24 horas).

Em [148], os autores, propõem um método híbrido que combina, redes neuronais (treinada com recurso a algoritmos de inteligência artificial - algoritmos genéticos), lógica *fuzzy* e transformada de *wavelet*.

Em suma, existe uma ampla variedade de métodos e combinações existentes na literatura, tornando difícil a sua sintetização. Em termos gerais, na maioria dos trabalhos existentes na literatura, recentemente, o erro percentual médio absoluto (MAPE), para previsões para um horizonte temporal de médio prazo (24 horas), situa-se no intervalo entre 1% e 3% [144].

## 6.2 Previsões da demanda - Portugal

### 6.2.1 Análise Estatística

Os dados em estudo são referentes ao período desde o dia 1 de janeiro de 2014 até 30 de Setembro de 2015. Estes conjuntos de dados são fornecidos pela Rede Elétrica Nacional (REN),

discriminados de 15 em 15 minutos ao longo de cada dia, e publicados em [149] até 5 dias após o final desse mês.

De modo a caracterizar e analisar a distribuição, variabilidade, tendência e incerteza do conjunto de dados, recorreu-se aos diagramas de extremos e quartis. Na Figura 6.2 podemos constatar a distribuição mensal da demanda de energia elétrica, onde podemos verificar: i) existe uma maior variabilidade e também uma maior demanda nos meses de inverno (Dezembro, Janeiro e Fevereiro); ii) a demanda média mais elevada ocorreu no mês de fevereiro com 6257.87 MWh (valores médios representados na Figura 6.2 como “x”); iii) existe uma menor variabilidade e uma menor demanda no mês de agosto; iv) a demanda mínima ocorreu no mês de agosto com 5202.1 MWh; v) o valor máximo da demanda foi de 8618.2 MWh e ocorreu no mês de janeiro, concretamente, no dia 07-01-2015 pelas 20 horas; vi) o valor mínimo da demanda foi de 3316.9 MWh e ocorreu no dia 20-04-2014 pelas 7 horas.

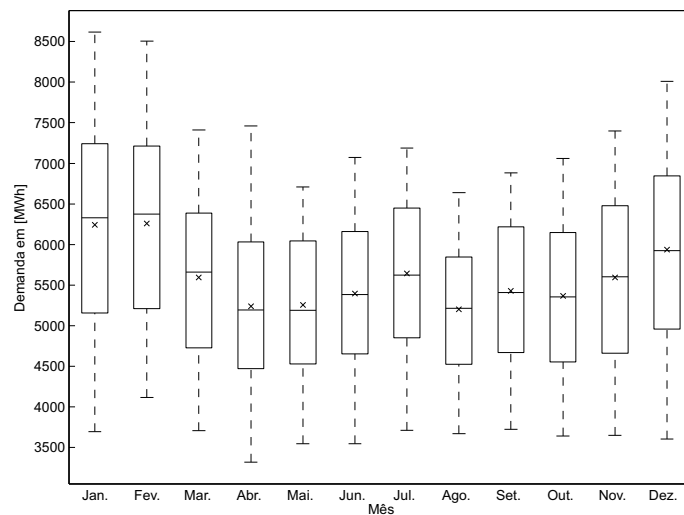


Figura 6.2: Diagramas de extremos e quartis com a distribuição mensal da demanda.

Nas Figuras 6.3 - 6.9 podemos constatar a distribuição horária da demanda (dados agrupados por dias da semana), onde podemos inferir que: i) existe uma maior demanda média nos dias úteis da semana; ii) o perfil diário da demanda média nos dias úteis é semelhante; iii) existe uma menor demanda média aos fins-de-semana; iv) o perfil diário da demanda média, aos fins de semana, é semelhante; v) apesar de aos fins-de-semana existir uma menor demanda existe uma maior variabilidade; vi) independentemente do dia da semana, existe uma maior demanda e uma maior variabilidade entre as 19 e as 20 horas; vii) existe uma menor variabilidade e uma menor demanda no período entre as 1 e as 6 horas, independentemente do dia da semana; viii) existe uma maior incerteza/imprevisibilidade no período entre as 18 e as 23 horas. Este facto é justificado pela presença de diversos valores atípicos, denominados também como *outliers*, representados nas figuras como “+”; ix) a grande maioria dos *outliers* encontram-se acima do extremo superior o que indicia inesperados excessos de demanda.

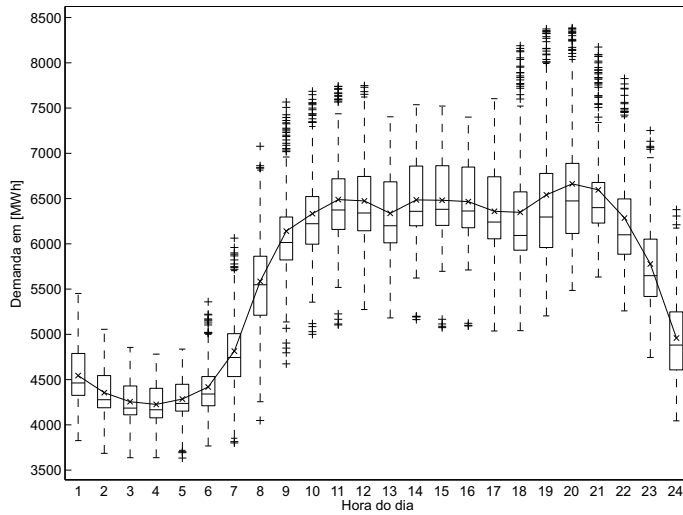


Figura 6.3: Diagramas de extremos e quartis com a distribuição horária da demanda - segunda-feira.

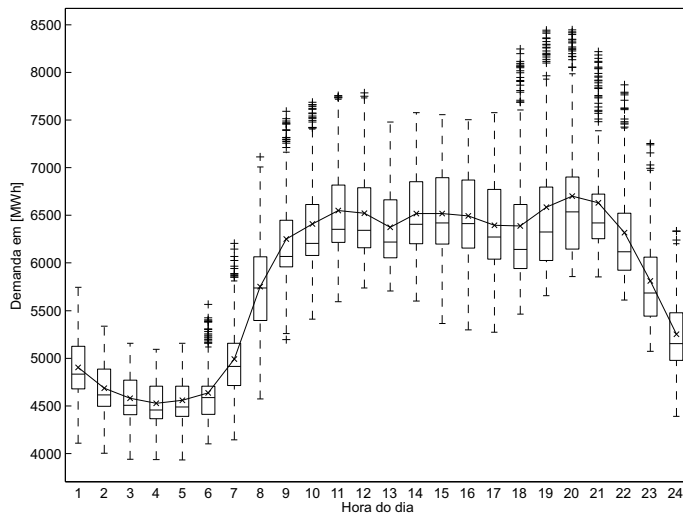


Figura 6.4: Diagramas de extremos e quartis com a distribuição horária da demanda - terça-feira.

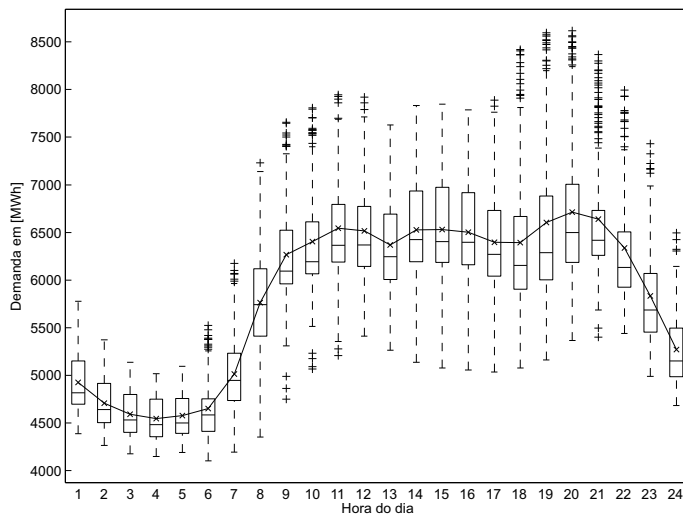


Figura 6.5: Diagramas de extremos e quartis com a distribuição horária da demanda - quarta-feira.

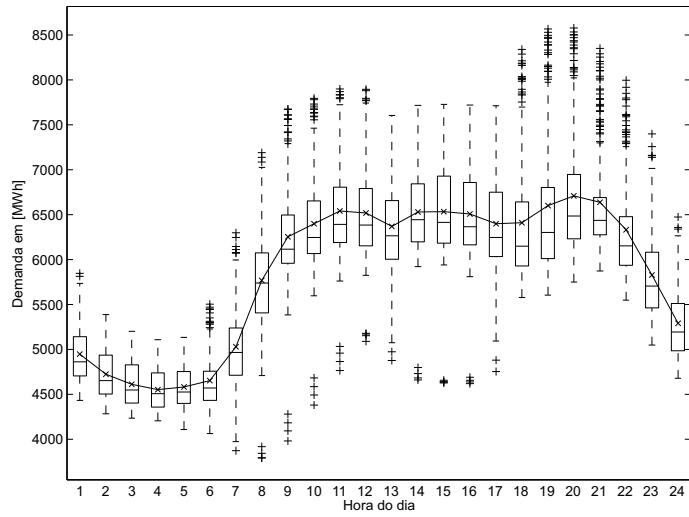


Figura 6.6: Diagramas de extremos e quartis com a distribuição horária da demanda - quinta-feira.

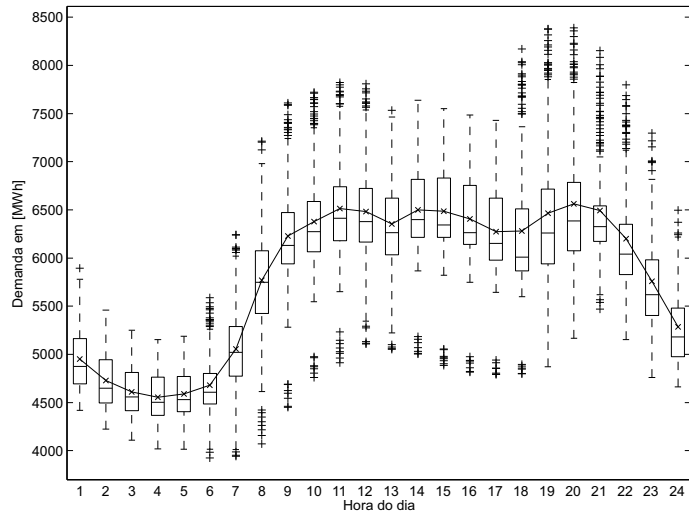


Figura 6.7: Diagramas de extremos e quartis com a distribuição horária da demanda - sexta-feira.

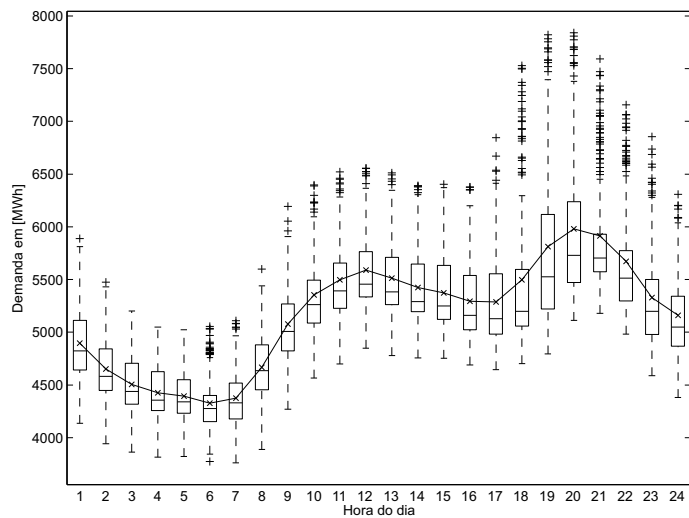


Figura 6.8: Diagramas de extremos e quartis com a distribuição horária da demanda - sábado.

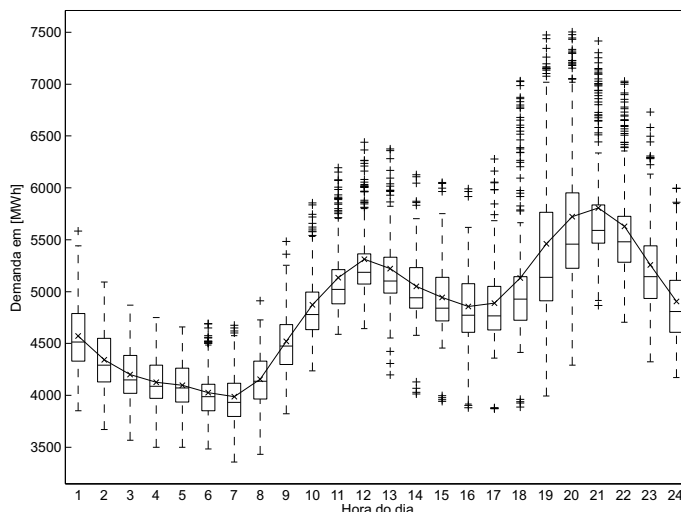


Figura 6.9: Diagramas de extremos e quartis com a distribuição horária da demanda - domingo.

De acordo com o estabelecido no Regulamento (CE) Nº 714/2009 do Parlamento Europeu e do Conselho de 13 de Julho de 2009, a informação de transparência relativa ao mercado de energia elétrica deverá ser disponibilizada gratuitamente e de modo acessível. Em Portugal a REN, disponibiliza diariamente tanto as previsões da demanda (dados esses discriminados de hora a hora e publicados em [150, 151]).

Com o objetivo de analisar o modelo de previsão utilizado pela REN, para posterior comparação, recorreu-se aos valores da previsão e aos valores reais da demanda de energia elétrica, publicados em [151]. Os dados em estudo são referentes ao período, desde o dia 1 de Janeiro de 2015 até 30 de Outubro 2015, discriminados de hora a hora ao longo de cada dia.

Recorreu-se novamente ao diagrama de extremos e quartis para visualização dos dados. Como indicador de desempenho foi utilizado o erro percentual médio absoluto (MAPE). As Figuras 6.10 e 6.11 revelam o MAPE mensal e diário, respetivamente. Por constatação das figuras podemos aferir que: i) apresenta um MAPE médio de 2.2297 %; ii) o mês com pior MAPE médio é o mês de Abril com 3.0197%; iii) o mês com melhor MAPE médio é o mês de Outubro com 1.6252%; iv) apresenta um melhor MAPE, concretamente, de 0.60199% alcançado no dia 17-10-2015, como se ilustra na Figura 6.12; v) apresenta um pior MAPE (10.9356%) conseguido no dia 6-4-2015, como se ilustra na Figura 6.13; vi) apresenta uma maior dispersão do MAPE aos sábados; vii) apresenta uma menor dispersão do MAPE às terças-feiras.

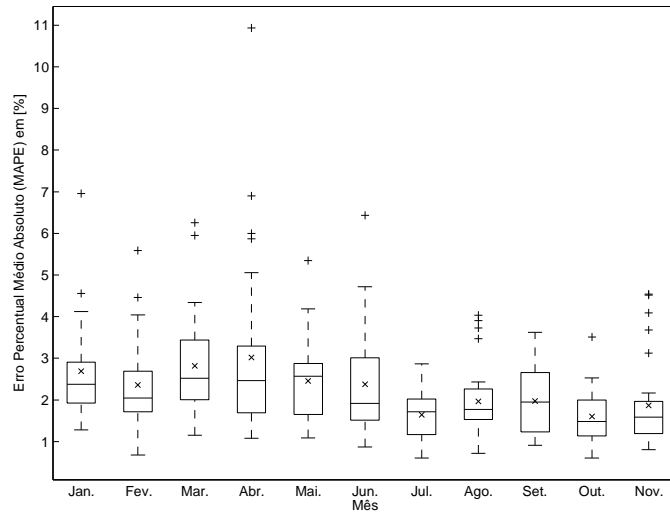


Figura 6.10: MAPE mensal do modelo de previsão da demanda utilizado pela REN.

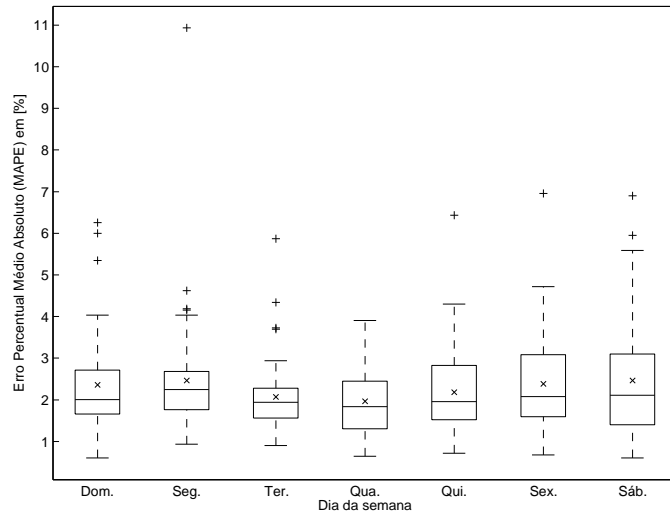


Figura 6.11: MAPE diário do modelo de previsão da demanda utilizado pela REN.

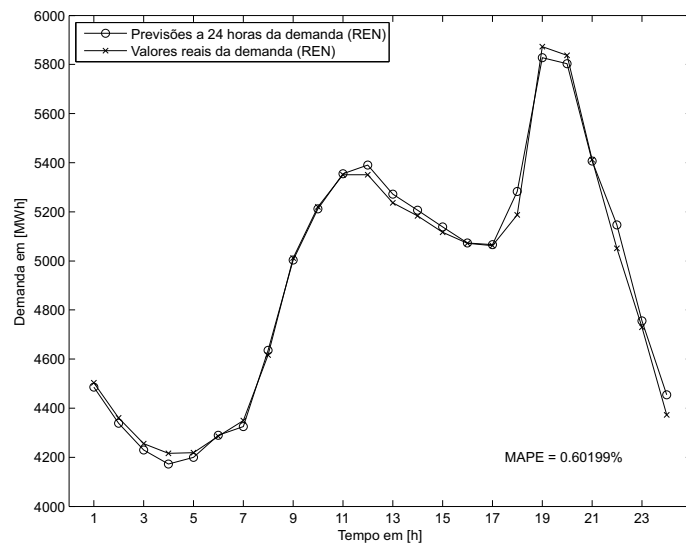


Figura 6.12: Melhor MAPE diário alcançado no dia 17-10-2015 pelo modelo de previsão da demanda (REN).

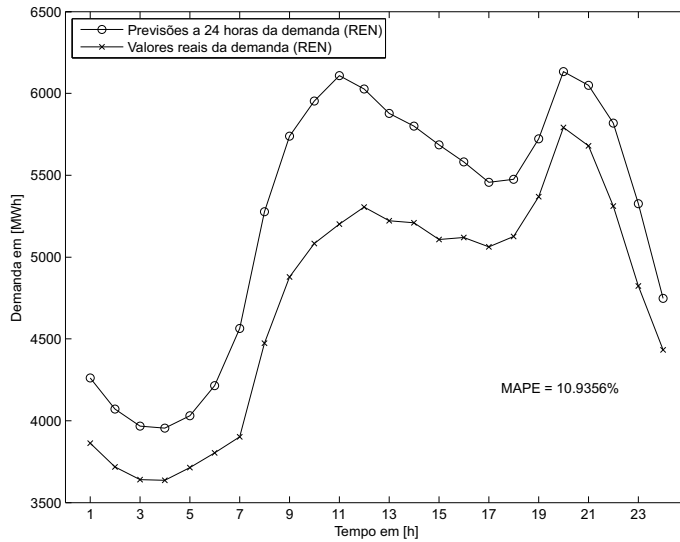


Figura 6.13: Pior MAPE diário alcançado no dia 6-4-2015 pelo modelo de previsão da demanda (REN).

## 6.2.2 Modelo de Previsão

Na Figura 6.14 é apresentada a autocorrelação parcial da série temporal, referente ao período de tempo mencionado. A autocorrelação parcial, basicamente, determina a correlação entre duas amostras  $x_t$  e  $x_{t-k}$  (separadas por um intervalo de tempo  $k$ , normalmente, designado de atraso ou *Lag*), omitindo a dependência dos valores intermediários. Na Figura 6.14 podemos verificar que a série temporal apresenta: i) correlações muito significativas em  $x_{t-1}$  até  $x_{t-4}$ ; ii) correlações significativas em  $x_{t-93}$  até  $x_{t-97}$  e em  $x_{t-100}$ ; iii) correlações que vão diminuindo de intensidade em  $x_{t-193}$ ,  $x_{t-196}$ ,  $x_{t-289}$ ,  $x_{t-292}$ ,  $x_{t-385}$ ,  $x_{t-388}$ ,  $x_{t-481}$ ,  $x_{t-484}$ ,  $x_{t-577}$ ,  $x_{t-580}$ ; iv) um ligeiro aumento de intensidade nas correlações em  $x_{t-673}$ ,  $x_{t-676}$ .

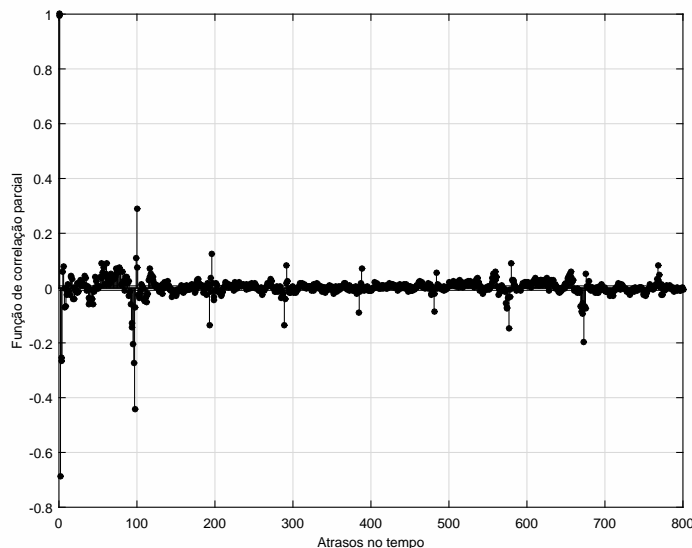


Figura 6.14: Auto correlação parcial (PACF) da série temporal da demanda.

Ou seja, se consideramos, por exemplo,  $x_t$  a hora 22:15 do dia 13/04/2014, a tabela ilustra com mais detalhe a correspondência dos atrasos mais significativos.

Tabela 6.1: Atrasos mais significativos para a série temporal da demanda

Atrasos	Correspondência	Atrasos	Correspondência
$x_{t-1}$	22:00 do dia 13/04/2014	$x_{t-196}$	21:15 do dia 11/04/2014
$x_{t-2}$	21:45 do dia 13/04/2014	$x_{t-289}$	22:00 do dia 10/04/2014
$x_{t-3}$	21:30 do dia 13/04/2014	$x_{t-292}$	21:15 do dia 10/04/2014
$x_{t-4}$	21:15 do dia 13/04/2014	$x_{t-385}$	22:00 do dia 9/04/2014
$x_{t-93}$	23:00 do dia 12/04/2014	$x_{t-388}$	21:15 do dia 9/04/2014
$x_{t-94}$	22:45 do dia 12/04/2014	$x_{t-481}$	22:00 do dia 8/04/2014
$x_{t-95}$	22:30 do dia 12/04/2014	$x_{t-484}$	21:15 do dia 8/04/2014
$x_{t-96}$	22:15 do dia 12/04/2014	$x_{t-577}$	22:00 do dia 7/04/2014
$x_{t-97}$	22:00 do dia 12/04/2014	$x_{t-580}$	21:15 do dia 7/04/2014
$x_{t-100}$	21:15 do dia 12/04/2014	$x_{t-673}$	22:00 do dia 6/04/2014
$x_{t-193}$	22:00 do dia 11/04/2014	$x_{t-676}$	21:15 do dia 6/04/2014

A escolha dos vetores de entrada da rede neuronal, recaiu, essencialmente, nos atrasos mais significativos da série temporal apresentados na Tabela 6.1. Foram ainda introduzidas variáveis exógenas referentes ao calendário como, o mês do ano, o dia do mês, o dia da semana, a hora e os minutos, perfazendo 28 entradas. Em relação ao vetor de saída, optou-se, apenas por uma saída sendo necessário um processo recursivo (96 vezes) para se obter previsões para um horizonte temporal de médio prazo (24 horas). A Figura 6.15 ilustra a construção dos vetores de entrada e saída através da técnica *sliding window*.

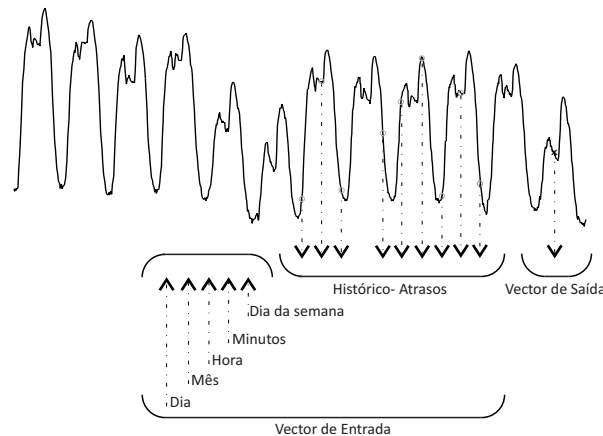


Figura 6.15: Representação da construção dos vetores de entrada e saída através da técnica *sliding window*.

Determinados os vetores de entrada e de saída estes foram normalizados entre -1 e 1, através do método de normalização Min-Max, expresso pela equação 6.1, garantido assim um conjunto de dados com media igual a zero e um desvio padrão igual a 1.

$$x_{new} = \frac{x - \min_x}{\max_x - \min_x} (\max_{x_{new}} - \min_{x_{new}}) + \min_{x_{new}} \quad (6.1)$$

### 6.2.3 Resultados

A arquitetura da rede selecionada foi a arquitetura MLP, cujo algoritmo de treino se encontra detalhado no anexo B.2. O algoritmo de otimização convergiu para uma arquitetura com quatro camadas ( $I_r N_1 N_2 S$ ), onde as camadas escondidas são formadas por trinta e cinco neurónios na primeira camada escondida e vinte e oito neurónios na segunda camada escondida.

Selecionada a melhor rede neuronal da arquitetura (uma vez que se utilizou a técnica de validação cruzada com  $k_f = 5$ ), comparou-se o modelo utilizado pela REN com o modelo proposto. As Figuras 6.16 e 6.17 mostram a evolução do MAPE diário referente ao mês de Outubro e Novembro, respetivamente. Onde podemos verificar que o modelo proposto apresenta um desempenho ligeiramente superior quando comparado com o modelo utilizado pela REN. Em concreto, o modelo proposto apresenta um melhor MAPE médio. O modelo utilizado pela REN apresenta um MAPE médio, no mês de outubro, de 1.6010% e o modelo proposto um MAPE médio de 1.4708%. Em relação ao mês de novembro o modelo utilizado pela REN ostenta um MAPE médio de 1.8675%, enquanto que, o MAPE médio do modelo proposto é de 1.4679%.

A Figura 6.18 ilustra o melhor MAPE diário, alcançado pelo modelo proposto no dia 07/10/2015, com um MAPE de 0.75126%. A Figura 6.19 ilustra o pior MAPE diário, alcançado pelo modelo proposto no dia 23/11/2015, com um MAPE de 3.4127%.

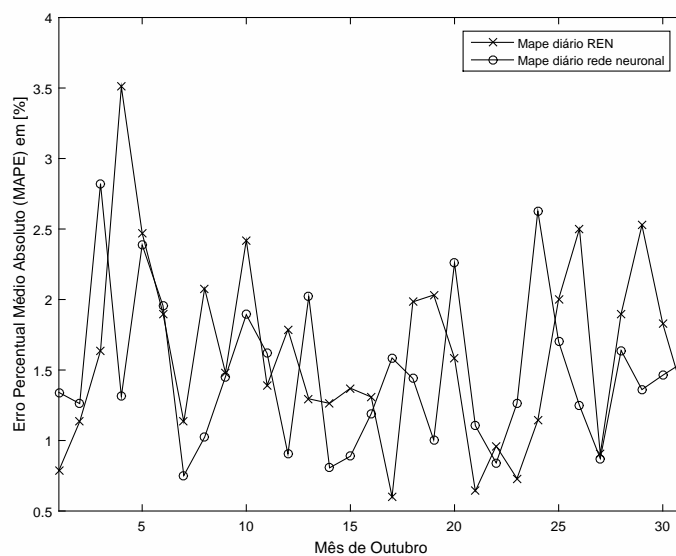


Figura 6.16: Evolução do MAPE diário referente ao mês outubro alcançado pelo modelo proposto.

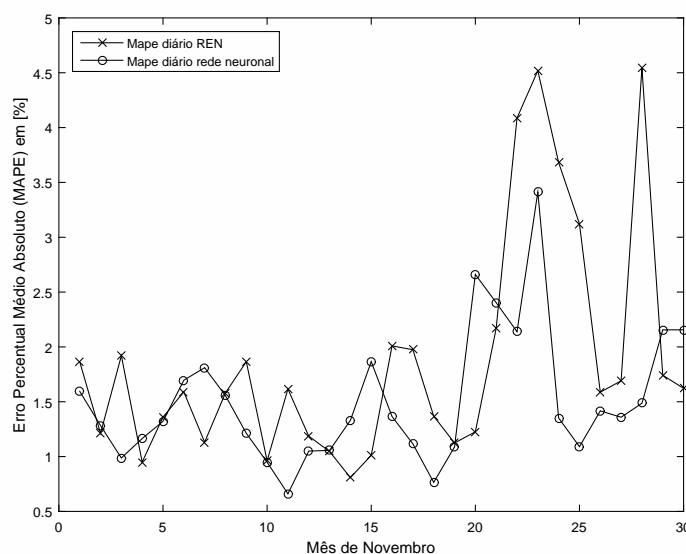


Figura 6.17: Evolução do MAPE diário referente ao mês Novembro alcançado pelo modelo proposto.

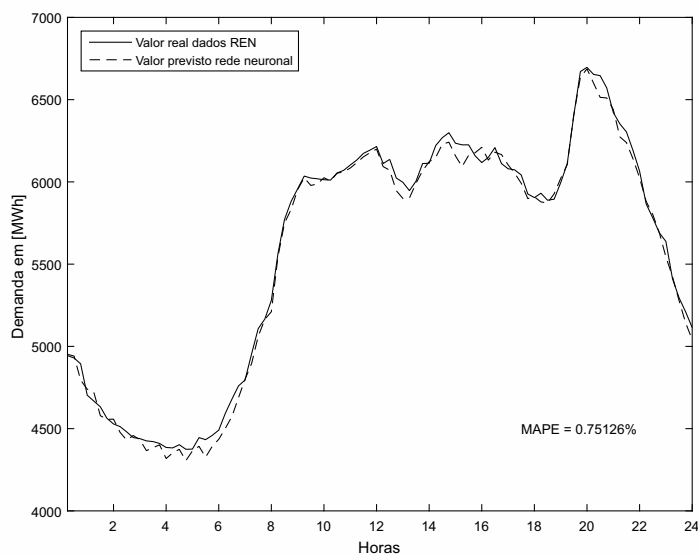


Figura 6.18: Melhor MAPE diário alcançado pelo modelo proposto.

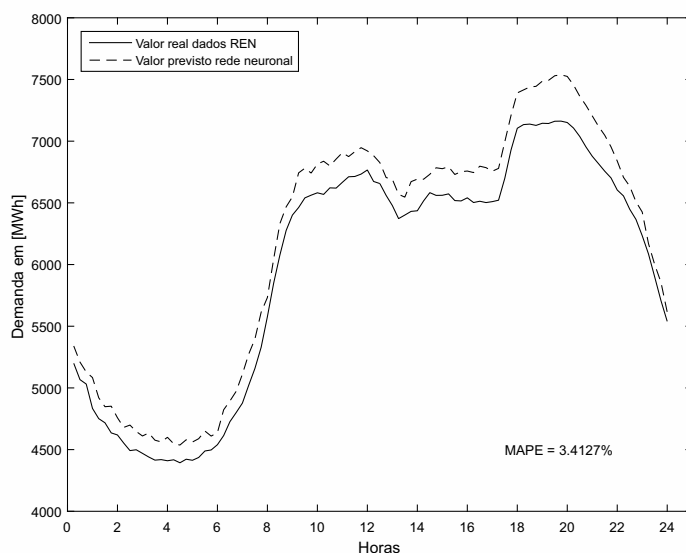


Figura 6.19: Pior MAPE diário alcançado pelo modelo proposto.

### 6.3 Previsão dos preços de energia elétrica - MIBEL

De um modo geral, as metodologias de previsão dos preços de energia elétrica, existentes na literatura, são semelhantes àquelas que foram previamente apresentadas e detalhadas na previsão da demanda e sintetizadas na Figura 6.1.

Um exemplo, é a metodologia proposta em [152] onde é utilizada uma rede neuronal com realimentação (rede de *Elman*) para realizar previsões dos preço de energia elétrica para um horizonte temporal médio de 24 horas, no mercado Espanhol (dados de 2002) e no mercado de *New York* (dados de 2010). O conjunto de treino consiste apenas no histórico dos preços da energia elétrica. Para determinar os atrasos mais significativos da série temporal é utilizada a autocorrelação parcial.

Em [153] é apresentada uma metodologia híbrida para realizar previsões para um horizonte temporal médio de 24 horas, no mercado Espanhol (dados de 2002). A metodologia apresentada utiliza a transformada de *wavelet* e o ANFIS. Resumidamente, os autores recorrem à transformada de *wavelet* para decompor a série temporal em quatro componentes, e posteriormente, com recurso ao ANFIS determinar os valores futuros dos preços de energia elétrica. De referir que o conjunto de treino apenas se refere ao histórico.

Em [154] os autores utilizam combinações de redes neuronais MLP em cascata (CNN), utilizando métodos de treino com recurso a algoritmos de inteligência artificial, concretamente, o algoritmo *Chemical reaction optimization* (CRO), para realizar previsões para um horizonte temporal de 24 horas. O método proposto foi testado no mercado Espanhol (dados de 2002) e no mercado PJM (dados de 2006). De uma forma sucinta, inicialmente o conjunto de treino (apenas histórico) é filtrado eliminando as entradas que possuem baixa correlação com a saída.

Em [155] os autores propõem uma metodologia híbrida de previsão composta por, transformada de *wavelet*, *Chaotic least squares support vector machine* (CLSSVM), e o método *exponential generalized autoregressive conditional heteroskedastic* (EGARCH). Os autores aplicam esta metodologia de previsão no mercado Espanhol (dados de 2002) e no mercado PJM (dados de 2004), para um horizonte temporal médio de 24 horas. Os autores recorrem à transformada de *wavelet* de modo a decompor a série temporal em quatro componentes, em que a previsão das componentes é realizada através dos algoritmos referidos anteriormente.

### 6.3.1 Análise Estatística

Os dados em estudo são referentes ao período desde o dia 1 de Janeiro de 2014 até 30 de Setembro de 2015. Os dados são referentes ao Mercado Ibérico de Eletricidade (MIBEL) e são discriminados de hora em hora ao longo de cada dia e publicados em [156].

Recorreu-se novamente aos diagramas de extremos e quartis de modo a caracterizar a distribuição, variabilidade, tendência e incerteza do conjunto de dados. Na Figura 6.20 podemos constatar a distribuição mensal, dos preços da energia elétrica do mercado diário, referentes a Portugal, onde podemos verificar: i) existe uma maior variabilidade nos meses de inverno, sendo mais acentuada no mês de Fevereiro; ii) os preços médios da energia elétrica são mais baixos nos meses de Inverno, onde o valor mais baixo ocorreu no mês de Fevereiro com 28.98 Euros/MWh (valores médios representados na figura como “x”); iii) existe uma menor variabilidade nos meses de verão, sendo menos acentuada no mês de Agosto; iv) o preço médio mais elevado ocorreu no mês de Outubro com 55.51 Euros/MWh; v) o valor máximo dos preços da energia elétrica de 110 Euros/MWh ocorreu no mês de Fevereiro, concretamente, no dia 17-02-2014 pelas 22 horas; vi) o valor mínimo dos preços de energia elétrica ocorreu em diversos dias e foi de 0 Euros/MWh, como por exemplo, no dia 10-02-2014.

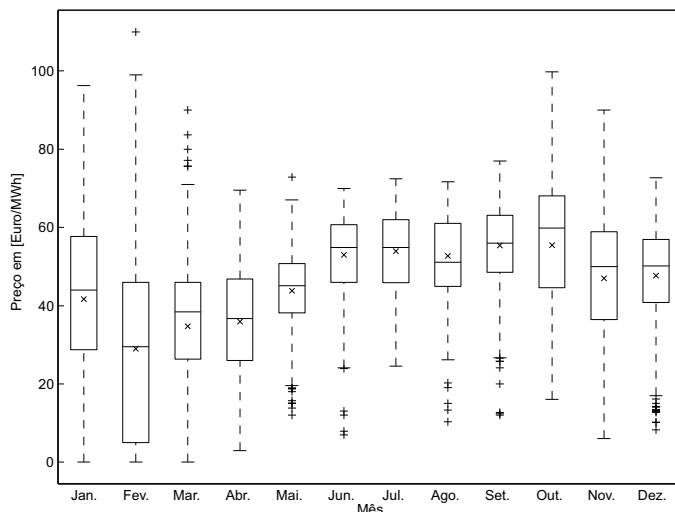


Figura 6.20: Diagramas de extremos e quartis com a distribuição mensal dos preços de energia elétrica.

Já nas Figuras 6.21 - 6.27 podemos constatar a distribuição horária da dos preços da energia elétrica, no mercado diário (dados agrupados por dias da semana), onde podemos inferir que: i) os preços médios da energia elétrica nos dias úteis da semana são mais elevados; ii) o perfil médio dos preços de energia elétrica nos dias úteis é semelhante; iii) existe uma maior variação dos preços de energia aos fins-de-semana; iv) existe, também, nos dias úteis uma grande variabilidade dos preços da energia no período entre as 1 e as 6 horas; v) independentemente do dia da semana, o preço médio da energia mais elevado ocorre, quase sempre, pelas 22 horas; ix) a grande maioria dos *outliers* encontram-se abaixo do extremo inferior, o que indicia inesperadas descidas dos preços de energia elétrica.

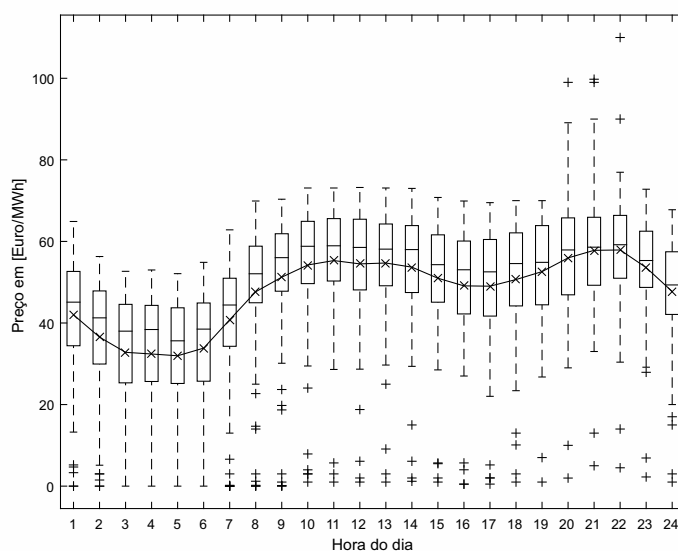


Figura 6.21: Diagrama de extremos e quartis da distribuição horária dos preços de energia elétrica - segunda-feira.

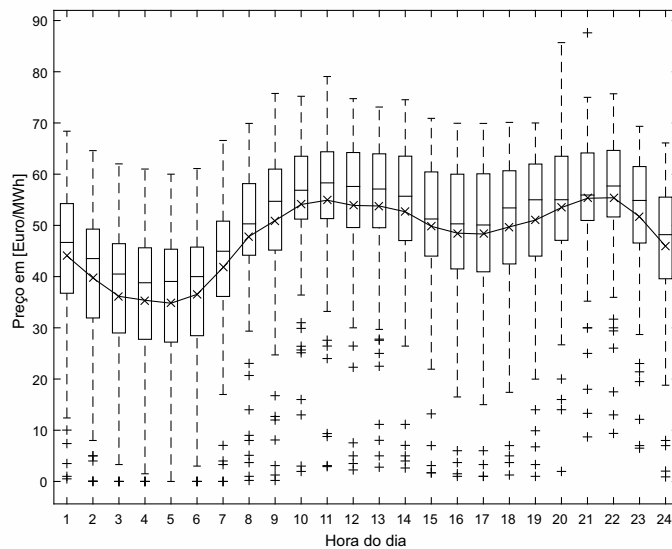


Figura 6.22: Diagrama de extremos e quartis da distribuição horária dos preços de energia elétrica - terça-feira.

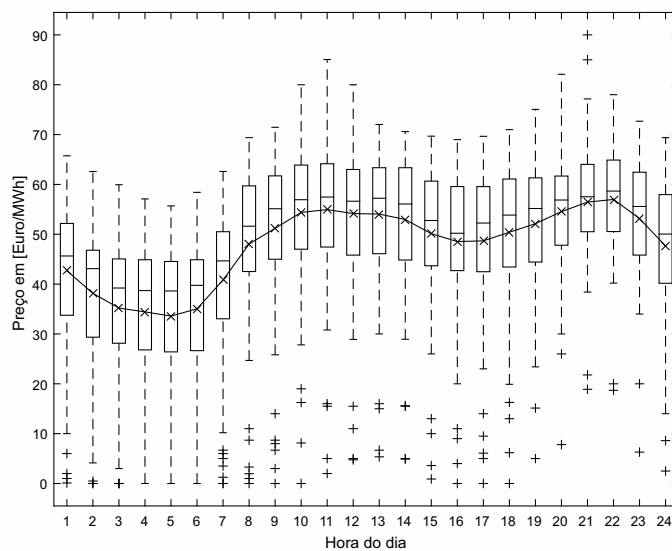


Figura 6.23: Diagrama de extremos e quartis da distribuição horária dos preços de energia elétrica - quarta-feira.

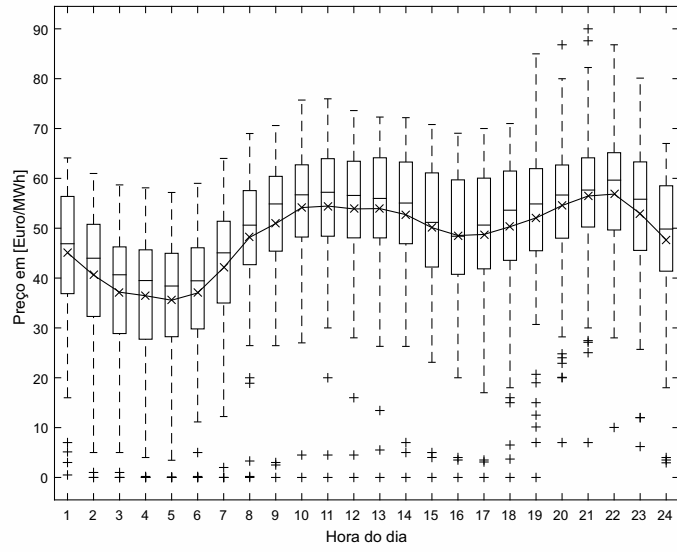


Figura 6.24: Diagrama de extremos e quartis da distribuição horária dos preços de energia elétrica - quinta-feira.

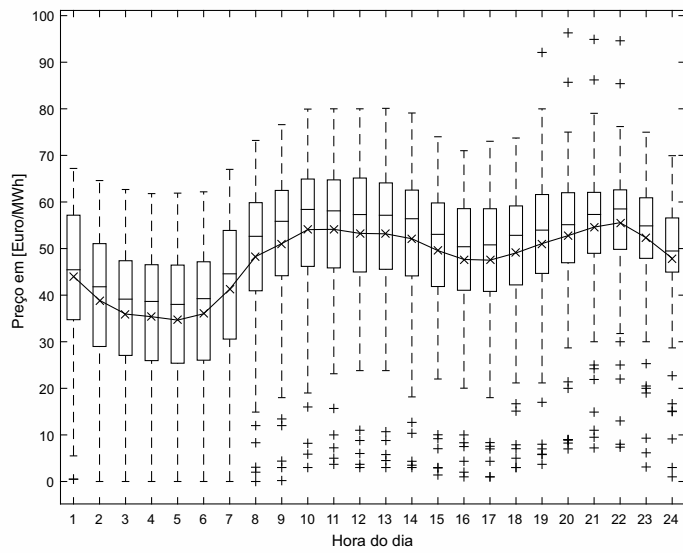


Figura 6.25: Diagrama de extremos e quartis da distribuição horária dos preços de energia elétrica - sexta-feira.

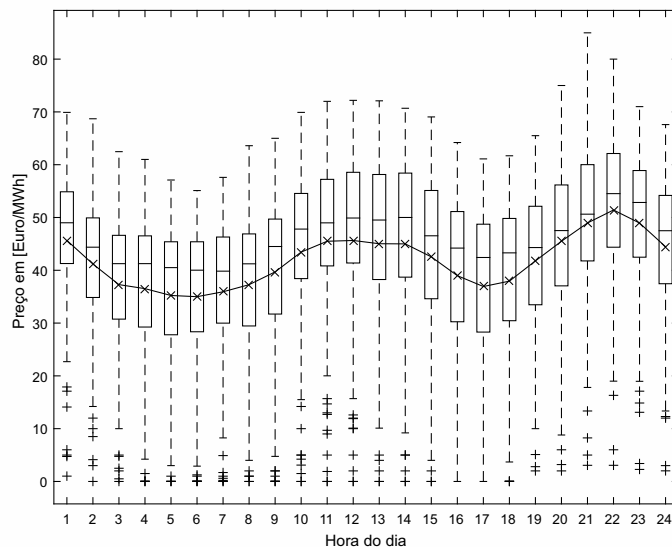


Figura 6.26: Diagrama de extremos e quartis com a distribuição horária dos preços de energia elétrica - sábado.

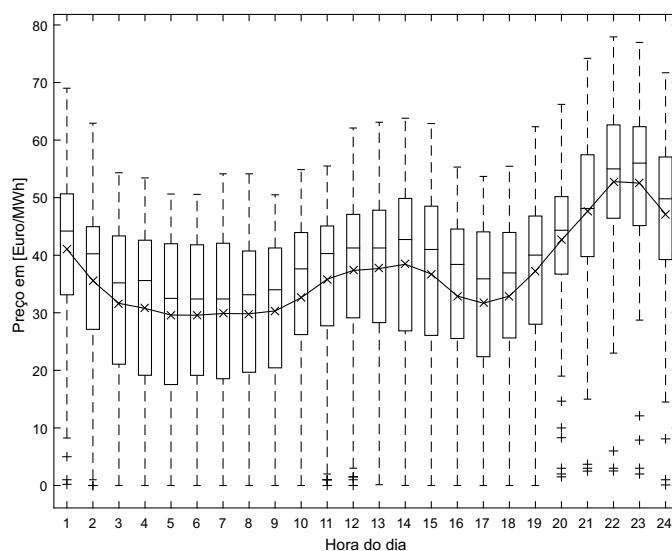


Figura 6.27: Diagrama de extremos e quartis da distribuição horária dos preços de energia elétrica - domingo.

No entanto, as conclusões retiradas da análise estatística levantam algumas questões pertinentes. A primeira, a de existir, por diversos dias, preços de energia elétrica a 0 Euros/MWh. A segunda, é que os preços médios da energia elétrica são mais baixos nos meses de Inverno, ao contrário do esperado. A terceira, é o posicionamento da maioria dos *outliers* se encontrarem abaixo do extremo inferior (caso contrário em relação à demanda de energia elétrica).

Para procurar respostas a essas questões, em primeiro lugar, devemos olhar para o mercado como o nome indica “Ibérico” e não como dois mercados independentes. Isso só acontece (*market splitting*), caso, a capacidade de interligação máxima entre os dois países seja alcançada. A Figura 6.28 ilustra o número de horas, em percentagem, em que ocorreu separação de mercados. Onde podemos constatar que cada vez mais o MIBEL assume uma dimensão Ibérica. Essa aproximação de preços deve-se substancialmente ao aumento da capacidade de interligação entre os dois Países. De referir que *splitting* positivo significa que o preço da energia elétrica

em Portugal ficou superior ao preço da energia elétrica em Espanha, e vice-versa.

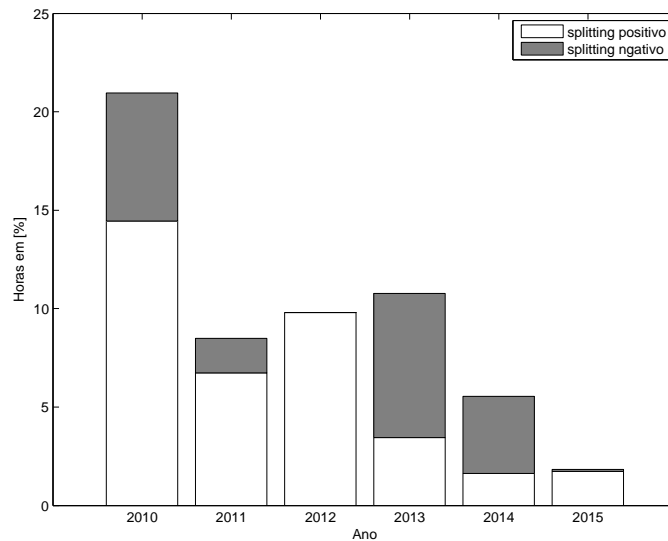


Figura 6.28: Número de horas em percentagem em que ocorreu separação de mercados.

Em Maio de 2014, o MIBEL assumiu uma maior dimensão ao integrar-se no novo mecanismo europeu *Price Coupling of Regions* (PCR), para o desenvolvimento de um mercado diário plenamente harmonizado na Europa. Para tal, o MIBEL migrou do algoritmo SIOM (desenvolvido pelo MIBEL) e adotou o modelo (também ele marginalista) aprovado por todos os membros da União Europeia, com base no algoritmo *Pan-European Hybrid Electricity Market Integration Algorithm* (EUPHEMIA).

Assim, conceptualmente, para realizar previsões de preços no mercado diário, em concreto no MIBEL, é essencial uma visão transfronteiriça. Outro aspeto fundamental, existente no MIBEL é a figura do comercializador de último recurso (CUR), função desempenhada em Portugal pela EDP Serviço Universal, que possui a obrigação de compra de toda a energia produzida pelos produtores em regime especial (PRE). Em 2014, os PRE contribuíram em cerca de 45% para a satisfação da demanda, valor que sobe para cerca de 75% se forem contabilizados também os grandes aproveitamentos hidroelétricos de carácter despachável [157].

A elevada penetração dos PRE nos sistemas elétricos Português e Espanhol de carácter não despachável é devida fundamentalmente à produção eólica. Em relação à produção eólica, Portugal, conta com uma capacidade total instalada de 4486 MW e Espanha com uma capacidade de 22740 MW. Por exemplo, em relação à produção solar, em Portugal, essa contribuição é residual, apenas uma capacidade instalada de 221 MW, no entanto, em Espanha, a capacidade instalada já assume algum relevo com 6535 MW.

A consequência dessa elevada penetração é a resposta para as questões colocadas anteriormente. Ou seja, essa elevada penetração provoca uma alteração nas curvas de agregação de oferta e procura, deslocando a curva de oferta horizontalmente e consequentemente o ponto de interseção/casamento entre as curvas é deslocado verticalmente.

Para sustentar a afirmação proferida é necessário entender como são estruturadas as curvas de agregação de oferta e de procura. Os participantes, sejam eles comercializadores ou produtores, apresentam as suas propostas (quantidade/preço), em blocos horários, ao operador de mercado. O operador de mercado examina essa informação e estrutura a curva de oferta por ordem crescente em função do seu preço. Já curva de procura é estruturada por ordem

decrecente também ela em função do seu preço.

Na Figura 6.29 podemos constatar a estruturação da curva de procura, onde conceptualmente, esta pode ser subdividida em duas áreas. Numa primeira área, onde os comercializadores distribuidores de energia eléctrica para os seus fornecimentos aos seus clientes, cujas propostas não se encontrem cobertas com contratos bilaterais, são obrigados, através do nº1 do artigo 9º do Real Decreto 2019/1997 de 26 de Dezembro, a apresentarem propostas ao preço instrumental máximo fixado pelas regras de mercado tanto, no mercado diário, como no mercado intradiário (preço máximo permitido 180.30 Euros/MWh) [158]. A outra área da curva é composta por consumidores que atuam diretamente no mercado, que possuem a capacidade de adaptar o seu consumo aos preços de energia eléctrica, como por exemplo, grandes consumidores industriais e centrais de bombagem.

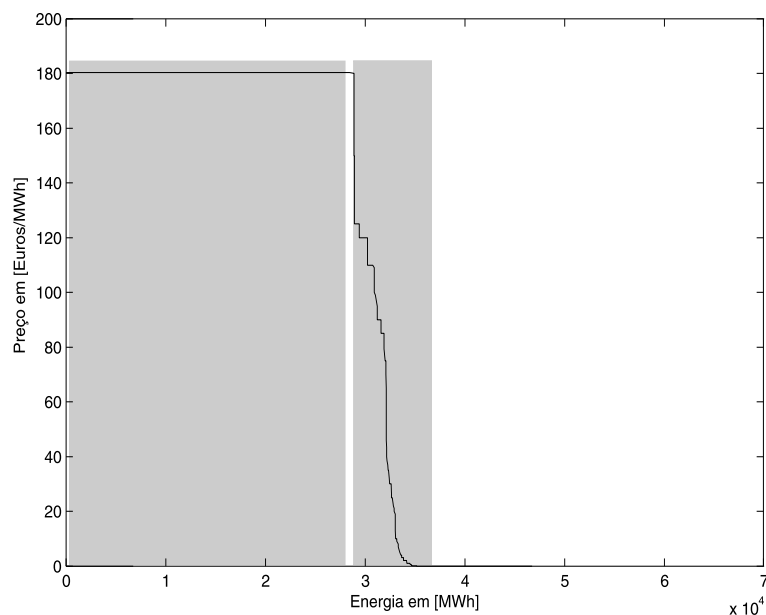


Figura 6.29: Representação da estruturação da curva de procura.

Em relação à estruturação da curva de oferta, conceptualmente, esta pode ser subdividida em função da ordem de mérito (disposição por ordem crescente do custo marginal das diversas tecnologias de produção), como se ilustra na Figura 6.30. Portanto dependendo do ponto de interceção/casamento entre as curvas de oferta e de procura é a tecnologia de produção que vai impor o preço de mercado. Uma vez que, no MIBEL, tanto a produção em PRE, a produção hídrica a fio de água, a produção nuclear são fixadas a um preço instrumental de 0 Euros/MWh, facilmente concluímos o porque de existir, por diversos dias, preços de energia eléctrica a 0 Euros/MWh.

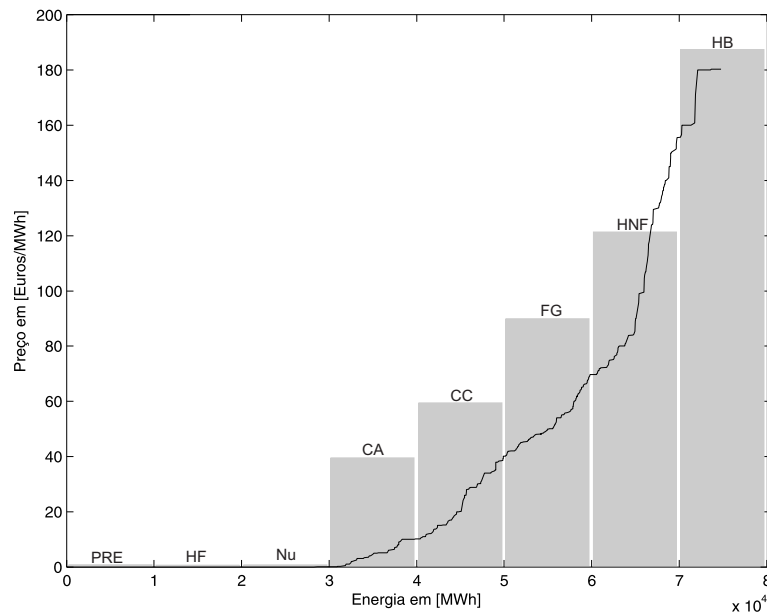


Figura 6.30: Representação da estruturação da curva de oferta.

Nas Figuras 6.31 e 6.32 podemos visualizar as curvas de agregação de oferta e de procura, referentes ao dia 13-02-2014 pelas 11 horas e ao dia 27-10-2015 pelas 14 horas, respetivamente. Da Figura 6.31 podemos verificar a existência de uma elevada produção das unidades com preço instrumental de 0 Euros/MWh, fundamentalmente produção eólica, deslocando a curva de oferta horizontalmente, resultando numa intersecção em 4.5 Euros/MWh (preço final no mercado diário).

Já na Figura 6.32 podemos visualizar uma menor contribuição dessas unidades de produção, resultando numa intersecção em 53.33 Euros/MWh. Outro aspeto que se pode observar em ambas as figuras é que o resultado da intersecção não coincide na curva de ofertas. Essa discrepância, está relacionada com o tipo de oferta apresentada ao operador de mercado que podem ser simples ou complexas.

As propostas de oferta simples apenas contemplam um par quantidade/preço sem qualquer interdependência temporal. Já as ofertas complexas podem incorporar condições intertemporais que podem ser tanto económicas como técnicas, como por exemplo, entradas mínimas, paragem programada, graduação de carga e condição de indivisibilidade, referenciadas e detalhadas em [156].

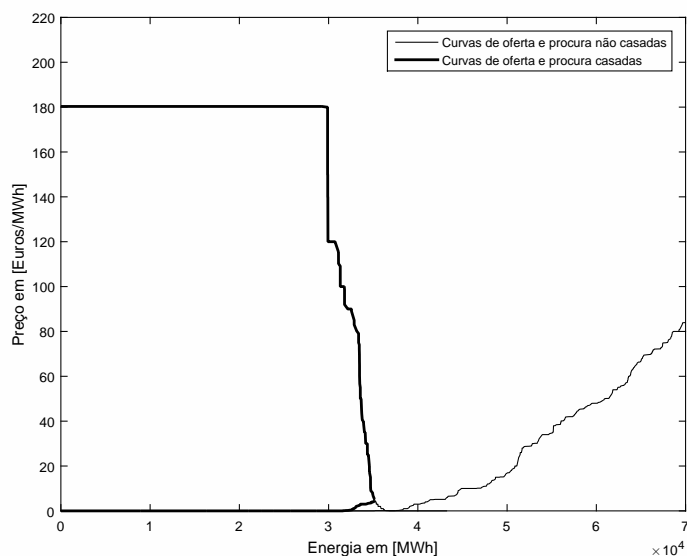


Figura 6.31: Curvas de agregação de oferta e procura, referentes ao dia 13-02-2014 pelas 11 horas.

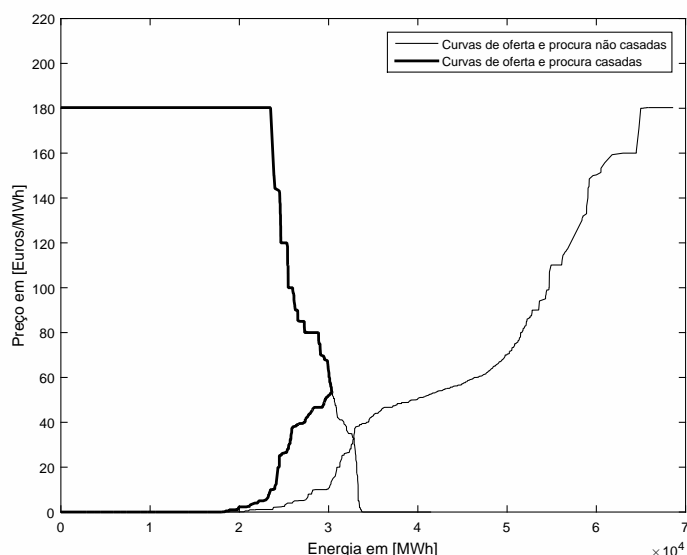


Figura 6.32: Curvas de agregação de oferta e procura, referentes ao dia 27-10-2015 pelas 14 horas.

Face ao exposto, torna-se evidente, que não faz qualquer sentido desenvolver metodologias de previsão para um horizonte temporal de médio prazo (24 horas), contemplando apenas o histórico dos preços de energia elétrica. Para tal, é necessário desenvolver um modelo que tenha em conta as previsões da demanda e as previsões da energia eólica (principalmente) em Portugal e Espanha. Outra forma de contornar essa situação é utilização de dados, como por exemplo, os dados de 2002 amplamente referenciados na literatura que não traduzem a realidade atual.

### 6.3.2 Modelo de Previsão

Ante os factos apontados e tendo em consideração os dados disponíveis, a metodologia de previsão proposta neste trabalho utiliza não apenas o histórico mas também os valores da previsão da demanda, da produção de energia eólica e da produção de energia solar em Espanha.

A exclusão das previsões de Portugal da metodologia proposta deve-se fundamentalmente com a inexistência de uma base de dados alargada (apenas de 1/01/2015 até 11/12/2015 com dados incompletos). No entanto, apesar desta contrariedade, importa realçar, outra particularidade importante que consiste na dimensão que cada país ostenta dentro do mercado Ibérico.

A Figura 6.33 apresenta a soma da previsão da produção de energia eólica (24 horas) com a previsão da produção de energia solar (24 horas) de ambos os países, no período de tempo desde 1/01/2015 até 11/12/2015 (Portugal com dados incompletos). A figura é ilustrativa da dimensão de cada país ostenta dentro do mercado ibérico, como resultado, são as tecnologias de produção Espanholas (principalmente) que vão ditar os preços de energia elétrica.

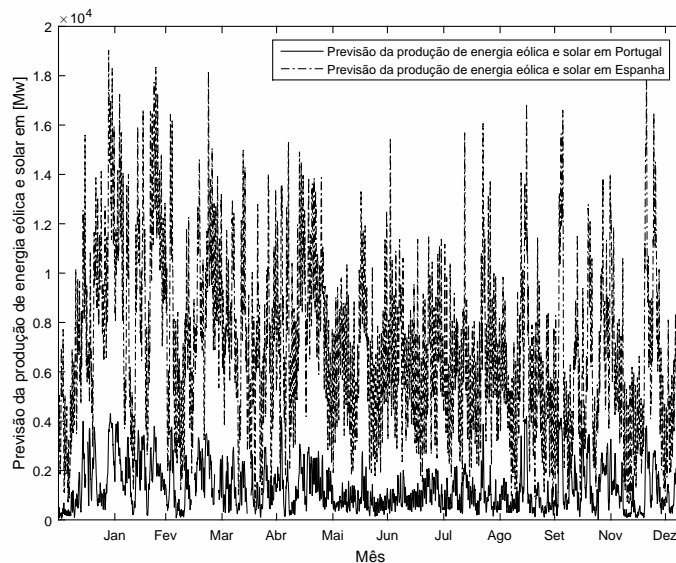


Figura 6.33: Previsão da produção de energia eólica e solar para um horizonte temporal de 24 horas de Portugal e Espanha.

Tal como no modelo de previsão anterior, utilizou-se como critério de seleção dos atrasos mas significativos a autocorrelação parcial da série temporal, para o período de tempo mencionado anteriormente. Da Figura 6.34 podemos verificar que a série temporal apresenta: i) correlações muito significativas em  $x_{t-1}$ ,  $x_{t-2}$ ; ii) correlações significativas  $x_{t-5}$ ,  $x_{t-6}$ ,  $x_{t-7}$ ,  $x_{t-8}$ ,  $x_{t-17}$ ,  $x_{t-18}$ ,  $x_{t-19}$ ,  $x_{t-20}$ ,  $x_{t-21}$ ; iii) correlações que vão diminuindo de intensidade em  $x_{t-25}$ ,  $x_{t-49}$ ,  $x_{t-73}$ ,  $x_{t-97}$ ,  $x_{t-121}$ ,  $x_{t-145}$ ; iv) um ligeiro aumento de intensidade nas correlações em  $x_{t-169}$ .

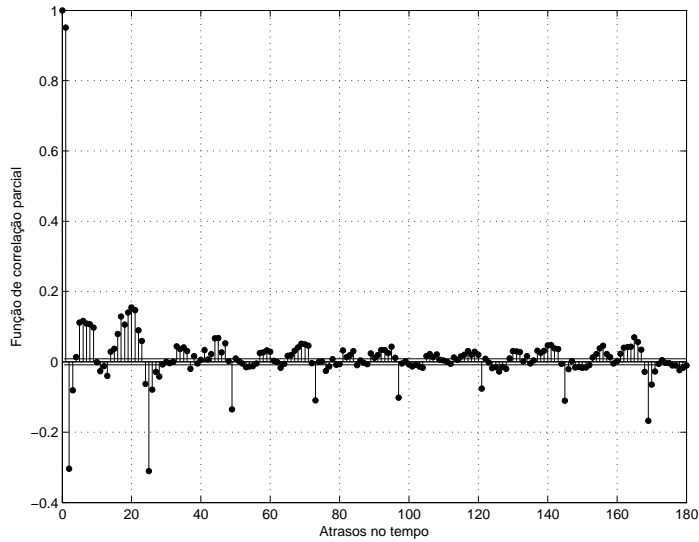


Figura 6.34: Auto correlação parcial (PACF) da série temporal com os preços de energia elétrica.

Assim a escolha dos vetores de entrada da rede neuronal recaiu, essencialmente, nos atrasos referidos na análise da Figura 6.34. Além disso, foram consideradas variáveis exógenas como, o dia da semana e a diferença entre a previsão da demanda (24 horas) com a soma da previsão da produção eólica e solar (24 horas), perfazendo 43 entradas.

Em relação ao vetor de saída optou-se por 24 saídas em paralelo, para se obter previsões para um horizonte temporal de médio prazo de 24 horas. A Figura 6.35 ilustra a construção dos vetores de entrada e saída, através da técnica *sliding window*.

Determinados os vetores de entrada e de saída, estes foram normalizados entre -1 e 1 através do método de normalização Min-Max expresso pela equação 6.1, garantido assim um conjunto de dados com media igual a zero e um desvio padrão igual a 1.

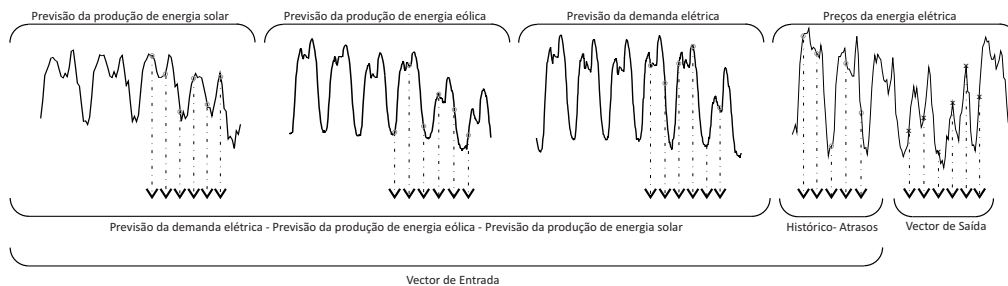


Figura 6.35: Representação da construção dos vetores de entrada e saída através da técnica *sliding window*.

### 6.3.3 Resultados

Neste trabalho a arquitetura da rede selecionada foi a MLP, onde se aplicou o algoritmo de treino detalhado no anexo B.2. O algoritmo de otimização convergiu para uma arquitetura com três camadas ( $I_r N_1 S$ ), em que a camada escondida é formada por quarenta e três neurónios.

Selecionada a melhor rede neuronal da arquitetura (uma vez que se utilizou a técnica de validação cruzada com  $k_f=5$ ), comparou-se o modelo proposto com os dados reais dos preços de energia elétrica em Portugal disponibilizados pelo MIBEL.

As Figuras 6.36 - 6.39 revelam a evolução do MAPE diário referente ao mês de Setembro, Outu-

bro, Novembro e Dezembro, respetivamente. Onde podemos verificar que o modelo proposto apresenta para o mês de setembro um MAPE médio de 5.9838%. No entanto, podemos verificar, que esse valor é consideravelmente influenciado pelo desempenho do modelo nos dias 13 e 16 de setembro. Em concreto, nesses dias ocorreu separação de mercados deturpando negativamente o desempenho do modelo proposto. Excluindo esses dias o valor do MAPE médio diário é de 5.0786%.

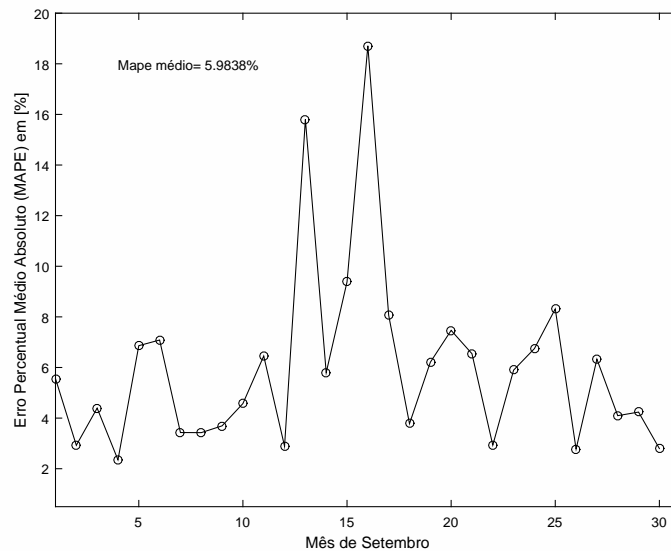


Figura 6.36: Evolução do MAPE diário referente ao mês de setembro alcançado pelo modelo proposto.

Na Figura 6.37 podemos verificar que o modelo proposto apresenta, para o mês de Outubro, um MAPE médio de 6.6218%. O pior MAPE foi alcançado no dia 04/10/2015 (domingo).

Já na Figura 6.38 e na Figura 6.39 podemos visualizar o desempenho do modelo para os meses de Novembro e Dezembro. O modelo proposto apresenta um MAPE médio diário de 6.6218% e de 6.9839%, respetivamente. Mais uma vez, se verifica, que nos dias em que ocorre separação de mercados (nem que ocorra numa hora apenas) o desempenho do modelo proposto é deturpado negativamente.

Assim torna-se evidente que é necessário incluir em modelos futuros métodos que permitam determinar se vai ocorrer ou não separação de mercados.

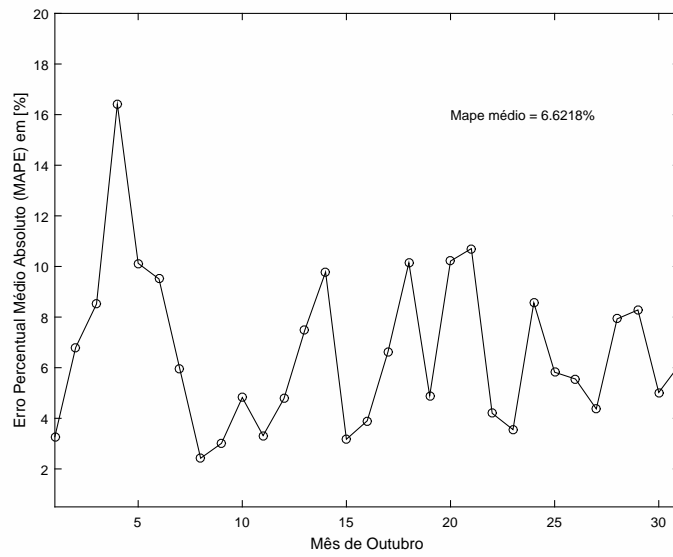


Figura 6.37: Evolução do MAPE diário referente ao mês de outubro alcançado pelo modelo proposto.

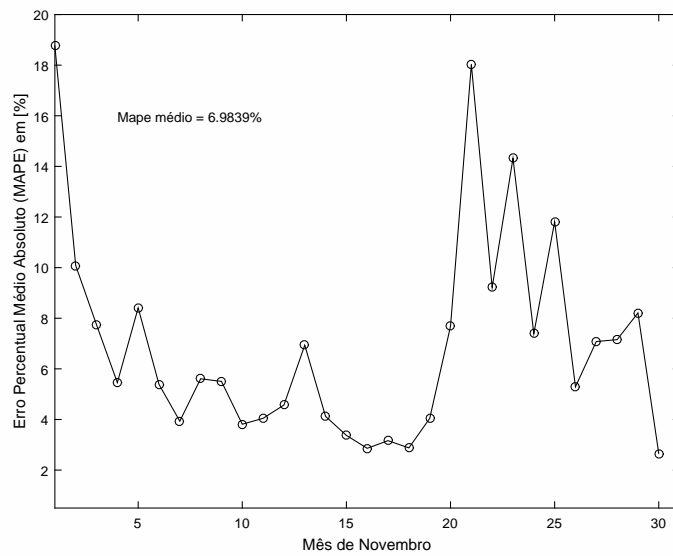


Figura 6.38: Evolução do MAPE diário referente ao mês de novembro alcançado pelo modelo proposto.

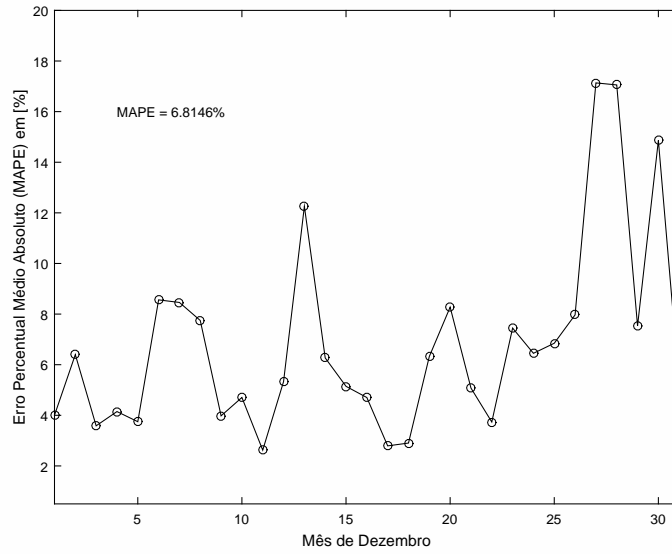


Figura 6.39: Evolução do MAPE diário referente ao mês de dezembro alcançado pelo modelo proposto.

A Figura 6.40 ilustra o melhor MAPE diário alcançado pelo modelo proposto, sexta-feira dia 04/09/2015, apresentando um MAPE de 2.3508%.

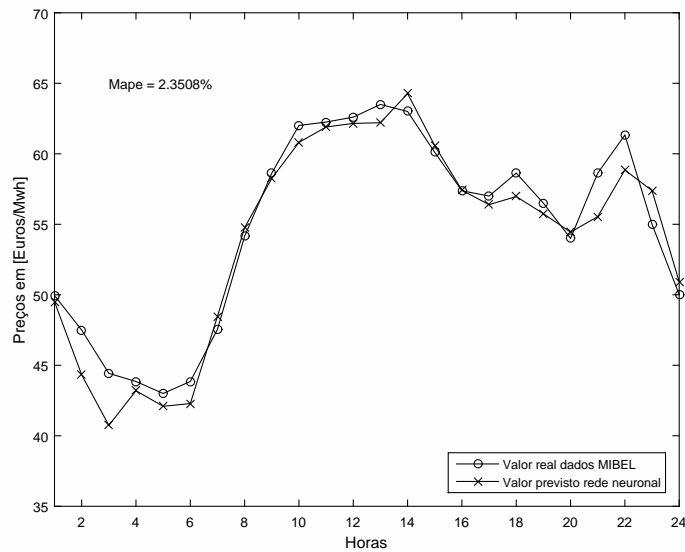


Figura 6.40: Melhor MAPE diário alcançado pelo modelo proposto.

A Figura 6.41 ilustra o pior MAPE diário alcançado pelo modelo proposto, domingo dia 01/11/2015, com um MAPE de 18.7581%.

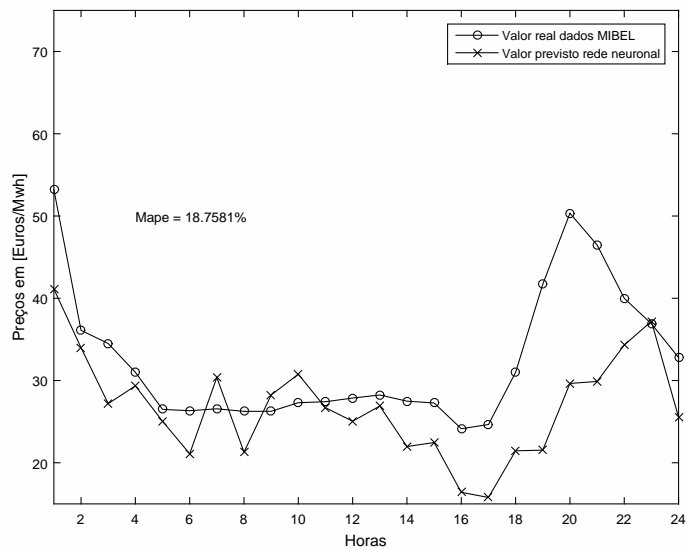


Figura 6.41: Pior MAPE diário alcançado pelo modelo proposto.

Para finalizar a Figura 6.42 apresenta o valor médio diário dos preços de energia elétrica reais e previstos. Ao analisar a figura podemos constatar o bom desempenho da metodologia de previsão proposta, em que o MAPE é de 3.6%.

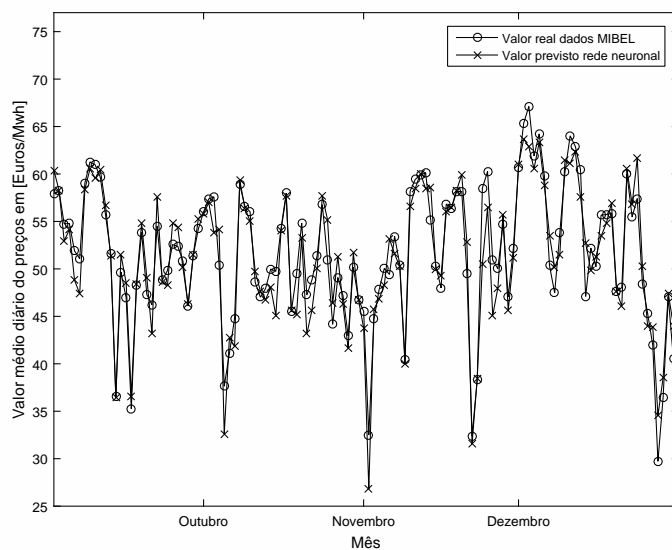


Figura 6.42: Valor médio diário dos preços de energia elétrica reais e previstos.

# Capítulo 7

## Sistemas Híbridos de Energia

### 7.1 Introdução

Já existem algumas ferramentas computacionais que possibilitam uma análise técnica, económica, ambiental, de cada uma das unidades de produção de um sistema híbrido. Estas ferramentas computacionais simplificam o processo de concepção, dimensionamento, maximizando os recursos renováveis e endógenos disponíveis. Em [159-161] são analisadas algumas dessas ferramentas computacionais.

Por exemplo, a ferramenta computacional *Homer*, referenciada em diversas publicações científicas, baseia-se no trabalho desenvolvido por [162, 163], que possibilita um dimensionamento ótimo de cada uma das unidades de produção e de armazenamento. No entanto, esta ferramenta computacional apenas simula a operação das unidades através de duas estratégias pré-definidas, a estratégia de operação *Load Following* e *Cycle Charging*.

A estratégia de operação *Load Following* consiste numa estratégia em que os sistemas de armazenamento, são carregados exclusivamente pelo excedente de energia produzido pelas unidades de origem renovável.

Já a estratégia de operação *Cycle Charging* consiste numa estratégia em que as unidades de produção convencionais, sempre que solicitadas, irão trabalhar à sua potência nominal, ou num ponto de funcionamento para o qual não haverá desperdício de energia [164, 165].

Um melhoramento que pode ser integrado nas estratégias, designado como *Frugal Dispatch*, consiste na comparação entre os custos de produção das unidades ditas convencionais com o custo de operação das unidades de armazenamento. Com esta comparação é possível determinar se é mais rentável a solicitação das unidades de armazenamento ou optar pela utilização das unidades convencionais.

Por exemplo, em [166], é proposta uma estratégia de operação de um sistema híbrido isolado solar-bateria-diesel com base no *Frugal Dispatch*. A estratégia de operação proposta, usa pontos de funcionamento (*set points*) para o arranque e paragem da unidade convencional a diesel, em função do SOC, onde o custo de operação para a unidade de armazenamento é calculado em função do DOD.

Outra metodologia, recorrente na literatura, consiste numa estratégia de operação multiobjetivo. Neste tipo estratégia de operação as unidades de produção e armazenamento são solicitadas em função diversos critérios económicos, técnicos, socioeconómicos, ambientais e suas combinações.

Em [167] o autor apresenta um algoritmo multiobjectivo para um sistema híbrido solar-eólico-bateria podendo funcionar em modo isolado ou interligado com a rede elétrica. O método proposto é baseado nos seguintes indicadores: i) confiabilidade; ii) participação ótima entre as unidades de produção de energia eólica e solar; iii) pequena flutuação de energia injetada na rede elétrica; iv) otimização de carga e descarga da bateria, considerando a profundidade de descarga e o número de ciclos carga/descarga; v) minimização do custo total do sistema.

Outra estratégia de operação, designada como *Predictive Dispatch*, consiste na gestão das diversas unidades com base em previsões, como por exemplo, o carregamento das unidades de

armazenamento em função da previsão da demanda elétrica e/ou da previsão da produção das unidades de origem renovável.

Um exemplo desta estratégia de operação é proposta por [168], para um sistema híbrido solar-bateria-diesel, onde são efetuadas previsões horárias ou diárias da irradiância solar, tendo por base as equações teóricas. Outros autores optam pelo uso de redes neurais para efetuar previsões da irradiância solar, como por exemplo, em [169, 170].

Outro exemplo, proposto por [171], para um sistema híbrido eólico-bateria-diesel, recorre a um modelo autoregressivo de médias móveis (ARMA) para realizar previsões da velocidade do vento. Obtidas essas previsões, o autor mapeia essa velocidade do vento em potência, tendo em consideração a curva de potência individual de cada aerogerador. O autor recorre, também, à gestão de cargas (*load management*) com o objetivo de aumentar a eficiência do sistema.

Em [172] é proposto uma estratégia de operação multinível para um sistema solar-eólico-bateria, podendo funcionar em modo isolado ou interligado com a rede elétrica. Num primeiro nível, são realizadas previsões a médio prazo (24 horas) da demanda elétrica e da produção das unidades de origem renovável. Num segundo nível, são implementadas medidas corretivas em tempo real, caso ocorram erros de previsão.

Em síntese, são diversas as variantes/combinções destas estratégias de operação propostas na literatura com maior ou menor complexidade.

## 7.2 Arquitetura de um sistema híbrido

Os sistemas híbridos possuem diferentes fontes de energia com características operacionais diferentes. É portanto essencial ter uma arquitetura bem definida e padronizada capaz de viabilizar, de forma autônoma, a integração dessas diferentes formas de energia, que podem ser geralmente classificadas em três categorias: acoplamento DC, AC, e híbrido [173-175].

A Figura 7.1 enfatiza uma arquitetura com acoplamento DC em que as diferentes unidades de produção e sistemas de armazenamento estão ligadas a um barramento DC. Esta conexão pode ser realizada diretamente, se apropriada, ou através de conversores DC/DC ou AC/DC dependendo das unidades de produção utilizadas.

A topologia com acoplamento DC é uma arquitetura simples, robusta, não requerendo nenhuma sincronização para a integração das diversas unidades de produção utilizadas. No entanto, também revela algumas desvantagens, como por exemplo, caso exista uma falha no conversor DC/AC, todo o sistema não ser capaz de fornecer energia ao lado AC ou, no pior caso, provocar o colapso de todo o sistema.

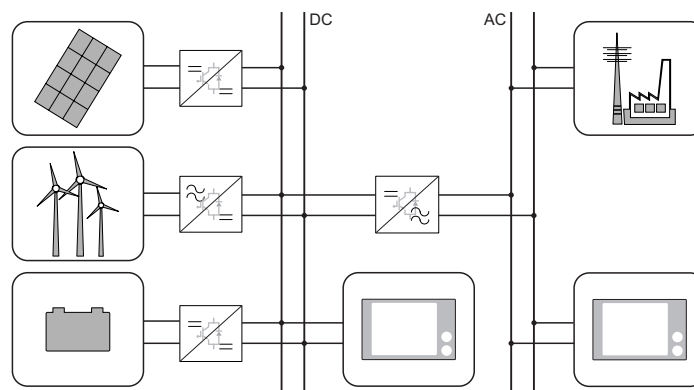


Figura 7.1: Arquitetura com acoplamento DC.

Já a Figura 7.2 ilustra uma topologia com acoplamento AC em que as diferentes unidades de produção e sistemas de armazenamento estão ligadas a um barramento AC, realizada através de conversores DC/AC. A arquitetura com acoplamento AC, é uma arquitetura bastante mais versátil do que a anterior, no entanto, obriga um sistema de controlo e condicionamento mais sofisticado, para que os conversores possam operar em paralelo.

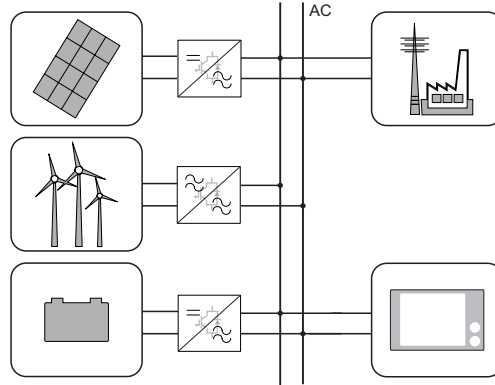


Figura 7.2: Arquitetura com acoplamento AC.

Por último, a Figura 7.3 ilustra uma arquitetura com acoplamento híbrido, ao contrário das arquiteturas anteriores, em que as unidades de produção se encontram todas elas ligadas a um único barramento. Esta arquitetura permite uma maior flexibilidade permitindo a ligação das unidades de produção tanto ao barramento DC como AC. Como resultado, o sistema pode alcançar uma maior eficiência energética e uma redução custos. No entanto o controlo deste tipo de arquitetura é bastante mais complexo do que as arquiteturas referidas anteriormente.

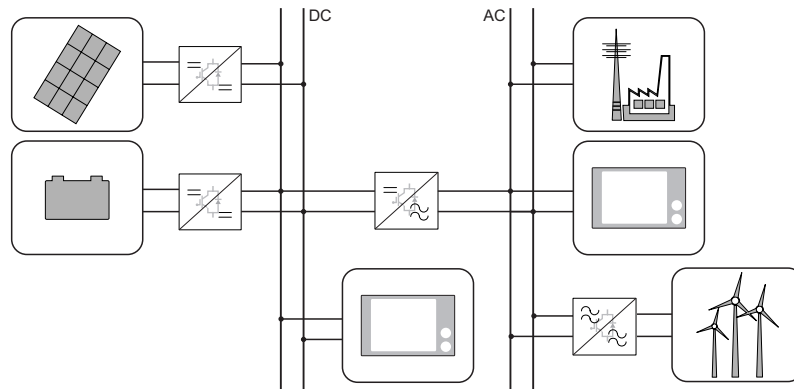


Figura 7.3: Arquitetura com acoplamento híbrido.

São necessários estudos detalhados para se determinar a arquitetura que é mais vantajosa. Essa questão depende das diferentes condições de oferta e demanda de energia e das diferentes estratégias de operação escolhidas, fundamental para alcançar a mais alta confiabilidade do sistema e eficiência de operação.

Selecionada a arquitetura desejada, o próximo passo, na conceção de um sistema híbrido, reside na análise dos recursos renováveis e endógenos disponíveis no local da futura implantação do sistema. Para tal é necessário identificar e avaliar preliminarmente as potenciais áreas para a instalação dos sistemas de geração e distribuição de energia elétrica.

### 7.3 Unidades de produção de um sistema híbrido

A Tabela 7.1 ilustra uma amostra da ampla variedade de tecnologias, referenciadas na literatura, utilizadas nas unidades de produção e/ou armazenamento que constituem um sistema híbrido de energia elétrica.

Tabela 7.1: Tecnologias de armazenamento referenciadas na literatura.

Referência	Produção convencional	Produção Renovável	Sistemas de armazenamento	Modo de funcionamento
[176]	Carvão, Gás natural	Hídrica	-	Rede
[177]	Gás natural	Eólica, solar	Baterias <i>Li-ion</i>	Isolado/Rede
[178]	Diesel	Eólica, solar	Baterias Chumbo-Ácido	Isolado
[179]	-	Eólica, solar	Hidrogénio	Rede
[180]	Diesel	Eólica	Ar comprimido	Isolado
[181]	-	Eólica, solar	Super-condensadores	Rede
[182]	-	Eólica, solar, Hídrica com bombagem	-	Isolado
[183]	-	Eólica	Baterias <i>Li-ion</i> , <i>Flyweel</i>	Isolado

A tabela anterior revela que existe um grande variedade de tecnologias utilizadas, principalmente, nos sistemas de armazenamento de energia. Apesar da ampla variedade, muitos desses sistemas encontram-se com níveis muito diferentes de maturidade tecnológica. A Figura 7.4 ilustra esses níveis de maturidade em função do investimento inicial e do risco tecnológico [184].

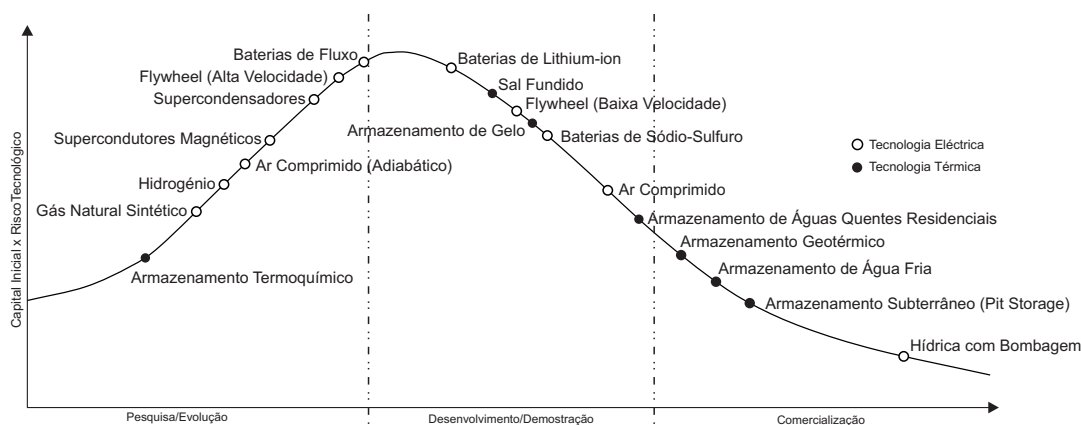


Figura 7.4: Tecnologias de armazenamento em função dos níveis de maturidade e investimento inicial.

A capacidade total de armazenamento instalada no mundo (dados de 2012) corresponde a 2.2% da capacidade total de produção [185]. A Figura 7.5 ilustra a capacidade instalada em função da tecnologia de armazenamento. Podemos verificar que os sistemas hídricos com bombagem são de longe a tecnologia mais utilizada, tratando-se de uma tecnologia madura, com mais de 127.000 Megawatts (MW) instalados em todo o mundo. Com algum relevo, respetivamente, temos a tecnologia de armazenamento com recurso a ar comprimido, seguido das unidades de

armazenamento com baterias sódio-sulfuro e de sal fundido. Todas as outras tecnologias de armazenamento de energia, perfazem 85 MW.

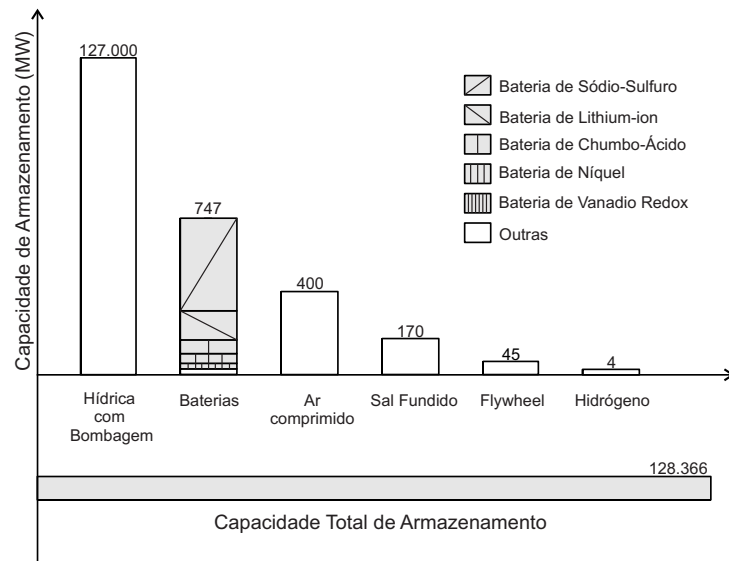


Figura 7.5: Capacidade instalada em função da tecnologia de armazenamento.

Uma questão primordial na seleção das unidades de armazenamento é a sua autonomia, isto é, espaço de tempo em que a unidade de armazenamento descarrega à sua potência nominal sem necessidade de recarregamento. Para fins de comparação, conceptualmente, na Figura 7.6 são representadas diferentes tecnologias de armazenamento em função da sua capacidade nominal e autonomia [185, 186].

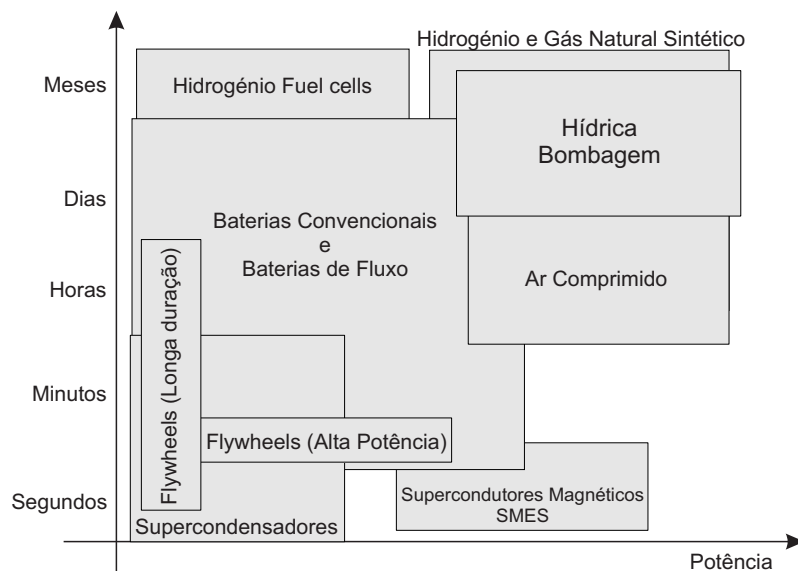


Figura 7.6: Tecnologias de armazenamento em função da sua autonomia.

Em suma, há uma grande variedade/combinções de opções de tecnologias de armazenamento de energia, referenciadas na literatura, cada uma com características operacionais diferentes. Muitas delas, em fase de desenvolvimento, permitindo retirar informações de desempenho, durabilidade, robustez, custos, ciclos de vida e risco de tais sistemas.

## 7.4 Estrutura de controlo de um sistema híbrido

O controlo adequado dos sistemas de energia híbridos com múltiplos recursos, funcionando como sistemas isolados ou interligados à rede elétrica, é fundamental para alcançar a mais alta confiabilidade do sistema e eficiência de operação, podendo ser classificado em três categorias; centralizada, distribuída e híbrida [174].

Num controlo centralizado [174], a medição de sinais de todas as unidades de produção de energia são enviados para uma unidade central de supervisão e controlo em tempo real. Esta unidade de supervisão e controlo atua com base em todos os sinais medidos, aplicando um conjunto de restrições e nos objetivos pré-determinados. Este controlo fará o planeamento operacional (estratégias de operação) para a utilização da energia entre as diversas unidades de produção.

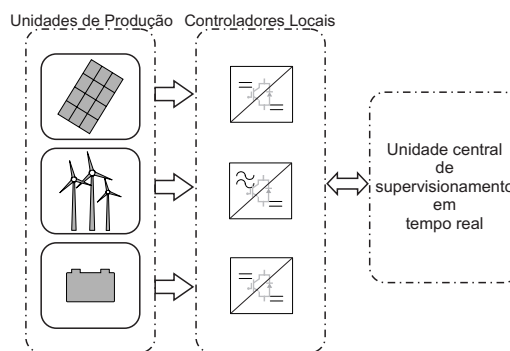


Figura 7.7: Representação de um sistema centralizado.

Num controlo descentralizado [174], a medição de sinais das fontes de energia do sistema híbrido são enviados para seu controlador local. Os controladores comunicam uns com os outros para executar as diversas decisões operacionais e alcançar um ponto ótimo de funcionamento. A principal vantagem deste esquema é a facilidade de operação *plug-and-play*. Já a principal desvantagem deste esquema é a complexidade do sistema. Várias são as técnicas encontradas na literatura para mitigar tal complexidade, como por exemplo, a lógica *Fuzzy*, as redes neuronais, os algoritmos genéticos e suas combinações.

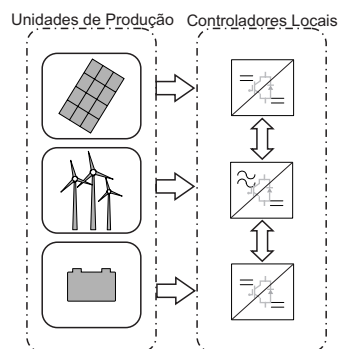


Figura 7.8: Representação de um sistema descentralizado.

O controlo híbrido combina o controlo centralizado e descentralizado. As unidades de produção de energia são agrupadas, o controlo centralizado é usado dentro de cada grupo e o controlo descentralizado aplicado ao conjunto de grupos. Com esta forma de gestão, a otimização local é conseguida através de um controlo centralizado dentro de cada grupo, enquanto que,

a coordenação global entre os diferentes grupos é alcançada utilizando esquemas de controlo descentralizados [174].

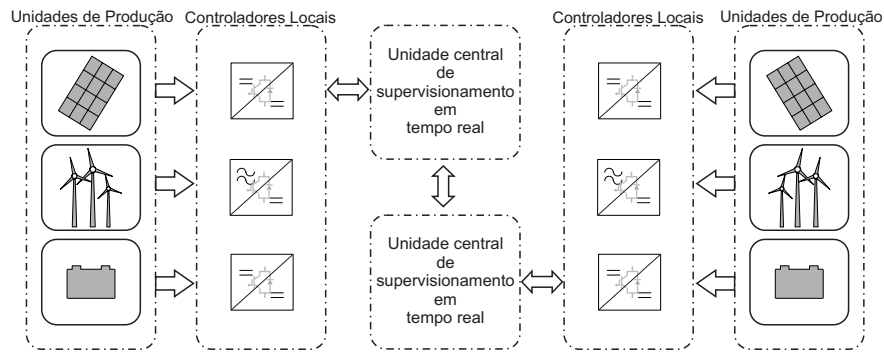


Figura 7.9: Representação de um sistema híbrido.

Outro esquema de controlo, análogo ao anterior é ilustrado na Figura 7.10. Trata-se de um controlo hierárquico, diferindo apenas em relação ao anterior, na introdução de um nível hierárquico superior que garante a coordenação e supervisão dos diferentes grupos.

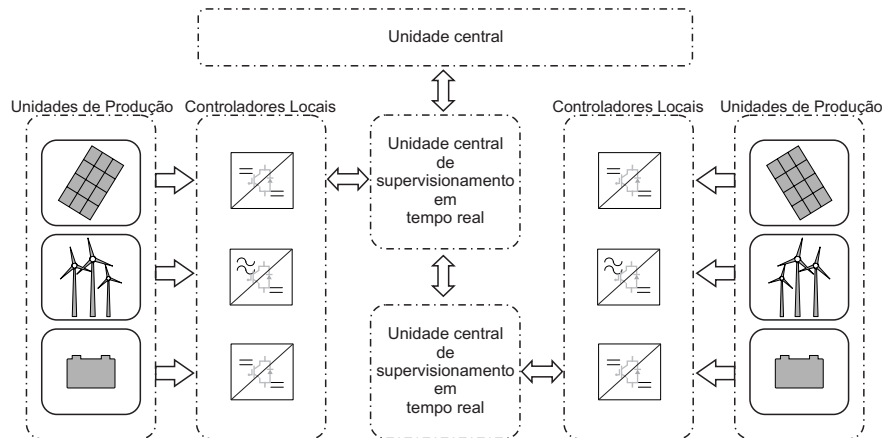


Figura 7.10: Representação de um sistema híbrido hierárquico.

## 7.5 Ferramenta Computacional Desenvolvida

A escolha dos diversos modelos matemáticos das unidades de produção e armazenamento recai, essencialmente, nos modelos utilizados pelas ferramentas computacionais *Homer* e *Hibrid2*, detalhados no anexo F.

Selecionados os modelos matemáticos das unidades de produção e armazenamento estes foram implementados em ambiente de simulação *Matlab*. A integração dos vários modelos matemáticos possibilita o desenvolvimento de uma ferramenta computacional que permite avaliar o desempenho de diferentes arquiteturas de um sistema híbrido. Além disso, permite o desenvolvimento de novas estratégias de operação, possibilitando que cada consumidor/ produtor possa atuar como *player*, controlando as suas instalações em tempo real, de forma a gerirem os seus recursos consoante as suas próprias estratégias de atuação.

## 7.5.1 Caracterização dos diversos recursos computacionais utilizados

### 7.5.1.1 Recurso fotovoltaico

A utilização deste modelo pode ser realizada de duas formas distintas. A primeira forma, através de uma base de dados com diversos painéis fotovoltaicos, previamente caracterizados. Os valores de irradiância e de temperatura foram obtidos através da estação meteorológica instalada no edifício das engenharias da Universidade da Beira Interior.

A segunda forma, consiste na substituição do modelo de produção solar, descrito no anexo F e caracterizado pelas equações F.1 e F.2, por uma base de dados com os valores reais da produção solar disponibilizados pela REN e publicados em [151]. De referir, que os perfis de produção solar criados multiplicam por um fator de escala, ajustando o valor da produção solar em função do número de painéis fotovoltaicos selecionados. Uma vez que os dados disponibilizados pela REN são horários, foi realizada uma interpolação com o objetivo de obter valores com um tempo de amostragem de 15 minutos.

### 7.5.1.2 Recurso Eólico

A utilização deste modelo pode ser realizada de duas formas distintas. A primeira forma, através do mapeamento da velocidade do vento tendo em consideração a curva de potência individual de cada aerogerador fornecida pelo fabricante. Para tal, foi criada uma base de dados com 66 curvas de aerogeradores de diversos fabricantes, como por exemplo, *Siemens*, *Bergey*, *Nordex*, *Norwin*, *Vestas*, entre outras. Os dados para os valores da velocidade do vento, foram obtidos através da estação meteorológica instalada no edifício das engenharias da Universidade da Beira Interior.

A segunda opção, mais uma vez, consiste numa base de dados com os valores reais da produção eólica disponibilizados pela REN e publicados em [151]. De referir, que os perfis de produção eólica multiplicam por um fator de escala, introduzido previamente, de modo a ajustar o valor em função do aerogerador selecionado. Uma vez que os dados disponibilizados pela REN são horários, foi realizada uma interpolação com o objetivo de obter valores com um tempo de amostragem de 15 minutos

### 7.5.1.3 Recurso Hídrico

A descrição e os parâmetros de entrada do modelo matemático, encontram-se discriminados no anexo F. No entanto, foram assumidos alguns pressupostos: i) o rendimento é constante independentemente da variação dos caudais turbinados ou bombeados; ii) os reservatórios tanto a montante como a jusante não recebem nenhum afluente.

### 7.5.1.4 Recurso de armazenamento - Baterias

O modelo adotado foi o *Kinetic Battery Model* (KiBaM), detalhado no anexo F. A utilização deste modelo pode ser realizada de duas formas distintas. A primeira forma, através de uma base de dados previamente caracterizadas com recurso à ferramenta computacional *KiBaM Battery Model*, disponibilizada gratuitamente pelo *Renewable Energy Research Laboratory* da Universidade de *Massachusetts*. A segunda opção, através da introdução direta dos parâmetros que caracterizam o modelo, detalhados no anexo F. Foi assumido o pressuposto que as constantes ( $c$  e  $k$ ) que caracterizam o modelo da bateria, calculadas com recurso à curva de descarregamento fornecida pelo fabricante, são as mesmas no processo de carregamento.

### 7.5.1.5 Recurso da demanda e dos preços de energia elétrica

Em relação a estas duas variáveis, foi criada uma base de dados com recurso à informação disponibilizada pelo Mercado Ibérico de Eletricidade (MIBEL) e pela Rede Elétrica Nacional (REN). No que se refere à base de dados criada dos preços de energia elétrica, consideram-se dois pressupostos:

- (i) Que o preço de compra e venda de energia elétrica são iguais;
- (ii) Uma vez que os dados disponibilizados pelo MIBEL são horários, foi realizada uma interpolação linear com o objetivo de obter valores com um tempo de amostragem de 15 minutos;

A base de dados para os perfis da demanda de energia elétrica, teve como base a informação disponibilizada pela REN. Estes conjuntos de dados são referentes à demanda em Portugal, discriminados de 15 em 15 minutos, ao longo de cada dia e publicados em [149]. No entanto, os perfis criados multiplicam por um fator de escala de modo a ajustar o valor da demanda de energia elétrica em função das unidades de produção.

Acresce referir que os perfis de produção solar, produção eólica, demanda e preços de energia elétrica, são selecionados aleatoriamente da base de dados em função do número de dias pretendidos na simulação.

### 7.5.2 Dimensionamento das unidades de produção e armazenamento

Com o propósito de introduzir novas estratégias de operação para um sistema híbrido com armazenamento, a tabela 7.2 revela o dimensionamento das unidades de produção e armazenamento utilizados neste trabalho.

Tabela 7.2: Modo de funcionamento e dimensionamento das unidades de produção e armazenamento.

Unidades	Descrição
Solar	Dados REN com um fator de escala de 20, perfazendo 7.32 kwp.
Eólica	Dados REN com um fator de escala de 2.5, perfazendo 10.25 kwp.
Demanda	Dados REN - Demanda Portugal em Kwh.
Preços de Energia Elétrica	Dados MIBEL.
Pack Bateria	6 Baterias Rolls 16CH 25P em série, perfazendo 216 V com 660 Ah. Tensão barramento DC 400 V.
Mini-Hídrica	Altura 40 m. Capacidade máxima 20.000 m <sup>3</sup> .

## 7.6 Arquitetura do sistema híbrido

Sendo possível avaliar diferentes arquiteturas de um sistema híbrido, a arquitetura selecionada é ilustrada na Figura 7.11. Trata-se de uma arquitetura híbrida, interligada com a rede elétrica, que combina todas as unidades de produção e armazenamento, referidas anteriormente. Uma vantagem desta arquitetura é a facilidade de operação *plug-and-play* onde as unidades de produção solar, eólica e hídrica são acopladas diretamente ao barramento AC. Já a unidade de armazenamento (baterias) é acoplada a um barramento DC, contudo, esse acoplamento é realizado através de um DC/DC bidirecional permitindo dessa forma o fluxo de energia nos dois sentidos.

Esta topologia permite ainda o fluxo de energia entre os dois barramentos, através de um conversor DC/AC e de um retificador seguido de um conversor DC/DC unidirecional, como se ilustra na Figura 7.11.

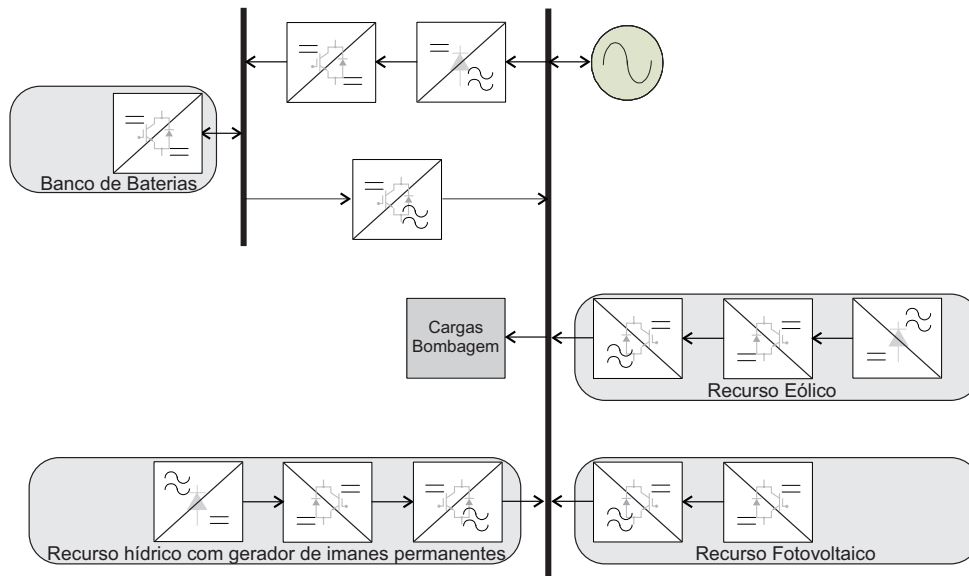


Figura 7.11: Representação da arquitetura do sistema híbrido proposto.

A Figura 7.12 descreve a estrutura de controlo seleccionada. Trata-se de um controlo centralizado, em que a unidade de supervisão e de processamento em tempo real atua com base em informações provenientes dos controladores locais, dos preços de energia eléctrica e consumo.

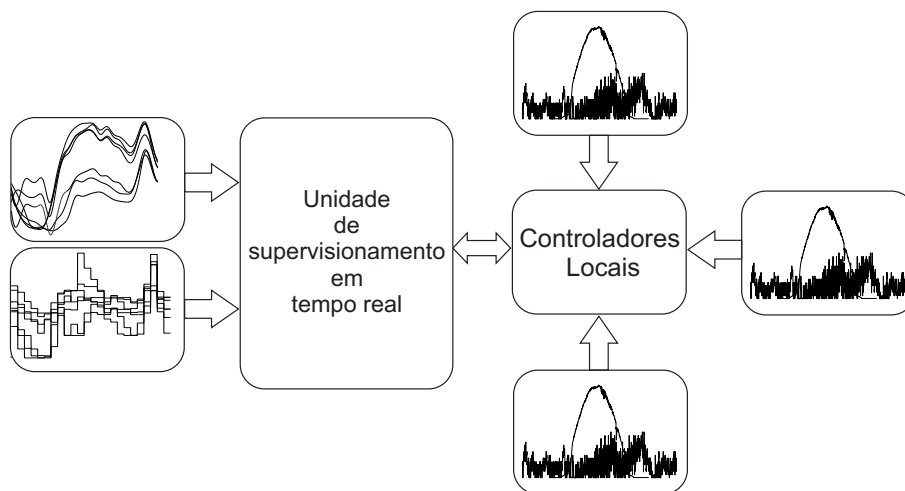


Figura 7.12: Ilustração da estrutura de controlo do sistema proposto.

## 7.7 Estratégia de operação proposta

A estratégia de operação proposta, essencialmente, pode ser decomposta em duas fases. Numa primeira fase é realizada uma previsão de médio prazo (com um espaço temporal de 24 horas) dos preços de energia eléctrica com base no modelo de previsão, descrito anteriormente. Numa segunda fase, é realizado o despacho económico em tempo real minimizando os custos de

operação entre as diversas tecnologias de produção e armazenamento, de modo a satisfazer a curva da demanda. A formulação global do sistema, a cada instante de tempo  $k$ , é apresentada no pseudocódigo 5.

---

**Algorithm 5** Algoritmo da estratégia de operação proposta

---

```

1: Início
2: for  $k = 1 : K_n$  do
3:

$$\min \left\{ \begin{array}{l} C_{solar}P_{solar}(k) + C_{wind}P_{wind}(k) + \sum_{j=1}^J C_j (SOC_j(k), \phi(k), \Delta SOC_j(k)) Pg_j(k) + \\ C_{rede}(\phi(k)) P_{rede} \end{array} \right\}$$

4: Sujeito a
5:  $P_{solar}(k) + P_{wind}(k) + \sum_{j=1}^J Pg_j(k) + P_{rede} - L(k) = 0 \quad \forall j = 1, \dots, J$ 
6: if  $\phi(k) > 0$  then
7:    $Pg_j(k) \geq 0 \quad \forall j = 1, \dots, J$ 
8:    $P_{rede}(k) \geq 0$ 
9: else
10:   $Pg_j(k) \leq 0 \quad \forall j = 1, \dots, J$ 
11:   $P_{rede}(k) \leq 0$ 
12: end if
13: end for

```

---

A função do custo de utilização da rede elétrica é expressa pela equação 7.2. Esta é função do estado de carga da tecnologia hídrica/armazenamento ( $SOC_j$ ) e da previsão dos preços de energia elétrica (valor previsto, média prevista, valor máximo previsto), no instante de tempo  $k$ . No caso, da unidade de produção hídrica, define-se como estado de carga do reservatório a razão entre o volume de água armazenada e o volume máximo do reservatório, no instante de tempo  $k$ . A formulação em relação aos preços de energia elétrica permite aferir, a cada instante de tempo  $k$ , a tendência dos valores futuros dos preços de energia elétrica. Foi ainda introduzido um *spread*, que permite deslocar a curva verticalmente (nivelar) em função do estado de carga mínimo das tecnologias hídrica/armazenamento ( $SOC_j$ ), a cada instante de tempo  $k$ .

A função  $\phi(k)$  permite determinar se existe, ou não, insuficiência das unidades de produção eólica e solar para suprimir a demanda, em cada instante de tempo  $k$ .

$$\phi(k) = L(k) - P_{solar}(k) - P_{wind}(k) \quad (7.1)$$

$$C_{rede}(\phi(k)) = \begin{cases} \min \left( \left\{ 1 - SOC_b(k) \quad 1 - SOC_h(k) \right\} \frac{\left( \frac{1}{24} \sum_{j=1}^{24} \widehat{p}_j \right)}{\max \left( \left\{ \widehat{p}_1 \dots \widehat{p}_{24} \right\} \right)} \right) + & se \phi(k) > 0 \\ \frac{\widehat{p}(k) - \left( \frac{1}{24} \sum_{j=1}^{24} \widehat{p}_j \right)}{\max \left( \left\{ \widehat{p}_1 \dots \widehat{p}_{24} \right\} \right)} \\ \min \left( \left\{ SOC_b(k) \quad SOC_h(k) \right\} \frac{\left( \frac{1}{24} \sum_{j=1}^{24} \widehat{p}_j \right)}{\max \left( \left\{ \widehat{p}_1 \dots \widehat{p}_{24} \right\} \right)} \right) + & se \phi(k) < 0 \\ \frac{\left( \frac{1}{24} \sum_{j=1}^{24} \widehat{p}_j \right) - \widehat{p}(k)}{\max \left( \left\{ \widehat{p}_1 \dots \widehat{p}_{24} \right\} \right)} \end{cases} \quad (7.2)$$

A função do custo das tecnologias de produção hídrica e de armazenamento (baterias) depende do estado de carga, da profundidade de descarga e da previsão dos preços de energia elétrica, no instante de tempo  $k$ . No entanto, foram consideradas várias premissas, são elas:

- (i) para profundidades de descarga pequenas e estados de carga próximos de 1 é semelhante o custo para ambas as tecnologias;
- (ii) com estados de carga próximos de 1 e à medida que a profundidade de descarga aumenta, o custo da utilização das baterias é maior;
- (iii) à medida que o estado de carga das baterias diminui, o seu custo de utilização aumenta (independentemente da profundidade de descarga).

$$C_j(SOC_j(k), \phi(k), \Delta SOC_j(k)) = \begin{cases} 2 & se \\ & SOC_j(k) \leq 0.2 \text{ e } \phi(k) > 0 \\ & ou \\ & SOC_j(k) = 1 \text{ e } \phi(k) < 0 \\ \frac{((1 - SOC_j(k)) + H(\phi(k)) \Delta SOC_j(k)) \left( \frac{1}{24} \sum_{j=1}^{24} \widehat{p}_j \right)}{\max \left( \left\{ \widehat{p}_1 \dots \widehat{p}_{24} \right\} \right)} & se \\ & 0.2 < SOC_j(k) < 1 \text{ e } \phi(k) > 0 \\ \frac{((SOC_j(k)) + H(\phi(k)) \Delta SOC_j(k)) \left( \frac{1}{24} \sum_{j=1}^{24} \widehat{p}_j \right)}{\max \left( \left\{ \widehat{p}_1 \dots \widehat{p}_{24} \right\} \right)} & se \\ & 0.2 < SOC_j(k) < 1 \text{ e } \phi(k) < 0 \end{cases} \quad (7.3)$$

onde,  $H(\phi(k))$  é a função degrau definida como:

$$H(\phi(k)) = \begin{cases} 1 & \text{se } \phi(k) > 0 \\ 0 & \text{se } \phi(k) < 0 \end{cases} \quad (7.4)$$

Nas equações anteriores, as variáveis são:

- $J$  Tecnologia de produção/armazenamento  $j$ ;
- $K_n$  Horizonte temporal de simulação;
- $C_{j,k}$  Custo da produção da tecnologia de produção/armazenamento  $j$  no instante de tempo  $k$ ;
- $C_{solar}$  Custo da produção da tecnologia Solar;
- $C_{wind}$  Custo da produção da tecnologia Eólica;
- $C_{rede}$  Custo da utilização rede elétrica;
- $L(k)$  Demanda no instante de tempo  $k$ ;
- $P_{wind}(k)$  Produção da tecnologia eólica no instante de tempo  $k$ ;
- $P_{solar}(k)$  Produção da tecnologia solar no instante de tempo  $k$ ;
- $\hat{p}(k)$  Valor estimado dos preços de energia no instante de tempo  $k$ ;
- $SOC_j(k)$  Valor do estado de carga da tecnologia hídrica/armazenamento  $j$  no instante de tempo  $k$ ;
- $\Delta SOC_j(k)$  Variação do estado de carga da tecnologia hídrica/armazenamento  $j$  no instante de tempo  $k$ ;
- $P_{g_j}(k) > 0$  Produção da tecnologia hídrica/armazenamento  $j$  no instante de tempo  $k$ ;
- $P_{g_j}(k) < 0$  Potência usada em bombagem/carregamento pela tecnologia hídrica/armazenamento  $j$  no instante de tempo  $k$ ;
- $P_{rede}(k) < 0$  Potência injetada na rede elétrica no instante de tempo  $k$ ;
- $P_{rede}(k) > 0$  Potência extraída da rede elétrica no instante de tempo  $k$ .

## 7.8 Resultados Experimentais

Com o objetivo de validar e analisar a estratégia de operação proposta realizaram-se diversos ensaios com diferentes valores de SOC para as unidades de produção hídrica e de armazenamento.

### 7.8.1 Primeiro Ensaio

Num primeiro ensaio, considerou-se o estado de carga, de ambas as tecnologias de produção/armazenamento (hídrica e baterias), igual a um. A Figura 7.13 ilustra o perfil da demanda e da produção das tecnologias solar e eólica, para um horizonte temporal de 168 horas.

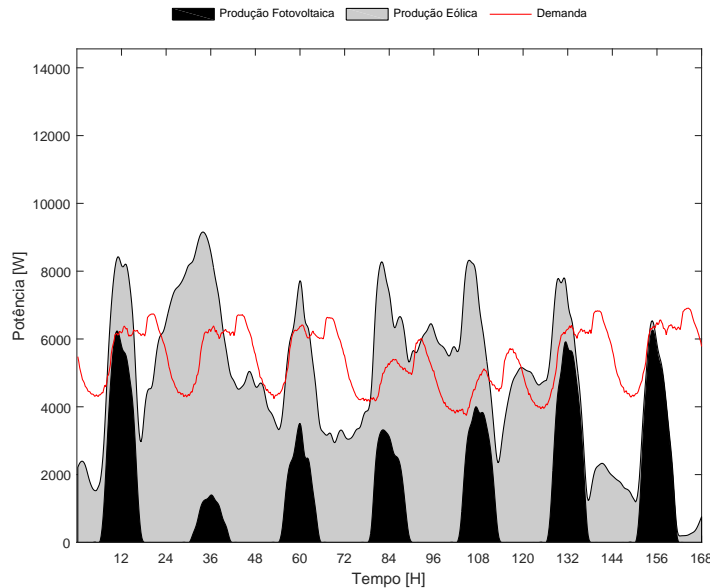


Figura 7.13: Perfil da demanda e das tecnologias de produção solar e eólica, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $SOC_b = 1$  e  $SOC_h = 1$ .

As Figuras 7.14 e 7.15 ilustram a evolução da função dos custos de utilização para  $\phi(k) < 0$  (excesso de produção) e  $\phi(k) > 0$  (défice de produção), respetivamente. Já a Figura 7.16 ilustra a evolução do estado de carga para as tecnologias de produção/armazenamento.

Da análise das figuras podemos concluir que:

- (i) Da Figura 7.14 podemos visualizar que, em diversas ocasiões, o algoritmo penaliza a utilização das unidades de produção/armazenamento. Essa penalização acontece quando o SOC dessas tecnologias (Figura 7.16) se encontra a 1, evitando o desperdício de energia;
- (ii) Nas situações, em que acontece défice de produção ( $\phi(k) > 0$ ),  $SOC_b \approx SOC_h \approx 1$  e pequenas profundidades de descargas, a escolha vai recair na unidade de armazenamento (baterias) para suprimir a demanda. Já para as situações onde a profundidade de descarga é elevada, a escolha vai recair, preferencialmente, na unidade de produção hídrica;
- (iii) Nas situações, onde  $\phi(k) > 0$  e os preços de energia elétrica são baixos, a escolha vai recair, preferencialmente, na compra de energia à rede elétrica. Já nas situações onde preços de energia elétrica são elevados, a escolha vai depender do estado de carga das unidades de armazenamento;
- (iv) Nas situações onde existe excesso de produção ( $\phi(k) < 0$ ) e os preços de energia elétrica são baixos, a escolha vai depender do estado de carga das unidades de produção/armazenamento. Já nas situações, onde os preços de energia elétrica são elevados, a escolha vai recair, preferencialmente, na venda de energia elétrica.

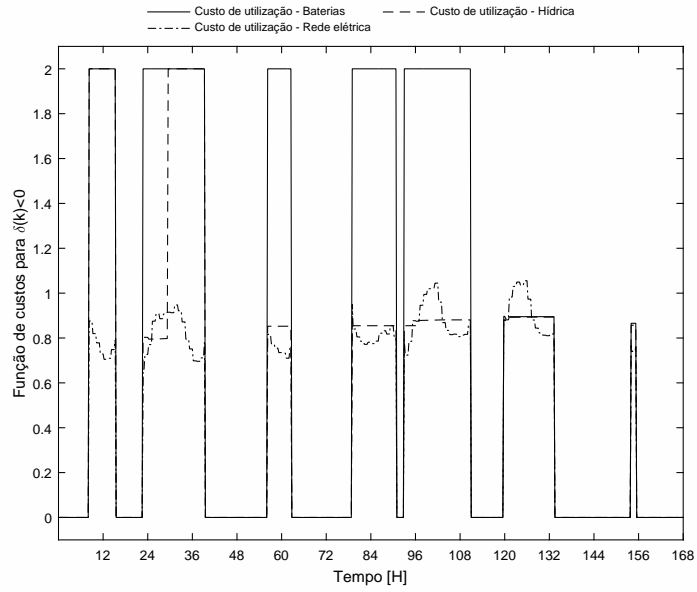


Figura 7.14: Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $\phi(k) < 0$ ,  $SOC_b = 1$  e  $SOC_h = 1$ .

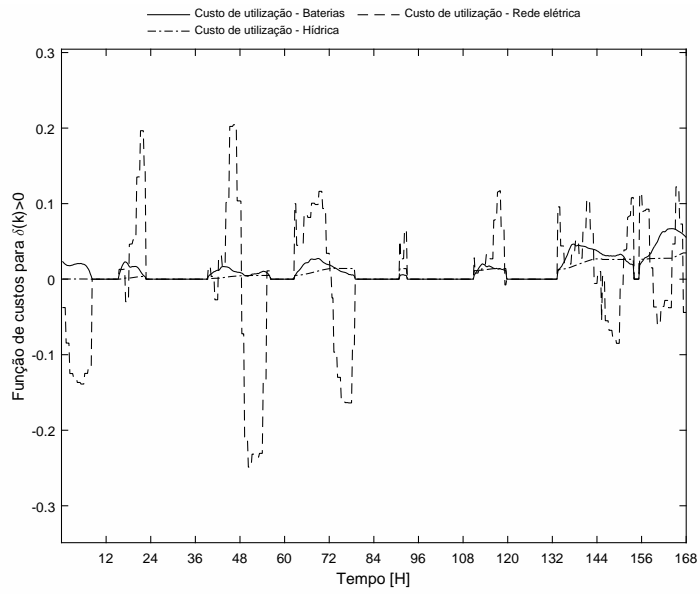


Figura 7.15: Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $\phi(k) > 0$ ,  $SOC_b = 1$  e  $SOC_h = 1$ .

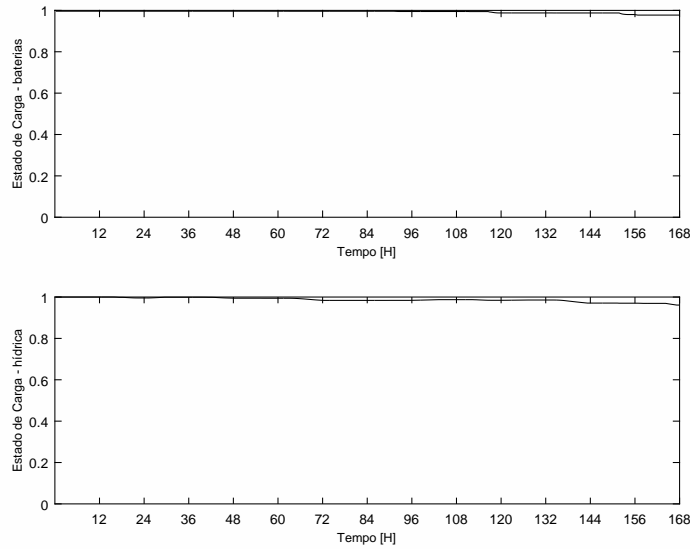


Figura 7.16: Evolução do  $SOC_b$  e  $SOC_h$  para um horizonte temporal de 168 horas.

A Figura 7.17 ilustra o *mix* das tecnologias que resultou da estratégia de operação proposta, onde podemos constatar o bom desempenho do algoritmo. Este bom desempenho deve-se, em grande parte, ao modelo de previsão dos preços de energia elétrica proposto.

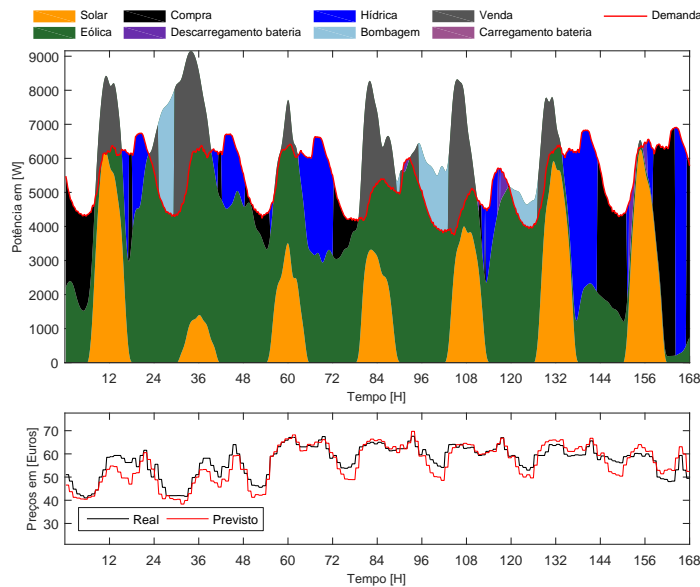


Figura 7.17: *Mix* das tecnologias resultante da estratégia de operação, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $SOC_b = 1$  e  $SOC_h = 1$ .

### 7.8.2 Segundo Ensaio

Num segundo ensaio considerou-se, inicialmente, o  $SOC_h = 1$  e o  $SOC_b = 0.5$ . A Figura 7.18 ilustra o perfil da demanda elétrica e das tecnologias de produção solar e eólica, para um horizonte temporal de 168 horas.

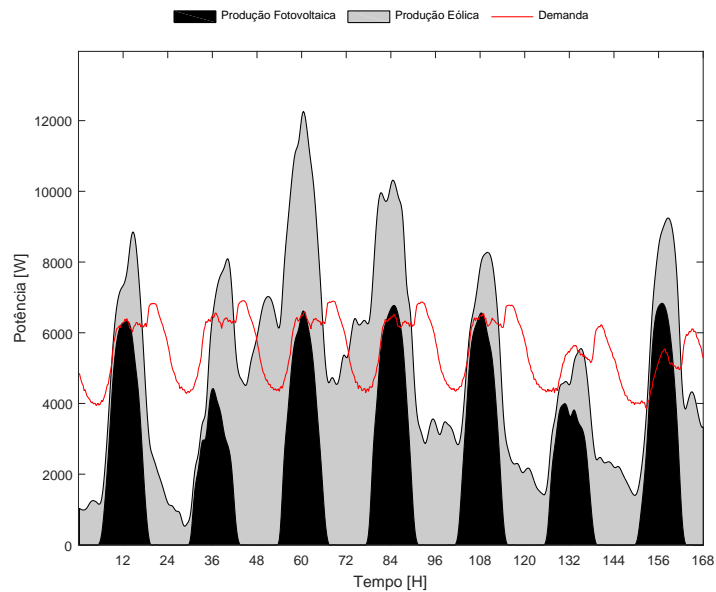


Figura 7.18: Perfil da demanda elétrica e das tecnologias de produção solar e eólica, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $SOC_b = 0.5$  e  $SOC_h = 1$ .

As Figuras 7.19 e 7.20 ilustram a evolução da função dos custos de utilização para  $\phi(k) < 0$  e  $\phi(k) > 0$ , respetivamente. Já a Figura 7.21 ilustra a evolução do estado de carga das tecnologias de produção/armazenamento.

Da análise das figuras podemos concluir que:

- (i) Nas situações onde existe défice de produção ( $\phi(k) > 0$ ) e, enquanto o  $SOC_b \ll SOC_h$  e os preços de energia elétrica forem baixos, o algoritmo privilegia o carregamento das baterias, como se pode visualizar na Figura 7.19;
- (ii) Nas situações de défice de produção ( $\phi(k) > 0$ ) e assim que  $SOC_b \approx SOC_h$  a escolha vai depender da profundidade de descarga;
- (iii) Nas situações, de excesso de produção ( $\phi(k) < 0$ ) e os preços de energia forem elevados, o algoritmo vai privilegiar a venda de energia elétrica.

A Figura 7.22 ilustra o *mix* das tecnologias que resultou da estratégia de operação proposta.

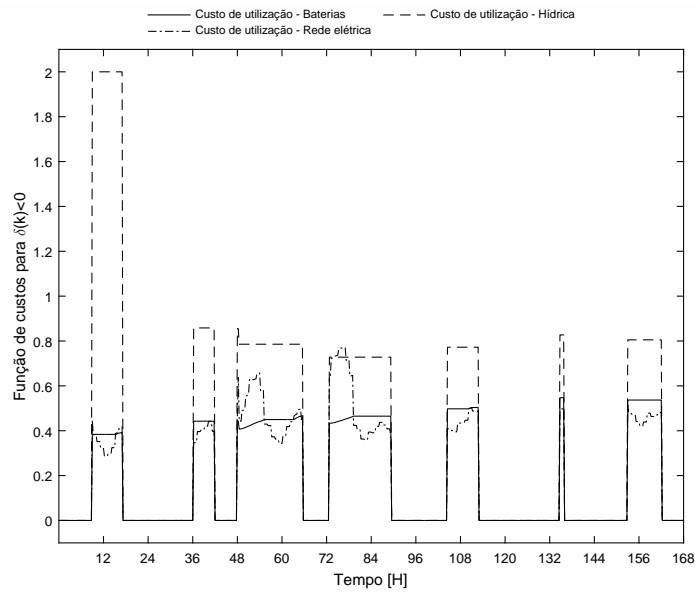


Figura 7.19: Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $\phi(k) < 0$ ,  $SOC_b = 0.5$  e  $SOC_h = 1$ .

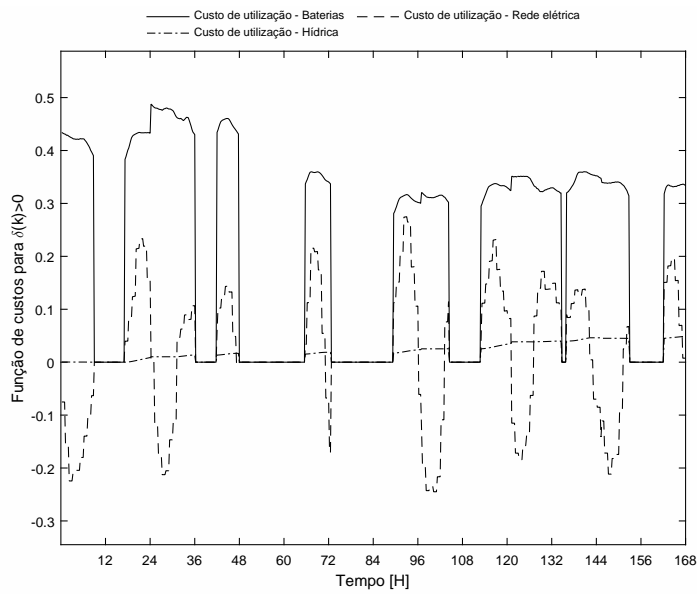


Figura 7.20: Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $\phi(k) > 0$ ,  $SOC_b = 0.5$  e  $SOC_h = 1$ .

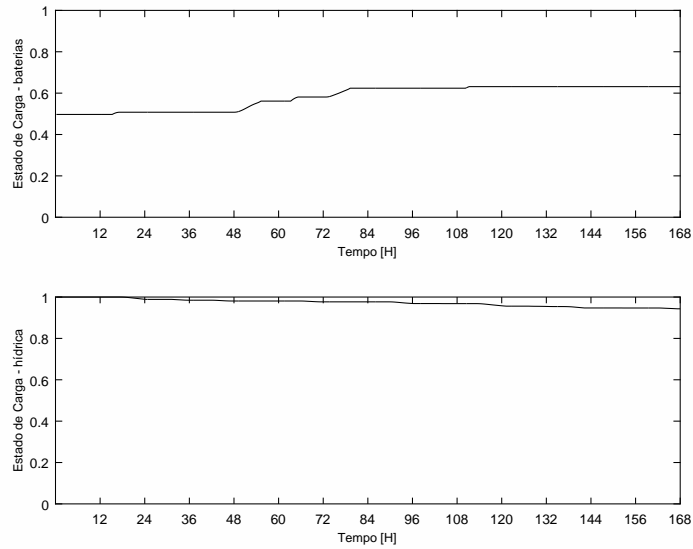


Figura 7.21: Evolução do  $SOC_b$  e  $SOC_h$  obtido para um horizonte temporal de 168 horas.

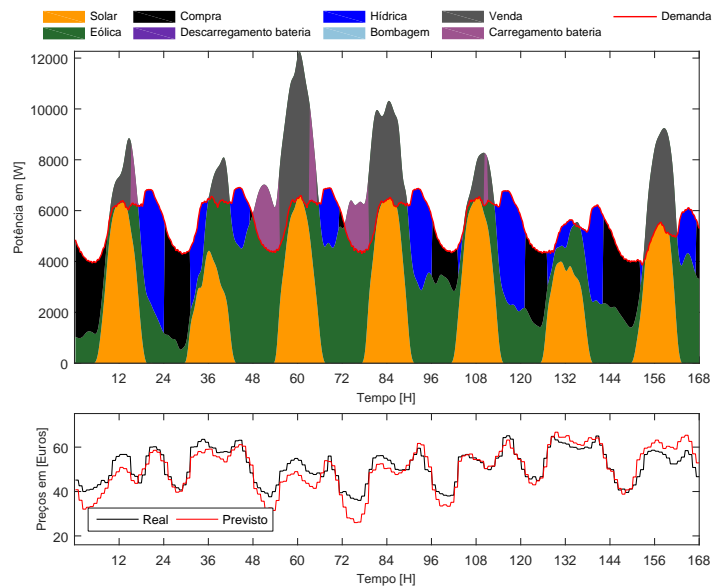


Figura 7.22: Mix das tecnologias resultante da estratégia de operação, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $SOC_b = 0.5$  e  $SOC_h = 1$ .

### 7.8.3 Terceiro Ensaio

Num terceiro ensaio, considerou-se o SOC da tecnologia de produção hídrica a 0.5 e o SOC da tecnologia de armazenamento (baterias) a 1. A Figura 7.23 ilustra o perfil da demanda e das tecnologias produção solar e eólica, para um horizonte temporal de 168 horas.

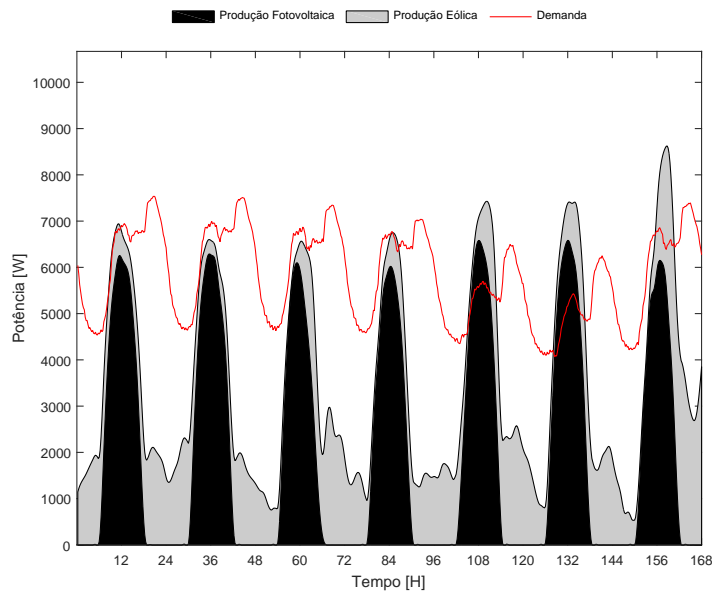


Figura 7.23: Perfil da demanda elétrica e das tecnologias de produção solar e eólica, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $SOC_b = 1$  e  $SOC_h = 0.5$ .

As Figuras 7.24 e 7.25 ilustram a evolução da função dos custos de utilização, para  $\phi(k) < 0$  e  $\phi(k) > 0$  respetivamente. Já a Figura 7.26 mostra a evolução do estado de carga para as tecnologias de produção/armazenamento.

Da análise das figuras podemos concluir que:

- (i) Nas situações de défice de produção ( $\phi(k) > 0$ ) e, enquanto o  $SOC_b \gg SOC_h$  e os preços de energia forem elevados, o algoritmo privilegia o descarregamento das baterias, como se pode visualizar na Figura 7.24;
- (ii) Assim que o  $SOC_b \approx SOC_h$  e existir défice de produção, o algoritmo vai privilegiar, novamente, a produção hídrica para suprimir a demanda;
- (iii) Nas situações, onde existir excesso de produção ( $\phi(k) < 0$ ) e os preços de energia forem elevados, o algoritmo vai privilegiar a venda de energia elétrica.

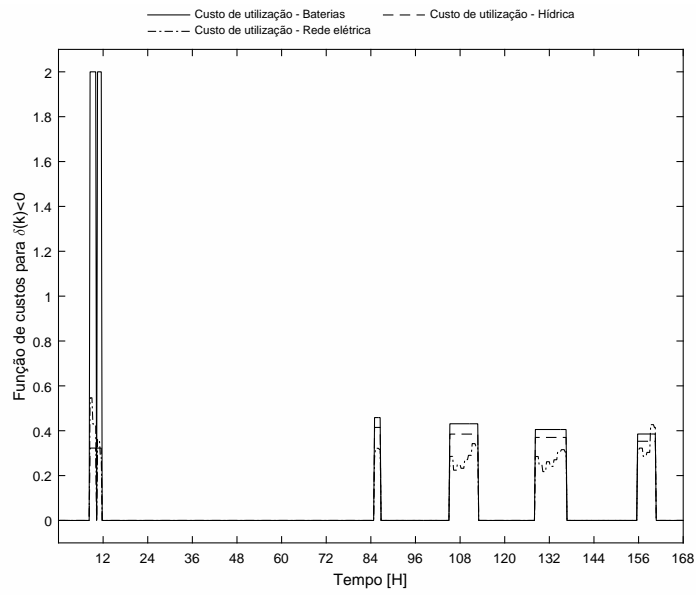


Figura 7.24: Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $\phi(k) < 0$ ,  $SOC_b = 1$  e  $SOC_h = 0.5$ .

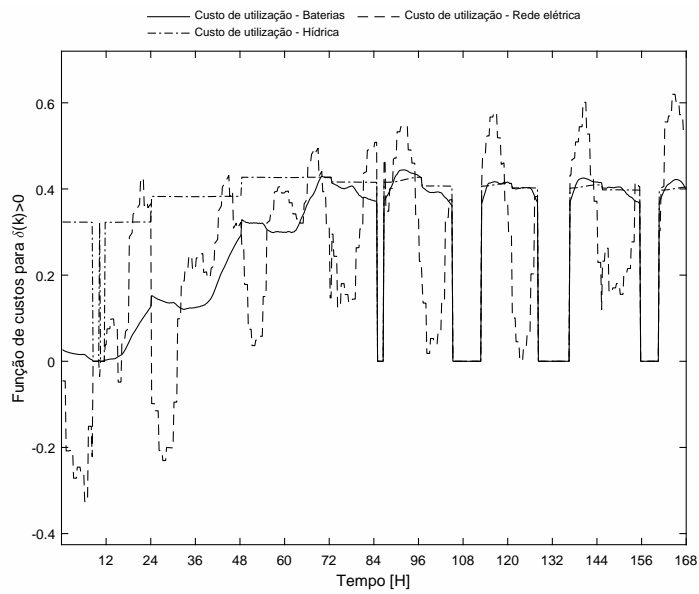


Figura 7.25: Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $\phi(k) > 0$ ,  $SOC_b = 1$  e  $SOC_h = 0.5$ .

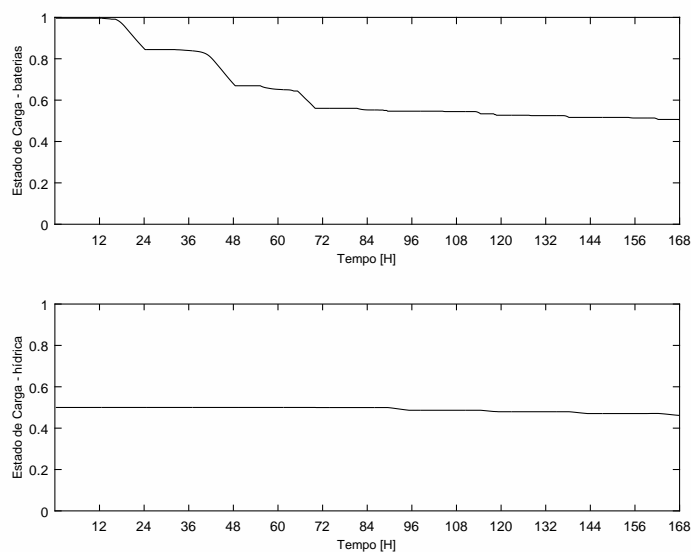


Figura 7.26: Evolução do  $SOC_b$  e  $SOC_h$  obtido para um horizonte temporal de 168 horas.

A Figura 7.27 ilustra a *mix* das tecnologias resultante da estratégia de operação proposta.

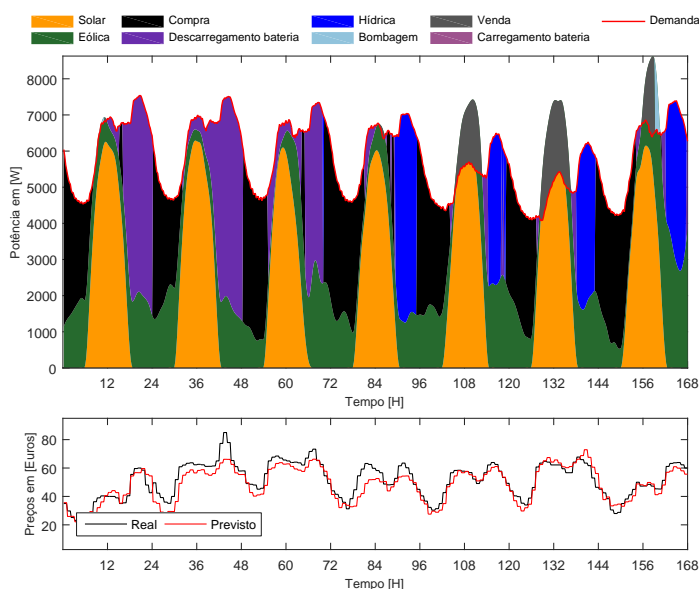


Figura 7.27: *Mix* das tecnologias resultante da estratégia de operação, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $SOC_b = 1$  e  $SOC_h = 0.5$ .

#### 7.8.4 Quarto Ensaio

Num quarto ensaio considerou-se, inicialmente, o SOC de ambas as tecnologias de produção/armazenamento a 0.5. A Figura 7.28 ilustra o perfil da demanda elétrica e das tecnologias de produção solar e eólica, para um horizonte temporal de 168 horas.

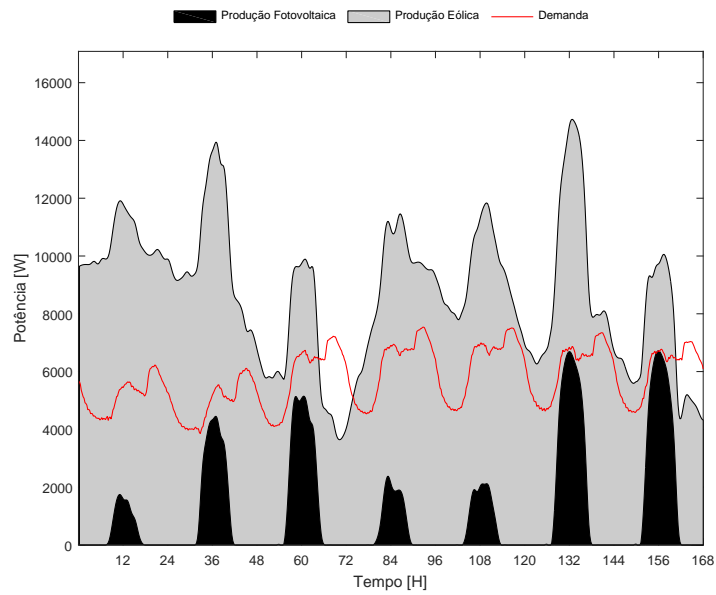


Figura 7.28: Perfil da demanda elétrica e das tecnologias de produção solar e eólica para um horizonte temporal de 168 horas, com  $SOC_b = 0.5$  e  $SOC_h = 0.5$ .

As Figuras 7.29 e 7.31 ilustram a evolução da função dos custos de utilização, para  $\phi(k) < 0$  e  $\phi(k) > 0$  respetivamente. Já a Figura 7.31 ilustra a evolução do estado de carga (SOC) para as tecnologias de produção/armazenamento. Já a Figura 7.32 ilustra o *mix* das tecnologias que resultou da estratégia de operação proposta.

Da análise das figuras podemos concluir que:

- (i) Nas situações em que ocorre excesso de produção eólica e solar ( $\phi(k) > 0$ ) e os preços de energia forem baixos, o algoritmo privilegia o carregamento das tecnologias de produção/armazenamento, equilibrando o SOC de ambas as tecnologias.
- (ii) Nas situações em que ocorre excesso de produção solar e eólica e os preços de energia forem elevados, o algoritmo vai privilegiar a venda de energia elétrica;

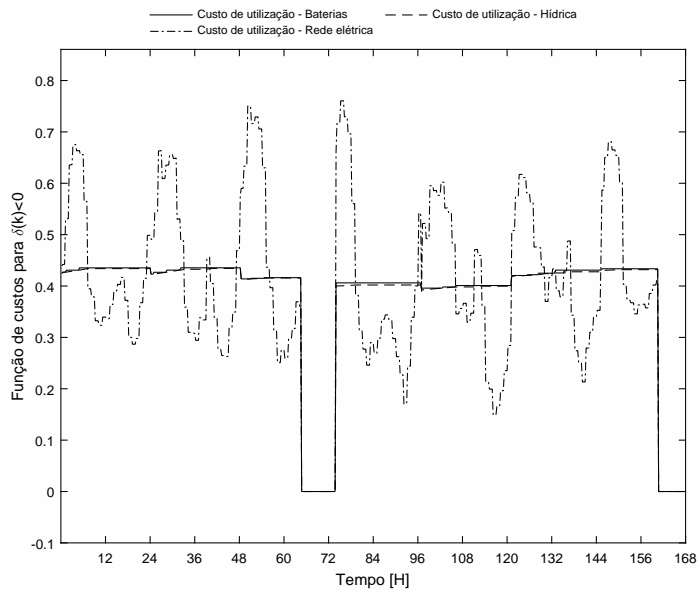


Figura 7.29: Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $\phi(k) < 0$ ,  $SOC_b = 0.5$  e  $SOC_h = 0.5$ .

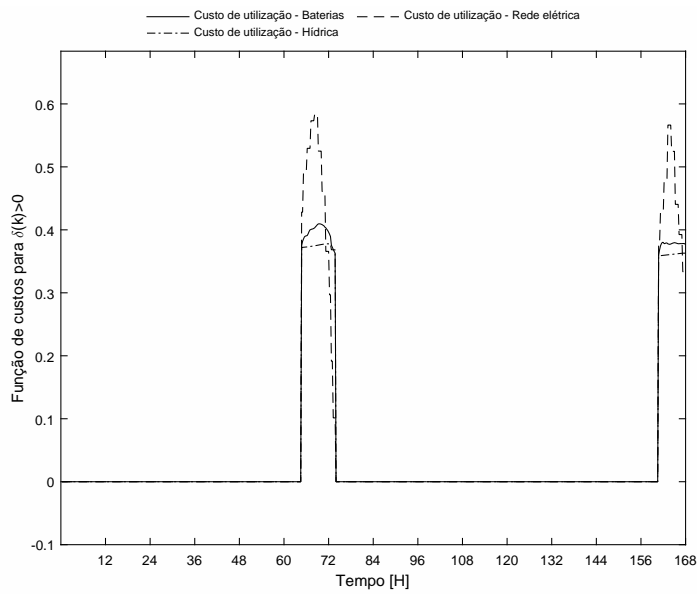


Figura 7.30: Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $\phi(k) > 0$ ,  $SOC_b = 0.5$  e  $SOC_h = 0.5$ .

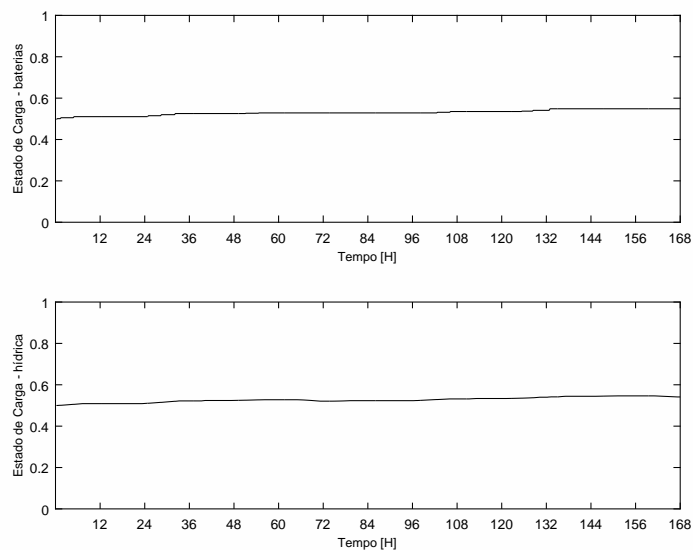


Figura 7.31: Evolução do  $SOC_b$  e  $SOC_h$  obtido para um horizonte temporal de 168 horas.

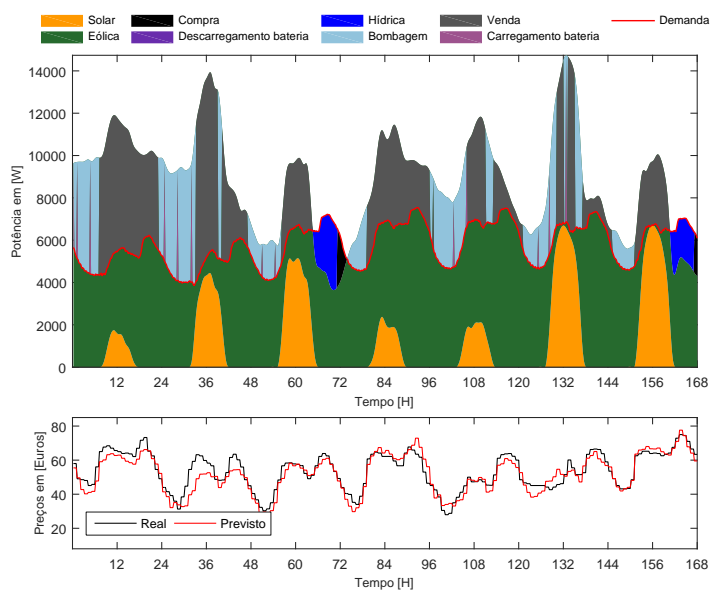


Figura 7.32: Mix das tecnologias que resultou da estratégia de operação, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $SOC_b = 0.5$  e  $SOC_h = 0.5$ .

### 7.8.5 Quinto Ensaio

Para finalizar o nosso estudo, realizou-se um quinto ensaio em que se considerou, inicialmente, o SOC de ambas as tecnologias de produção/armazenamento a 0.2. A Figura 7.33 ilustra o perfil da demanda elétrica e das tecnologias de produção solar e eólica, para um horizonte temporal de 168 horas.

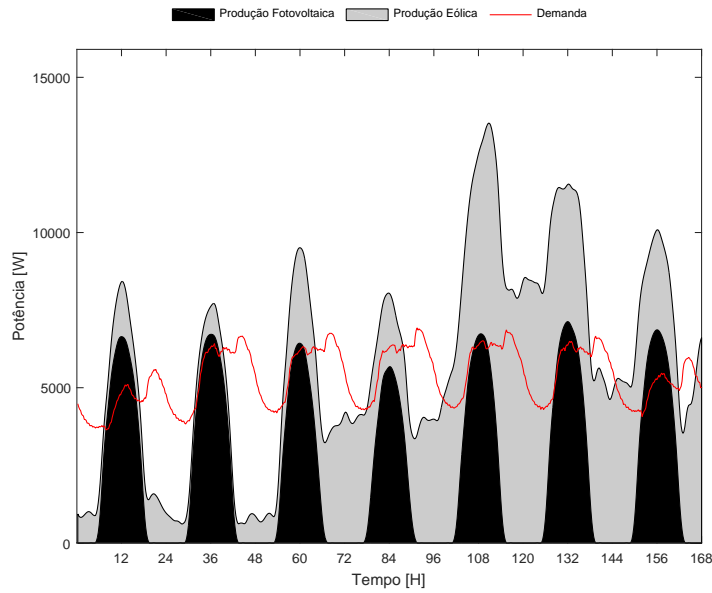


Figura 7.33: Perfil da demanda elétrica e das tecnologias de produção solar e eólica, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $SOC_b = 0.2$  e  $SOC_h = 0.2$ .

As Figuras 7.34 e 7.35 ilustram a evolução da função dos custos de utilização, para  $\phi(k) < 0$  e  $\phi(k) > 0$  respetivamente. Já a Figura 7.36 ilustra a evolução do estado de carga para as tecnologias de produção/armazenamento.

Da análise das figuras podemos concluir que:

- (i) Nas situações, de défice de produção eólica e solar ( $\phi(k) > 0$ ) e o estado de carga, de qualquer tecnologia de produção/armazenamento, for inferior a 0.2, o algoritmo penaliza a utilização dessa tecnologia, como podemos constatar na Figura 7.35;
- (ii) Nas situações, de excesso de produção eólica e solar ( $\phi(k) < 0$ ) e os preços de energia forem elevados, o algoritmo vai privilegiar a venda de energia elétrica;

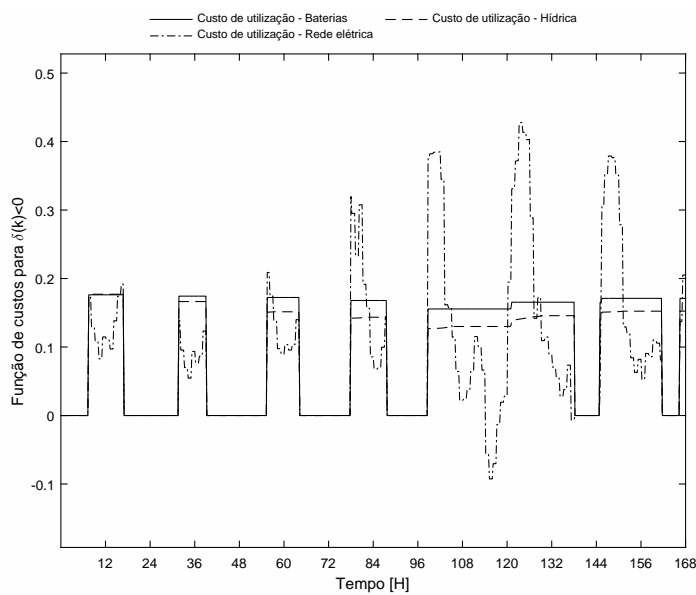


Figura 7.34: Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $\phi(k) < 0$ ,  $SOC_b = 0.2$  e  $SOC_h = 0.2$ .

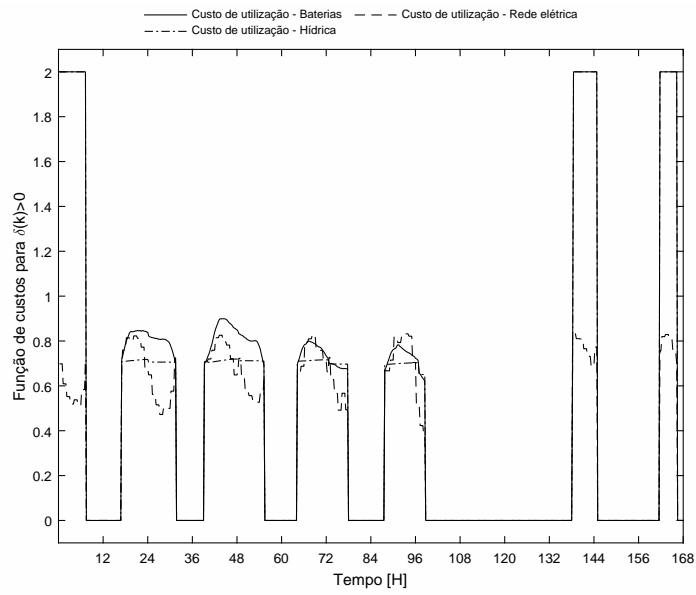


Figura 7.35: Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $\phi(k) > 0$ ,  $SOC_b = 0.2$  e  $SOC_h = 0.2$ .

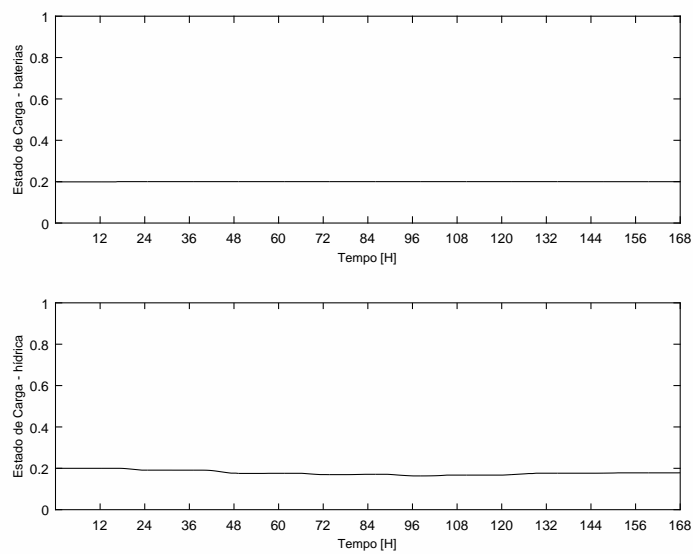


Figura 7.36: Evolução do  $SOC_b$  e  $SOC_h$  para um horizonte temporal de 168 horas.

A Figura 7.37 ilustra o *mix* das tecnologias que resultou da estratégia de operação proposta.

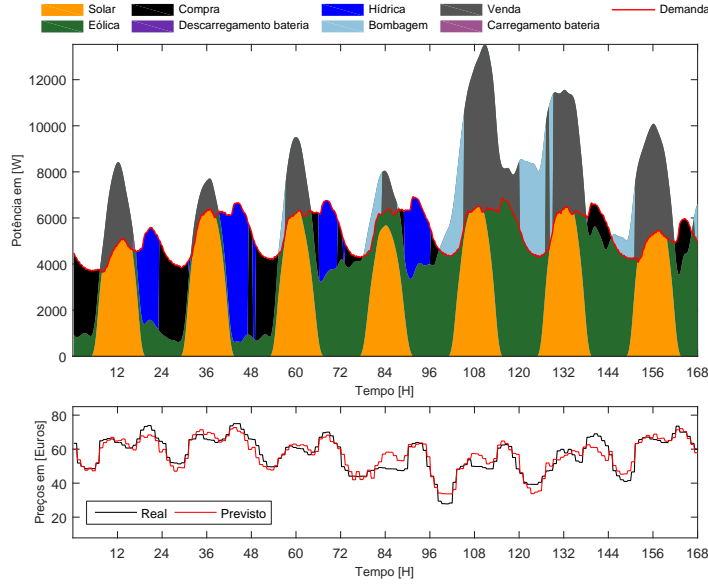


Figura 7.37: *Mix* das tecnologias que resultou da estratégia de operação, para um horizonte temporal de 168 horas, com  $SOC_b = 0.2$  e  $SOC_h = 0.2$ .

### 7.8.6 Conclusões

Os ensaios demonstraram o excelente desempenho da estratégia de operação proposta. No entanto, existe um ponto que é comum em todos os ensaios realizados. Independentemente do estado de carga das tecnologias de produção/armazenamento, dos preços da energia elétrica elevados e da ocorrência de excesso de produção solar e/ou eólica, o algoritmo proposto privilegia a venda de energia elétrica.

Esta característica pode ser modificada, introduzindo na função do custo da utilização da rede elétrica ( $\phi(k) < 0$ ), o inverso da média aritmética do estado de carga de ambas as tecnologias de produção/armazenamento 7.5. Com essa modificação, e à medida que o SOC de ambas as tecnologias diminui, o custo de utilização da rede elétrica aumenta, privilegiando o carregamento das tecnologias de produção/armazenamento.

$$C_{rede}(\phi(k)) = \begin{cases} \min \left( \left\{ 1 - SOC_b \quad 1 - SOC_h \right\} \frac{\left( \frac{1}{24} \sum_{j=1}^{24} \widehat{p}_j \right)}{\max(\{\widehat{p}_1 \dots \widehat{p}_{24}\})} \right) & se \quad \phi(k) > 0 \\ \widehat{p}(k) - \frac{\left( \frac{1}{24} \sum_{j=1}^{24} \widehat{p}_j \right)}{\max(\{\widehat{p}_1 \dots \widehat{p}_{24}\})} & \\ \min \left( \left\{ SOC_b \quad SOC_h \right\} \frac{1}{\left( \frac{1}{2} \sum_{j=1}^2 SOC_j \right)} \right) + & se \quad \phi(k) < 0 \\ \frac{\left( \frac{1}{24} \sum_{j=1}^{24} \widehat{p}_j \right) - \widehat{p}(k)}{\max(\{\widehat{p}_1 \dots \widehat{p}_{24}\})} & \end{cases} \quad (7.5)$$

Para validar a nova formulação, considerou o SOC de ambas as tecnologias de produção/armazenamento a 0.2. A Figura 7.38 ilustra os perfis da demanda elétrica e da produção das tecnologias solar e eólica, para um horizonte temporal de 672 horas.

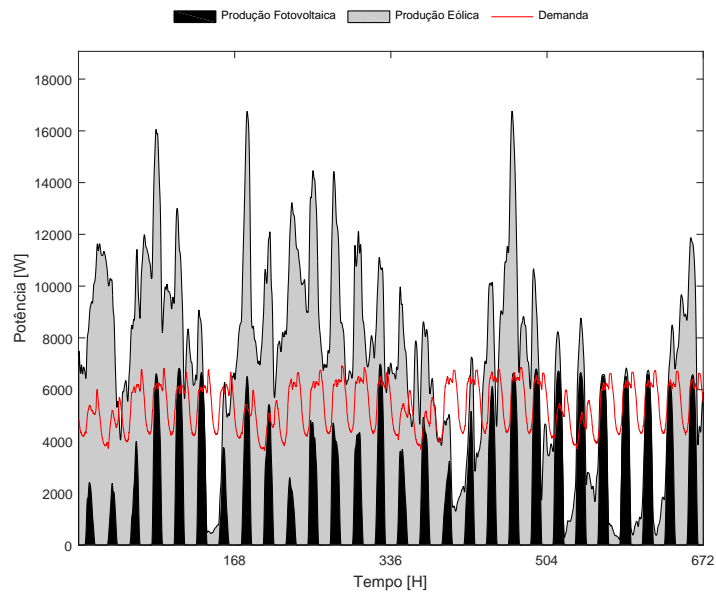


Figura 7.38: Perfil da demanda elétrica e das tecnologias de produção solar e eólica, para um horizonte temporal de 672 horas, com  $SOC_b = 0.2$  e  $SOC_h = 0.2$ .

As Figuras 7.39 e 7.40 ilustram a evolução da função dos custos de utilização, para  $\phi(k) < 0$  e  $\phi(k) > 0$  respetivamente. Já a Figura 7.41 mostra a evolução do estado de carga (SOC) para as tecnologias de produção/armazenamento.

A Figura 7.42 ilustra o *mix* das tecnologias que resultou da nova estratégia de operação proposta. Da análise das figuras podemos concluir que:

- (i) Nas situações, de excesso de produção  $\phi(k) > 0$  e o SOC de ambas as tecnologias for baixo, o algoritmo privilegia o carregamento das tecnologias de produção/armazenamento, equilibrando o SOC de ambas as tecnologias, independentemente do preço da energia elétrica.
- (ii) Quando os preços de energia elétrica forem elevados e o SOC de ambas as tecnologias produção/armazenamento se encontrarem próximos de 0.4, o algoritmo vai privilegiar a venda de energia elétrica.

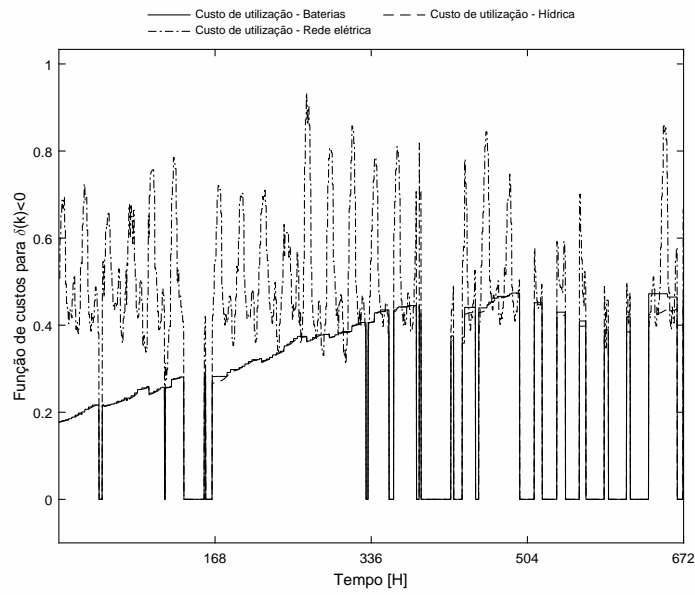


Figura 7.39: Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 672 horas, com  $\phi(k) < 0$ ,  $SOC_b = 0.2$  e  $SOC_h = 0.2$ .

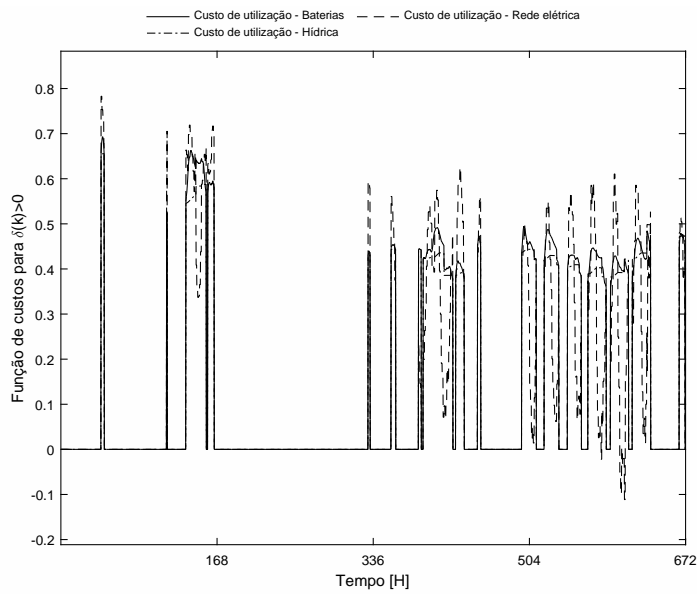


Figura 7.40: Função dos custos de utilização, para um horizonte temporal de 672 horas, com  $\phi(k) > 0$ ,  $SOC_b = 0.2$  e  $SOC_h = 0.2$ .

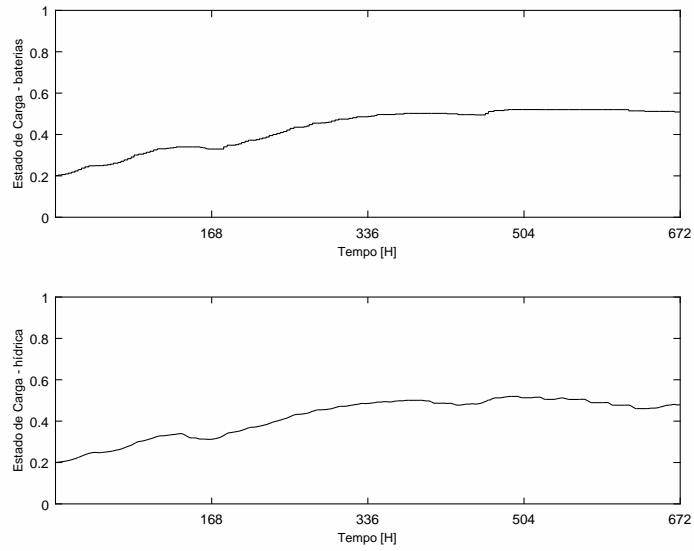


Figura 7.41: Evolução do  $SOC_b$  e  $SOC_h$  obtido para um horizonte temporal de 672 horas.

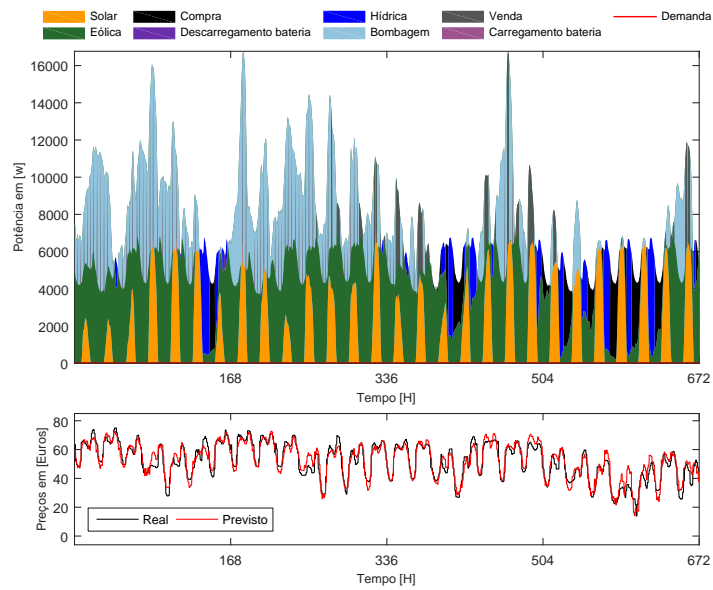


Figura 7.42: Mix das tecnologias que resultou da estratégia de operação, para um horizonte temporal de 672 horas, com  $SOC_b = 0.2$  e  $SOC_h = 0.2$ .



# Capítulo 8

## Conclusão

### 8.1 Conclusões Gerais

Na presente dissertação, pretendeu-se estudar os sistemas híbridos de energia interligados com a rede elétrica, não como um “todo”, mas sim, numa primeira fase, desenvolvendo modelos e plataformas experimentais que possibilitasse estudar o comportamento individual tanto das unidades de produção como de armazenamento.

Nesse sentido, o trabalho de investigação realizado e descrito nesta dissertação conduziu a diversas contribuições das quais se destacam as seguintes:

- (i) Na modelação fotovoltaica, foram introduzidos novos modelos de extração dos parâmetros que caracterizam um painel fotovoltaico com base em algoritmos de inteligência artificial. A utilização do algoritmo *Glowworm Swarm Optimization* permitiu concluir que a determinação dos parâmetros do modelo de um díodo a partir da informação disponibilizada pelo fabricante do módulo PV, é um problema multimodal difícil, já que o algoritmo convergiu para vários mínimos locais. Face a esse resultado, conclui-se que a melhor solução para determinar os parâmetros PV é utilizar algoritmos de otimização que permitam encontrar a solução global com alta probabilidade. Além disso, foi utilizado o algoritmo PSO para determinar os parâmetros PV ótimos, também para o modelo de um díodo, e a partir da informação do respetivo fabricante. O método da função *W Lambert* foi também implementado e as soluções obtidas por ambos foram comparadas. Os algoritmos propostos apresentam uma grande melhoria em termos de precisão, pois o erro obtido foi consideravelmente inferior, evidenciando assim, serem melhores que os métodos clássicos a determinar os parâmetros PV.
- (ii) Nos algoritmos de procura do ponto de máxima de potência, inicialmente, foram estudadas as diferentes topologias de conversores eletrónicos de potência DC/DC, introduzindo novos controladores baseados em algoritmos de inteligência artificial. Este novo controlador usa o algoritmo de otimização PSO para controlar diretamente, por si só, a tensão de saída de um conversor DC-DC *Boost*. Para qualificar o controlador proposto, foram implementadas algumas variantes do algoritmo PSO, nomeadamente, o clássico e o *Global Local Best*. O controlador proposto foi comparado com uma variante do controlador PI com *Anti-windup*, para diferentes condições de funcionamento. Os três controladores foram implementados no microcontrolador TMS320F28027 no *Code Composer Studio* versão 6 da *Texas Instruments* em linguagem C. Os resultados mostram que o controlador proposto apresenta um melhor comportamento em termos de tempo de estabelecimento e de *overshoot*. Ao contrário da maioria dos controladores dos conversor DC-DC clássicos, o controlador proposto não requer qualquer tipo de determinação de parâmetros. Numa segunda fase, avaliou-se o desempenho das técnicas, ditas clássicas, com as novas técnicas de MPPT emergentes na literatura, baseadas em algoritmos de otimização. O algoritmo proposto apresenta duas enormes vantagens em relação aos algoritmos clássicos,

em primeiro lugar, o algoritmo depois de atingir o ponto de máxima potência, não oscila em torno desse valor e, em segundo lugar, o algoritmo evita o posicionamento do ponto de funcionamento num máximo local, em condições de sombreamento parcial.

- (iii) Em relação aos conversores DC/AC interligados com a rede elétrica, descreveu-se com pormenor os principais algoritmos de controlo. Nos algoritmos de sincronização com a rede elétrica, foram implementados os algoritmos de sincronização PLL com *Notch* e o SOGI-PLL. Os resultados mostram que o algoritmo SOGI-PLL apresenta um melhor comportamento em termos *overshoot* e tempo de estabelecimento. Além disso, foi introduzido um novo método que permite otimizar os parâmetros dos controladores, PI e PR, com base em algoritmos de inteligência artificial. Este método permite a utilização de qualquer topologia, estratégia de controlo e diversificação para expressar a função objetivo. Em concreto, foi utilizado algoritmo CS, trata-se de um algoritmo de otimização considerado simples, bastante eficiente, bio inspirado no comportamento reprodutivo de certas espécies de pássaros (cucos). Este método foi comparado com os métodos clássicos, dos resultados obtidos verifica-se uma melhoria no desempenho dos controladores em termos *overshoot* e tempo de estabelecimento.
- (iv) De entre a ampla diversidade de baterias existentes, as baterias *Li-ion*, têm vindo a popularizar-se por exibir uma alta eficiência, não sofrem de efeito de memória e apresentam uma maior longevidade e uma alta densidade energética. Assim, foi desenvolvido e implementado um sistema capaz de monitorizar e controlar um unidade armazenamento de potência infinita (teoricamente). No que diz respeito aos algoritmos de carregamento também várias conclusões podem ser obtidas com o trabalho realizado. Primeiramente e focando os métodos de carregamento presentes na literatura, o método *Multistage* tradicional apresenta diversos problemas. Este, quando testado para células com reduzido número de ciclos de carga/descarga, origina períodos de excesso de tensão nas células. Este fenómeno ocorre devido ao facto de células com reduzido número de ciclos terem uma resistência interna baixa e assim não sofrerem variações instantâneas na tensão. Com o critério tradicional de transição entre patamares de corrente, em que a transição ocorre quando uma determinada célula atinge a tensão de 4.2 V, as células ficam sujeitas a períodos de sobretensão, já que a tensão não cai imediatamente com a transição entre patamares de corrente. Para além deste problema, também o facto de este método impor às células elevadas correntes durante longos períodos, ocorrem grandes aumentos na temperatura do pack, o que resulta numa degradação do tempo de vida das células. Com o objetivo de anular os problemas apresentados, foi desenvolvido o algoritmo *Multistage* Adaptativo, em que a transição entre patamares é efetuada tendo em conta o erro entre a tensão desejada e as tensões das células. Assim o problema da sobretensão foi anulado e também a temperatura apresenta aumentos menores devido ao menor tempo de carregamento a correntes elevadas.
- (v) Foram concebidos novos modelos de previsão tanto da demanda como dos preços de energia elétrica, com base em redes neuronais. Além disso, foi desenvolvida uma nova metodologia de treino *off-line* de redes neuronais, assente em algoritmos de inteligência artificial, permitindo, simultaneamente, treinar e otimizar a sua arquitetura. No método proposto o número de camadas (camada escondida) e o número de neurónios por cada camada escondida, são otimizados com base no algoritmo de otimização enxame de partículas (PSO). Esta etapa evita uma seleção aleatória da arquitetura, mitiga os problemas

de *overfitting* ou de *underfitting* e, conseqüentemente, da rede neuronal.

- (i) Em relação à previsão da demanda de energia elétrica, o modelo proposto apresenta um desempenho superior quando comparado com o modelo utilizado pela REN. Em concreto, o modelo proposto apresenta um melhor MAPE médio. O modelo utilizado pela REN apresenta um MAPE médio, no mês de outubro, de 1.6010% e o modelo proposto um MAPE médio de 1.4708%. Em relação ao mês de novembro, o modelo utilizado pela REN possui um MAPE médio de 1.8675% enquanto que o MAPE médio do modelo proposto é de 1.4679%.
- (ii) Em relação à previsão dos preços de energia elétrica, o modelo proposto apresenta um MAPE médio na ordem dos 6.5%, semelhante a várias publicações existentes na literatura, com dados de 2002. No entanto, atualmente, o problema da previsão dos preços de energia elétrica, no Mercado Ibérico de Eletricidade (MIBEL), apresenta um alto grau de complexidade.

Numa segunda fase, para analisar e simular o comportamento dos sistemas híbridos de energia elétrica, pretendeu-se integrar os modelos e as plataformas experimentais desenvolvidas. Nesse sentido, o trabalho de investigação realizado e descrito nesta dissertação conduziu a diversas contribuições das quais se destacam as seguintes:

- (i) Foi desenvolvida uma ferramenta computacional permitindo avaliar diferentes arquiteturas e tecnologias de produção/armazenamento de um sistema híbrido energia elétrica. Em concreto, foi implementada uma arquitetura híbrida, interligada com a rede elétrica, que combina as tecnologias de produção solar, eólica, hídrica e baterias.
- (ii) Foi desenvolvida uma estratégia de operação diária, para um sistema híbrido de energia interligado com a rede elétrica, com base na previsão dos preços de energia elétrica, permitindo que cada consumidor produtor possa atuar como *player*, possibilitando o controlo das suas instalações, de forma a gerirem os seus recursos e consumos consoante as suas próprias estratégias de atuação.

## 8.2 Perspetivas para Trabalho Futuro

A presente dissertação abre perspetivas de investigação e desenvolvimento, quer de alguns assuntos nela abordados, uma vez que a mesma não esgota os assuntos referidos, quer no que concerne a novas perspetivas, que a presente dissertação permitiu visualizar. Nos pontos seguintes apresentam-se alguns tópicos considerados interessantes para trabalhos futuros.

- (i) Aprofundar e desenvolver em modelos futuros de previsão dos preços de energia elétrica, métodos que permitam determinar se vai, ou não, ocorrer separação de mercados.
- (ii) Desenvolver um sistema híbrido de armazenamento (super-condensadores e baterias *Li-ion*) interligados com conversores DC/DC bidirecionais em paralelo (de referir que esse trabalho se encontra em desenvolvimento).
- (iii) Desenvolver uma unidade de produção eólica de eixo vertical para aplicação em meio urbano interligada com a rede elétrica (de referir que esse trabalho se encontra em desenvolvimento).
- (iv) Desenvolver o sistema de armazenamento iniciado na presente dissertação:

- (i) aumentando a potência nominal do pack de baterias;
  - (ii) desenvolver o suporte das células permitindo a sua utilização tipo *plug and play* (de referir que esse trabalho se encontra em desenvolvimento);
  - (iii) desenvolver uma interface gráfica facilitando a sua utilização.
- (v) Aprofundar e desenvolver a ferramenta computacional desenvolvida na presente dissertação:
- (i) incorporar novos modelos de simulação, permitindo alargar o leque de opções tanto de tecnologias de produção como de armazenamento;
  - (ii) incluir modelos matemáticos que permitam o dimensionamento ótimos das tecnologias de produção e de armazenamento;
  - (iii) desenvolver uma interface gráfica facilitando a sua utilização.
- (vi) Desenvolvimento do conversor DC/AC interligado com a rede elétrica que permite implementar, em tempo real, alguns assuntos abordados nesta dissertação (de referir que esse trabalho se encontra em desenvolvimento).

## Bibliografia

- [1] F. Ghani, G. Rosengarten, M. Duke, and J. Carson, "The numerical calculation of single-diode solar-cell modelling parameters," *Renewable Energy*, vol. 72, pp. 105-112, dec 2014. 7, 10
- [2] K. Ishaque and Z. Salam, "An improved modeling method to determine the model parameters of photovoltaic (PV) modules using differential evolution (DE)," *Solar Energy*, vol. 85, no. 9, pp. 2349-2359, sep 2011. 7, 10, 24
- [3] Y. Mahmoud, W. Xiao, and H. H. Zeineldin, "A Simple Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Modules," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 3, no. 1, pp. 185-186, jan 2012. 7, 10
- [4] M. Villalva, J. Gazoli, and E. Filho, "Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1198-1208, may 2009. 7, 10
- [5] B. Romero, G. del Pozo, and B. Arredondo, "Exact analytical solution of a two diode circuit model for organic solar cells showing S-shape using Lambert W-functions," *Solar Energy*, vol. 86, no. 10, pp. 3026-3029, oct 2012. 8, 10
- [6] K. Ishaque, Z. Salam, and H. Taheri, "Simple, fast and accurate two-diode model for photovoltaic modules," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 95, no. 2, pp. 586-594, feb 2011. 8, 10
- [7] F. Ghani, M. Duke, and J. Carson, "Numerical calculation of series and shunt resistance of a photovoltaic cell using the Lambert W-function: Experimental evaluation," *Solar Energy*, vol. 87, pp. 246-253, jan 2013. 8, 10, 110
- [8] Z. Salam, K. Ishaque, and H. Taheri, "An improved two-diode photovoltaic (PV) model for PV system," in *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India*. IEEE, dec 2010, pp. 1-5. 8, 10
- [9] D. Sera, "Real-time modelling, diagnostics and optimised MPPT for residential PV systems," no. January, 2009. 8, 9, 10, 113
- [10] J. Bishop, "Computer simulation of the effects of electrical mismatches in photovoltaic cell interconnection circuits," *Solar Cells*, vol. 25, no. 1, pp. 73-89, oct 1988. 9, 10
- [11] M. Paulescu, E. Paulescu, P. Gravila, and V. Badescu, *Weather Modeling and Forecasting of PV Systems Operation*, ser. Green Energy and Technology. London: Springer London, 2013. 10
- [12] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, *Power Electronics and Control Techniques for Maximum Energy Harvesting in Photovoltaic Systems*, ser. Industrial Electronics. CRC Press, dec 2012, vol. 20125477. 10, 13, 16, 43
- [13] A. Ortiz-Conde, D. Lugo-Munoz, and F. J. Garcia-Sanchez, "An explicit multiexponential model as an alternative to traditional solar cell models with series and shunt resistances," *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 2, no. 3, pp. 261-268, July 2012. 10, 13, 16

- [14] F. Ghani and M. Duke, "Numerical determination of series and shunt resistances using the Lambert W-function," in *2011 37th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*. IEEE, jun 2011, pp. 002 861-002 865. 10, 13
- [15] F. Ghani and M. Duke, "Numerical determination of parasitic resistances of a solar cell using the lambert w-function," *Solar Energy*, vol. 85, no. 9, pp. 2386 - 2394, 2011. 10, 13, 16
- [16] G. Blaesser and E. Rossi, "EXTRAPOLATION OF OUTDOOR MEASUREMENTS OF PV ARRAY," vol. 25, pp. 91-96, 1988. 10, 15
- [17] A. J. Anderson, "Photovoltaic Translation Equations: A New Approach," pp. 604-612, 1996. 10, 15
- [18] B. Marion, "A method for modeling the current-voltage curve of a PV module for outdoor conditions," *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 10, no. 3, pp. 205-214, may 2002. 15
- [19] S. B. Dongue, D. Njomo, and L. Ebengai, "A new strategy for accurately predicting electrical characteristics of pv modules using a nonlinear five point model," *Journal of Energy*, vol. 2013, no. 2, 2013. 16
- [20] A. N. Celik and N. Acikgoz, "Modelling and experimental verification of the operating current of mono-crystalline photovoltaic modules using four- and five-parameter models," *Applied Energy*, vol. 84, no. 1, pp. 1-15, jan 2007. 16, 306
- [21] W. D. Soto, "Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance," Ph.D. dissertation, Solar Energy Laboratory University of Wisconsin-Madison, 2004. 16
- [22] W. De Soto, S. Klein, and W. Beckman, "Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance," *Solar Energy*, vol. 80, no. 1, pp. 78-88, jan 2006. 16
- [23] Y.-J. Wang and P.-C. Hsu, "Analytical modelling of partial shading and different orientation of photovoltaic modules," *IET Renewable Power Generation*, vol. 4, no. 3, p. 272, 2010. 22
- [24] M. Seyedmahmoudian, S. Mekhilef, R. Rahmani, R. Yusof, and E. Renani, "Analytical Modeling of Partially Shaded Photovoltaic Systems," *Energies*, vol. 6, no. 1, pp. 128-144, jan 2013. 22, 24
- [25] B. P. Koirala, B. Sahan, and N. Henze, "Study on mpp mismatch losses in photovoltaic applications," in *European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition (EU PVSEC)*, 2009, pp. 3727-3733. 22, 23
- [26] E. Karatepe, M. Boztepe, and M. Çolak, "Development of a suitable model for characterizing photovoltaic arrays with shaded solar cells," *Solar Energy*, vol. 81, no. 8, pp. 977-992, aug 2007. 22, 24
- [27] K. Ding, X. Bian, H. Liu, and T. Peng, "A MATLAB-Simulink-Based PV Module Model and Its Application Under Conditions of Nonuniform Irradiance," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 4, pp. 864-872, dec 2012. 22

- [28] C. Deline, B. Sekulic, J. Stein, S. Barkaszi, J. Yang, and S. Kahn, "Evaluation of Maxim module-Integrated electronics at the DOE Regional Test Centers," in *2014 IEEE 40th Photovoltaic Specialist Conference, PVSC 2014*, no. July, 2014, pp. 986-991. 22, 23
- [29] C. Deline, J. Meydbray, and M. Donovan, "Photovoltaic Shading Testbed for Module-level Power Electronics: 2014 update," Tech. Rep. May, 2012. 22, 23
- [30] B. Subudhi and R. Pradhan, "A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems," *IEEE transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 1, pp. 89-98, 2013. 35
- [31] N. Onat, "Recent Developments in Maximum Power Point Tracking Technologies for Photovoltaic Systems," *International Journal of Photoenergy*, vol. 2010, pp. 1-11, 2010. 35
- [32] T. Eswam 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, jun 2007. 35, 42
- [33] A. Anurag, S. Bal, S. Sourav, and M. Nanda, "A review of maximum power-point tracking techniques for photovoltaic systems," *International Journal of Sustainable Energy*, no. September, pp. 1-24, may 2014. 35
- [34] A. N. A. Ali, M. H. Saied, M. Z. Mostafa, T. M. Abdel- Moneim, and T. M. A.-M. Ali Nasr Allah Ali, Mohamed H. Saied, M. Z. Mostafa, "A Survey of Maximum PPT techniques of PV Systems," *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, pp. 1097,1102, may 2012. 35, 108
- [35] M. Rosu-Hamzescu and S. Oprea, "Practical Guide to Implementing Solar Panel MPPT Algorithms," *Microchip Technology Inc*, 2013. 35
- [36] D. Sera, L. Mathe, T. Kerekes, S. V. Spataru, and R. Teodorescu, "On the perturb-and-observe and incremental conductance mppt methods for pv systems," *IEEE journal of photovoltaics*, vol. 3, no. 3, pp. 1070-1078, 2013. 36, 37, 39
- [37] A. Pandey, N. Dasgupta, and A. K. Mukerjee, "Design Issues in Implementing MPPT for Improved Tracking and Dynamic Performance," in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, no. 3. IEEE, nov 2006, pp. 4387-4391. 36, 37, 39
- [38] A. Al-Diab and C. Sourkounis, "A variable step size P&O algorithm for PV Systems," *Proceedings of the International Conference on Optimisation of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM*, pp. 1097-1102, may 2010. 36, 37, 39
- [39] E. M. Ahmed and M. Shoyama, "Variable Step Size Maximum Power Point Tracker Using a Single Variable for Stand-alone Battery Storage PV Systems," *Journal of Power Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 218-227, mar 2011. 36, 37, 39
- [40] F. a. O. Aashoor and F. V. P. Robinson, "A variable step size perturb and observe algorithm for photovoltaic maximum power point tracking," *2012 47th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, pp. 1-6, sep 2012. 36, 37, 38, 39
- [41] F. Liu, S. Duan, F. Liu, B. Liu, and Y. Kang, "A Variable Step Size INC MPPT Method for PV Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2622-2628, jul 2008. 39

- [42] A. W. Leedy and K. A. Aganah, "A constant voltage MPPT method for a solar powered boost converter with DC motor load," in *2012 Proceedings of IEEE Southeastcon*. IEEE, mar 2012, pp. 1-6. 42
- [43] Y. Xiong, S. Qian, and J. Xu, "Research on Constant Voltage with Incremental Conductance MPPT Method," in *2012 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*. IEEE, mar 2012, pp. 1-4. 42, 108
- [44] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "A new analog MPPT technique: TEODI," *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 18, no. 1, pp. 28-41, jan 2010. 43
- [45] G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "TEODI: A new technique for Distributed Maximum Power Point Tracking PV Applications," *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, vol. 0, no. 1, pp. 982-987, 2010. 43
- [46] G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Teodi: Pv mppt based on the equalization of the output operating points in correspondence of the forced displacement of the input operating points," in *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*. IEEE, 2010, pp. 3463-3468. 43
- [47] F. Schimpf and L. E. Norum, "Grid connected Converters for Photovoltaic, State of the Art, Ideas for Improvement of Transformerless Inverters," *Proceedings of Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics*, p. 6, 2008. 83, 85
- [48] S. Mirhassani, H. C. Ong, W. Chong, and K. Leong, "Advances and challenges in grid tied photovoltaic systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 49, pp. 121-131, sep 2015. 83, 85
- [49] M. Islam, S. Mekhilef, and M. Hasan, "Single phase transformerless inverter topologies for grid-tied photovoltaic system: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 45, pp. 69-86, 2015. 83, 88, 283, 284, 286
- [50] A. B. Emilio Lorenzani, Giovanni Franceschini and C. Tassoni, "Single-Phase Grid Connected Converters for Photovoltaic Plants, Renewable Energy, T J Hammons (Ed.)," in *InTech*, T. J, Ed. InTech, dec 2009. 83
- [51] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, Z. Chen, and M. Liserre, "Power converters and control of renewable energy systems," in *Proc. 6th Int. Conf. Power Electron*, vol. 1, 2004, pp. 1-20. 83, 85
- [52] D. Meneses, F. Blaabjerg, O. García, and J. A. Cobos, "Review and Comparison of Step-Up Transformerless Topologies for Photovoltaic AC-Module Application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2649-2663, jun 2013. 86
- [53] B. Chen, B. Gu, L. Zhang, Z. U. Zahid, J.-S. J. Lai, Z. Liao, and R. Hao, "A High-Efficiency MOSFET Transformerless Inverter for Nonisolated Microinverter Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 7, pp. 3610-3622, 2015. 86, 88, 283, 284
- [54] S. Technologies, "Technical Information Capacitive Leakage Currents." xviii, 87, 88
- [55] V.-g. Gerardo and S.-z. J. Miguel, "High Efficiency Single-Phase Transformer-less Inverter for Photovoltaic Applications Inversor monofásico de alta eficiencia sin transformador para

- aplicaciones fotovoltaicas,” *Ingeniería Investigación y Tecnología*, vol. XVI, no. número 2, pp. 173-184, 2015. 87, 88, 283
- [56] S. V. Araújo, P. Zacharias, and R. Mallwitz, “Highly efficient single-phase transformer-less inverters for grid-connected photovoltaic systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 9, pp. 3118-3128, 2010. 88, 283
- [57] M. Martino, C. Citro, K. Rouzbehi, and P. Rodriguez, “Efficiency Analysis of Single-Phase Photovoltaic Transformer-less Inverters,” *International Conference on Renewable Energies and Power Quality*, no. 1, 2012. 88, 283
- [58] G. Buticchi, S. Member, D. Barater, S. Member, E. Lorenzani, and G. Franceschini, “Digital Control of Actual Grid-Connected Converters for Ground Leakage Current Reduction in PV Transformerless Systems,” vol. 8, no. 3, pp. 563-572, 2012. 88, 89, 283, 286
- [59] M. Ciobotaru, “Reliable Grid Condition Detection and Control of Single-Phase Distributed Power Generation Systems,” Ph.D. dissertation, PhD Thesis, Aalborg University,, jan 2009. 91, 93, 100, 101, 102
- [60] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, 2011. 91, 94, 95, 99, 100, 101, 102, 108, 112, 114, 287
- [61] R. M. Santos Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, L. a. B. Torres, and A. F. Souza, “Comparison of three single-phase PLL algorithms for UPS applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 2923-2932, 2008. 91
- [62] J.-W. Choi, Y.-K. Kim, and H.-G. Kim, “Digital PLL control for single-phase photovoltaic system,” *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, no. 1, p. 40, 2006. 93
- [63] F. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, and J. Cabaleiro, “Robust phase locked loops optimized for DSP implementation in power quality applications,” in *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. IEEE, nov 2008, pp. 3052-3057. 93
- [64] X. Guo, W. Wu, and H. Gu, “Phase locked loop and synchronization methods for grid-interfaced converters: a review,” *PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review)*, no. 4, pp. 182-187, 2011. 93, 100
- [65] L. G. Barbosa Rolim, D. Rodrigues da Costa Jr., and M. Aredes, “Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 6, pp. 1919-1926, dec 2006. 95, 99
- [66] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Improved PLL structures for single-phase grid inverters,” in *Proc. Power Electronics and Intelligent Control for Energy Conservation Conference (PELINCEC)*, jan 2005, pp. 1-6. 100, 101
- [67] Y. Yang, L. Hadjidemetriou, F. Blaabjerg, and E. Kyriakides, “Benchmarking of Phase Locked Loop based Synchronization Techniques for Grid-Connected Inverter Systems,” *International Conference on Power Electronics*, pp. 2167-2174, 2015. 100, 101, 102
- [68] Y. Yang and F. Blaabjerg, “Synchronization in single-phase grid-connected photovoltaic systems under grid faults,” *Proceedings - 2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, PEDG 2012*, pp. 476-482, 2012. 100, 102

- [69] M. Saitou, N. Matsui, and T. Shimizu, "A control strategy of single-phase active filter using a novel d-q transformation," in *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.*, vol. 2. IEEE, 2003, pp. 1222-1227. 100
- [70] S. Shinnaka, "A New Frequency-Adaptive Phase-Estimation Method Based on a New PLL Structure for Single-Phase Signals," in *2007 Power Conversion Conference - Nagoya*. IEEE, apr 2007, pp. 191-198. 101
- [71] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator," in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 2006, pp. 1-6. 102
- [72] M. Monfared and S. Golestan, "Control strategies for single-phase grid integration of small-scale renewable energy sources: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 16, no. 7, pp. 4982-4993, 2012. 107
- [73] D. Sera, T. Kerekes, M. Lungeanu, P. Nakhosht, R. Teodorescu, G. K. Andersen, and M. Liserre, "Low-cost digital implementation of proportional-resonant current controllers for PV inverter applications using delta operator," *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, vol. 2005, pp. 2517-2522, 2005. 109, 110
- [74] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, no. 5, p. 750, 2006. 109, 110
- [75] M. Ciobotaru, T. Kerekes, R. Teodorescu, and a. Bouscayrol, "PV inverter simulation using MATLAB/Simulink graphical environment and PLECS blockset," *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, no. 1, pp. 5313-5318, 2006. 110
- [76] L. Ma, a. Luna, J. Rocabert, R. Munoz, F. Corcoles, and P. Rodriguez, "Voltage feed-forward performance in stationary reference frame controllers for wind power applications," *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, no. May, pp. 2-6, 2011. 110, 121
- [77] R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Proportional-resonant controllers. A new breed of controllers suitable for grid-connected voltage-source converters," *The 9th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments*, pp. 9-14, 2004. 110
- [78] S. Golestan, M. Ramezani, M. Monfared, and J. M. Guerrero, "A D-Q synchronous frame controller for single-phase inverters," *International Review on Modelling and Simulations*, vol. 4, no. 1, pp. 42-54, 2011. 111, 126
- [79] M. M. N. Amin and O. A. Mohammed, "Vector oriented control of voltage source PWM inverter as a dynamic VAR compensator for wind energy conversion system connected to utility grid," in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, feb 2010, pp. 1640-1650. 111
- [80] B. Bahrani, A. Rufer, S. Kenzelmann, and L. A. C. Lopes, "Vector Control of Single-Phase Voltage-Source Converters Based on Fictive-Axis Emulation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 2, pp. 831-840, mar 2011. 111

- [81] S. Samerchur, S. Premrudeepreechacharn, Y. Kumsuwun, and K. Higuchi, "Power control of single-phase voltage source inverter for grid-connected photovoltaic systems," in *2011 IEEE/PES Power Systems Conference and Exposition*. IEEE, mar 2011, pp. 1-6. 111
- [82] M. Monfared, M. Sanatkar, and S. Golestan, "Direct active and reactive power control of single-phase grid-tie converters," *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 8, p. 1544, 2012. 111
- [83] B. Bahrani, A. Karimi, B. Rey, and A. Rufer, "Decoupled dq-current control of grid-tied voltage source converters using nonparametric models," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1356-1366, April 2013. 111
- [84] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Control of single-stage single-phase PV inverter," in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*. IEEE, 2005, pp. 10 pp.-P.10. 113, 114
- [85] N. A. Ninad and L. A. C. Lopes, "Operation of Single-phase Grid-Connected Inverters with Large DC Bus Voltage Ripple," in *2007 IEEE Canada Electrical Power Conference*. IEEE, oct 2007, pp. 172-176. 113, 114
- [86] N. A. Ninad and L. A. Lopes, "A low power single-phase utility interactive inverter for residential pv generation with small dc link capacitor," 2008. 113, 114
- [87] G. Shen, J. Zhang, X. Zhu, and D. Xu, "A low cost solution to grid-connected distributed generation inverters," *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC '09*, vol. 3, pp. 706-711, 2009. 113
- [88] G. L. Calzo, A. Lidozzi, L. Solero, and F. Crescimbeni, "LC filter design for on-grid and off-grid distributed generating units," *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2013*, vol. 51, no. 2, pp. 713-720, 2013. 114
- [89] H. Cha and T. K. Vu, "Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected photovoltaic inverter," *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, pp. 1659-1665, 2010. 114, 116
- [90] J. Lettl, J. Bauer, and L. Linhart, "Comparison of Different Filter Types for Grid Connected Inverter," *Jpier.Org*, pp. 1426-1429, 2011. 114
- [91] F. Li, X. Zhang, H. Zhu, H. Li, and C. Yu, "An LCL Filter for Grid-Connected Converter: Topology, Parameter, and Analysis," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 9, pp. 5067-5077, sep 2015. 114
- [92] G. Zhao, J. Liu, and M. Han, "Design of input filters considering the stability of STATCOM systems," *Journal of Power Electronics*, vol. 11, no. 6, pp. 904-913, 2011. 114
- [93] W. Gullvik, L. Norum, and R. Nilsen, "Active damping of resonance oscillations in LCL-filters based on virtual flux and virtual resistor," *2007 European Conference on Power Electronics and Applications, EPE*, 2007. 115
- [94] W. Yao, Y. Yang, X. Zhang, and F. Blaabjerg, "Digital notch filter based active damping for LCL filters," in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, mar 2015, pp. 2399-2406. 115

- [95] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625-630, may 1984. 121
- [96] Fang Zheng Peng and Jih-Sheng Lai, "Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 45, no. 1, pp. 293-297, 1996. 121
- [97] A. G. Agamy, A. H. K. Alaboudy, H. E. Mostafa, and M. Y. Fekry, "Bacterial foraging-based PI controller of inverter-based distributed generators," in *2011 IEEE Trondheim PowerTech*. IEEE, jun 2011, pp. 1-7. 122
- [98] W. Al-Saedi, S. W. Lachowicz, and D. Habibi, "An optimal current control strategy for a three-phase grid-connected photovoltaic system using Particle Swarm Optimization," in *2011 IEEE Power Engineering and Automation Conference*, vol. 1. IEEE, sep 2011, pp. 286-290. 122
- [99] R. Sethi, S. Panda, and B. P. Sahoo, *Cuckoo Search Algorithm Based Optimal Tuning of PID Structured TCSC Controller*. New Delhi: Springer India, 2015, ch. Cuckoo Sea, pp. 251-263. 122, 123
- [100] A. Y., R. de J. Romero-Troncoso, L. Morales-Velazquez, and R. A., "PID-Controller Tuning Optimization with Genetic Algorithms in Servo Systems," *International Journal of Advanced Robotic Systems*, p. 1, sep 2013. 122
- [101] R. S. B. Jesus, I. S., and GECAD, "Optimization of Control Systems by Cuckoo Search," in *CONTROLO'2014 - Proceedings of the 11th Portuguese Conference on Automatic Control*, 2015, vol. 321, no. 2009, pp. 365-373. 122, 123
- [102] K. N. Abdul Rani, M. F. Abd Malek, and N. Siew-Chin, "Nature-inspired cuckoo search algorithm for side lobe suppression in a symmetric linear antenna array," *Radioengineering*, vol. 21, no. 3, pp. 865-874, 2012. 123
- [103] R. N. Mantegna, "Fast, accurate algorithm for numerical simulation of Levy stable stochastic processes," vol. 49, no. 5, 1994. 123, 254
- [104] A. Mohamad, A. M. Zain, N. E. N. Bazin, and A. Udin, "Cuckoo Search Algorithm for Optimization Problems - A Literature Review," *Applied Mechanics and Materials*, vol. 421, no. September 2015, pp. 502-506, 2013. 123
- [105] X.-S. Yang, *Cuckoo Search and Firefly Algorithm: Overview and Analysis*. Cham: Springer International Publishing, 2014, pp. 1-26. 123, 254
- [106] X.-S. Yang, *Nature-inspired optimization algorithms*. Elsevier, 2014. 123
- [107] X.-S. Yang and S. Deb, "Cuckoo Search via Levy Flights," *World Congress on Nature & Biologically Inspired Computing*, pp. 210-214, 2009. 123
- [108] L. Hassaine, E. Olias, J. Quintero, and V. Salas, "Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 30, pp. 796-807, 2014. 126
- [109] K. Arun and K. Selvajyothi, "Observer based current controlled single phase grid connected inverter," *Procedia Engineering*, vol. 64, pp. 367-376, 2013. 126

- [110] C. S. S. D. Zammit M. Apap, "Comparison between PI and PR Current Controllers in Grid Connected PV Inverters," *International Journal of Electrical, Robotics, Electronics and Communications Engineering*, vol. Vol:8, no. No:2, p. 6, 2014. 126
- [111] F. Gao, D. Li, P. C. Loh, Y. Tang, and P. Wang, "Indirect DC-link voltage control of two-stage single-phase PV inverter," *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009*, pp. 1166-1172, 2009. 133
- [112] S. Steinhorst, Z. Shao, S. Chakraborty, M. Kauer, S. Li, M. Lukasiewicz, S. Narayanaswamy, M. U. Rafique, and Q. Wang, "Distributed Reconfigurable Battery System Management Architectures," pp. 429-434, 2016. 137
- [113] N. Lotfi, P. Fajri, S. Novosad, J. Savage, R. G. Landers, and M. Ferdowsi, "Development of an experimental testbed for research in lithium-ion battery management systems," *Energies*, vol. 6, no. 10, pp. 5231-5258, 2013. 137
- [114] F. Baronti, R. Roncella, and R. Saletti, "Performance comparison of active balancing techniques for lithium-ion batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 267, pp. 603-609, 2014. 137
- [115] J. Gallardo-Lozano, E. Romero-Cadaval, M. I. Milanés-Montero, and M. A. Guerrero-Martinez, "Battery equalization active methods," *Journal of Power Sources*, vol. 246, pp. 934-949, 2014. 137, 138, 139, 140, 141
- [116] M. Daowd, N. Omar, P. van den Bossche, and J. van Mierlo, "A review of passive and active battery balancing based on MATLAB/Simulink," *International Review of Electrical Engineering*, vol. 6, no. 7, pp. 2974-2989, 2011. 138, 139, 140, 141, 145
- [117] J. Cao, N. Schofield, and A. Emadi, "Battery balancing methods: A comprehensive review," *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2008*, pp. 3-8, 2008. 138, 139, 140, 141
- [118] W. C. Lee, D. Drury, and P. Mellor, "Comparison of passive cell balancing and active cell balancing for automotive batteries," *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2011*, 2011. 138, 139, 140, 141
- [119] J. Qi and D. Dah-Chuan Lu, "Review of battery cell balancing techniques," *2014 Australian Universities Power Engineering Conference, AUPEC 2014 - Proceedings*, no. October, pp. 1-6, 2014. 138, 139, 140, 141
- [120] A. Perner and J. Vetter, "Lithium-ion batteries for hybrid electric vehicles and battery electric vehicles," *Advances in Battery Technologies for Electric Vehicles*, p. 173, 2015. 138, 139, 140, 141
- [121] M.-Y. Kim, C.-H. Kim, J.-H. Kim, and G.-W. Moon, "A Chain Structure of Switched Capacitor for Improved Cell Balancing Speed of Lithium-Ion Batteries," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 8, pp. 3989-3999, aug 2014. 140
- [122] Y. Ye and K. W. E. Cheng, "Modeling and Analysis of Series-Parallel Switched-Capacitor Voltage Equalizer for Battery/Supercapacitor Strings," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 4, pp. 977-983, 2015. 141
- [123] Y. Ye and K. Cheng, "An Automatic Switched-Capacitor Cell Balancing Circuit for Series-Connected Battery Strings," *Energies*, vol. 9, no. 3, p. 138, 2016. 141

- [124] M. M. U. Rehman, F. Zhang, M. Evzelman, R. Zane, and D. Maksimovic, "Control of a series-input, parallel-output cell balancing system for electric vehicle battery packs," *2015 IEEE 16th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1-7, 2015. 144
- [125] M. M. Ur. Rehman, M. Evzelman, K. Hathaway, R. Zane, G. L. Plett, K. Smith, E. Wood, and D. Maksimovic, "Modular approach for continuous cell-level balancing to improve performance of large battery packs," *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2014*, no. October, pp. 4327-4334, 2014. 144
- [126] W. Hong, K. S. Ng, J. H. Hu, and C. S. Moo, "Charge equalization of battery power modules in series," *2010 International Power Electronics Conference - ECCE Asia -, IPEC 2010*, pp. 1568-1572, 2010. 145
- [127] T. H. Phung, A. Collet, and J. C. Crebier, "An optimized topology for next-to-next balancing of series-connected lithium-ion cells," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4603-4613, 2014. 145
- [128] F. Mestrallet, L. Kerachev, J. C. Crebier, and A. Collet, "Multiphase interleaved converter for lithium battery active balancing," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2874-2881, 2014. 145
- [129] K. Taesic, Q. Wei, and Q. Liyan, "A multicell battery system design for electric and plug-in hybrid electric vehicles," *Electric Vehicle Conference (IEVC), 2012 IEEE International*, pp. 1-7, 2012. 146
- [130] H. Kim and K. G. Shin, "DESA: Dependable, Efficient, Scalable Architecture for Management of Large-Scale Batteries," *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, vol. 8, no. 2, pp. 406-417, 2012. 147
- [131] C. Linse and R. Kuhn, "10 - design of high-voltage battery packs for electric vehicles," in *Advances in Battery Technologies for Electric Vehicles*, ser. Woodhead Publishing Series in Energy, B. Scrosati, J. Garche, and W. Tillmetz, Eds. Woodhead Publishing, 2015, pp. 245 - 263. 147
- [132] W. Shen, T. T. Vo, and A. Kapoor, "Charging algorithms of lithium-ion batteries: An overview," *Proceedings of the 2012 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2012*, pp. 1567-1572, 2012. 147, 148, 149
- [133] A. Al-Haj Hussein and I. Batarseh, "A review of charging algorithms for nickel and lithium battery chargers," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 3, pp. 830-838, 2011. 147
- [134] S. C. Wang and Y. H. Liu, "A PSO-Based Fuzzy-Controlled Searching for the Optimal Charge Pattern of Li-Ion Batteries," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 2983-2993, 2015. 148, 155
- [135] C. L. Liu, S. C. Wang, S. S. Chiang, Y. H. Liu, and C. H. Ho, "PSO-based fuzzy logic optimization of dual performance characteristic indices for fast charging of Lithium-ion batteries," *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 474-479, 2013. 148

- [136] L. R. Dung and J. H. Yen, "ILP-based algorithm for lithium-ion battery charging profile," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 2286-2291, 2010. 148, 155
- [137] T. T. Vo, X. Chen, W. Shen, and A. Kapoor, "New charging strategy for lithium-ion batteries based on the integration of Taguchi method and state of charge estimation," *Journal of Power Sources*, vol. 273, pp. 413-422, 2015. 149
- [138] M. Yin, J. Cho, and D. Park, "Pulse-Based Fast Battery IoT Charger Using Dynamic Frequency and Duty Control Techniques Based on Multi-Sensing of Polarization Curve," *Energies*, vol. 9, no. 3, p. 209, 2016. 149
- [139] L. R. Chen, "A design of an optimal battery pulse charge system by frequency-varied technique," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 398-405, 2007. 149
- [140] L.-R. Chen, "Design of duty-varied voltage pulse charger for improving li-ion battery-charging response," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 2, pp. 480-487, 2009. 149
- [141] L. R. Chen, S. L. Wu, D. T. Shieh, and T. R. Chen, "Sinusoidal-ripple-current charging strategy and optimal charging frequency study for Li-ion batteries," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 88-97, 2013. 149
- [142] D. Andrea, *Battery management systems for large lithium-ion battery packs*. Artech house, 2010. 154
- [143] S. S. Soman, H. Zareipour, O. Malik, and P. Mandal, "A review of wind power and wind speed forecasting methods with different time horizons," in *North American Power Symposium 2010*. IEEE, sep 2010, pp. 1-8. 169, 170
- [144] A. Lahouar and J. Ben Hadj Slama, "Day-ahead load forecast using random forest and expert input selection," *Energy Conversion and Management*, vol. 103, pp. 1040-1051, oct 2015. 170
- [145] L. de Andrade and I. da Silva, "Very Short-Term Load Forecasting Based on ARIMA Model and Intelligent Systems," in *2009 15th International Conference on Intelligent System Applications to Power Systems*. IEEE, nov 2009, pp. 1-6. 170
- [146] N. AMJADY and F. KEYNIA, "Short-term load forecasting of power systems by combination of wavelet transform and neuro-evolutionary algorithm," *Energy*, vol. 34, no. 1, pp. 46-57, jan 2009. 170
- [147] H. Nie, G. Liu, X. Liu, and Y. Wang, "Hybrid of ARIMA and SVMs for Short-Term Load Forecasting," *Energy Procedia*, vol. 16, pp. 1455-1460, 2012. 170
- [148] D. Chaturvedi, A. Sinha, and O. Malik, "Short term load forecast using fuzzy logic and wavelet transform integrated generalized neural network," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 67, pp. 230-237, may 2015. 170
- [149] "SIMEE - Perfis Consumo." [Online]. Available: <http://www.mercado.ren.pt/PT/Electr/InfoMercado/Consumo/Paginas/PerfisConsumo.aspx> 171, 203
- [150] "SIMEE - Diário." [Online]. Available: <http://www.mercado.ren.pt/PT/.../PrevConsumo/Paginas/PrevConsDia.aspx> 174

- [151] ENTSO-E, “ENTSO-E Transparency Platform Data Types,” Tech. Rep. January, 2015. [Online]. Available: <https://transparency.entsoe.eu/http://www.softwarediagnostics.com/transparency-platform/?L= 174, 202>
- [152] S. Anbazhagan and N. Kumarappan, “Day-Ahead Deregulated Electricity Market Price Forecasting Using Recurrent Neural Network,” *IEEE Systems Journal*, vol. 7, no. 4, pp. 866-872, dec 2013. 179
- [153] J. Catalão, H. Pousinho, and V. Mendes, “Short-term electricity prices forecasting in a competitive market by a hybrid intelligent approach,” *Energy Conversion and Management*, vol. 52, no. 2, pp. 1061-1065, feb 2011. 180
- [154] O. Abedinia, N. Amjady, M. Shafie-khah, and J. P. S. Catalão, “Electricity price forecast using Combinatorial Neural Network trained by a new stochastic search method,” *Energy Conversion and Management*, vol. 105, no. 2015, pp. 642-654, 2015. 180
- [155] J. Zhang and Z. Tan, “Day-ahead electricity price forecasting using WT, CLSSVM and EGARCH model,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 45, no. 1, pp. 362-368, feb 2013. 180
- [156] “Mercado Diario | OMIE.” [Online]. Available: <http://www.omie.es/pt/principal/mercados-e-productos/mercado-da-electricidade/os-nossos-mercados-de-eletricidade/mercado-di> 180, 187
- [157] ERSE, “Portal ERSE - PRE - Produção em Regime Especial,” 2014. [Online]. Available: <http://www.erse.pt/pt/desempenhoambiental/prodregesp/Paginas/default.aspx> 185
- [158] “Real Decreto 2019/1997, de 26 de diciembre, por el que se organiza y regula el mercado de producción de energía eléctrica.” [Online]. Available: [http://noticias.juridicas.com/base\\_datos/Admin/rd2019-1997.html#ja8](http://noticias.juridicas.com/base_datos/Admin/rd2019-1997.html#ja8) 186
- [159] D. Turcotte, M. Ross, and F. Sheriff, “Photovoltaic hybrid system sizing and simulation tools: Status and Needs,” *PV Horizon: Workshop on Photovoltaic hybrid systems, Montreal, Canada*, no. November, pp. 1-10, 2001. 195
- [160] S. Sinha and S. Chandel, “Review of software tools for hybrid renewable energy systems,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 32, pp. 192-205, apr 2014. 195
- [161] D. Connolly, H. Lund, B. Mathiesen, and M. Leahy, “A review of computer tools for analysing the integration of renewable energy into various energy systems,” *Applied Energy*, vol. 87, no. 4, pp. 1059-1082, apr 2010. 195
- [162] C. Dennis Barley and C. Byron Winn, “Optimal dispatch strategy in remote hybrid power systems,” *Solar Energy*, vol. 58, no. 4-6, pp. 165-179, oct 1996. 195
- [163] C. D. Barley, C. B. Winn, L. Flowers, and H. J. Green, “Optimal Control Remote Hybrid Part 1 : Simplifi Systems ode I Prepared for,” *Proceedings of WindPower’95*, 1995. 195
- [164] T. Lambert, P. Gilman, and P. Lilienthal, “Micropower System Modeling with Homer,” *Integration of Alternative Sources of Energy*, pp. 379-418, 2006. 195
- [165] R. Dufo-López and J. L. Bernal-Agustín, “Design and control strategies of PV-Diesel systems using genetic algorithms,” *Solar Energy*, vol. 79, no. 1, pp. 33-46, jul 2005. 195

- [166] M. Ashari and C. Nayar, "An optimum dispatch strategy using set points for a photovoltaic (PV)-diesel-battery hybrid power system," *Solar Energy*, vol. 66, no. 1, pp. 1-9, may 1999. 195
- [167] L. Xu, X. Ruan, C. Mao, B. Zhang, and Y. Luo, "An improved optimal sizing method for wind-solar-battery hybrid power system," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 3, pp. 774-785, 2013. 195
- [168] S. Yamamoto, J.-S. Park, M. Takata, K. Sasaki, and T. Hashimoto, "Basic study on the prediction of solar irradiation and its application to photovoltaic-diesel hybrid generation system," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 75, no. 3-4, pp. 577-584, feb 2003. 196
- [169] A. Mellit, M. Benghaneim, A. H. Arab, and A. Guessoum, "A simplified model for generating sequences of global solar radiation data for isolated sites: Using artificial neural network and a library of Markov transition matrices approach," *Solar Energy*, vol. 79, no. 5, pp. 469-482, nov 2005. 196
- [170] L. Hontoria, J. Aguilera, and P. Zufiria, "Generation of hourly irradiation synthetic series using the neural network multilayer perceptron," *Solar Energy*, vol. 72, no. 5, pp. 441-446, may 2002. 196
- [171] J. M. Lujano-Rojas, C. Monteiro, R. Dufo-López, and J. L. Bernal-Agustín, "Optimum load management strategy for wind/diesel/battery hybrid power systems," *Renewable Energy*, vol. 44, pp. 288-295, aug 2012. 196
- [172] Y. Zhang, J. Meng, B. Guo, and T. Zhang, "An improved dispatch strategy of a grid-connected hybrid energy system with high penetration level of renewable energy," *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2014, 2014. 196
- [173] S. Upadhyay and M. Sharma, "A review on configurations, control and sizing methodologies of hybrid energy systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 38, pp. 47-63, oct 2014. 196
- [174] M. H. Nehrir, C. Wang, K. Strunz, H. Aki, R. Ramakumar, J. Bing, Z. Miao, and Z. Salameh, "A Review of Hybrid Renewable/Alternative Energy Systems for Electric Power Generation: Configurations, Control, and Applications," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 2, no. 4, pp. 392-403, oct 2011. 196, 200, 201
- [175] P. Arul, V. K. Ramachandaramurthy, and R. Rajkumar, "Control strategies for a hybrid renewable energy system: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 42, pp. 597-608, feb 2015. 196
- [176] Z. Muis, H. Hashim, Z. Manan, F. Taha, and P. Douglas, "Optimal planning of renewable energy-integrated electricity generation schemes with CO2 reduction target," *Renewable Energy*, vol. 35, no. 11, pp. 2562-2570, nov 2010. 198
- [177] S. X. Chen, H. B. Gooi, and M. Q. Wang, "Sizing of Energy Storage for Microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 142-151, mar 2012. 198
- [178] E. I. Vrettos and S. A. Papathanassiou, "Operating Policy and Optimal Sizing of a High Penetration RES-BESS System for Small Isolated Grids," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 3, pp. 744-756, sep 2011. 198

- [179] R. Dufo-López, J. L. Bernal-Agustín, and F. Mendoza, "Design and economical analysis of hybrid PV-wind systems connected to the grid for the intermittent production of hydrogen," *Energy Policy*, vol. 37, no. 8, pp. 3082-3095, aug 2009. 198
- [180] H. Ibrahim, A. Bourji, M. Ghandour, and A. Merabet, "Optimization of compressed air storage's volume for a stand-alone wind-diesel hybrid system," in *2013 IEEE Electrical Power & Energy Conference*. IEEE, aug 2013, pp. 1-7. 198
- [181] S. Sikkabut, N. H. Fuengwarodsakul, P. Sethakul, P. Thounthong, S. Pierfederici, M. Hinaje, B. Nahid-Mobarakeh, and B. Davat, "Control strategy of solar/wind energy power plant with supercapacitor energy storage for smart DC microgrid," in *2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*. IEEE, apr 2013, pp. 1213-1218. 198
- [182] T. Ma, H. Yang, L. Lu, and J. Peng, "Technical feasibility study on a standalone hybrid solar-wind system with pumped hydro storage for a remote island in Hong Kong," *Renewable Energy*, vol. 69, pp. 7-15, sep 2014. 198
- [183] K. W. Hu and C. M. Liaw, "On the flywheel/battery hybrid energy storage system for DC microgrid," in *2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*. IEEE, nov 2013, pp. 119-125. 198
- [184] B. Decourt and R. Debarre, "'Electricity storage", Factbook, Schlumberger Business Consulting Energy Institute, Paris, France and Paksoy, H. (2013), "Thermal Energy Storage Today", 2013. 198
- [185] S. E. Institute, "Electricity Storage FactBook," *Leading the Energy Transition Factbook*, no. September, p. 98, 2013. 198, 199
- [186] D. Rastler, "Electric energy storage technology options: a white paper primer on applications, costs, and benefits," 2010. 199
- [187] C. P. Lim, L. C. Jain, and S. Dehuri, Eds., *Innovations in Swarm Intelligence*, ser. Studies in Computational Intelligence. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2009, vol. 248. 251
- [188] B. K. Panigrahi, Y. Shi, and M.-H. Lim, *Handbook of Swarm Intelligence: Concepts, Principles and Applications*, 2011, vol. 8. 251
- [189] P. Oramus, "IMPROVEMENTS TO GLOWWORM SWARM OPTIMIZATION ULEPSZENIA ALGORYTMU," vol. 11, pp. 7-20, 2010. 251
- [190] J. Kennedy and R. Mendes, "Population structure and particle swarm performance," *Proceedings of the 2002 Congress on Evolutionary Computation. CEC'02 (Cat. No.02TH8600)*, vol. 2, pp. 1671-1676, 2002. 253
- [191] A. El Dor, D. Lemoine, M. Clerc, P. Siarry, L. Deroussi, and M. Gourgand, "Dynamic cluster in particle swarm optimization algorithm," *Natural Computing*, oct 2014. 253
- [192] M. R. Peyghami and R. Khanduzi, "Predictability and forecasting automotive price based on a hybrid train algorithm of MLP neural network," *Neural Computing and Applications*, vol. 21, no. 1, pp. 125-132, may 2011. 257

- [193] Q. Tang and D. Gu, "Day-Ahead Electricity Prices Forecasting Using Artificial Neural Networks," in *2009 International Conference on Artificial Intelligence and Computational Intelligence*, vol. 2. IEEE, 2009, pp. 511-514. 257
- [194] J. P. S. Catalao, S. J. P. S. Mariano, V. M. F. Mendes, and L. A. F. M. Ferreira, "An Artificial Neural Network Approach for Short-Term Electricity Prices Forecasting," in *2007 International Conference on Intelligent Systems Applications to Power Systems*. IEEE, nov 2007, pp. 1-6. 257
- [195] J. Peralta Donate, P. Cortez, A. Sanchis de Miguel, and G. Gutierrez Sanchez, "Evolving time-lagged feedforward neural networks for time series forecasting," in *Proceedings of the 13th annual conference companion on Genetic and evolutionary computation - GECCO '11*. New York, New York, USA: ACM Press, jul 2011, p. 163. 257
- [196] J. Neves Rodrigues, V. Owall, and L. Sornmo, "QRS detection for pacemakers in a noisy environment using a time lagged artificial neural network," in *ISCAS 2001. The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (Cat. No.01CH37196)*, vol. 2. IEEE, 2001, pp. 596-599. 257
- [197] A. Tsakoumis, S. Vladov, and V. Mladenov, "Electric load forecasting with multilayer perceptron and Elman neural network," in *6th Seminar on Neural Network Applications in Electrical Engineering*. IEEE, 2002, pp. 87-90. 258
- [198] J. Wang, W. Zhang, Y. Li, J. Wang, and Z. Dang, "Forecasting wind speed using empirical mode decomposition and Elman neural network," *Applied Soft Computing*, vol. 23, pp. 452-459, oct 2014. 258
- [199] M. Ghiassi, H. Saidane, and D. Zimbra, "A dynamic artificial neural network model for forecasting time series events," *International Journal of Forecasting*, vol. 21, no. 2, pp. 341-362, apr 2005. 258
- [200] B. Kermanshahi and H. Iwamiya, "Up to year 2020 load forecasting using neural nets," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 24, no. 9, pp. 789-797, nov 2002. 258
- [201] A. More and M. Deo, "Forecasting wind with neural networks," *Marine Structures*, vol. 16, no. 1, pp. 35-49, jan 2003. 258
- [202] L. Huo, B. Jiang, T. Ning, and B. Yin, "A BP Neural Network Predictor Model for Stock Price," in *Intelligent Computing Methodologies SE - 37*, ser. Lecture Notes in Computer Science, D.-S. Huang, K.-H. Jo, and L. Wang, Eds. Springer International Publishing, 2014, vol. 8589, pp. 362-368. 259
- [203] N. Dang Khoa, K. Sakakibara, and I. Nishikawa, "Stock Price Forecasting using Back Propagation Neural Networks with Time and Profit Based Adjusted Weight Factors," in *2006 SICE-ICASE International Joint Conference*. IEEE, 2006, pp. 5484-5488. 259
- [204] C. Ren, N. An, J. Wang, L. Li, B. Hu, and D. Shang, "Optimal parameters selection for BP neural network based on particle swarm optimization: A case study of wind speed forecasting," *Knowledge-Based Systems*, vol. 56, pp. 226-239, jan 2014. 259
- [205] H. Quan, D. Srinivasan, and A. Khosravi, "Short-term load and wind power forecasting using neural network-based prediction intervals." *IEEE transactions on neural networks and learning systems*, vol. 25, no. 2, pp. 303-15, feb 2014. 259

- [206] D. Liu, D. Niu, H. Wang, and L. Fan, "Short-term wind speed forecasting using wavelet transform and support vector machines optimized by genetic algorithm," *Renewable Energy*, vol. 62, pp. 592-597, feb 2014. 259
- [207] L. Wang, Y. Zeng, and T. Chen, "Back propagation neural network with adaptive differential evolution algorithm for time series forecasting," *Expert Systems with Applications*, vol. 42, no. 2, pp. 855-863, feb 2015. 259
- [208] R. S. Sexton, R. E. Dorsey, and J. D. Johnson, "Optimization of neural networks: A comparative analysis of the genetic algorithm and simulated annealing," *European Journal of Operational Research*, vol. 114, no. 3, pp. 589-601, may 1999. 259
- [209] N. Nawi, A. Khan, M. Z. Rehman, T. Herawan, and M. Deris, "Comparing Performances of Cuckoo Search Based Neural Networks," in *Recent Advances on Soft Computing and Data Mining SE - 16*, ser. Advances in Intelligent Systems and Computing, T. Herawan, R. Ghazali, and M. M. Deris, Eds. Springer International Publishing, 2014, vol. 287, pp. 163-172. 259
- [210] V. Sharma, S. S. Pattnaik, and T. Garg, "A Review of Bacterial Foraging Optimization and Its Applications," *IJCA Proceedings on National Conference on Future Aspects of Artificial intelligence in Industrial Automation 2012*, vol. NCFAAIIA, no. 1, pp. 9-12. 259
- [211] N. S. Jaddi, S. Abdullah, and A. R. Hamdan, "Optimization of neural network model using modified bat-inspired algorithm," *Applied Soft Computing*, vol. 37, pp. 71-86, dec 2015. 259
- [212] D. Stathakis, "How many hidden layers and nodes?" *International Journal of Remote Sensing*, vol. 30, no. 8, pp. 2133-2147, 2009. 259
- [213] K. G. Sheela and S. N. Deepa, "Review on methods to fix number of hidden neurons in neural networks," *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2013, 2013. 259, 260
- [214] M. Clerc, "Confinements and Biases in Particle Swarm Optimization," vol. 0, p. 9, 2006. 260
- [215] R. Priewasser, M. Agostinelli, C. Unterrieder, S. Marsili, and M. Huemer, "Modeling, Control, and Implementation of DC-DC Converters for Variable Frequency Operation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 287-301, jan 2014. 263
- [216] J. Sun and D. Mitchell, "Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode," ... *IEEE Transactions on*, vol. 16, no. 4, pp. 482-492, 2001. 263
- [217] Y.-f. Zhou and J.-n. Chen, "Modeling and simulation of Boost converter in CCM and DCM," in *2009 2nd International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System (PEITS)*, vol. 3. IEEE, dec 2009, pp. 288-291. 263
- [218] M. Modabbernia and F. Kohani, "The State Space Average Model of Buck-Boost Switching Regulator Including all of The System Uncertainties," *International Journal on ...*, vol. 5, no. 02, pp. 120-132, 2013. 267
- [219] Yong Wang, Haisheng Yu, and Jinpeng Yu, "The modeling and control of Buck-Boost converter based on energy-shaping theory," in *2008 IEEE International Conference on Industrial Technology*. IEEE, apr 2008, pp. 1-6. 267

- [220] S. Chiang, "Modeling and Control of PV Charger System With SEPIC Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 11, pp. 4344-4353, nov 2009. 270
- [221] E. Arango, C. Ramos-Paja, and J. Calvente, "Asymmetrical Interleaved DC/DC Switching Converters for Photovoltaic and Fuel Cell Applications—Part 2: Control-Oriented Models," *Energies*, vol. 6, no. 10, pp. 5570-5596, oct 2013. 275
- [222] F. S. Garcia, J. A. Pomilio, and G. Spiazzi, "Modeling and Control Design of the Interleaved Double Dual Boost Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 8, pp. 3283-3290, aug 2013. 275
- [223] S. Lambert and V. Pickert, "A novel single-phase transformerless photovoltaic inverter connected to grid," *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)*, pp. TU321-TU321, 2010. 284
- [224] M. Frisch, V. GmbH, B. Str, and U. Germany, "A New , Alternative Three-Level Topology for Highly Efficient , Single-Phase Solar Applications," pp. 2-7. 286
- [225] T. Kerekes, R. Teodorescu, P. Rodríguez, G. Vázquez, and E. Aldabas, "A New high-efficiency single-phase transformerless PV inverter topology," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 184-191, 2011. 286
- [226] J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer, and I. E. Lizama, "A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2219-2230, jul 2010. 287, 288
- [227] N. O. Cherchali, A. Tlemçani, M. S. Boucherit, and L. Barazane, "Comparative Study between Different Modulation Strategies for Five Levels NPC Topology Inverter," vol. 2011, no. July, pp. 276-284, 2011. 288
- [228] E. Sambath, S. P. Natarajan, and C. R. Balamurugan, "Performance Evaluation of Multi Carrier Based PWM Techniques for Single Phase Five Level H-Bridge Type FCMLI," vol. 2, no. 7, pp. 82-90, 2012. 288
- [229] G. Vazquez, T. Kerekes, A. Rolan, D. Aguilar, Á. Luna, and G. Azevedo, "Losses and CMV evaluation in transformerless grid-connected PV topologies," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, no. ISIE, pp. 544-548, 2009. 288
- [230] C.-H. Li, X.-J. Zhu, G.-Y. Cao, S. Sui, and M.-R. Hu, "Dynamic modeling and sizing optimization of stand-alone photovoltaic power systems using hybrid energy storage technology," *Renewable Energy*, vol. 34, no. 3, pp. 815-826, mar 2009. 299
- [231] L. Xu, X. Ruan, C. Mao, B. Zhang, and Y. Luo, "An improved optimal sizing method for wind-solar-battery hybrid power system," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 3, pp. 774-785, 2013. 299
- [232] A. Malheiro, P. M. Castro, R. M. Lima, and A. Estanqueiro, "Integrated sizing and scheduling of wind/PV/diesel/battery isolated systems," *Renewable Energy*, vol. 83, pp. 646-657, 2015. 299
- [233] Y. Rifonneau, S. Bacha, F. Barruel, and S. Ploix, "Optimal Power Flow Management for Grid Connected PV Systems With Batteries," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 2, no. 3, pp. 309-320, 2011. 299, 307

- [234] a. Rodrigues, a. Rodrigues, J. Lopes, J. Lopes, P. Miranda, P. Miranda, J. Palma, J. Palma, C. Monteiro, C. Monteiro, J. Sousa, J. Sousa, R. Bessa, R. Bessa, C. Rodrigues, C. Rodrigues, J. Matos, and J. Matos, "Eprev-a Wind Power Forecasting Tool for Portugal," *2007 European Wind Energy Conference and Exhibition*, 2007. 300
- [235] B. Bhandari, K.-T. Lee, Y.-M. Cho, and S.-H. Ahn, "OPTimization of Hybrid Renewable Energy Power system: A review," vol. 2, no. 1, pp. 99-112, 2015. 300
- [236] R. Belfkira, C. Nichita, P. Reghem, and G. Barakat, "Modeling and optimal sizing of hybrid renewable energy system," *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 1834-1839, 2008. 301
- [237] M. Bencherif, "Optimum Selection of Wind Turbines," *Science Journal of Energy Engineering*, vol. 2, no. 4, p. 36, 2014. 301
- [238] A. Chermitti, M. Bencherif, Z. Nakoul, N. Bibitriki, and B. Benyoucef, "Assessment Parameters and Matching between the Sites and Wind Turbines," *Physics Procedia*, vol. 55, pp. 192-198, 2014. 301
- [239] X. L. X. Liu, P. W. P. Wang, and P. C. L. P. C. Loh, "A hybrid AC/DC micro-grid," *IPEC, 2010 Conference Proceedings*, pp. 746-751, 2010. 301
- [240] J. Slootweg, S. de Haan, H. Polinder, and W. Kling, "General model for representing variable speed wind turbines in power system dynamics simulations," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 18, no. 1, pp. 144-151, feb 2003. 303
- [241] C. Zhang, K. Li, S. Mcloone, and Z. Yang, "Battery Modelling Methods for Electric Vehicles - A Review," *European Control Conference (ECC)*, pp. 2673-2678, 2014. 303
- [242] M. Jongerden and B. Haverkort, "Battery modeling," *Thecnical Report in Faculty Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science*, p. 18, 2008. 303
- [243] M. Chen and G. Rincon-Mora, "Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I-V Performance," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 2, pp. 504-511, jun 2006. 304
- [244] J. F. Manwell and J. G. McGowan, "Lead acid battery storage model for hybrid energy systems," *Solar Energy*, vol. 50, no. 5, pp. 399-405, may 1993. 304, 306
- [245] A. D. Hansen, P. Sørensen, and L. H. Hansen, *Models for a Stand-Alone PV System*, 2000, vol. 1219, no. December. 306
- [246] a. Rogers, G. Hayman, and C. T. Avelar, "HYBRID2- A HYBRID SYSTEM SIMULATION MODEL THEORY MANUAL," 1998. 306
- [247] S. V. Papaefthymiou, E. G. Karamanou, S. a. Papathanassiou, and M. P. Papadopoulos, "A wind-hydro-pumped storage station leading to high RES penetration in the autonomous island system of Ikaria," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 1, no. 3, pp. 163-172, 2010. 306
- [248] E. McLean and D. Kearney, "An evaluation of seawater pumped hydro storage for regulating the export of renewable energy to the national grid," *Energy Procedia*, vol. 46, pp. 152-160, 2014. 306

- [249] T. Ma, H. Yang, L. Lu, and J. Peng, "Pumped storage-based standalone photovoltaic power generation system: Modeling and techno-economic optimization," *Applied Energy*, vol. 137, pp. 649-659, 2014. 306, 307



# Apêndice A

## Algoritmos de otimização

### A.1 *Glowworm Swarm Optimization*

O algoritmo *Glowworm Swarm Optimization* [187-189] é inspirado no comportamento dos insetos coleóptera (pirilampos), que produzem uma substância bioluminescente designada por luciferina, utilizada para atrair as fêmeas. Os machos são tão mais atraentes quanto maior for a quantidade de luciferina. A ideia por de trás do algoritmo, é evoluir os agentes (pirilampos) com menor atributo de luciferina em direção aos agentes com maior nível de luciferina. No entanto, cada agente é dotado com um mecanismo comportamental, que lhe permite interagir seletivamente com os seus agentes vizinhos, e decidir o seu progresso em cada iteração. Esse nível de luciferina é calculado através da equação A.1, onde:  $\ell_k$  e  $\ell_{k-1}$  são os valores de luciferina no instante  $k$  e no instante  $k - 1$ , respetivamente;  $\tau$  é a taxa de decaimento da luciferina, cujo o valor se encontra no intervalo  $0 \leq \tau \leq 1$ ;  $\varphi$  é um fator de ponderação do valor da função do agente  $i$  no instante  $k$ .

$$\ell_k = (1 - \tau) \ell_{k-1} + \varphi F(x_i) \quad (\text{A.1})$$

Como referido anteriormente, cada agente é dotado de um mecanismo comportamental, que influencia o seu campo de perceção, o qual é circunscrito por um círculo de raio  $r_{k+1}^i$  dado pela equação A.2, que é ajustado em cada iteração.

$$r_{k+1}^i = \min \{ r_{\max}, r_k^i + \beta (n_k - N_k^i) \} \quad (\text{A.2})$$

onde,

$$N_k^i = \{ j : d_{ij} < r_t^i, \ell_i < \ell_j \} \quad (\text{A.3})$$

A vizinhança do agente  $i$  é formada pelos agentes  $j$ , cujas distâncias são menores que  $r_k^i$  e o seu atributo de luciferina maior que a luciferina do agente  $i$ . A equação A.3 representa o número de vizinhos no instante  $k$ , onde  $d_{ij}$  é a distância euclidiana entre o agente  $i$  e  $j$ .

Com o objetivo de controlar o número de vizinhos, são introduzidas duas constantes na equação A.2, nomeadamente  $n_t$  e  $r_{\max}$ . Esses dois parâmetros permitem movimentos baseados em informação local (i.e., com um raio de perceção pequeno), separando os agentes em subgrupos que convergem para múltiplos ótimos locais da função objetivo ou, em vez disso, permitem movimentos baseados em informação global (i.e., com um raio de perceção grande), que levam os agentes a convergir para um ótimo global da função objetivo.

No algoritmo dito clássico, se um agente não possui dentro do seu raio de perceção outro agente, ele vai permanecer na sua posição até que um agente, com melhor atributo de luciferina, entre

no seu raio de percepção. No entanto, no algoritmo implementado, isso não acontece, ele irá mover-se de forma aleatória em função de um outro agente.

O movimento de cada agente ocorre em função do seu campo de percepção e também da função de probabilidades descrita pela equação A.4, onde  $p_{ij}(k)$  é a probabilidade do agente  $i$  escolher o agente  $j$ , pertencente ao seu campo de percepção.

$$p_{ij}(k) = \frac{\ell_j(k) - \ell_i(k)}{\sum_{j \in N_i(k)} \ell_j(k) - \ell_i(k)} \quad (\text{A.4})$$

Após a seleção em função da equação A.4, os agentes devem atualizar a sua nova posição através da equação A.5, onde  $s$  é um fator de ponderação da amplitude do passo que o agente  $i$  dará na direção do agente  $j$ .

$$x_i(k+1) = x_i(k) + s \left( \frac{x_j(k) - x_i(k)}{\|x_j(k) - x_i(k)\|} \right) \quad (\text{A.5})$$

## A.2 Particle Swarm Optimization

O algoritmo *Particle Swarm Optimization* (enxame de partículas) é inspirado em princípios de cooperação e comportamento em sociedade, o algoritmo possui uma população de partículas, onde cada partícula representa uma possível solução. Associada a cada partícula existe uma velocidade, velocidade essa que é ajustada através de uma equação de atualização que considera o histórico das experiências individuais e coletivas, ou seja, a experiência da própria partícula e a experiência das outras partículas presentes na população.

A ideia é evoluir as partículas de maneira a que estas percorram o espaço em busca de uma solução ótima. O conceito do algoritmo consiste, a cada iteração avaliar o desempenho de cada partícula da população através de uma função objetivo pré-definida (*fitness*) e mudar a velocidade de cada partícula em direção ao seu melhor desempenho até ao momento (*pbest*), bem como em direção ao melhor desempenho das outras partículas presentes na população (*gbest*), como se ilustra na Figura A.1.

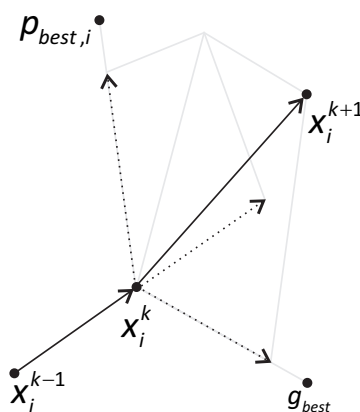


Figura A.1: Representação gráfica da evolução das partículas.

Um aspeto relevante que influencia o desempenho do algoritmo é a sua topologia, ou seja, a forma como as partículas comunicam entre si. Existem várias topologias presentes na literatura

[190, 191]. Na Figura A.2 podemos verificar as principais topologias.

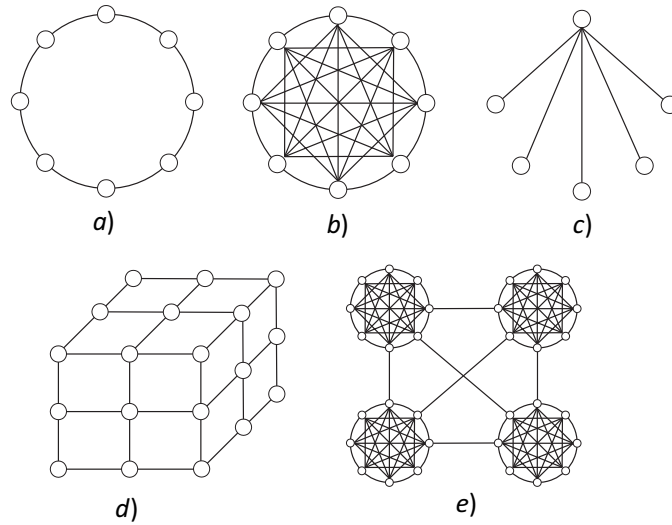


Figura A.2: Diferentes topologias do algoritmo enxame de partículas.

Na topologia em estrela, Figura A.2b, existe conexão entre todas as partículas, ou seja, todas as partículas comunicam entre si; já na topologia em anel, Figura A.2a, existe apenas conexão/comunicação entre os  $k$  vizinhos adjacentes; na Figura A.2c a conexão/comunicação é realizada através de uma partícula central e todas as outras encontram-se isoladas entre si; na Figura A.2e ilustra-se a topologia em *cluster*, nesta topologia determinadas partículas realizam a conexão/comunicação entre os diversos *clusters* e, dentro dos diversos *clusters*, existe conexão/comunicação entre todas as partículas; por último na topologia *Von Neumann*, Figura A.2d, as partículas são conectadas por uma estrutura de forma que as partículas de uma extremidade comuniquem com as partículas da extremidade oposta.

A velocidade de cada partícula é expressa pela equação A.6,

$$v_k = \psi v_{k-1} + \zeta_1 \varepsilon_1 (x_{pbest} - x_k) + \zeta_2 \varepsilon_2 (x_{gbest} - x_k) \quad (\text{A.6})$$

$$x_{k+1} = x_k + v_k \quad (\text{A.7})$$

onde  $\psi$  representa o fator de inércia,  $\varepsilon_1$  e  $\varepsilon_2$  são números aleatórios com uma distribuição uniforme pertencentes ao intervalo  $[0,1]$  (característica estocástica),  $x_{pbest}$  é a melhor posição individual encontrada pela partícula até ao momento,  $x_{gbest}$  é a melhor posição de todas as partículas presentes na população até ao momento,  $\zeta_1$  e  $\zeta_2$  são constantes positivas de aceleração usadas para ajustar as contribuições cognitivas e sociais na atualização das velocidades,  $v_k$  e  $x_k$  representam a velocidade e a posição da partícula na iteração  $k$ , respetivamente.

### A.3 Cuckoo Search via Lévy Flights

A ideia intrínseca ao algoritmo é que cada agente (cuco) deposite de forma aleatória o seu ovo num número fixo e predeterminado de ninhos de pássaros hospedeiros. Porém, se o anfitrião

(pássaro hospedeiro) descobre que o ovo não é seu, este abandonará o seu ninho e construirá um novo ninho.

No algoritmo, esse procedimento (ovo do cuco ser descoberto) é controlado através de uma probabilidade  $p_a$  com uma distribuição uniforme e a geração dos novos ninhos realizada aleatoriamente através de um *random walk* local, expresso pela equação A.8, [105].

$$x_i^{k+1} = x_i^k + \alpha s \otimes H(p_a - \varepsilon) \otimes (x_j^k - x_z^k) \quad (\text{A.8})$$

Onde  $x_j^k$  e  $x_z^k$  são dois ninhos selecionados aleatoriamente,  $H$  representa uma função em degrau,  $\varepsilon$  um número aleatório com uma distribuição normal,  $\otimes$  representa a multiplicação entre os valores das matrizes e  $s$  o tamanho da amplitude do passo.

Porém, o algoritmo combina um *random walk local* com um *random walk global*, em que uma fração dos ninhos, com pior aptidão, são substituídos obedecendo a uma distribuição de Lévy, segundo a equação A.9, [105]:

$$x_i^{k+1} = x_i^k + \alpha L(s, \lambda) \quad (\text{A.9})$$

onde,

$$L(s, \lambda) = \frac{\lambda \Gamma(\lambda) \sin(\pi\lambda/2)}{\pi} \frac{1}{s^{1+\lambda}} \quad s \gg s_0 > 0$$

e  $\alpha$  calculado pela equação A.10:

$$\alpha = 0.01s \otimes (x_i^k - x_{best}) \quad (\text{A.10})$$

A distribuição de Lévy é uma distribuição estável de variância infinita, por isso normalmente designada como uma distribuição de cauda longa. A utilização deste tipo de distribuição vai provocar que algumas soluções irão ser geradas perto da melhor solução até ao momento. Contudo, uma parcela é gerada em locais distantes e aleatórios da melhor solução até ao momento, assegurando uma maior exploração do espaço de procura evitando a convergência prematura. Uma das formas mais eficientes e simples de implementação, de uma distribuição de Lévy simétrica, é com base no algoritmo desenvolvido por [103], designado por algoritmo de *Mantegna*. Em que o tamanho da amplitude do passo  $s$  pode ser calculado pela expressão:

$$s = \frac{u}{|v|^{1/\beta}} \quad (\text{A.11})$$

Onde  $u$  e  $v$  representa um valor aleatório com uma distribuição normal em que  $u \sim N(0, \sigma_u^2)$  e  $v \sim N(0, \sigma_v^2)$  com:

$$\sigma_u = \left\{ \frac{\Gamma(1 + \beta) \sin\left(\frac{\pi\beta}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{1 + \beta}{2}\right) \beta^{\frac{\beta - 1}{2}}} \right\}^{\frac{1}{\beta}}, \sigma_v = 1$$

onde  $\beta$  é um parâmetro compreendido entre  $[1, 2]$  e  $\Gamma$  representa uma função *Gamma*.



# Apêndice B

## Redes Neurais

### B.1 Redes Neurais Enquadramento

As redes neurais são sistemas altamente dinâmicos de computação adaptativa de processamento paralelo de informação, inspirados nas características de processamento de informação encontradas nos neurónios reais (biológicos) e nas características de suas interconexões, para intuir e inferir a partir de dados escassos, incompletos ou confusos. Varias são as arquiteturas, bem como os métodos de treino, com princípios de funcionamento e técnicas totalmente diferentes, mantendo entre si em comum apenas o bloco básico (neurónio artificial) e o paralelismo de processamento.

A grande maioria das publicações utiliza a arquitetura de rede das Figuras B.1 e B.2, designada por *Multilayer Perceptron* (MLP), como por exemplo em [192-194], em que o fluxo de informação ocorre nas camadas de neurónios, sem que haja realimentação (retorno da informação da saída para a entrada de algum dos neurónios da rede).

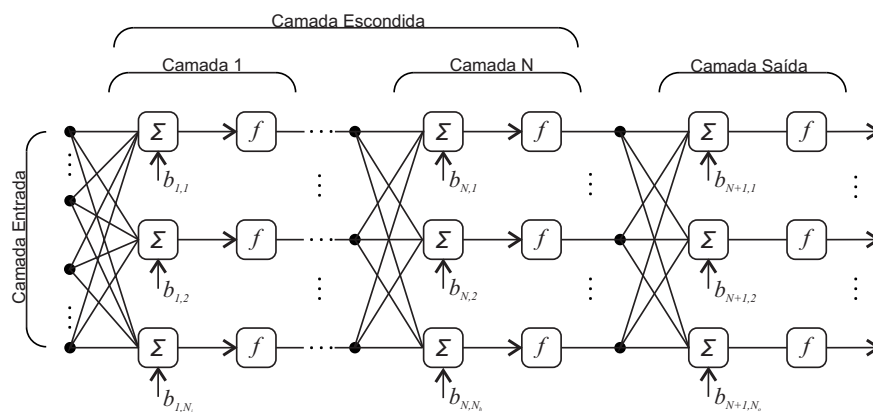


Figura B.1: Arquitetura de rede *Multilayer Perceptron* (MLP).

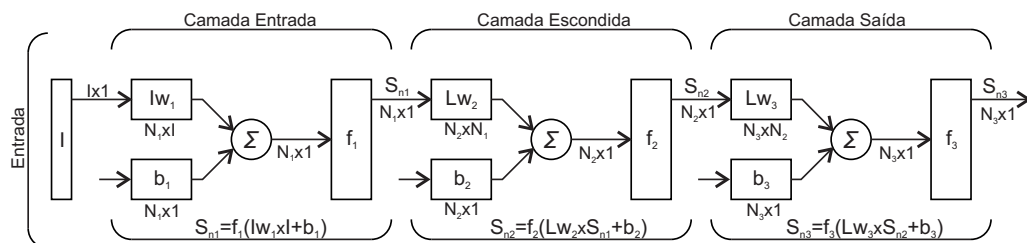


Figura B.2: Arquitetura detalhada da rede *Multilayer Perceptron* (MLP).

Outra arquitetura de rede sem realimentação que se pode encontrar na literatura é a TLFNN (*Time Lagged Feedforward Neural Network*) [195, 196] que se aproxima à de um perceptrão de uma ou mais camadas (MLP) e ilustrada na Figura B.3. A ideia foi introduzir atrasos nos padrões de entrada da rede, fornecendo aos neurónios valores atuais da entrada  $x(k)$  e valores anteriores

$x(k - 1)$  até  $x(k - p)$ . Geralmente esta é composta por uma camada de entrada, uma ou mais camadas escondidas e uma camada de saída.

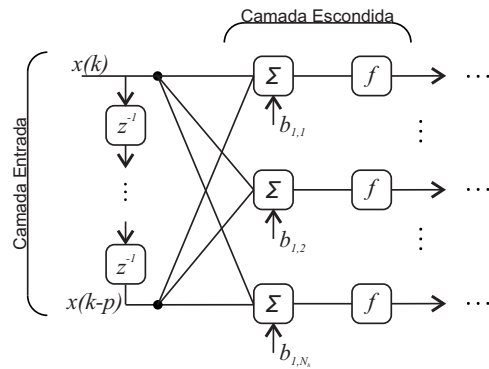


Figura B.3: Arquitetura de rede TLFFN (*Time Lagged Feedforward Neural Network*).

Já outras publicações [197, 198] utilizam uma arquitetura de rede diferente, como se ilustra na Figura B.4. São redes recorrentes em que existe realimentação entre neurónios, como é o caso das redes de *Elman*, onde a realimentação é estabelecida entre a camada escondida e uma camada adicional, designada por camada de contexto.

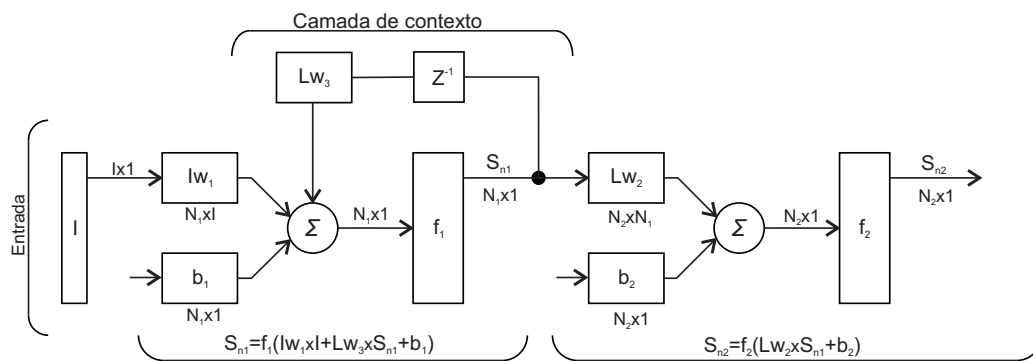


Figura B.4: Arquitetura detalhada da rede de *Elman*.

Outra arquitetura presente na literatura são as redes de *Jordan*, como se ilustra na Figura B.5, [199-201], em que o princípio de funcionamento é semelhante às redes de *Elman*, porém diferem quanto ao posicionamento da realimentação. Enquanto nas redes de *Elman* a realimentação se dá a partir da camada escondida, nas redes de *Jordan* a realimentação provém da camada de saída.

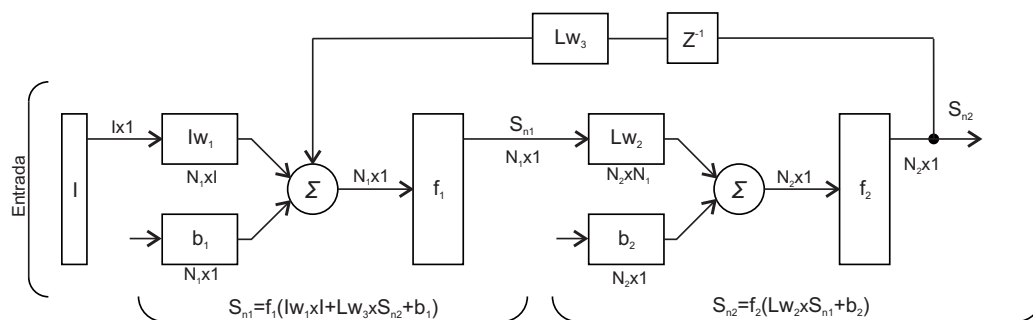


Figura B.5: Arquitetura detalhada da rede de *Jordan*.

Outra característica relevante nas redes neuronais, além da sua arquitetura, são os seus métodos

de treino. Estes podem ser divididos, de um modo abrangente, em duas classes fundamentais:

- (i) Métodos de treino supervisionados, em que as entradas e saídas desejadas para a rede neuronal são fornecidas por um supervisor externo. Estes métodos de treino, podem se implementados de duas formas distintas *on-line* e *off-line*. Nos métodos de treino supervisionados *off-line*, o conjunto de dados são estáticos sendo a solução obtida fixa. Já nos métodos de treino supervisionados *on-line*, o conjunto de dados é dinâmico e a rede neuronal sofre um processo contínuo de aprendizagem.
- (ii) Método de treino não supervisionados, a rede neuronal tem de intuir e inferir sem nenhuma referência externa relações ou padrões nos dados de entrada. Este método de treino não possui nenhum conhecimento a priori da(s) saída(s) da rede neuronal.

São diversos os métodos de treino ditos clássicos que se podem encontrar na literatura com maior ou menor popularidade e/ou complexidade, como por exemplo, *Back-Propagation*, *Levenberg-Marquardt*, descida do gradiente, gradiente conjugado, entre outros. Um dos mais populares é o método de treino supervisionado *off-line*, conhecido como *Back-Propagation* (BP) [202, 203], que é composto por duas fases. Numa primeira fase é realizado um deslocamento para a frente (*Feed-Forward*), através da rede, para calcular as saídas de cada elemento neuronal da camada de saída. Numa segunda fase é calculado o respetivo erro, e propagado a partir da camada de saída até a camada de entrada (*Feed-Backward*), em que os pesos das conexões das diversas camadas vão sendo modificados em função do erro.

Já outros autores optam pela utilização de métodos de treino com recurso a algoritmos de inteligência artificial. A Tabela B.1 ilustra uma amostra da ampla variedade dos diversos algoritmos de treino, referenciados na literatura.

Tabela B.1: Métodos de treino referenciados na literatura com recurso a algoritmos de inteligência artificial.

Referência	Algoritmos de treino
[204, 205]	Particle Swarm Optimization
[206]	Algoritmos Genéticos
[207]	Evolução Diferencial
[208]	Simulated Annealing
[209]	Cuckoo Search
[210]	Bacterial Foraging Optimization
[211]	Bat Inspired Algorithm

Outro aspeto não consensual na literatura, que influencia o desempenho e eficiência das redes neuronais é o seu dimensionamento. Ou seja, a definição do número de camadas (camada escondida) como o número de neurónios por cada camada escondida. Na ausência de um paradigma ótimo, ou quase-ótimo, para solucionar essa questão, diversas metodologias podem ser encontradas na literatura. Segundo [212], as metodologias existentes na literatura podem ser agrupadas em quatro categorias, tentativa e erro, heurísticas, de busca exaustiva e de *Pruning and constructive algorithms*. Por exemplo, em [213], o autor formulou um método heurístico que resultou na equação B.1 para determinar o número de neurónios na camada escondida, onde  $N_h$  representa o número de neurónios na camada escondida e  $n_r$  a dimensão do vetor de entrada.

$$N_h = \frac{4n_r^2 + 3}{n_r^2 - 8} \quad (\text{B.1})$$

A Tabela B.2 mostra alguns dos métodos heurísticos que se podem encontrar na literatura, retirados de [213]. Onde  $N_h$  representa o número de neurónios na camada escondida,  $n_r$  a dimensão do vetor de entrada,  $N_i$  o número de neurónios na camada de entrada,  $N_o$  o número de neurónios na camada de saída.

Tabela B.2: Métodos heurísticos referenciados na literatura.

Número de neurónios (Camada escondida)
$N_h = \frac{\sqrt{1 + 8n_r} - 1}{2}$
$N_h = \frac{2^{n_r}}{n_r + 1}$
$N_h = \sqrt{N_i N_o}$
$N_h = 2^{n_r} - 1$

## B.2 Algoritmo proposto

Realizada uma breve introdução sobre as redes neuronais e suas particularidades, o pseudocódigo 6 ilustra a metodologia de treino selecionada para este trabalho. Trata-se de um método de treino supervisionado *off-line* que, conceptualmente, se pode dividir em duas etapas.

Numa primeira etapa, o número de camadas (camada escondida) como o número de neurónios, por cada camada escondida, são otimizados com base no algoritmo de otimização enxame de partículas (PSO). Isto porque, uma seleção aleatória da arquitetura e do número de neurónios pode provocar problemas de *overfitting* ou de *underfitting*, deturpando o desempenho e eficiência dos algoritmos de treino e, conseqüentemente, da rede neuronal [213].

Neste trabalho a arquitetura da rede MLP pode variar entre quatro camadas ( $I_r N_1 N_2 S$ ) ou três camadas ( $I_r N_1 S$ ), onde  $I_r$  representa a camada de entrada,  $N$  representa as camadas escondidas e  $S$  representa a camada de saída. Uma vez que o número de neurónios da camada de entrada e da camada de saída dependem da formulação do problema, assumiu-se que o número de neurónios por camada escondida pode variar entre 1 e 99 neurónios.

A codificação/representação de cada partícula do PSO pode variar entre 0001 e 9999. Os primeiros dois dígitos representam o número de neurónios da primeira camada e os restantes, dois dígitos, o número de neurónios pertencentes à segunda camada, formando assim o espaço de procura.

Para prevenir que as partículas viagem para fora do espaço de procura, durante as sucessivas iterações, foi implementada a estratégia hiperbólica proposta por [214]. Nesta estratégia, caso, algum dos limites (superior ou inferior) seja ultrapassado, o movimento da partícula é modificado garantindo que o novo posicionamento se encontra dentro do espaço de procura. Esse procedimento é expresso pela equação B.2 e B.3.

$$v_{k+1} = \frac{v_{k+1}}{1 + \left| \frac{v_{k+1}}{x_{\max} - x_k} \right|} \quad \text{if } v_{k+1} > 0 \quad (\text{B.2})$$

$$v_{k+1} = \frac{v_{k+1}}{1 + \left| \frac{v_{k+1}}{x_k - x_{\min}} \right|} \quad \text{if } v_{k+1} < 0 \quad (\text{B.3})$$

Numa segunda etapa os valores, tanto dos pesos das conexões entre as diversas camadas como a *bias* de cada neurónio, são otimizados com recurso ao algoritmo de otimização *Scaled Conjugate Gradient Backpropagation*, disponibilizado pela ferramenta computacional *Matlab* através da *Neural Network Toolbox*.

O desempenho da rede neuronal é avaliado através do erro absoluto médio (MAE), considerando a técnica de validação cruzada. Dessa forma, o conjunto de dados é particionado em  $k_f$  (com  $k_f = 5$ ) subconjuntos mutuamente exclusivos. Este processo é realizado  $k_f$  vezes, variando de forma circular o subconjunto de validação e os subconjuntos de treino ( $k_f - 1$  grupos), que correspondem a 20% e 80% do conjunto de dados respetivamente.

O desempenho do PSO é avaliado através da função, expressa pela equação B.4, que consiste no valor médio do erro absoluto (MAE) dos diversos  $k_f$  subconjuntos.

$$f = \frac{1}{k_f} \sum_{i=1}^{k_f} MAE_i \quad (\text{B.4})$$

---

**Algorithm 6** Pseudocódigo do algoritmo de treino das redes neuronais

---

```
1: Início
2: Criação do conjunto de dados
3: Definir a dimensão do problema  $\rightarrow m$ 
4: Definir o número de partículas  $\rightarrow n_p$ 
5: Posicionar as partículas no espaço de procura;
6: Definir o número de iterações máximas  $\rightarrow iter_{max}$ ;
7: Particionamento do conjunto de dados em  $k_f$  subconjuntos
8: while  $iter < iter_{max}$  ou  $g_{best} > tol$  do
9:   for  $i = 1 : n_p$  do
10:     Descodificação da partícula | Número de neurónios na camada 1  $\rightarrow mod(particula_i, 100)$ ;  

    | Número de neurónios na camada 2  $\rightarrow floor(particula_i/100)$ ;
11:     for  $j = 1 : k_f$  do
12:       Criação da rede Neuronal em função do número de camadas e de neurónios
13:       Treino da rede Neuronal
14:       Determinar o erro absoluto médio (MAE) do subconjunto de teste
15:     end for
16:     Determinar  $\frac{1}{k_f} \sum_{i=1}^{k_f} MAE_i$ 
17:   end for
18:   for  $i = 1 : n_p$  do
19:     Determinar  $P_{best}(i)$ 
20:     Determinar  $g_{best}$ 
21:     Atualizar a nova posição das partículas
22:     verificar se o novo posicionamento se encontra dentro do espaço de procura
23:   end for
24: end while
```

---

# Apêndice C

## Modulação Matemática de conversores DC/DC não isolados

### C.1 Conversor *Boost*

O conversor *Boost* é um conversor não isolado elevador de tensão, capaz de gerar à saída uma tensão DC superior ou igual à tensão DC presente na entrada. Na Figura C.1 apresenta-se o circuito elétrico e de controlo do conversor *Boost*, [215-217].

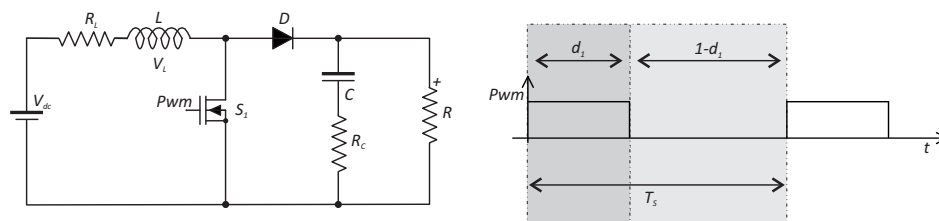


Figura C.1: Circuito elétrico e de controlo do conversor *boost*.

Observando a Figura C.2, o funcionamento do conversor, operando em modo contínuo, caracteriza-se em duas etapas. Numa primeira etapa de funcionamento  $[0 \leq t \leq d_1 T_s]$ , o *mosfet* encontra-se em estado de condução e o díodo está inversamente polarizado, Figura C.2a. Numa segunda etapa de funcionamento  $[d_1 T_s \leq t \leq T_s]$ , o *mosfet* encontra-se ao corte e o díodo está diretamente polarizado, Figura C.2b.

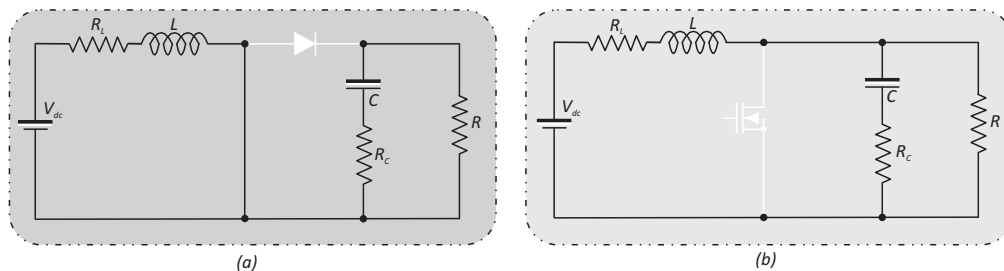


Figura C.2: Etapas de condução do conversor *boost* funcionando em modo contínuo.

As equações diferenciais que caracterizam a primeira etapa de condução, considerando os semi-condutores (*mosfet* e díodo) ideais são:

$$\left\{ \begin{array}{l} -V_{dc} + i_L r_L + L \overbrace{\frac{di_L}{dt}}^{v_L} = 0 \\ -v_c - (r_c + R) C \overbrace{\frac{dv_c}{dt}}^{i_c} = 0 \\ v_o = R \left( C \overbrace{\frac{dv_c}{dt}}^{i_c} \right) \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_L}{dt} = V_{dc} - i_L r_L \\ C \frac{dv_c}{dt} = -\frac{1}{(r_c + R)} v_c \\ v_o = \frac{R}{(r_c + R)} v_c \end{array} \right. \quad (\text{C.1})$$

Reescrevendo o sistema de equações anteriores na forma de equações de estado, onde o vetor de estados é dado por  $x = [i_L \quad v_c]'$ , obtemos:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -\frac{r_L}{L} x_1 + \frac{1}{L} u \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{C(R+r_c)} x_2 \\ y = \frac{R}{(R+r_c)} x_2 \end{array} \right. \quad (\text{C.2})$$

Reescrevendo o sistema anterior, na forma matricial, temos:

$$\left[ \begin{array}{c} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{array} \right] = \underbrace{\left[ \begin{array}{cc} \frac{-r_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{array} \right]}_{a_1} \left[ \begin{array}{c} x_1 \\ x_2 \end{array} \right] + \underbrace{\left[ \begin{array}{c} \frac{1}{L} \\ 0 \end{array} \right]}_{b_1} u$$

$$y = \underbrace{\left[ \begin{array}{c} R \\ 0 \end{array} \right]}_{c_1} \left[ \begin{array}{c} x_1 \\ x_2 \end{array} \right] \quad (\text{C.3})$$

Na segunda etapa de funcionamento [ $d_1 T_s \leq t \leq T_s$ ], as equações diferenciais, considerando os semicondutores (*mosfet* e *díodo*) ideais, são:

$$\left\{ \begin{array}{l} -V_{dc} + i_L r_L + L \frac{di_L}{dt} + R \left( i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) = 0 \\ -v_c - r_c C \frac{dv_c}{dt} + R \left( i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) = 0 \\ v_o = R \left( i_L - C \overbrace{\frac{dv_c}{dt}}^{i_c} \right) \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_L}{dt} = V_{dc} - \frac{R(r_c + r_L) + r_c r_L}{(R+r_c)} i_L - \frac{R}{(R+r_c)} v_c \\ C \frac{dv_c}{dt} = \frac{R}{(R+r_c)} i_L - \frac{1}{(R+r_c)} v_c \\ v_o = \frac{R r_c}{(R+r_c)} i_L + \frac{R}{(R+r_c)} v_c \end{array} \right. \quad (\text{C.4})$$

Reescrevendo o sistema de equações descritos em C.4, na forma de equações de estado, considerando o vetor de estados como  $x = [i_L \quad v_c]'$ , obtemos:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R(r_c + r_L) + r_c r_L}{L(R + r_c)} x_1 - \frac{R}{L(R + r_c)} x_2 + \frac{1}{L} u \\ \dot{x}_2 = \frac{R}{C(R + r_c)} x_1 - \frac{1}{C(R + r_c)} x_2 \\ y = \frac{R r_c}{(R + r_c)} x_1 + \frac{R}{(R + r_c)} x_2 \end{cases} \quad (\text{C.5})$$

Reescrevendo as equações descritas em C.5, na forma matricial, temos:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \overbrace{-\frac{R(r_c + r_L) + r_c r_L}{L(R + r_c)} & -\frac{R}{L(R + r_c)}}^{a_2} \\ \frac{R}{C(R + r_c)} & -\frac{1}{C(R + r_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}^{b_2} u \\ y &= \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{R r_c}{(R + r_c)} & \frac{R}{(R + r_c)} \end{bmatrix}}^{c_2} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{C.6})$$

O modelo matemático do conversor pode ser obtido através de uma média aritmética ponderada, pelo índice de modulação do conversor, dos modelos da primeira e segunda etapa, assim sendo:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \overbrace{(a_1 d + a_2 (1 - d))}^A x + \overbrace{(b_1 d + b_2 (1 - d))}^B u \\ y &= \overbrace{(c_1 d + c_2 (1 - d))}^C x \end{aligned} \quad (\text{C.7})$$

A componente em regime permanente do sistema anterior é dada por:

$$\begin{cases} Ax + Bu = 0 \\ y = Cx \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} x = -A^{-1}Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{C.8})$$

Resolvendo as equações anteriores, obtemos a equação do ganho do conversor não ideal C.9. Já considerando o conversor ideal, isso é, considerando  $r_L$  e  $r_c$  iguais a zero, a expressão do ganho é dada por C.10.

$$Ganho = -\frac{R(R + r_c)(d - 1)}{R(r_c + r_L) + r_c r_L + R^2(1 - 2d) + dR(dR - r_c)} \quad (\text{C.9})$$

$$Ganho = \frac{1}{1 - d} \quad (\text{C.10})$$

Nas Figuras C.3 e C.4, podemos constatar a variação do ganho do conversor em função dos parâmetros  $r_c$  e  $r_L$  respetivamente. Analisando as figuras, verificamos, que se trata de uma montagem não inversora, isto é, não existe inversão de polaridade, apresenta uma curva fortemente não linear com um índice de modulação superior a 0.5, e um comportamento que se pode considerar praticamente linear para um índice de modulação inferior a 0.5. Verificamos ainda que a variação do ganho em função do parâmetro  $r_c$  é reduzida quando comparada com a

variação do ganho em função do parâmetro  $r_L$ .

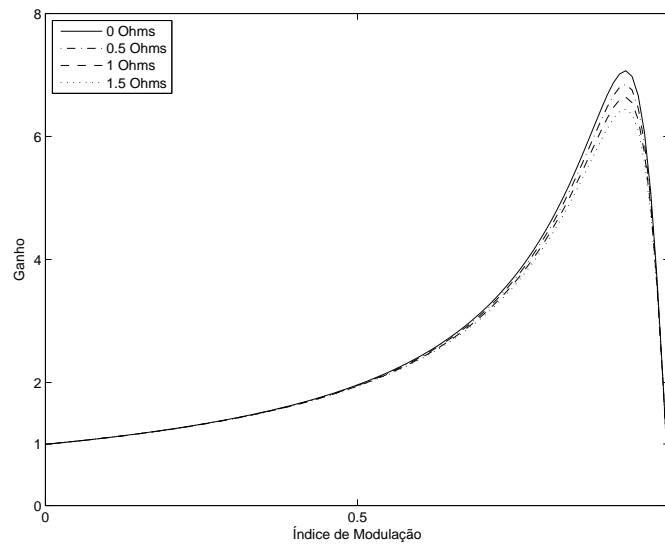


Figura C.3: Variação do ganho em função do parâmetro  $r_c$ , com  $r_L = 0.5 \Omega$ .

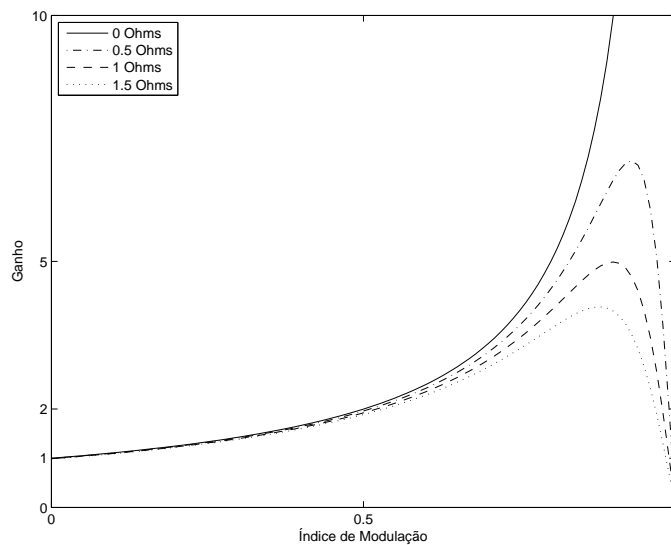


Figura C.4: Variação do ganho em função do parâmetro  $r_L$ , com  $r_c = 0.05 \Omega$ .

Analisando a Figura C.4 verificamos que o ganho máximo do conversor é bastante influenciado pelo parâmetro  $r_L$ . Outro aspecto relevante é que nunca se deve projetar o conversor para operar com um índice de modulação nominal próximo do ponto onde o ganho do conversor é máximo, visto que, caso seja necessário aumentar a tensão de saída do conversor, fazendo um ajustamento no índice de modulação, este poderá operar na parte descendente da característica do ganho, diminuindo a tensão de saída em vez de a aumentar, originando uma falha no conversor.

## C.2 Conversor *Buck-Boost*

O conversor *Buck-Boost* é capaz de gerar uma tensão de saída superior ou inferior à tensão de entrada, este modo de funcionamento é controlado através do ciclo de trabalho do *mosfet*. Na Figura C.5 mostra-se o circuito elétrico e de controlo do conversor, [218], [219].

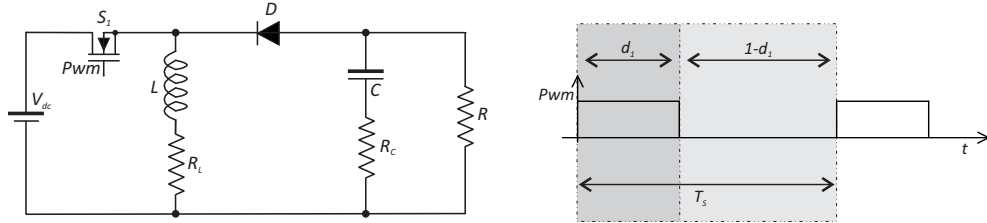


Figura C.5: Circuito elétrico e de controlo do conversor *Buck-Boost*.

Observando a Figura C.6 o funcionamento do conversor, operando em modo contínuo, caracteriza-se em duas etapas. Numa primeira etapa de funcionamento  $[0 \leq t \leq d_1 T_s]$ , o *mosfet* encontra-se em estado de condução e o diodo inversamente polarizado, Figura C.6a. Numa segunda etapa  $[d_1 T_s \leq t \leq T_s]$ , o *mosfet* encontra-se ao corte e o diodo está diretamente polarizado, Figura C.6b.

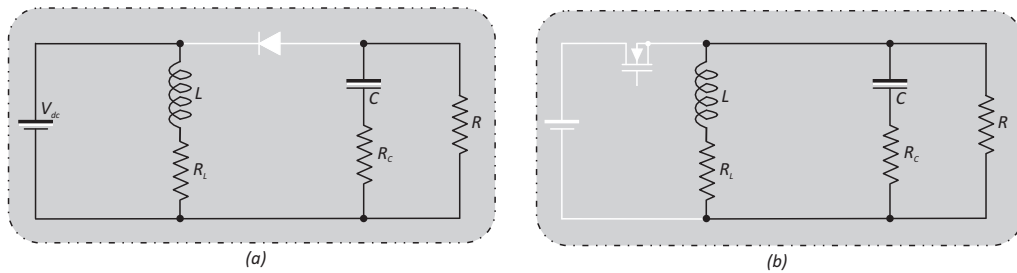


Figura C.6: Etapas de condução do conversor *Buck-Boost* funcionando em modo contínuo.

As equações diferenciais que caracterizam a primeira etapa de condução, considerando os semicondutores (*mosfet* e diodo) ideais são:

$$\begin{cases} -V_{dc} + i_L r_L + L \frac{di_L}{dt} = 0 \\ -v_c - (r_c + R) C \frac{dv_c}{dt} = 0 \\ v_o = R \left( C \frac{dv_c}{dt} \right) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{dc} - i_L r_L \\ C \frac{dv_c}{dt} = -\frac{1}{(r_c + R)} v_c \\ v_o = \frac{R}{(r_c + R)} v_c \end{cases} \quad (\text{C.11})$$

Reescrevendo as equações C.11 na forma de equações de estado, onde o vetor de estados é dado por  $x = [i_L \quad v_c]'$ , obtemos:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{r_L}{L}x_1 + \frac{1}{L}u \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{C(R+r_c)}x_2 \\ y = \frac{R}{(R+r_c)}x_2 \end{cases} \quad (\text{C.12})$$

Reescrevendo o sistema dado por C.12, na forma matricial, temos:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{-r_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix}}^{a_1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}^{b_1} u \\ y &= \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{(R+r_c)} \end{bmatrix}}^{c_1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{C.13})$$

Na segunda etapa de funcionamento [ $d_1T_s \leq t \leq T_s$ ], as equações diferenciais que caracterizam esta etapa de condução considerando os semicondutores (*mosfet* e *díodo*) ideais são:

$$\begin{cases} -i_L r_L - L \frac{di_L}{dt} + R \left( -i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) = 0 \\ -v_c - r_c C \frac{dv_c}{dt} + R \left( -i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) = 0 \\ v_o = R \left( -i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -\frac{R(r_c+r_L) - r_c r_L}{(R+r_c)} i_L + \frac{R}{(R+r_c)} v_c \\ C \frac{dv_c}{dt} = -\frac{R}{(R+r_c)} i_L - \frac{1}{(R+r_c)} v_c \\ v_o = -\frac{R r_c}{(R+r_c)} i_L + \frac{R}{(R+r_c)} v_c \end{cases} \quad (\text{C.14})$$

Reescrevendo o sistema anterior na forma de equações de estado, onde o vetor de estados é dado por  $x = \begin{bmatrix} i_L & v_c \end{bmatrix}'$ , obtemos:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R(r_c+r_L) - r_c r_L}{L(R+r_c)} x_1 + \frac{R}{L(R+r_c)} x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{R}{C(R+r_c)} x_1 - \frac{1}{C(R+r_c)} x_2 \\ y = -\frac{R r_c}{(R+r_c)} x_1 + \frac{R}{(R+r_c)} x_2 \end{cases} \quad (\text{C.15})$$

Reescrevendo as equações C.15, na forma matricial, temos:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R(r_c+r_L) - r_c r_L}{L(R+r_c)} & \frac{R}{L(R+r_c)} \\ -\frac{R}{C(R+r_c)} & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix}}^{a_2} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}}^{b_2} u \\ y &= \overbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R r_c}{(R+r_c)} & \frac{R}{(R+r_c)} \end{bmatrix}}^{c_2} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{C.16})$$

Considerando o sistema descrito em C.7 e resolvendo as equações C.8, obtemos a equação do ganho do conversor não ideal dado pela expressão C.17. Considerando o conversor ideal, isto é, considerando  $r_L$  e  $r_c$  iguais a zero, a expressão do ganho é dada pela equação C.18.

$$Ganho = \frac{dR(r + r_c)(d - 1)}{R(r_c + r_L) + r_c r_L + R^2(1 - 2d) + dR(dR - r_c)} \quad (C.17)$$

$$Ganho = -\frac{d}{1 - d} \quad (C.18)$$

Na Figura C.7 e na Figura C.8 podemos constatar a variação do ganho do conversor em função dos parâmetros  $r_c$  e  $r_L$ , respectivamente. Analisando as figuras, verificamos que se trata de uma montagem inversora, apresenta uma curva fortemente não linear com um índice de modulação superior a 0.5 e um comportamento que se pode considerar linear para um índice de modulação inferior a 0.5. Na Figura C.7 podemos verificar que a variação do ganho do conversor em função do parâmetro  $r_c$  é reduzida quando comparada com a variação do ganho em função do parâmetro  $r_L$ , Figura C.8.

Quando o índice de modulação é inferior a 0.5, o conversor apresenta um ganho em módulo inferior à unidade o que leva o conversor funciona como um conversor *Buck*, pelo contrário, quando o índice de modulação é superior a 0.5, o conversor apresenta um ganho em módulo superior à unidade o que leva o conversor funcionar como um conversor *Boost*.

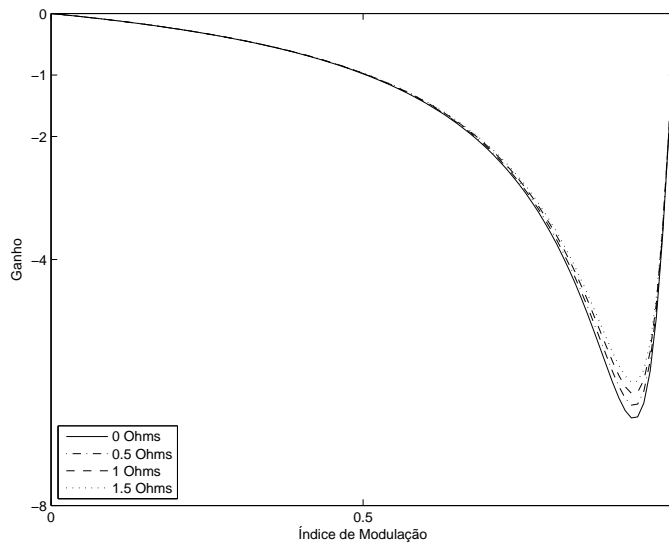


Figura C.7: Variação do ganho em função do parâmetro  $r_c$ , com  $r_L = 0.5\Omega$ .

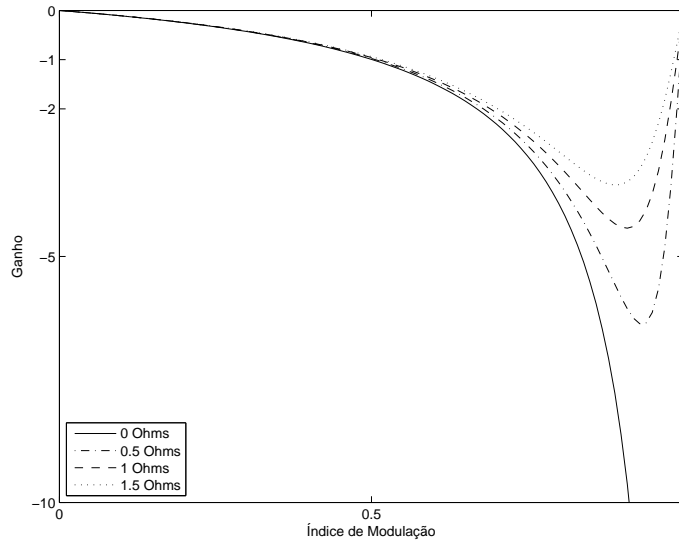


Figura C.8: Variação do ganho em função do parâmetro  $r_L$ , com  $r_c = 0.05\Omega$ .

### C.3 Conversor SEPIC

O conversor SEPIC é capaz de gerar uma tensão de saída superior ou inferior à tensão de entrada, este modo de funcionamento é controlado através do ciclo de trabalho do *mosfet*. Na Figura C.9 mostra-se o circuito elétrico e de controlo do conversor [220].

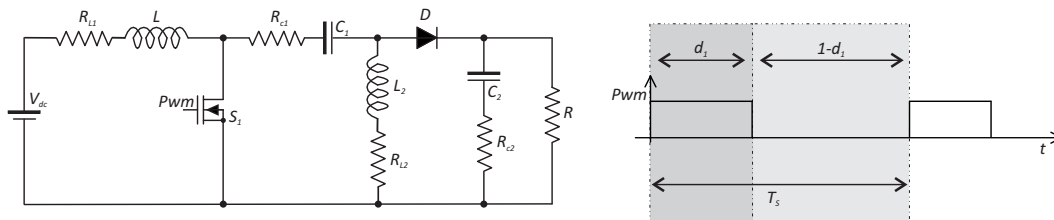


Figura C.9: Circuito elétrico e de controlo do conversor Sepic.

Observando a Figura C.10 o funcionamento do conversor, operando em modo contínuo, caracteriza-se em duas etapas. Numa primeira etapa de funcionamento  $[0 \leq t \leq d_1 T_s]$ , o *mosfet* encontra-se em estado de condução e o diódo está inversamente polarizado Figura C.10a, numa segunda etapa  $[d_1 T_s \leq t \leq T_s]$ , o *mosfet* encontra-se ao corte e o diódo está diretamente polarizado Figura C.10b.

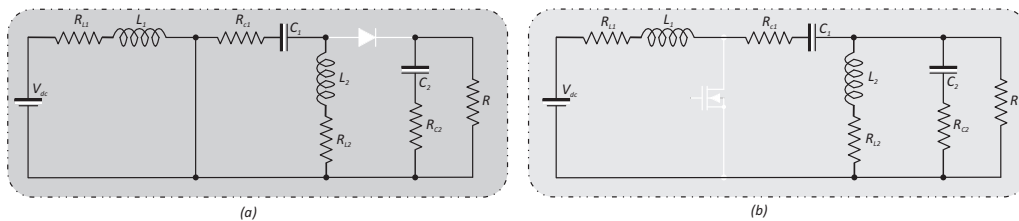


Figura C.10: Etapas de condução do conversor Sepic funcionando em modo contínuo.

As equações diferenciais que caracterizam a primeira etapa de condução, considerando os semicondutores (*mosfet* e *díodo*) ideais são:

$$\left\{ \begin{array}{l} -V_{dc} + r_{L1} i_{L1} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = 0 \\ -v_{c1} + (r_{c1} + r_{L2}) i_{L2} + L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = 0 \\ C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} + i_{L2} = 0 \\ -v_{c2} - (r_{c2} + R) C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} = 0 \\ v_o = R \left( C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} \right) \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{dc} - r_{L1} i_{L1} \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_{c1} - (r_{c1} + r_{L2}) i_{L2} \\ C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = -i_{L2} \\ C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{v_{c2}}{(r_{c2} + R)} \\ v_o = \frac{R}{(r_{c2} + R)} v_{c2} \end{array} \right. \quad (\text{C.19})$$

Reescrevendo o sistema de equações anterior na forma de equações de estado, onde o vetor de estados é dado por  $x = [i_{L1} i_{L2} v_{c1} v_{c2}]$ , obtemos:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -\frac{r_{L1}}{L_1} x_1 + \frac{1}{L} u \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{L_2} x_3 - \frac{(r_{c1} + r_{L2})}{L_2} x_2 \\ \dot{x}_3 = -\frac{1}{C_1} x_2 \\ \dot{x}_4 = -\frac{1}{(r_{c2} + R)} x_4 \\ y = \frac{R}{(r_{c2} + R)} x_4 \end{array} \right. \quad (\text{C.20})$$

Reescrevendo o sistema descrito em C.20 na forma matricial, temos:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{-r_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-r_{c1} + r_{L2}}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2(R + r_{c2})} \end{bmatrix}}^{a_1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}^{b_1} u \\ y &= \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{R}{(R + r_{c2})} \end{bmatrix}}^{c_1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{C.21})$$

Na segunda etapa de funcionamento [ $d_1 T_s \leq t \leq T_s$ ], as equações diferenciais que caracterizam esta etapa de condução considerando os semicondutores (*mosfet* e *díodo*) ideais são:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = V_{dc} - v_{c_1} - \frac{R}{R+r_{c_2}} v_{c_2} - \left( r_{L_1} + r_{c_1} + \frac{Rr_{c_2}}{R+r_{c_2}} \right) i_{L_1} - \frac{r_{L_2}R}{R+r_{c_2}} i_{L_2} \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = - \left( r_{L_2} + \frac{r_{c_2}R}{R+r_{c_2}} \right) i_{L_2} - \frac{Rr_{c_2}}{R+r_{c_2}} i_{L_1} - \frac{R}{R+r_{c_2}} v_{c_2} \\ C_1 \frac{dv_{c_1}}{dt} = i_{L_1} \\ C_2 \frac{dv_{c_2}}{dt} = \frac{R}{R+r_{c_2}} i_{L_1} + \frac{R}{R+r_{c_2}} i_{L_2} - \frac{v_{c_2}}{(r_{c_2}+R)} \\ v_o = \frac{r_{c_2}R}{R+r_{c_2}} i_{L_1} + \frac{r_{c_2}R}{R+r_{c_2}} i_{L_2} + \frac{R}{(r_{c_2}+R)} v_{c_2} \end{array} \right. \quad (C.22)$$

Reescrevendo as equações C.22 na forma de equações de estado, onde o vetor de estados é dado por  $x = [i_{L_1} \ i_{L_2} \ v_{c_1} \ v_{c_2}]$ , obtemos:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -\frac{1}{L_1} x_3 - \frac{R}{L_1(R+r_{c_2})} x_4 - \left( \frac{r_{L_1}}{L_1} + \frac{r_{c_1}}{L_1} + \frac{Rr_{c_2}}{L_1(R+r_{c_2})} \right) x_1 - \frac{r_{L_2}R}{L_1(R+r_{c_2})} x_2 + \frac{1}{L_1} u \\ \dot{x}_2 = - \left( \frac{r_{L_2}}{L_2} + \frac{r_{c_2}R}{L_2(R+r_{c_2})} \right) x_2 - \frac{Rr_{c_2}}{L_2(R+r_{c_2})} x_1 - \frac{R}{L_2(R+r_{c_2})} x_4 \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{C_1} x_1 \\ \dot{x}_4 = \frac{R}{C_1(R+r_{c_2})} x_1 + \frac{R}{C_1(R+r_{c_2})} x_2 - \frac{1}{C_1(r_{c_2}+R)} x_4 \\ y = v_o = \frac{r_{c_2}R}{R+r_{c_2}} x_1 + \frac{r_{c_2}R}{R+r_{c_2}} x_2 + \frac{R}{(r_{c_2}+R)} x_4 \end{array} \right. \quad (C.23)$$

Reescrevendo C.23 na forma matricial, temos:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} - \left( \frac{r_{L_1}}{L_1} + \frac{r_{c_1}}{L_1} + \frac{Rr_{c_2}}{L_1(R+r_{c_2})} \right) & - \frac{r_{L_2}R}{L_1(R+r_{c_2})} & -\frac{1}{L_1} & -\frac{R}{L_1(R+r_{c_2})} \\ -\frac{Rr_{c_2}}{L_2(R+r_{c_2})} & - \left( \frac{r_{L_2}}{L_2} + \frac{r_{c_2}R}{L_2(R+r_{c_2})} \right) & 0 & -\frac{R}{L_2(R+r_{c_2})} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R}{C_2(R+r_{c_2})} & \frac{R}{C_2(R+r_{c_2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{c_2})} \end{bmatrix}}^{a_2} \\ &+ \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}^{b_2} u \\ y &= \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{r_{c_2}R}{R+r_{c_2}} & \frac{r_{c_2}R}{R+r_{c_2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{c_2}} \end{bmatrix}}^{c_2} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (C.24)$$

Considerando o sistema descrito em C.7 e resolvendo as equações C.8 obtemos a equação do ganho do conversor não ideal dado pela expressão C.25. Considerando o conversor ideal, isto é, considerando  $r_{c_1}$ ,  $r_{c_2}$ ,  $r_{L_1}$  e  $r_{L_2}$  iguais a zero, a expressão do ganho é dada pela equação C.26.

$$Ganho = -\frac{dR(R+r_{c2})(d-1)}{d^3a+d^2b+dc+r_{c2}+r_{L2}+r_{c2}r_{L2}+R^2} \quad (C.25)$$

com,

$$a = (r_{c2}(r_{L1} - 3r_{L2} - 1) + Rr_{L1} - 2Rr_{L2})$$

$$b = (R(R - r_{c1} - r_{c2} - 4r_{L2}) + r_{c1}r_{c2} - 6r_{c2}r_{L2})$$

$$c = (r_{c2}(-3 - r_{c1} - 4r_{L2}) + R(-2R + r_{c1} - 3r_{L2}))$$

$$Ganho = \frac{d}{1-d} \quad (C.26)$$

Nas Figuras C.11, C.12, C.13 e C.14 ilustra-se a variação do ganho do conversor em função dos parâmetros  $r_{c1}$ ,  $r_{c2}$ ,  $r_{L1}$  e  $r_{L2}$ , respetivamente. Analisando as figuras verificamos que se trata de uma montagem não inversora. Quando o índice de modulação é inferior a 0.5 o conversor apresenta um ganho inferior à unidade, o que leva o conversor a funcionar como um conversor *buck*, ou seja, apresenta uma tensão de saída inferior à tensão de entrada. Quando o índice de modulação é superior a 0.5 o conversor apresenta um ganho superior à unidade o que leva o conversor funciona como um conversor *boost*, ou seja, apresenta uma tensão de saída superior à tensão de entrada, nesse modo de funcionamento apresenta uma curva fortemente não linear. Nas Figuras C.11, C.12 e C.14, podemos verificar que a variação do ganho do conversor em função destes parâmetros é semelhante. Na Figura C.13 podemos verificar que o parâmetro  $r_{L1}$ , é o parâmetro que mais influencia a variação do ganho do conversor. Outro aspeto é que nunca se deve projetar conversor para operar com um índice de modulação nominal próximo do ponto onde o ganho do conversor é máximo.

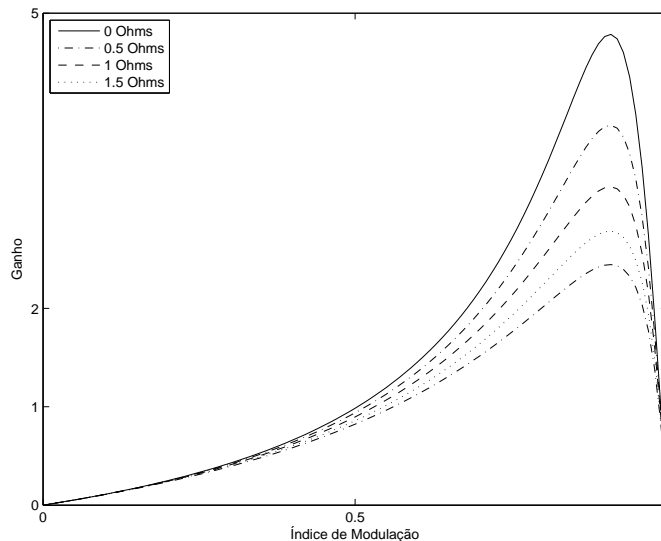


Figura C.11: Variação do ganho em função do parâmetro  $r_{c1}$ , com  $r_{L1}$ ,  $r_{L2}$ , e  $r_{c2} = 0.1\Omega$ .

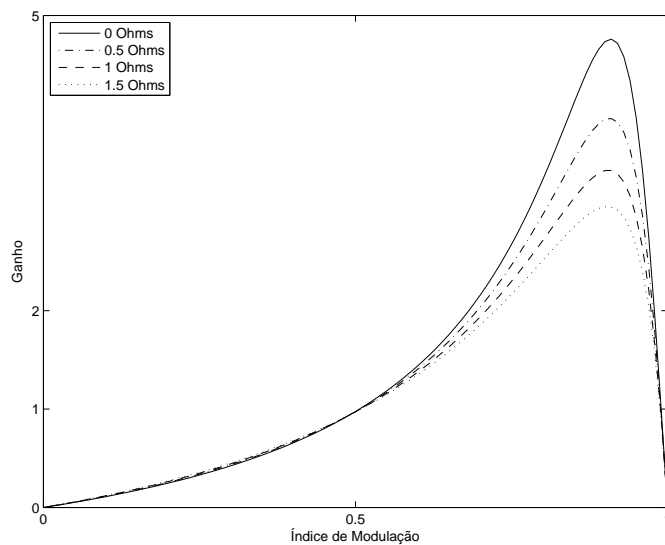


Figura C.12: Variação do ganho em função do parâmetro  $r_{c2}$ , com  $r_{L1}$ ,  $r_{L2}$ , e  $r_{c1} = 0.1\Omega$ .

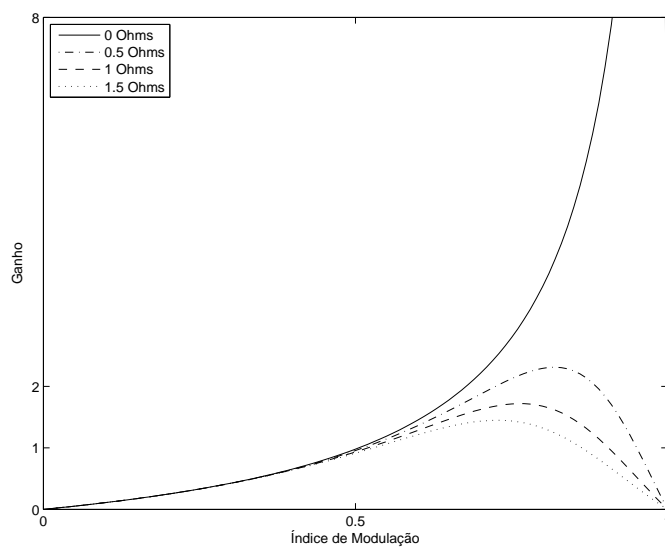


Figura C.13: Variação do ganho em função do parâmetro  $r_{L1}$ , com  $r_{L2}$ ,  $r_{c2}$ , e  $r_{c1} = 0.1\Omega$ .

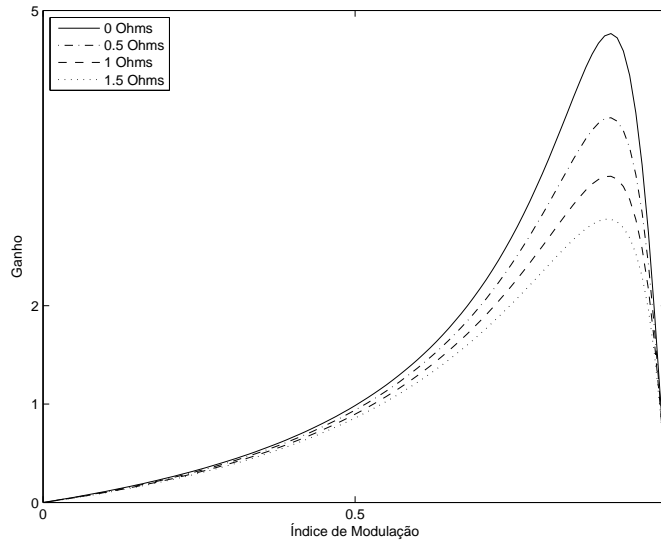


Figura C.14: Variação do ganho em função do parâmetro  $r_{L_2}$ , com  $r_{L_1}$ ,  $r_{c_2}$ , e  $r_{c_1} = 0.1\Omega$ .

## C.4 Conversor *interleaved* Dc/Dc

Uma topologia que se pode encontrar na literatura consiste na interligação de um determinado número de conversores em paralelo, em que cada conversor processa parte da potência total do sistema, reduzindo as perdas de condução, melhorando assim a eficiência do conversor. Na Figura C.15 é mostrado o diagrama de blocos desta topologia em que cada um dos conversores opera com a mesma frequência de comutação, mas com sinais de controlo desfasados entre si. Outra vantagem desta topologia é a redução da ondulação da corrente e da tensão, sem a necessidade de recorrer ao aumento da frequência de comutação, para isto é necessário que os sinais de controlo tenham um desfasamento de  $2\pi/N$  radianos, em que  $N$  é o número de conversores.

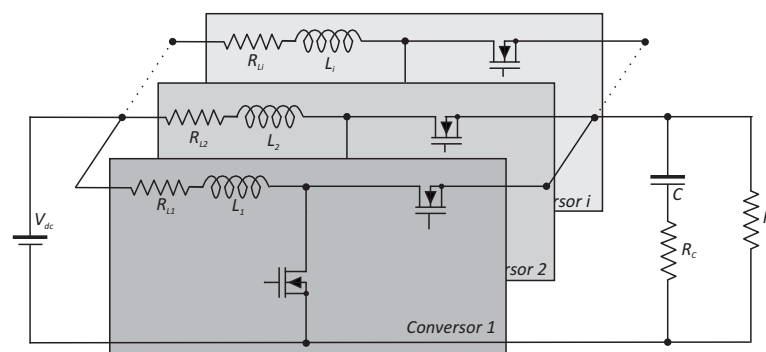


Figura C.15: Diagrama de blocos do conversor *Interleaved*.

Um exemplo desta topologia é apresentado na Figura C.16, tratando-se de um conversor *two - phase interleaved boost*. O funcionamento deste conversor operando em modo contínuo, caracteriza-se em quatro etapas com um índice de modulação inferior a 0.5 [221, 222].

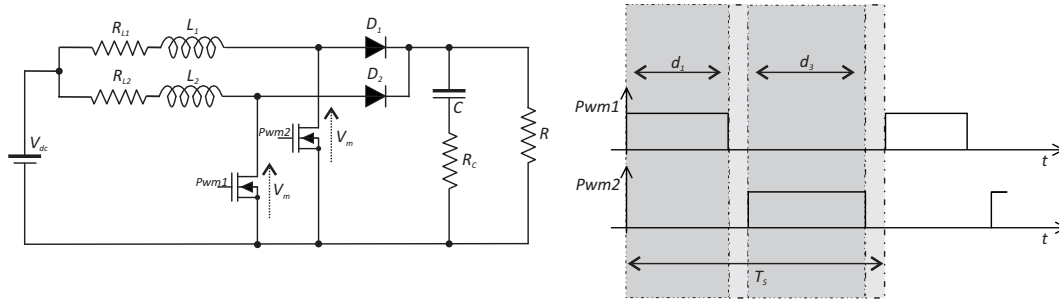


Figura C.16: Circuito elétrico e de controlo do conversor *two - phase interleaved boost*.

Numa primeira etapa de funcionamento  $[0 \leq t \leq d_1 T_s]$  o *mosfet* do primeiro conversor encontra-se em estado de condução e o díodo deste conversor está inversamente polarizado. No segundo conversor o *mosfet* encontra-se ao corte e o díodo está diretamente polarizado como se representa na Figura C.17a. Na segunda etapa  $[d_1 T_s \leq t \leq 0.5 T_s]$  e quarta etapa  $[(0.5 + d_3) T_s \leq t \leq T_s]$  os *mosfets* de ambos os conversores encontram-se ao corte e ambos os díodos estão diretamente polarizados, como se representa na Figura C.17b.

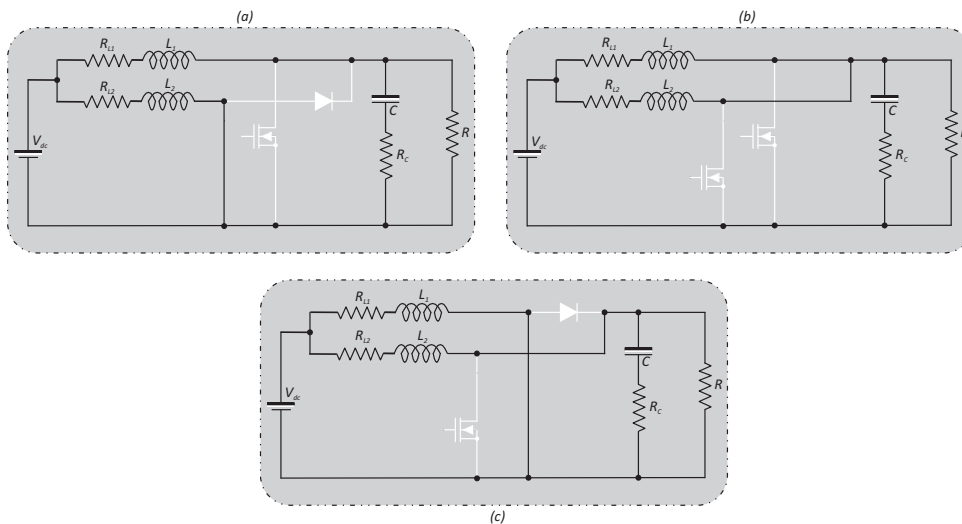


Figura C.17: Etapas de condução do conversor *two - phase interleaved boost* funcionando em modo contínuo.

Na terceira etapa de funcionamento  $[0.5 T_s \leq t \leq (0.5 + d_3) T_s]$  o *mosfet* do segundo conversor encontra-se em estado de condução e o díodo deste conversor está inversamente polarizado. No primeiro conversor o *mosfet* encontra-se ao corte e o díodo está diretamente polarizado, como se representa na Figura C.17c.

As equações diferenciais que caracterizam a primeira etapa de condução, considerando os semicondutores (*mosfets* e díodos) ideais são:

$$\left\{ \begin{array}{l} -V_{dc} + r_{L_1} i_{L_1} + L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = 0 \\ -V_{dc} + r_{L_2} i_{L_2} + L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} + R \left( i_{L_2} - C \frac{dv_c}{dt} \right) = 0 \\ -v_c - r_c C \frac{dv_c}{dt} + R \left( i_{L_2} - C \frac{dv_c}{dt} \right) = 0 \\ v_o = R \left( i_{L_2} - C \frac{dv_c}{dt} \right) \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = V_{dc} - r_{L_1} i_{L_1} \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = -\frac{R(r_c + r_{L_2}) - r_c r_{L_2}}{(r_c + R)} i_{L_2} \\ -\frac{R}{(r_c + R)} v_c \\ C \frac{dv_c}{dt} = \frac{R}{(r_c + R)} i_{L_2} - \frac{1}{(r_c + R)} v_c \\ v_o = \frac{R r_c}{(r_c + R)} i_{L_2} + \frac{R}{(r_c + R)} v_{c2} \end{array} \right. \quad (\text{C.27})$$

Reescrevendo o sistema de equações anteriores na forma de equações de estado, onde o vetor de estados é dado por  $x = [i_{L_1} \ i_{L_2} \ v_{c1} \ v_{c2}]'$ , obtemos:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{-r_{L_1}}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R(r_c + r_{L_2}) + r_c r_{L_2}}{L_2(r_c + R)} & -\frac{R}{L_2(r_c + R)} \\ 0 & \frac{R}{C(r_c + R)} & -\frac{1}{C(r_c + R)} \end{bmatrix}}^{a_1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}}^{b_1} u \quad (\text{C.28})$$

$$y = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{R r_c}{(r_c + R)} & \frac{R}{(r_c + R)} \end{bmatrix}}^{c_1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

As equações diferenciais que caracterizam a segunda e quarta etapa de condução, considerando os semicondutores (*mosfets* e *díodos*) ideais são:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = V_{dc} - \frac{r_{L_1}(r_c + R) + r_c R}{(r_c + R)} i_{L_1} - \frac{R r_c}{(r_c + R)} i_{L_2} - \frac{R}{(r_c + R)} v_c \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = V_{dc} - \frac{r_{L_2}(r_c + R) + r_c R}{(r_c + R)} i_{L_2} - \frac{R r_c}{(r_c + R)} i_{L_1} - \frac{R}{(r_c + R)} v_c \\ C \frac{dv_c}{dt} = \frac{R}{(r_c + R)} i_{L_1} + \frac{R}{(r_c + R)} i_{L_2} - \frac{1}{(r_c + R)} v_c \\ v_o = \frac{R r_c}{(r_c + R)} i_{L_1} + \frac{R r_c}{(r_c + R)} i_{L_2} + \frac{R}{(r_c + R)} v_{c2} \end{array} \right. \quad (\text{C.29})$$

Reescrevendo o sistema de equações anteriores na forma de equações de estado, onde o vetor de estados é dado por  $x = [i_{L_1} \ i_{L_2} \ v_{c1} \ v_{c2}]'$ , obtemos:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} -\frac{r_{L_1}(r_c+R)+r_cR}{L_1(r_c+R)} & -\frac{Rr_c}{L_1(r_c+R)} & -\frac{R}{L_1(r_c+R)} \\ -\frac{Rr_c}{L_2(r_c+R)} & -\frac{r_{L_2}(r_c+R)+r_cR}{L_2(r_c+R)} & -\frac{R}{L_2(r_c+R)} \\ \frac{R}{C(r_c+R)} & \frac{R}{C(r_c+R)} & -\frac{1}{C(r_c+R)} \end{bmatrix}}^{a_2=a_4} \\
\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} &+ \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}}^{b_1} u \\
y &= \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{(r_c+R)} & \frac{Rr_c}{(r_c+R)} & \frac{R}{(r_c+R)} \end{bmatrix}}^{c_1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{C.30}$$

As equações diferenciais que caracterizam a terceira etapa de condução, considerando os semi-condutores (*mosfets* e *díodos*) ideais são:

$$\begin{cases} L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = V_{dc} - r_{L_2} i_{L_2} \\ L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = -\frac{R(r_c+r_{L_1})-r_c r_{L_1}}{(r_c+R)} i_{L_1} - \frac{R}{(r_c+R)} v_c \\ C \frac{dv_c}{dt} = \frac{R}{(r_c+R)} i_{L_1} - \frac{1}{(r_c+R)} v_c \\ v_o = \frac{Rr_c}{(r_c+R)} i_{L_1} + \frac{R}{(r_c+R)} v_c \end{cases} \tag{C.31}$$

Reescrevendo o sistema de equações anteriores na forma de equações de estado, onde o vetor de estados é dado por  $x = [i_{L_1} \ i_{L_2} \ v_{c1} \ v_{c2}]'$ , obtemos:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R(r_c+r_{L_1})+r_c r_{L_1}}{L_1(r_c+R)} & 0 & -\frac{R}{L_1(r_c+R)} \\ 0 & -\frac{r_{L_2}}{L_2} & 0 \\ \frac{R}{C(r_c+R)} & 0 & -\frac{1}{C(r_c+R)} \end{bmatrix}}^{a_1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}}^{b_1} u \\
y &= \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{(r_c+R)} & 0 & \frac{R}{(r_c+R)} \end{bmatrix}}^{c_1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{C.32}$$

O modelo matemático do conversor pode ser obtido fazendo-se uma média aritmética ponderada pelo índice de modulação do conversor dos modelos das diversas etapas, assim:

$$A = d \sum_{i=1}^N A_{2i-1} + \left(\frac{1}{N} - d\right) \sum_{i=1}^N A_{2i} \tag{C.33}$$

$$B = d \sum_{i=1}^N B_{2i-1} + \left( \frac{1}{N} - d \right) \sum_{i=1}^N B_{2i} \quad (\text{C.34})$$

$$C = d \sum_{i=1}^N C_{2i-1} + \left( \frac{1}{N} - d \right) \sum_{i=1}^N C_{2i} \quad (\text{C.35})$$

Resolvendo as equações C.33, C.34 e C.35 obtemos:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \overbrace{(a_1 d + a_2 (1-d) + a_3 d + a_4 (1-d))}^A x + \overbrace{(b_1 d + b_2 (1-d) + b_3 d + b_4 (1-d))}^B u \\ y &= \overbrace{(c_1 d + c_2 (1-d) + c_3 d + c_4 (1-d))}^C x \end{aligned} \quad (\text{C.36})$$

Considerando o sistema descrito em C.36 e resolvendo as equações descritas em C.8, considerando  $d_1 = d_3$  e  $d_2 = d_4$  em que  $d_2 = 0.5 - d_1$ , com o objetivo de simplificar a expressão, obtemos a equação do ganho do conversor não ideal dado pela expressão C.37. Considerando o conversor ideal, isto é, considerando  $r_{L_1}$ ,  $r_{L_2}$  e  $r_c$  iguais a zero, a expressão do ganho é dada pela equação C.38.

$$\text{Ganho} = - \frac{R(R + r_c)(d_1 - 1)(c(R(r_c + r_{L_1} + r_{L_2}) + r_c(r_{L_1} + r_{L_2})) + L_1 R r_c(-1 + 2d_1))}{R^3 i + R^2 ii + R iii + R r_c^2 r_{L_1} r_{L_2}} \quad (\text{C.37})$$

com,

$$i = \left( \begin{aligned} &cr_c + cr_{L_1} + cr_{L_2} - L_1 r_c - 2cd_1 r_c + 2cd_1 r_{L_1} - 2cd_1 r_{L_2} + 4d_1 L_1 r_c + cd_1^2 r_c + cd_1^2 r_{L_1} + \\ &+ cd_1^2 r_{L_2} - 5d_1^2 L_1 r_c + 2d_1^3 L_1 r_c \end{aligned} \right)$$

$$ii = \left( \begin{aligned} &cr_c^2 - L_1 r_c^2 + cd_1^2 r_c^2 - 4L_1 d_1^2 r_c^2 + 2cr_c r_{L_1} + 2cr_c r_{L_2} + cr_{L_1} r_{L_2} - 2cd_1 r_c^2 + 4d_1 L_1 r_c^2 + \\ &+ cd_1^2 r_c r_{L_1} + cd_1^2 r_c r_{L_2} - 3cd_1 r_c r_{L_1} - 3cd_1 r_c r_{L_2} \end{aligned} \right)$$

$$iii = (cr_c^2 (r_{L_1} + r_{L_2} - d_1 r_{L_1} - d_1 r_{L_2}) + 2cr_c r_{L_1} r_{L_2})$$

$$\text{Ganho} = \frac{1}{1-d} \quad (\text{C.38})$$

Comparando as equações C.38 e C.10, concluímos que o ganho do conversor *two - phase interleaved boost* é idêntico ao do conversor *boost*, deduzido anteriormente.

Na Figura C.18 e na Figura C.19 ilustra-se a variação do ganho do conversor em função dos parâmetros  $r_{L_1}$  e  $r_{L_2}$  para um índice de modulação inferior a 0.5. Analisando as figuras verificamos que a influência destes dois parâmetros é idêntica, como seria de esperar.

Verificamos ainda que se trata de uma montagem não inversora, isto é, não existe inversão de polaridade. Na Figura C.20 podemos verificar que a influência do parâmetro  $r_c$  para um índice de modulação inferior a 0.5 é praticamente nula.

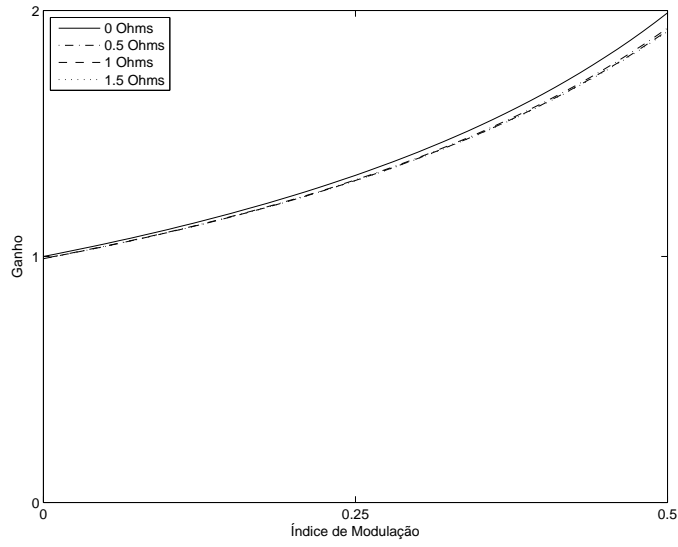


Figura C.18: Variação do ganho em função do parâmetro  $r_{L_1}$ , com  $r_{L_2} = 0.1\Omega$  e  $r_c = 0.1\Omega$ .

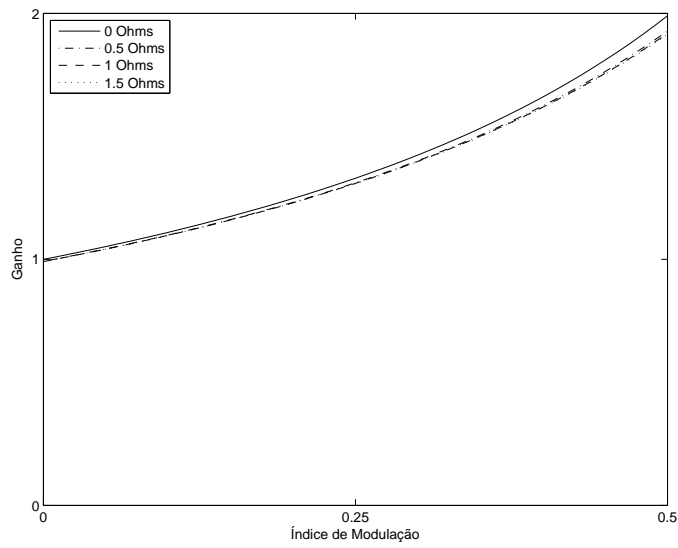


Figura C.19: Variação do ganho em função do parâmetro  $r_{L_2}$ , com  $r_{L_1} = 0.1\Omega$  e  $r_c = 0.1\Omega$ .

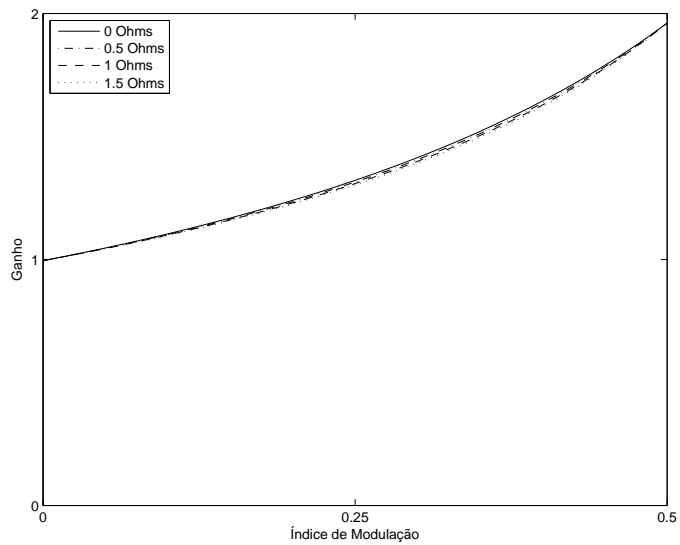


Figura C.20: Variação do ganho em função do parâmetro  $r_c$ , com  $r_{L1} = 0.1\Omega$  e  $r_{L2} = 0.1\Omega$ .

Para prosseguir com o estudo deste conversor poder-se-ia obter o modelo matemático para a situação em que o índice de modulação fosse superior a 0.5. Nessa situação o funcionamento deste conversor, operando em modo contínuo, caracteriza-se na mesma em quatro etapas. Na segunda e na quarta etapa os *mosfets* de ambos os conversores encontram-se em condução e ambos os díodos inversamente polarizados.



# Apêndice D

## Topologias de conversores DC/AC não isolados

### D.1 Topologia sem isolamento HERIC

A Topologia *Highly Efficient and Reliable Inverter Concept* (HERIC), patenteada pela empresa Sunways, é ilustrada na Figura D.1. Esta topologia utiliza dois interruptores adicionais para garantir o desacoplamento (desacoplamento AC) entre os painéis fotovoltaicos e a rede elétrica, nos períodos de funcionamento dos díodos de roda livre [49, 53, 55-58].

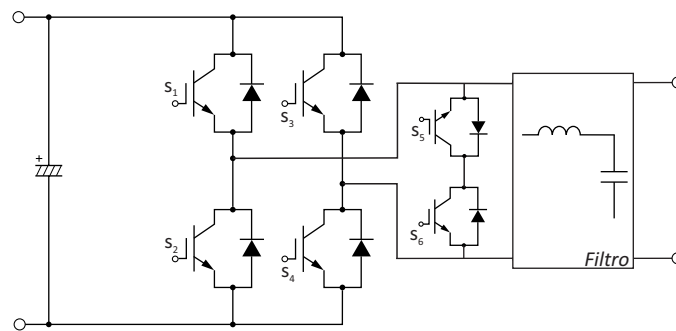


Figura D.1: Topologia sem isolamento HERIC.

Esta topologia permite uma maior flexibilidade na utilização de estratégias de modulação quando comparada com a topologia H5. Por exemplo, a Figura D.2 ilustra uma SPWM Híbrida, visando uma saída unipolar, assim como obter um valor constante na tensão de modo comum. Para tal, os interruptores  $S_1$  a  $S_4$  comutam com uma frequência imposta pela onda portadora, enquanto que os interruptores  $S_5$  e  $S_6$  comutam à frequência da onda moduladora, efetuando o desacoplamento nos períodos de funcionamento dos díodos de roda livre.

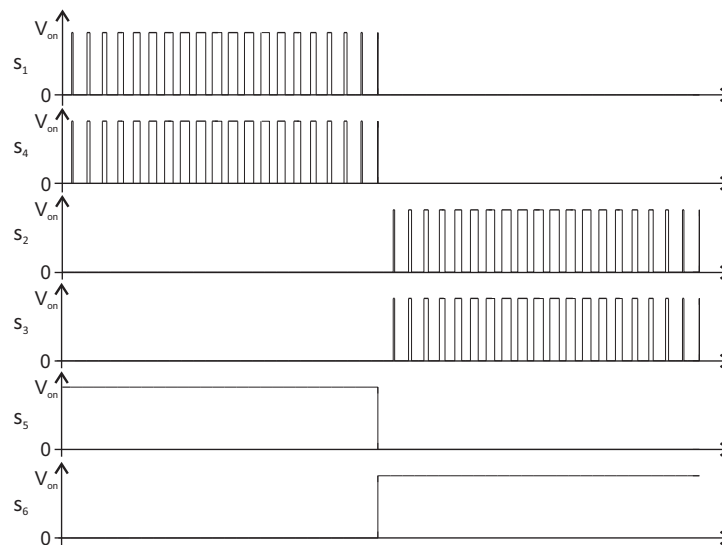


Figura D.2: Estratégia de modulação da topologia sem isolamento HERIC.

Da Figura D.2 podemos visualizar, que durante o ciclo positivo da onda moduladora, o interruptor  $S_5$  encontra-se sempre ativo e os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  comutam sincronizados. Nos períodos de funcionamento dos díodos de roda livre, o circuito fecha-se pelos interruptores  $S_5$  e pelo diódo do interruptor  $S_6$ , garantindo assim o desacoplamento da rede elétrica. As duas etapas de condução, são ilustradas na Figura D.3.

Em relação ao ciclo negativo da onda moduladora, o interruptor  $S_6$  encontra-se sempre ativo e os interruptores  $S_3$  e  $S_2$  comutam sincronizados. Nos períodos de funcionamento dos díodos de roda livre, o circuito fecha-se pelos interruptores  $S_6$  e pelo diódo do interruptor  $S_5$ . As duas etapas de condução, são ilustradas na Figura D.3.

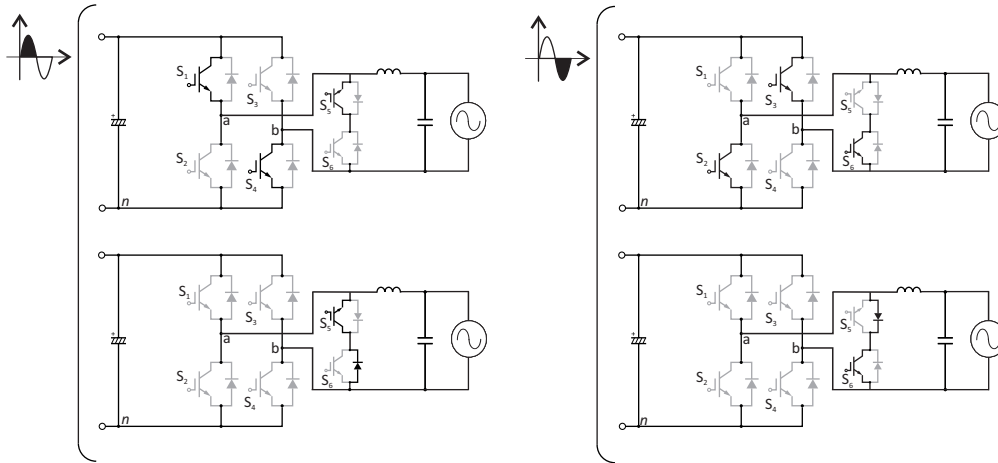


Figura D.3: Etapas de condução da topologia sem isolamento HERIC.

O valor das diferentes tensões  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cm}$  das várias etapas de condução, são semelhantes aos valores da topologia H5 descrita na secção 4.2.2.2 e resumidas na Tabela 4.1.

## D.2 Topologia sem isolamento H6

Outra topologia presente na literatura, semelhante à topologia H5, é a topologia ilustrada na Figura D.4 designada como H6 [49, 53, 223]. Esta topologia utiliza dois interruptores adicionais para garantir o desacoplamento (desacoplamento DC) entre os painéis fotovoltaicos e a rede elétrica, nos períodos de funcionamento dos díodos de roda livre.

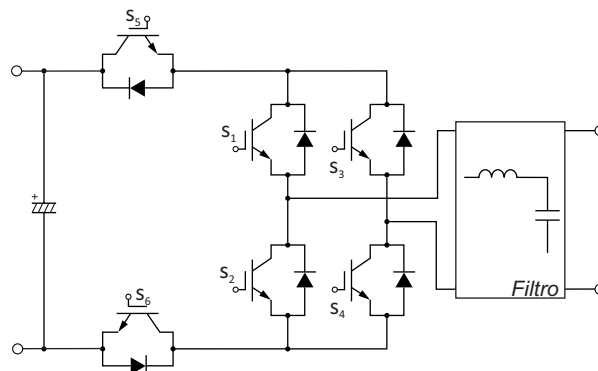


Figura D.4: Topologia sem isolamento H6.

Esta topologia também permite a utilização de diversas estratégias de modulação. Por exemplo,

a Figura D.5 ilustra uma SPWM Híbrida, visando uma saída unipolar, com um valor constante na tensão de modo comum. Onde os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  comutam com uma frequência imposta pela onda moduladora e os restantes interruptores comutam com uma frequência imposta pela onda portadora.

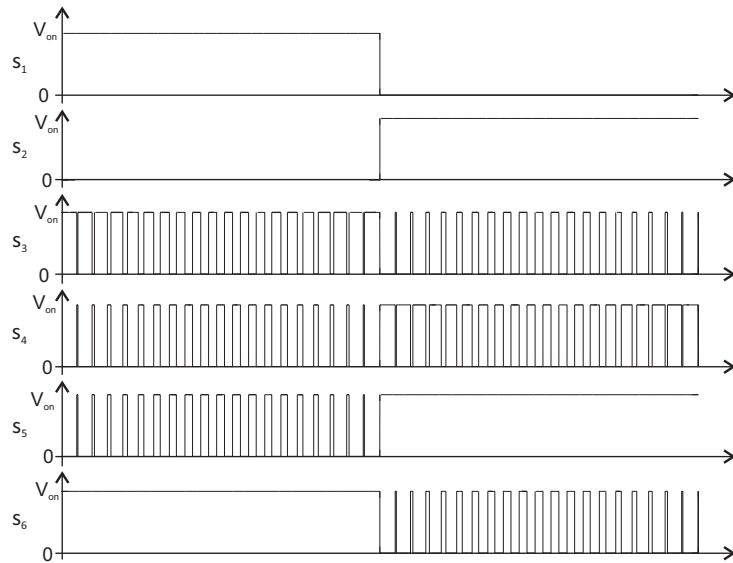


Figura D.5: Estratégia de modulação da topologia sem isolamento H6.

No ciclo positivo da onda moduladora, os interruptores  $S_1$  e  $S_6$  encontram-se sempre ativos e os interruptores  $S_5$  e  $S_4$  comutam sincronizados. O desacoplamento da rede elétrica, nos períodos de funcionamento dos díodos de roda livre, é conseguido ativando o interruptor  $S_3$  em complemento com os interruptores  $S_5, S_4$ , fechando-se o circuito pelos interruptores  $S_1$  e  $S_3$ . As duas etapas de condução, são ilustradas na Figura D.6.

No ciclo negativo da onda moduladora, os interruptores  $S_2$  e  $S_5$  encontram-se sempre ativos e os interruptores  $S_3$  e  $S_6$  comutam sincronizados. O desacoplamento da rede elétrica, nos períodos de funcionamento dos díodos de roda livre, é conseguido ativando o interruptor  $S_4$  em complemento com os interruptores  $S_3 - S_6$ , fechando-se o circuito pelos interruptores  $S_2$  e  $S_4$ . As duas etapas de condução, são ilustradas na Figura D.6.

O valor das diferentes tensões  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cm}$ , em função das várias etapas, são idênticos aos valores das topologias anteriores e sintetizadas na Tabela 4.1.

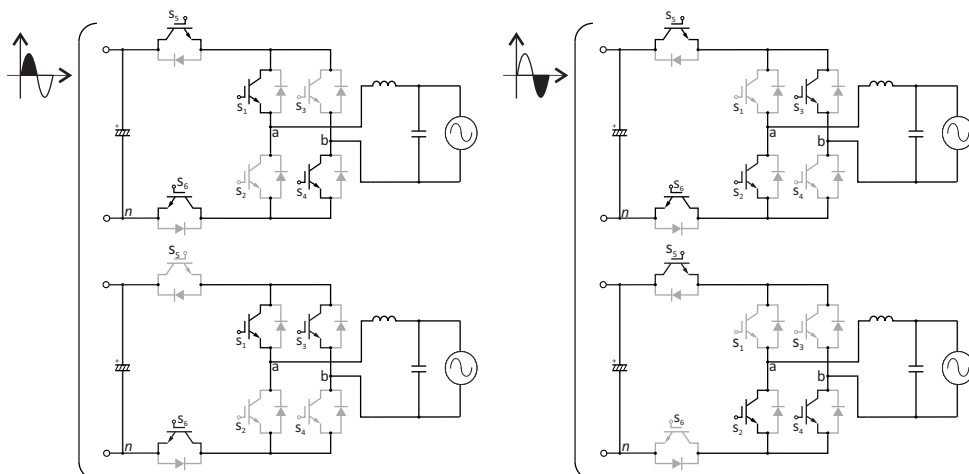


Figura D.6: Etapas de condução da topologia sem isolamento H6.

Topologias alternativas, com princípios de funcionamento semelhantes, têm vindo a ser desenvolvidas pelos fabricantes de semicondutores. A Figura D.7 mostra duas topologias, propostas pela empresa *Vincotech*, designadas como H6.5 e H5.6 [224].

Os princípios de funcionamento das topologias H6.5 e H5.6, são semelhantes aos das topologias HERIC e H5, respetivamente. A única diferença consiste na redução de componentes. Na topologia H6.5, no ciclo positivo da onda moduladora, o desacoplamento da rede elétrica é realizado pelo interruptor  $S_6$  e pelo diodo do interruptor  $S_5$ . Já no ciclo negativo da onda moduladora, o desacoplamento é realizado pelo interruptor  $S_5$  e pelo diodo do interruptor  $S_6$ .

Em relação à topologia H5.6, dependendo do ciclo da moduladora, o desacoplamento é realizado pelos interruptores e díodos de  $S_4$  e  $S_5$ .

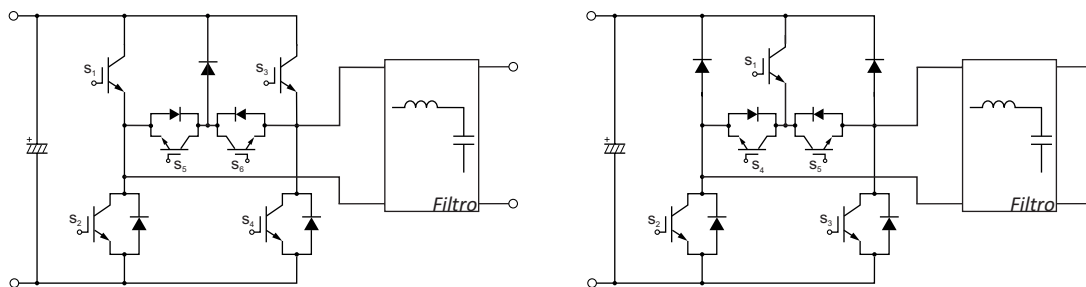


Figura D.7: Topologia H6.5 (lado esquerdo) e topologia H5.6 (lado direito).

### D.3 Topologia sem isolamento FB-ZVR

A Figura D.8 mostra uma topologia, existente na literatura, designada como *Full-Bridge Zero Voltage Rectifier* (FB-ZVR) [49, 58, 225]. Esta topologia utiliza uma ponte retificadora e um interruptor  $S_5$ , para garantir o desacoplamento (desacoplamento AC) entre os painéis fotovoltaicos e a rede elétrica. No entanto, ao contrario das topologias mencionadas anteriormente, esta topologia fixa um valor constante nas tensões  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cm}$ , nos períodos de funcionamento dos díodos de roda livre.

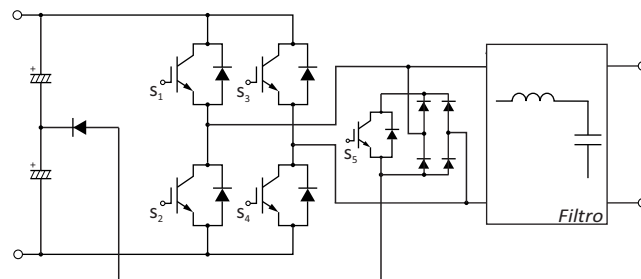


Figura D.8: Topologia sem isolamento FB-ZVR.

Esta topologia permite a utilização de diversas estratégias de modulação. Por exemplo, a Figura D.9 ilustra uma SPWM Híbrida, visando uma saída unipolar, com um valor constante na tensão de modo comum.

Da Figura D.9 podemos visualizar, durante o ciclo positivo da onda moduladora, que os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  comutam sincronizados. O desacoplamento da rede elétrica é conseguido ativando o interruptor  $S_5$  em complemento com  $S_1 - S_4$ . As duas etapas de condução, são ilustradas na Figura D.10.

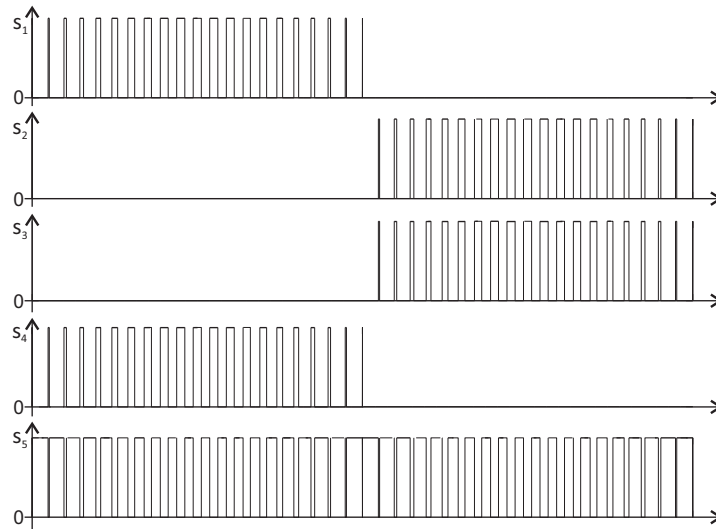


Figura D.9: Estratégia de modulação da topologia sem isolamento FB-ZVR.

Já no ciclo negativo da onda moduladora, os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  comutam sincronizados. O desacoplamento da rede elétrica é conseguido ativando, novamente, o interruptor  $S_5$  em complemento com  $S_2 - S_3$ . As duas etapas de condução, são ilustradas na Figura D.10.

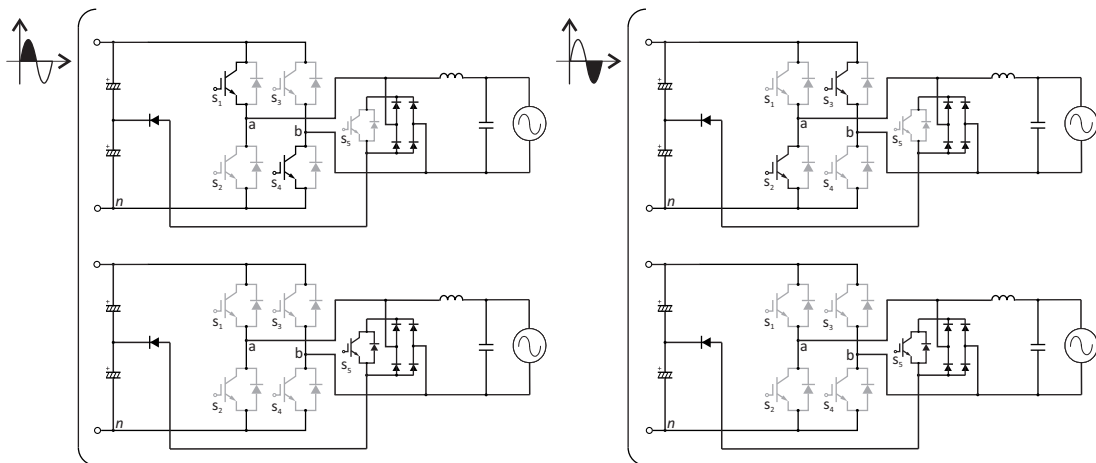


Figura D.10: Etapas de condução da topologia sem isolamento FB-ZVR.

O valor das tensões  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cm}$ , em função das várias etapas, são idênticas às topologias anteriores. No entanto, ao contrário das topologias anteriores, a topologia FB-ZVR, fixa o valor das tensões  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cm}$ , nos períodos de funcionamento dos díodos de roda livre.

## D.4 Topologia sem isolamento NPC

Outra solução, bastante difundida na literatura, é a topologia designada por *Neutral Point Clamped* (NPC). Na topologia NPC a tensão do barramento DC divide-se em vários níveis de tensão (por exemplo através de condensadores) podendo-se obter  $n$  níveis de tensão. Com esta singularidade, a tensão de saída do conversor, tensão aplicada ao filtro, é sintetizada por níveis permitindo, um maior rendimento, menor perdas de comutação, maior frequência de comutação e menor distorção harmónica total (TDH). No entanto, este tipo de topologia obriga a elevados níveis de tensão no barramento DC [60, 226].

Segundo [226], este tipo de topologia pode ser dividida em três categorias: (i) Conversor NPC com diodos de fixação ao ponto neutro (NPC - *Neutral Point Clamped* ou *Diode Clamped Converter*); (ii) Conversor NPC de condensadores flutuantes (*Flying Capacitor Converter*); (iii) Conversor NPC em cascata (*Cascated Full Bridge Converter*).

Por exemplo, a Figura D.11 mostra duas categorias, nomeadamente, o conversor NPC de condensadores flutuantes de 3 níveis (esquerda) e o conversor NPC em cascata com 5 níveis (direita).

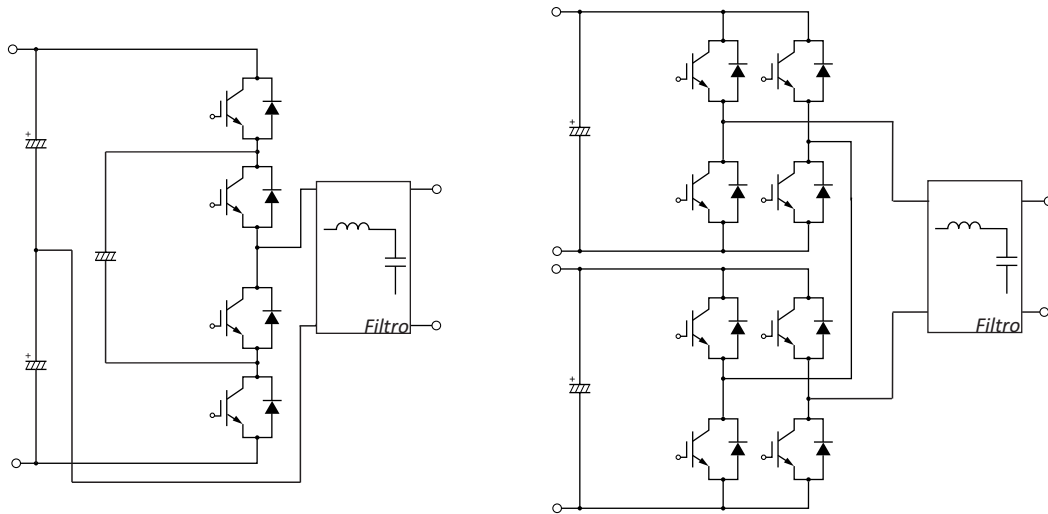


Figura D.11: Topologias *Neutral Point Clamped* (NPC) - *Flying Capacitor Converter* e *Cascated Full Bridge Converter*.

Diferentes estratégias de modulação podem ser encontradas na literatura, como por exemplo, o controlo vetorial (SVM), eliminação seletiva de harmónicos (SEH), SPWM, *Phase Shifted PWM* (PSPWM), SPWM por desnivelamento em fase, SPWM em oposição de fase e SPWM em oposição de fase alternada [227, 228].

Recentemente, têm surgido na literatura, uma extensa gama de topologias multiníveis. A Figura D.12 apresenta uma topologia NPC com diodos de fixação ao ponto neutro de 3 níveis [229].

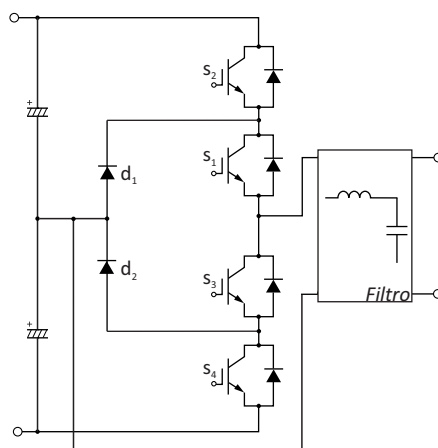


Figura D.12: Topologia sem isolamento NPC com diodos de fixação ao ponto neutro.

A Figura D.13 ilustra uma SPWM Híbrida, visando uma saída unipolar, com um valor constante na tensão de modo comum. Onde podemos constatar, que durante o ciclo positivo da onda moduladora, o interruptor  $S_1$  encontra-se sempre em condução e o interruptor  $S_2$  comuta com uma frequência imposta pela onda portadora. Nos períodos de funcionamento em que o interruptor

$S_2$  se encontra inativo, o circuito fecha-se pelo interruptor  $S_1$  e o pelo diodo de fixação  $D_1$ , garantindo assim o estado zero. As duas etapas de condução, são ilustradas na Figura D.14.

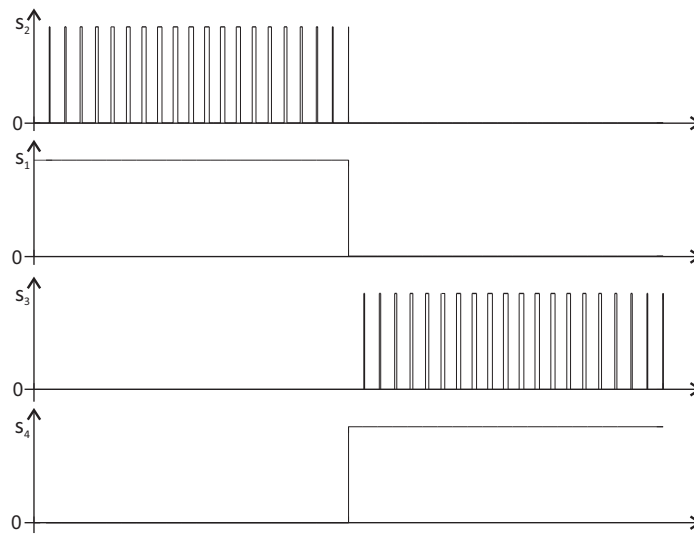


Figura D.13: Estratégia de modulação da topologia sem isolamento NPC com diodos de fixação ao ponto neutro.

No ciclo negativo da onda moduladora, o interruptor  $S_3$  encontra-se sempre em condução e o interruptor  $S_4$  comuta com uma frequência imposta pela onda portadora. Nos períodos de funcionamento em que o interruptor  $S_4$  se encontra inativo, o circuito fecha-se pelo interruptor  $S_3$  e o pelo diodo de fixação  $D_2$ , garantindo assim o estado zero. As duas etapas de condução, são ilustradas na Figura D.14.

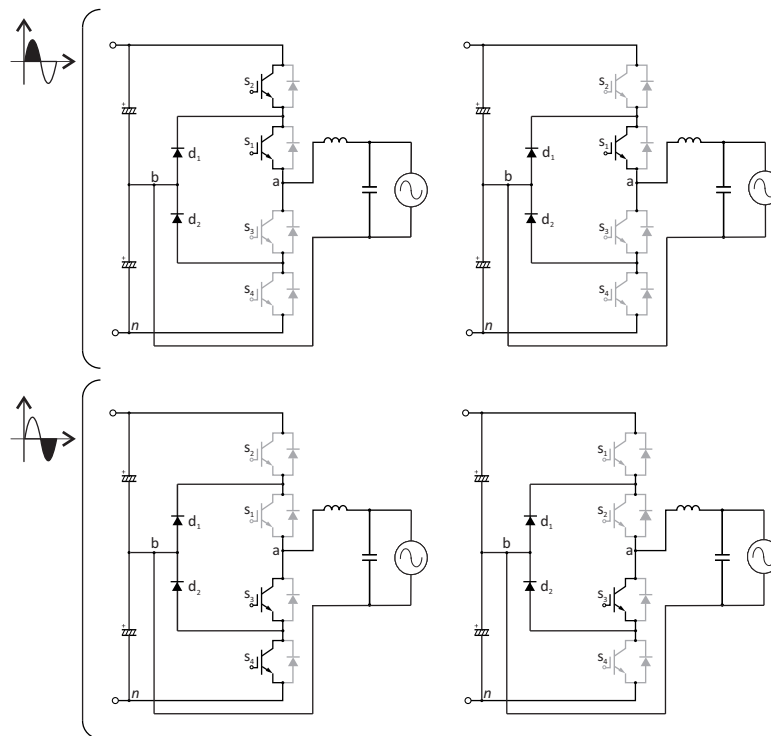


Figura D.14: Etapas de condução da topologia sem isolamento NPC com diodos de fixação ao ponto neutro.



## Apêndice E

### Funções Implementadas na Unidade Principal e Auxiliar de Controlo

#### E.1 Função Identificação

A função Identificação é responsável pela identificação do número de dispositivos e a sua posição na cadeia (dispositivos ISL94212). Resumidamente, este procedimento é inicializado transmitindo através do protocolo de comunicação SPI uma trama de 3 bytes (trama 1) para o dispositivo mestre (dispositivo que se situa no fundo da cadeia). Assim que o dispositivo é endereçado, este responde com uma trama formada por 4 bytes (trama 2), que indica que o processo foi realizado com sucesso (ACK) *bits* [28:23], assim como a sua posição na cadeia através dos *bits* [17:18]. Os *bits* [17:18] correspondem às entradas *COMMS SELECT 1* e *COMMS SELECT 2*.

Recebida a resposta do dispositivo esta é decodificada e verificada através do CRC, permitindo concluir se o processo foi realizado com sucesso. Este processo é repetido para cada dispositivo, atribuindo diferentes endereços a cada dispositivo. O processo é concluído quando os *bits* [17:18] da trama recebida contiverem o valor *10b*, o que significa que o dispositivo endereçado se encontra no topo da cadeia, não existindo mais dispositivos. Quando o dispositivo do topo da cadeia é identificado, o processo é concluído atribuindo *3Fh* para o registo de endereçamento (trama 3).

Esta rotina devolve à unidade principal de controlo um *byte* que representa o número de dispositivos que formam a cadeia. A Figura E.1 ilustra a função identificação implementada, bem como exemplos das tramas de comunicações referidas anteriormente.

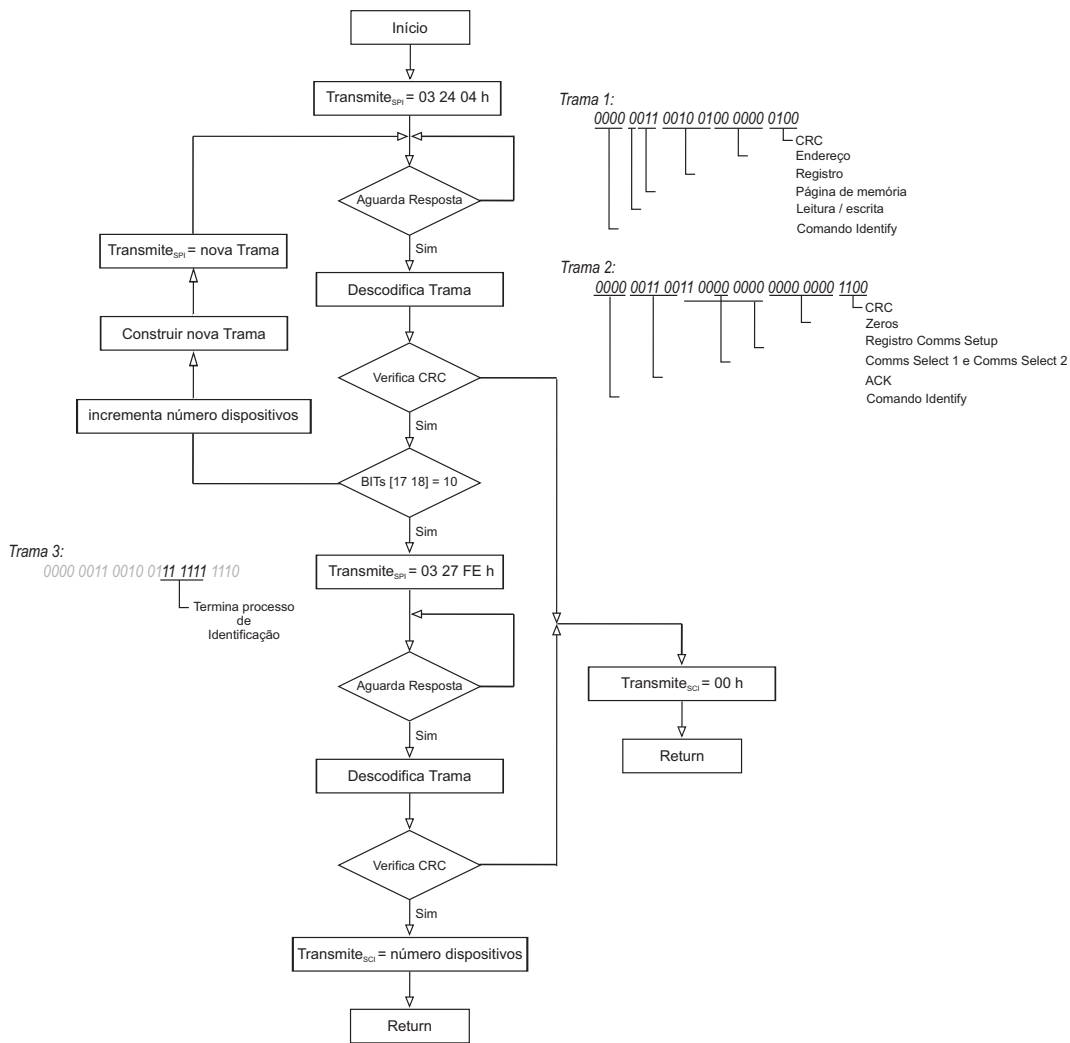


Figura E.1: Função Identificação implementada na unidade auxiliar de controlo.

## E.2 Função Scan Tensão

A função *Scan Tensão* é responsável pela leitura das tensões das células que constituem o *pack* de baterias. Este processo é inicializado, novamente, transmitindo uma trama formada por 3 *bytes* (trama 1), solicitando a obtenção do valor das leituras. Estas correspondem a uma trama de comunicações de 40 *bytes* (trama 2).

Assim que a trama é recebida, esta é direcionada para a unidade principal de controlo, devolvendo 40 *bytes* por cada dispositivo que forma a cadeia. A Figura E.2 ilustra a função *scan tensão* implementada, assim como exemplos das tramas de comunicações referidas.

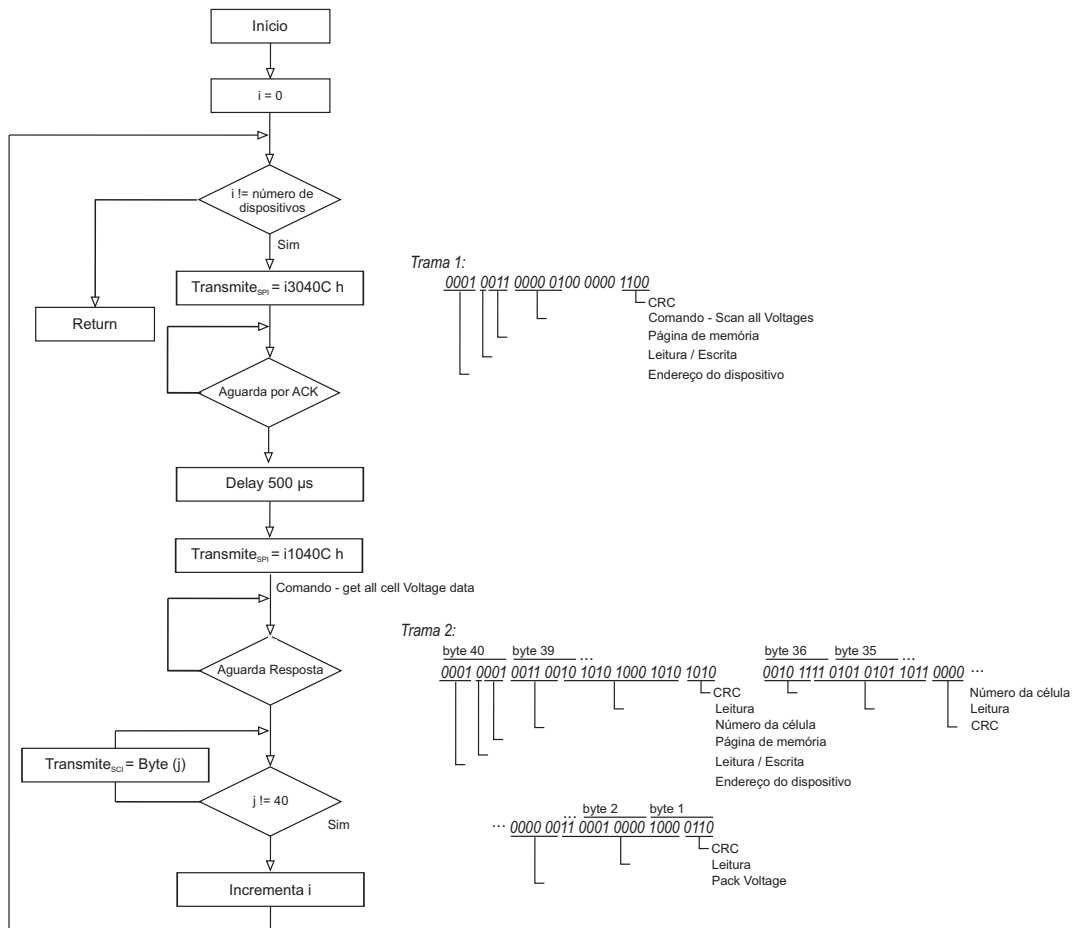


Figura E.2: Função *Scan* Tensão implementada na unidade auxiliar de controlo.

### E.3 Função *Scan* Temperatura

A função *Scan* temperatura é responsável pela obtenção da temperatura das células que constituem o *pack* de baterias. Ciclicamente este processo seleciona o canal de leitura desejado através das entradas  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  do *multiplexer* analógico CD74HC4067. Uma vez selecionado o canal desejado, é forçada a leitura da unidade auxiliar de controlo. Devido ao facto de se tratar de um ADC de 12 *bits*, o valor da conversão é decomposto numa trama de 2 *bytes* e direccionada para a unidade principal de controlo através do protocolo de comunicação série SCI.

Este processo é repetido para todas os dispositivos presentes na cadeia que formam o *pack* de baterias, devolvendo à unidade de controlo principal 24 *bytes* por cada dispositivo. A Figura E.3 ilustra o algoritmo implementado assim como um exemplo da trama de comunicação.

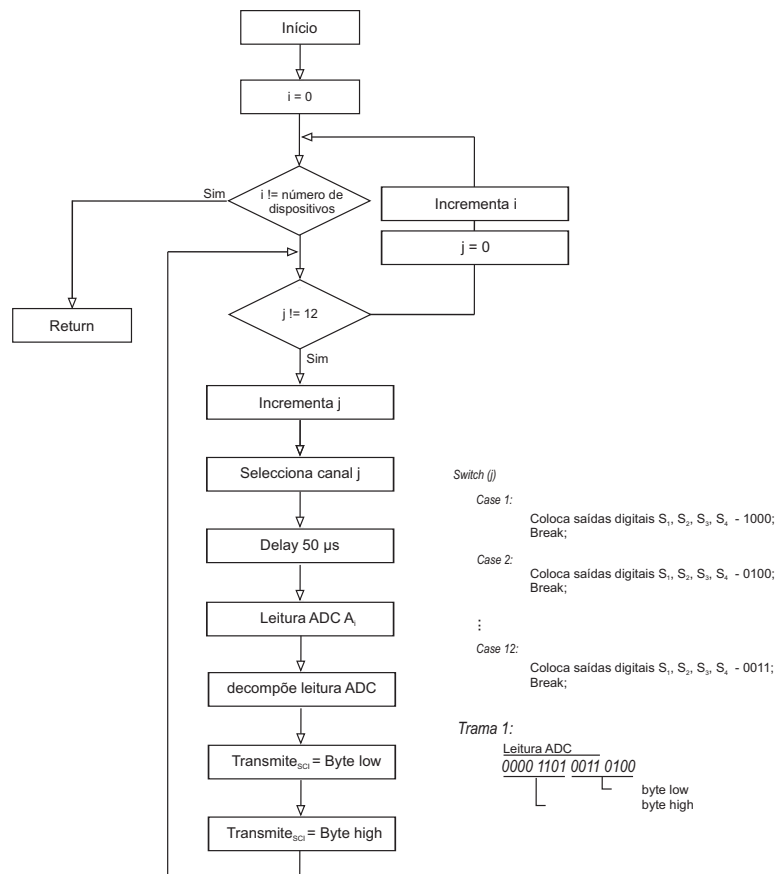


Figura E.3: Função Scan Temperatura implementada na unidade auxiliar de controlo.

## E.4 Função Set Pwm

A função set PWM que é responsável pela configuração da frequência e ciclo de trabalho da unidade de potência. Esta função é inicializada assim que a unidade auxiliar de controlo recebe uma trama de comunicações formada por 7 bytes, provenientes da unidade principal de controlo. A trama é constituída com os valores dos registos, *Time-Base Period Register* (TBPRD), *Time-Base Control Register* (TBCTL) e *Counter-Compare A Register* (CMPA) do módulo EPWM. Os registos apresentados são necessários para definir a frequência e ciclo de trabalho desejados. A Figura E.4 ilustra a função set PWM implementada assim como um exemplo da trama de comunicação.

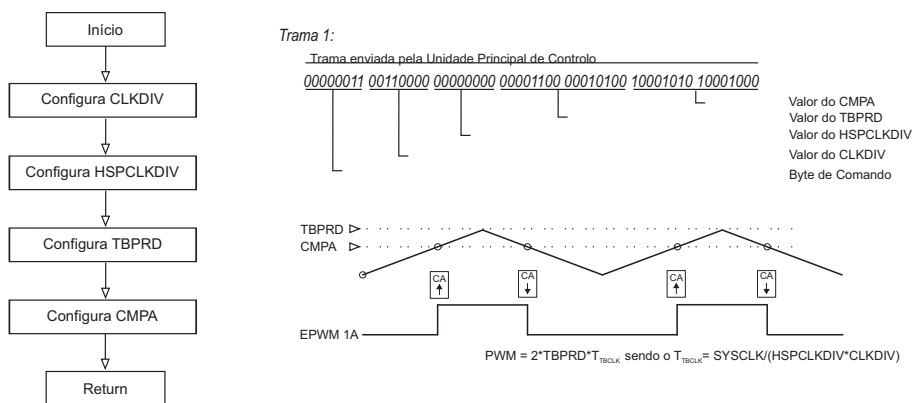


Figura E.4: Função Set PWM implementada na unidade auxiliar de controlo.

## E.5 Função Balanceamento

A função balanceamento é a responsável pela definição do tempo de duração do processo de balanceamento e pela definição das células a balancear. O processo é inicializado com uma trama de 8 bytes por dispositivo, provenientes da unidade principal de controlo. Esta é formada pelos valores dos registos *Balance Time Register* e *Balance Status Register*.

Resumidamente, a função é iniciada configurando o registo *Balance Setup Register* (trama 1) do dispositivo *i*, o qual irá definir o modo de balanceamento como *Time Mode*. Assim que o dispositivo *i* é endereçado, responde com uma trama de 4 bytes (ACK) indicando que o processo foi realizado com sucesso. De seguida é configurado o registo *Balance Time Register* com a duração do processo de balanceamento. Assim que o processo é realizado com sucesso é configurado o registo *Balance Status Register* que irá definir quais as células do dispositivo *i* sujeitas a balanceamento. Após a configuração ser concluída com sucesso, o processo de balanceamento é iniciado através do comando *Enable Balance*. Este processo é repetido para todos os dispositivos que formam o *pack* de baterias. A Figura E.5 ilustra a função *set* balanceamento implementada assim como exemplos das tramas de comunicação.

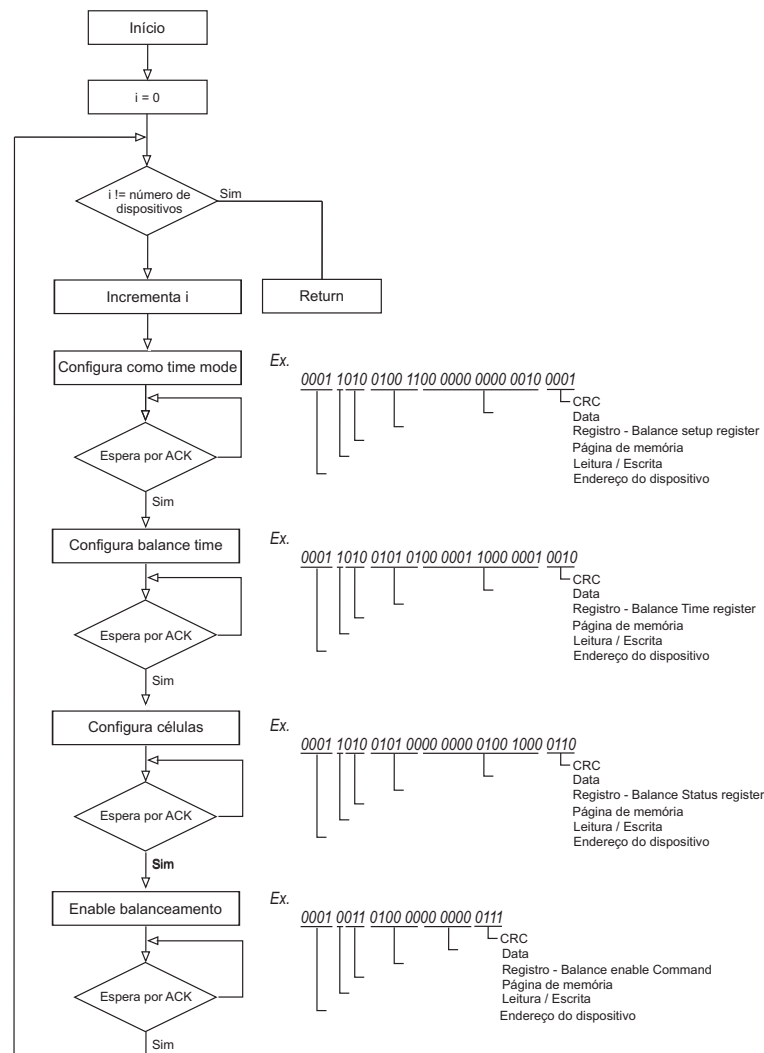


Figura E.5: Função Balanceamento implementada na unidade auxiliar de controlo.

## E.6 Função *Get Trama Pwm*

A função *Get Trama Pwm* é responsável pela construção e transmissão da trama de comunicações. Esta é formada por sete *bytes* que são necessários para configurar o módulo EPWM na unidade auxiliar de controlo (função *Set Pwm*).

Esta função recebe como dados de entrada a frequência e ciclo de trabalho desejados. Estes são interpretados e decodificados com base na equação E.1, onde  $f_d$  é a frequência desejada,  $SysClk$  é o valor do *clock* principal do microcontrolador TMS320F28069 (90 MHz) e os divisores de *clock* (CLKDIV e HSPCLKDIV).

$$TBPRD = \frac{1}{\left(\frac{1}{SysClk}\right) * CLKDIV * HSPCLKDIV * 2 * f_d} \quad (E.1)$$

A função seleciona os valores dos divisores de *clock* de modo a que o valor do registo TBPRD seja menor do que  $2^{16}$ . O ciclo de trabalho é dado pelo valor do registo CMPA, expresso pela seguinte equação, onde  $d_d$  é o ciclo de trabalho desejado (que varia entre 0 e 1):

$$CMPA = d_d * TBPRD \quad (E.2)$$

Uma vez estruturada a trama de comunicações esta é transmitida para a unidade auxiliar de controlo. A Figura E.6 ilustra o algoritmo implementado.

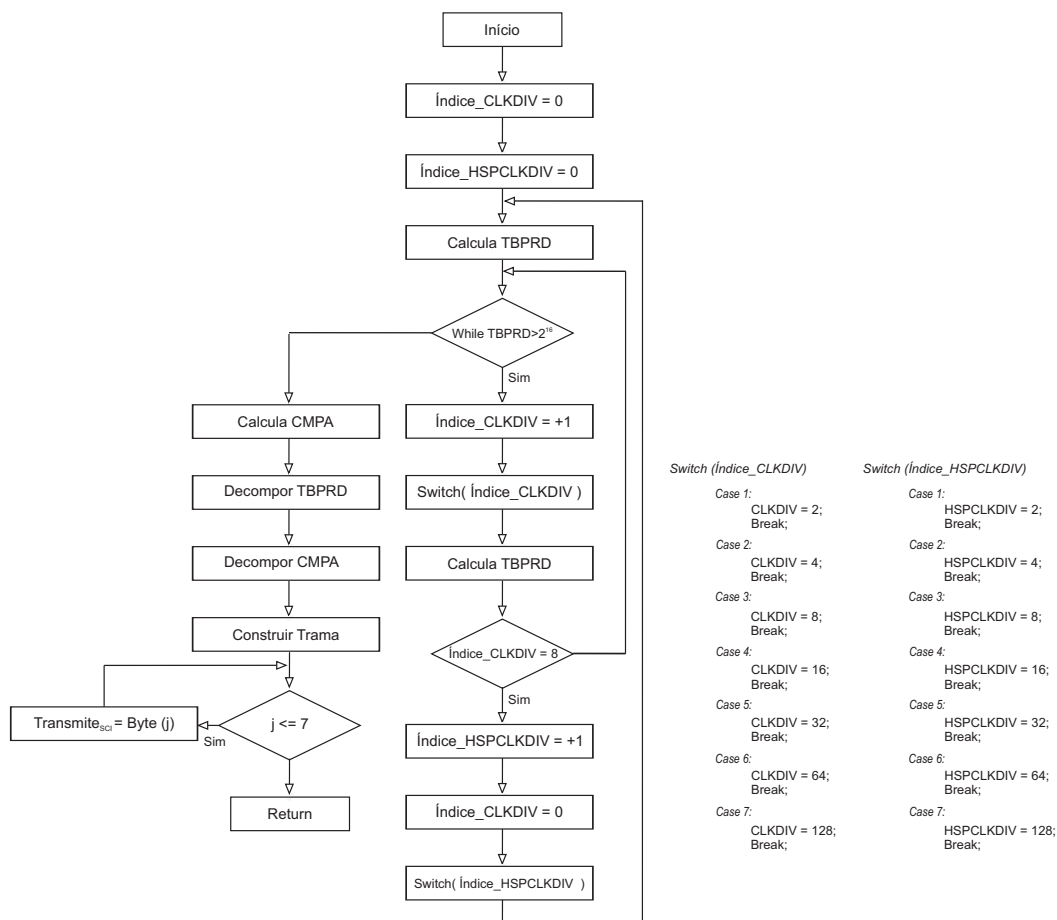


Figura E.6: Função *Get trama PWM* implementada na unidade principal de controlo.

## E.7 Função *Get Trama Balance Time Register*

A Figura E.7 ilustra a função *Get Trama Balance Time Register* implementada. O processo de balanceamento pode ser configurado com uma duração que pode variar entre 0.33 e 42.33 minutos. Este tempo pode ser selecionado através dos *bits* [14:8] do registo *Balance Time Register* de cada dispositivo.

Inicialmente, o algoritmo determina o número de vezes em que o tempo\_bal é divisível por 0.33 minutos (base de tempo). Uma vez determinada a operação, esta é convertida para binário e realizada a concatenação dos *bytes* (Concat 1). Para finalizar, é calculado o CRC. De referir, que o algoritmo do cálculo CRC se encontra disponível e detalhado no manual do dispositivo ISL94212.

Este processo é repetido para todos os dispositivos presentes na cadeia, devolvendo 4 *bytes* por cada dispositivo.

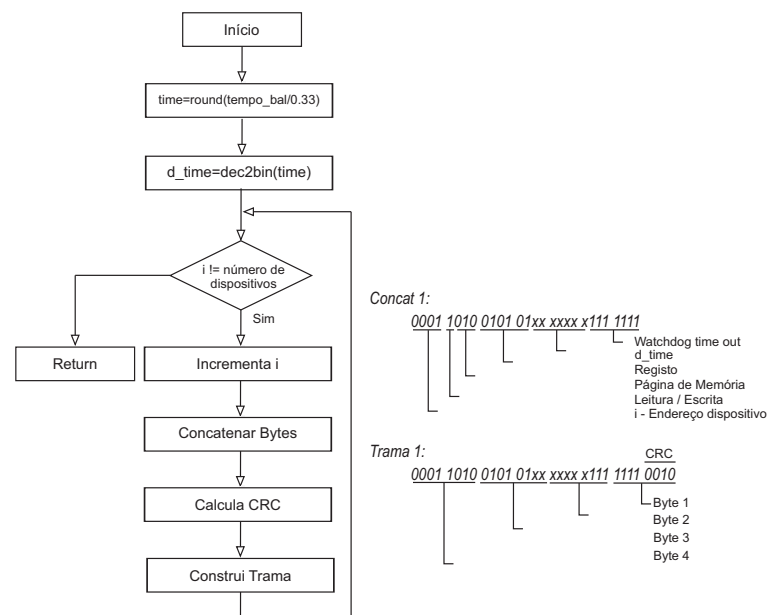


Figura E.7: Função *Get trama Balance Time Register* implementada na unidade principal de controlo.

## E.8 Função *Get Trama Balance Status Register*

A função *Get Trama Balance Status Register*, ilustrada na Figura E.8, contém a informação das células a balancear através dos *bits* [16:5] do registo *Balance Time Register* de cada dispositivo. O algoritmo decompõem o vetor de balanceamento, calculado no quarto segmento, e realiza a concatenação dos *bytes* (Concat 1). Uma vez concluída a concatenação, é calculado o CRC. Este processo é repetido para todos os dispositivos presentes na cadeia devolvendo 4 *bytes* por cada dispositivo.

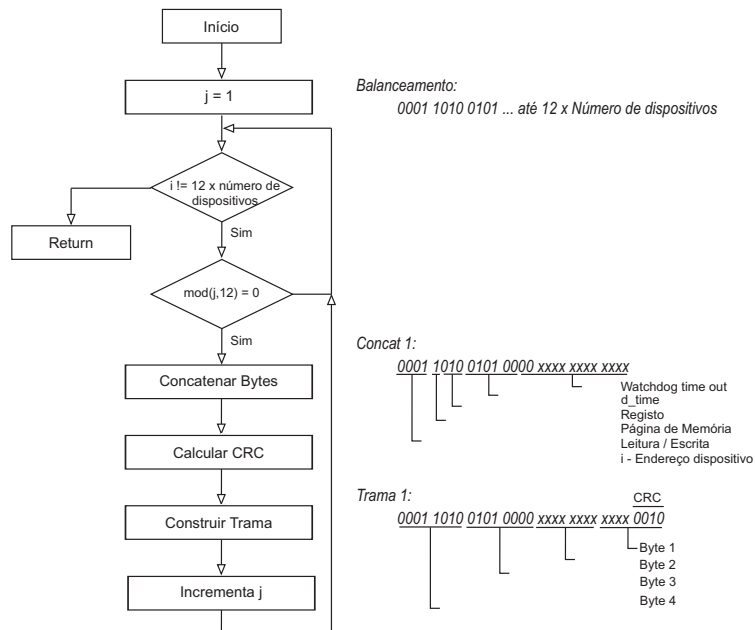


Figura E.8: Função *Get* trama *Balance Status Register* implementada na unidade principal de controle.

# Apêndice F

## Modelação Matemática das Unidades que constituem um Sistemas Híbridos

### F.1 Produção Solar

Vários modelos, são propostos na literatura, com o objetivo de simular o comportamento das células fotovoltaicas, operando em diversas condições de funcionamento.

O modelo de um díodo é adotado por alguns dos autores, como por exemplo, em [230]. No entanto, a utilização destes modelos (considerando também o modelo a dois díodos) obriga há um considerável tempo computacional, na determinação dos parâmetros que o caracterizam, desnecessário para este tipo de abordagem. Devido a esse constrangimento, a grande maioria dos autores [231-233] opta pela utilização de modelos matemáticos sintetizados. Desta forma, a potência produzida por uma *string* fotovoltaica, no instante de tempo  $k$ , é determinada em função da temperatura e irradiância das células, expressa pela seguinte equação:

$$P_{string}(k) = \mu_{mppt} \left( P_{string, stc} \frac{G(k)}{1000 w/m^2} (1 + \alpha_{pv} (T_{cell}(k) - 25^{\circ}c)) \right) N_{string, s} N_{string, p} \quad (F.1)$$

em que,

$$T_{cell}(k) = T_{amb}(k) + \frac{G(k)}{800 w/m^2} (N_{oct} - 20^{\circ}c) \quad (F.2)$$

### F.2 Produção Eólica

O processo de conversão de energia é caracterizado através de duas curvas específicas associadas a cada modelo de aerogerador. Uma conhecida como curva de potência que relaciona a potência de saída com a velocidade do vento e uma outra que relaciona a eficiência com a velocidade do vento (coeficiente de potência).

#### F.2.1 Curva de Potência

Na Figura F.1 podemos visualizar uma curva de potência, com controlo *Pitch* e controlo *Stall*. A principal diferença entre os dois tipos de controlo é que no controlo com *Pitch* a potência permanece constante, igual à nominal, até a velocidade atingir a velocidade *cut out speed*. Já no controlo por *Stall*, a potência sofre uma redução antes do corte, efeito do próprio controlo aerodinâmico. Desta forma, caso a velocidade de vento se estabilize num valor inferior, o aerogerador volta a gerar a sua potência nominal.

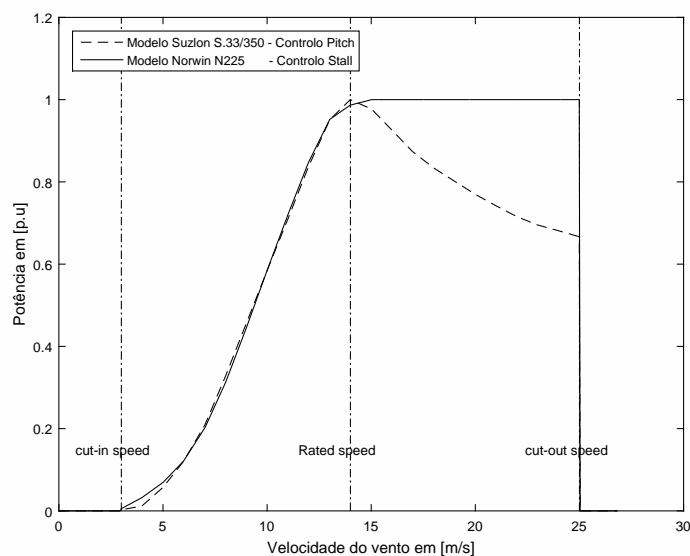


Figura F.1: Curva de potência com controlo *pitch* e com controlo *stall*.

Na Figura F.1 podemos constatar que não existe produção para velocidades do vento inferiores à *cut-in speed*, a produção aumenta de forma exponencial entre a velocidade *cut-in speed* e *rated speed*, sendo que na *rated speed* atinge aproximadamente a sua produção nominal. Para velocidades mais elevadas do vento, *cut-out speed*, esta é, por motivos de segurança, forçada a interromper a sua produção, forças enormes são exercidas sobre a estrutura e sobre o aerogerador, obrigando ao acionamento do sistema de travagem.

Na maior parte do tempo, o aerogerador vai funcionar na zona não linear da curva de potência, tornando-se evidente a importância da velocidade do vento em projetos de sistemas eólicos. Assim, são fundamentais estudos detalhados das características do vento para a elaboração de projetos confiáveis e precisos.

A conversão eólica consiste basicamente em duas etapas:

- (i) Obter as velocidades do vento (podendo ser realizada a previsão para um determinado horizonte temporal, onde esse horizonte temporal é determinante na escolha do método a utilizar para obter essas previsões).
- (ii) Mapear a velocidade do vento em potência (curva de potência) tendo em consideração a curva de potência individual de cada aerogerador.

A metodologia utilizada para a obtenção da curva de potência difere, diversos autores optam por recorrer à curva de potência do fabricante. Outros autores modelam a curva de potência a partir da velocidade do vento medido no local, através de diversas técnicas matemáticas, como por exemplo, modelos de regressão, sigmóide, função polinomial e redes neuronais. Como por exemplo, em [234], das diversas técnicas estudadas, o autor conclui que o modelo composto por redes neuronais apresenta melhores performances e para além disso permite uma maior facilidade de implementação e flexibilidade de modelação de modelos multi variável.

Assim, no caso, de não ser possível obter a curva característica, esta pode ser simulada através de um modelo linear simplificado [235], expresso pelo conjunto de equações:

$$P = \begin{cases} 0 & v < v_{ci} \text{ ou } v > v_{co} \\ P_n \frac{v - v_{ci}}{v_r - v_{ci}} & v_{ci} \leq v \leq v_r \\ P_n & v_r \leq v \leq v_{co} \end{cases} \quad (\text{F.3})$$

Outros autores optam pela utilização de um modelo não linear em detrimento de uma relação linear, como em [236-238]. Em [237, 238] utilizam uma aproximação parabólica para modelar a curva de potência de um aerogerador, expressa por:

$$P = \begin{cases} 0 & v < v_{ci} \text{ ou } v > v_{co} \\ \frac{P_n (av^2 + bv + e)}{(v_r - v_{ci})^2} & v_{ci} \leq v \leq v_r \\ P_n & v_r \leq v \leq v_{co} \end{cases} \quad (\text{F.4})$$

Estes modelos apresentam uma boa aproximação para aerogeradores com controlo *Pitch*, como se ilustra na Figura F.2, em que se compara, a curva de potência referente ao aerogerador *Suzlon S.33/350* fornecida pelo fabricante e o sistema de equações F.4. No entanto, para aerogeradores com controlo *Stall*, o desempenho desses modelos degrada-se, para velocidades do vento elevadas.

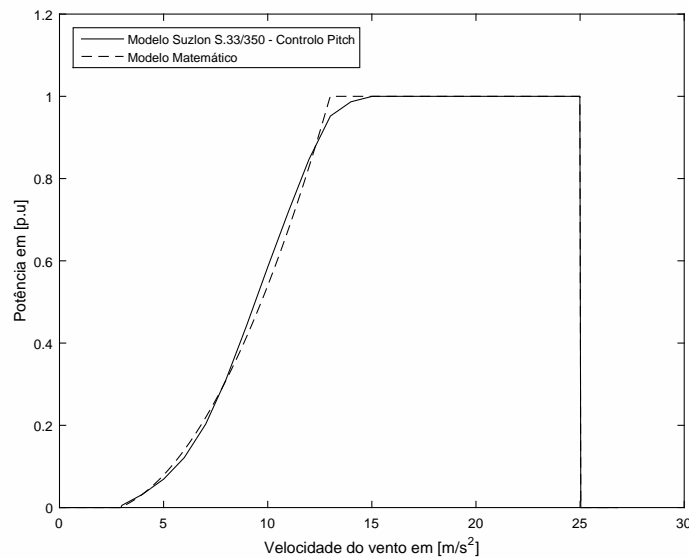


Figura F.2: Curva de potência disponibilizada pelo fabricante e aproximada do aerogerador *Suzlon S.33/350*.

Outra metodologia, existente na literatura [239], baseia-se nas considerações energéticas da conversão de energia. Assumindo que toda a energia cinética é convertida em energia eólica, então, a energia cinética de uma massa  $m_m$ , em movimento, possui energia cinética  $E_c$  dada pela equação:

$$E_c = \frac{1}{2} m_m v^2 \quad (\text{F.5})$$

Como a potência é definida pela variação da energia no tempo obtemos,

$$P = \partial E / \partial t = 1/2 \partial m_m / \partial t v^2 \quad (\text{F.6})$$

onde o termo  $\partial m_m / \partial t$  representa a taxa de fluxo de ar que atravessa uma determinada área  $A$  e é dada por,

$$\partial m_m / \partial t = \rho_a A v \quad (\text{F.7})$$

Onde  $\rho_a$  é a densidade do ar (1.225 kg/m<sup>3</sup> ao nível do mar) resulta na expressão para a potência, dada em J/s ou W,

$$P = 1/2 \rho_a A v^3 \quad (\text{F.8})$$

As seguintes equações permitem a determinação do valor da densidade do ar. A primeira conhecendo-se a pressão atmosférica ( $P_a$ ) e a temperatura ( $T$ ) e a segunda conhecendo-se apenas a altitude ( $h$ ) em metros.

$$\rho_a = \frac{0.3484 P_a}{273.185 + T} \quad (\text{F.9})$$

$$\rho_a = 1.225 - 1.194 \times 10^{-4} h \quad (\text{F.10})$$

## F.2.2 Coeficiente de Potência

Não obstante outros fatores limitam a potência extraída por um aerogerador, para isso é introduzido um índice denominado coeficiente de potência  $C_P(\lambda, \beta)$ . O coeficiente de potência de um aerogerador é definido como sendo a razão entre a potência que pode ser convertida pelo aerogerador e a potência total disponível no vento. O máximo teórico de  $C_P(\lambda, \beta)$ , considerando uma turbina ideal, é definido pelo limite de *Betz* (0.593). No entanto o valor da energia extraída de um aerogerador real é ainda menor, devido às perdas de energia inerentes a qualquer sistema real. A inclusão desse parâmetro transforma a equação F.8 em:

$$P = 1/2 C_P(\lambda, \beta) \rho_a A v^3 \quad (\text{F.11})$$

Na equação, o coeficiente de potência  $C_P(\lambda, \beta)$  depende das características do aerogerador, sendo uma função não linear de duas grandezas

- (i) Do ângulo de passo ( $\beta$ ).
- (ii) Da relação entre a velocidade tangencial na ponta da pá da turbina e a velocidade do vento incidente ( $\lambda$ ).

Na literatura, alguns autores usam aproximações numéricas para o cálculo de  $C_P(\lambda, \beta)$ , como por exemplo, em [240], em que o coeficiente de potência é calculado pelas equações F.12 e F.13,

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.73 \left( \frac{151}{\lambda_i} - 0.58\beta - 0.002\beta^{2.14} - 13.2 \right) e^{-\frac{18.4}{\lambda_i}} \quad (\text{F.12})$$

$$\lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{\lambda - 0.02\beta} - \frac{0.003}{\beta^3 + 1}} \quad (\text{F.13})$$

A Figura F.3 apresenta o formato típico das curvas características do coeficiente de potência em função do ângulo de passo.

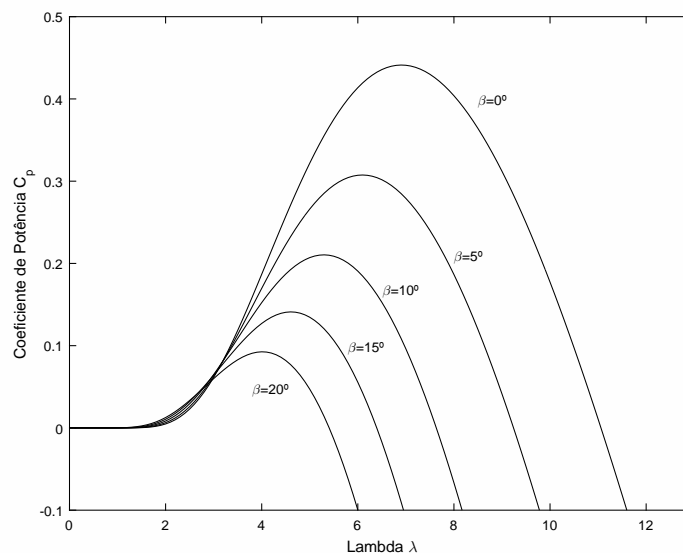


Figura F.3: Característica do coeficiente de potência.

O coeficiente de potência de um aerogerador especifica com que eficiência a energia do vento é extraída. Na prática, um controlador lógico programável realiza a leitura da potência elétrica produzida varias vezes por segundo. Quando um aerogerador ultrapassa a sua potência nominal, as pás movimentam se aumentado o ângulo de ataque de forma a dissipar o excesso de energia mecânica. Quando a potência cai para valores inferiores o controlador lógico programável movimenta as pás de forma a diminuir o ângulo de ataque, ganhando aerodinâmica, de maneira a obter um ângulo de passo que maximize a sua produção.

### F.3 Sistema de Armazenamento - Baterias

Na literatura, podem ser encontradas diferentes metodologias para prever, com detalhe, o comportamento dos diferentes tipos de baterias, sob diversas condições de funcionamento [241, 242].

- (i) Modelos Eletroquímicos - estes modelos baseiam-se nos processos químicos que ocorrem na bateria, requerendo: (i) um profundo conhecimento da composição química e propriedades dos diversos materiais; (ii) uma grande quantidade de parâmetros; (iii) um elevado tempo computacional devido à sua complexidade. São considerados os modelos que, com maior detalhe, representam o comportamento de uma bateria, sendo por isso frequentemente utilizados como referência.
- (ii) Modelos Estocásticos - estes modelos representam o comportamento de uma bateria de uma forma abstrata, descrevendo a bateria por um número finito de estados (capacidade). Resumidamente, dependendo da corrente carga/descarga, a cada instante de tempo, é calculado em função de uma probabilidade o número de estados recuperados/consumidos.
- (iii) Modelos Elétricos - estes modelos descrevem a bateria na forma de circuito elétrico, baseando-se na combinação de componentes elétricos para representar o comportamento de uma bateria. Uma ampla variedade de modelos, com diferentes graus de complexidade, pode ser encontrada na literatura. Em [243], é realizado um estudo comparativo entre as diferentes categorias. Em que segundo o autor, estes podem ser agrupados em três categorias: i) modelos baseados em *Thevenin*, ii) modelos baseados em impedância, iii) modelos baseados em *Runtime*.
- (iv) Modelos Analíticos - com o intuito de mitigar as desvantagens dos modelos eletroquímicos, mantendo uma boa aproximação, os modelos analíticos, recorrem a um conjunto reduzido de equações que traduzem as principais características de uma bateria. Tornando estes modelos computacionalmente eficientes e flexíveis, podendo ser aplicado facilmente em diferentes tipos de baterias. Os principais modelos analíticos que se podem encontrar na literatura são o modelo cinético de KiBaM (*Kinetic Battery Model*) e o modelo de difusão (*Rakhmatov and Vrudhula's diffusion model*).

Realizada uma revisão bibliográfica, dos principais modelos matemáticos, o modelo adotado neste trabalho é o modelo cinético de KiBaM, utilizado pelas ferramentas computacionais *Homer*, *Hibrid2* e em diversas publicações científicas.

### F.3.1 Modelo Cinético de KiBaM (*Kinetic Battery Model*)

O modelo analítico, proposto por [244], modela a capacidade total de uma bateria em dois reservatórios, separados por uma condutância, como se ilustra na Figura F.4. O reservatório denominado como *available charge*, contém uma fração  $c$  da capacidade total (expressa por  $q_1$ ), responsável pelo fornecimento imediato de energia à carga. Já o reservatório denominado, *bound charge*, possui uma fração  $1 - c$  da capacidade total (expressa por  $q_2$ ), responsável pelo fornecimento de energia exclusivamente ao reservatório *available charge*.

A troca de energia entre os dois reservatórios, depende, em primeiro lugar, de uma condutância  $K$  e, em segundo lugar, da diferença de alturas entre os dois reservatórios, expressas por  $H_1$  e  $H_2$ .

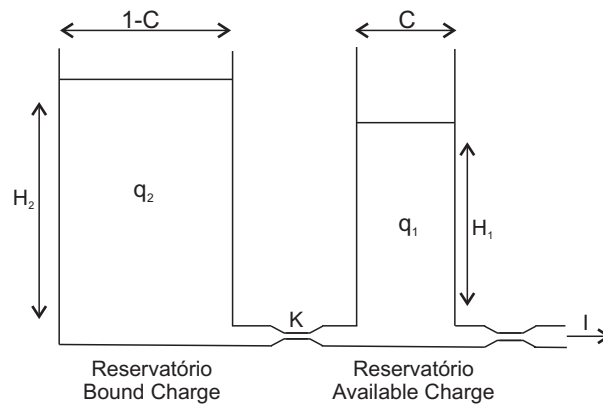


Figura F.4: Representação do modelo cinético de KiBaM (*Kinetic Battery Model*).

O princípio de funcionamento é bastante intuitivo. No processo de descarregamento, a carga armazenada e prontamente disponível, no reservatório *available charge*, diminui com maior rapidez em comparação com o reservatório *bound charge*, como se ilustra na Figura F.5, fazendo com que aumente a diferença de alturas entre os dois reservatórios.

Ao terminar o processo de descarregamento, ocorre um fluxo de cargas entre os dois reservatórios até que ambas as alturas dos reservatórios se igualem (simulando o efeito de recuperação). Esse fluxo de carga depende da diferença de alturas e da condutância  $K$ . Na Figura F.5 podemos visualizar o comportamento do modelo.

No processo de carregamento, a carga no reservatório *available charge*, aumenta com maior rapidez em comparação com o reservatório *bound charge*, como se ilustra na Figura F.5. Ao terminar o processo de carregamento, ocorre um fluxo de cargas entre os dois reservatórios até que ambas as alturas dos reservatórios se igualem.

Um aspecto que não é contemplado neste modelo é a dependência da capacidade em relação à temperatura.

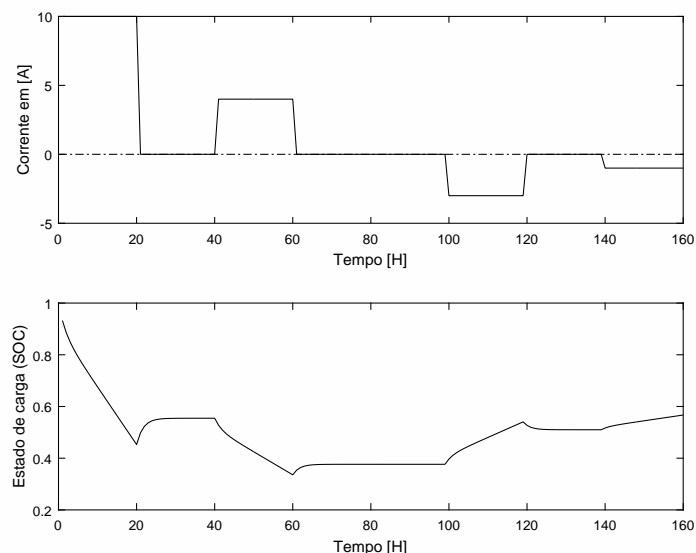


Figura F.5: Exemplo de utilização do modelo cinético de KiBaM.

A utilização deste modelo pode ser realizada de duas formas distintas, dependendo da necessidade de considerar a tensão os terminais da bateria como explícita ou não, surgindo assim o

modelo de capacidade ou modelo de tensão.

Neste trabalho, foi utilizado o modelo de capacidade. Assim, três parâmetros descrevem a bateria:

- (i) A capacidade máxima da bateria ( $q_{max}$ );
- (ii) A fração da capacidade entre reservatórios ( $c$ );
- (iii) A condutância entre reservatórios ( $K$ ).

Estes parâmetros podem ser calculados a partir das informações disponíveis no *datasheet*, como referenciado em [244, 245], ou através da ferramenta computacional *KiBaM Battery Model*, desenvolvida pelo *Renewable Energy Research Laboratory* da Universidade de *Massachusetts*. Informações detalhadas sobre a implantação das equações podem ser encontradas na literatura, como por exemplo, em [244, 246].

## F.4 Hídrica com Bombagem

A produção hídrica com bombagem caracteriza-se pela presença de dois reservatórios, um a montante e outro a jusante, com diferentes cotas. O reservatório a montante está localizado a uma cota superior em relação ao reservatório que se encontra a jusante, como se ilustra na Figura F.6.

O conceito inerente a estes sistemas é simples, em períodos de menor consumo, a baixo preço, é realizada a bombagem da água que se encontra a jusante para montante, entregando depois energia à rede elétrica, nos períodos de grande consumo em que o preço da eletricidade é mais rentável. Desse modo, é possível a reutilização do recurso renovável e endógeno permitindo uma maior rentabilidade.

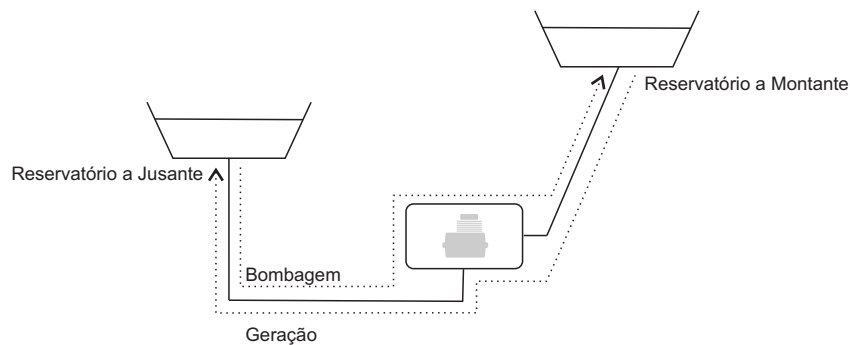


Figura F.6: Representação de uma produção hídrica com bombagem.

O modelo utilizado pela ferramenta computacional *Homer* (sem bombagem) e em diversas publicações científica, como por exemplo, [20, 247-249], fundamenta-se na expressão F.14 para o cálculo da potência elétrica produzida, associada ao deslocamento de uma massa de água de uma cota superior para uma inferior.

$$P_{hyd} = \mu_{hyd} \rho_{water} H_{net} g Q_{turbine} \quad (F.14)$$

onde,

$Q_{turbine}$  Caudal de água turbinado em [m<sup>3</sup>/s];

$\mu_{hyd}$  Rendimento da turbina em [%];

$\rho_{water}$  Densidade da água em [Kg/m<sup>3</sup>];

$g$  Aceleração da gravidade em [m/s<sup>2</sup>];

$H_{net}$  Queda de água útil em metros, expressa por  $H_{net} = H_a(1 - P_h)$ ;

$H_a$  Altura bruta da queda de água em [m];

$p_h$  Perda de energia ao longo do circuito em [%].

No processo de bombagem, em [249], o caudal bombeado de jusante para montante é dado pela equação F.15,

$$Q_{pump} = \mu_{pump} \frac{P_{pump}}{\rho_{water} H_{net} g} \quad (F.15)$$

Em que a quantidade de água armazenada no reservatório a montante, no instante de tempo  $k$ , é determinada por:

$$Q_{total,k} = Q_{total,k-1}(1 - \alpha_{ev}) + \int_{k-1}^t Q_{turbine} dk - \int_{k-1}^t Q_{pump} dt \quad (F.16)$$

## F.5 Conversores

Os conversores eletrónicos de potência AC/DC e DC/DC foram modelados de acordo com a sua eficiência, sendo o único parâmetro de entrada o rendimento do conversor.

Já o conversor eletrónico de potência DC/AC, foi modelado com base no trabalho realizado por [233]. Onde, o conversor também é caracterizado de acordo com a sua eficiência, mas em função da sua potência nominal, expressa pela equação F.17.

$$\eta_{conv} = 1 - \frac{P_{conv_n}}{P_{conv_{in}}} \left( 0.0094 + 0.013 \left( \frac{P_{conv_{in}}}{P_{conv_n}} \right) + 0.04 \left( \frac{P_{conv_{in}}}{P_{conv_n}} \right)^2 \right) \quad (F.17)$$

Na Figura F.7 podemos visualizar a evolução da eficiência (rendimento) do conversor em função da potência nominal normalizada.

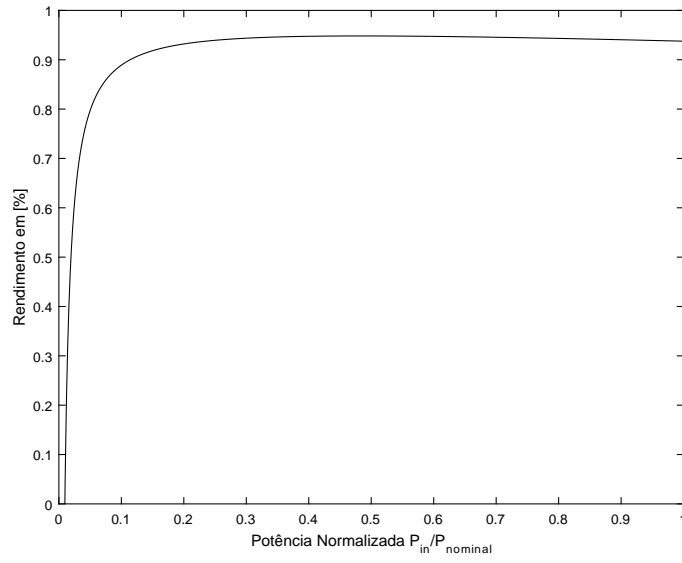


Figura F.7: Evolução do rendimento do conversor em função da potência nominal normalizada.