



UNIVERSIDADE DA BEIRA INTERIOR
Engenharia

Estratégias de Operação para Sistemas Fotovoltaicos com Armazenamento Híbrido de Energia Elétrica

João Pedro Domingos Faria

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
(2º ciclo de estudos)

Orientadora: Prof.^a Doutora Maria do Rosário Alves Calado

Covilhã, junho de 2018

Dedicatória

Aos meus pais, e ao meu irmão.

Agradecimentos

Agradeço à minha orientadora e supervisora do manuscrito, Prof.^a Doutora Maria do Rosário Alves Calado pela ajuda, disponibilidade e empenho demonstrado em todo o decorrer desta dissertação.

Agradeço ao “Chefe” do laboratório, o Prof. Doutor José Álvaro Nunes Pombo, por toda a ajuda prestada na execução desta dissertação, sem a qual esta dissertação não teria sido possível. Agradeço-lhe também todos os conselhos e ensinamentos que me deu durante este tempo, que me permitiram crescer em todos os níveis.

Agradeço aos meus colegas de laboratório pela enorme ajuda prestada, pelos ensinamentos facultados e pela amizade, pois sem estes esta dissertação não seria possível.

Agradeço por fim à minha família, amigos e a todos aqueles que me são mais próximos pela crucial ajuda, apoio e pela paciência.

Resumo

Na sociedade atual a energia elétrica é considerada um bem essencial para a vida de cada indivíduo. De modo a acompanhar esta crescente tendência na utilização de energia elétrica, surge cada vez mais uma implícita responsabilidade da sociedade na procura de fontes de energia mais limpas. Uma das mais atrativas soluções neste momento passa pela produção fotovoltaica. A utilização desse tipo de energia, obtida por meio da transformação direta de recursos naturais, é atualmente estudada com grande interesse pela comunidade científica, devido à sua complexidade, tanto pelas diferentes fontes de produção, quanto pela sua variabilidade e imprevisibilidade. No entanto, essa falta de previsibilidade poderia ser compensada pela complementaridade entre recursos ou pela introdução de sistemas de armazenamento de energia elétrica. Os sistemas de armazenamento de energia elétrica são reconhecidos como uma das abordagens mais promissoras. No entanto, estes sistemas sofrem de alguns problemas operacionais, como por exemplo a degradação do desempenho quando sujeitos a altas correntes de carga / descarga e uma conseqüente redução da sua vida útil. Para mitigar estas desvantagens, começaram a surgir os sistemas de armazenamento híbridos de energia. Estes sistemas combinam benefícios de duas ou mais tecnologias diferentes. A ligação de super-condensadores e baterias de Li-ion, que combina a alta densidade de potência de super-condensadores com a alta densidade energética das baterias de Li-ion, é a topologia mais usual neste tipo de sistema.

Esta dissertação tem como objetivo o dimensionamento, construção e controlo de um sistema isolado da rede elétrica, com extração de energia fotovoltaica e armazenamento híbrido de energia elétrica.

Palavras-chave

Sistemas de armazenamento híbridos de energia elétrica; Particle Swarm Optimization; Controladores PID, Produção fotovoltaica; Super-Condensadores; Baterias Li-ion.

Abstract

In today's society, electricity is considered an essential asset for the life of each individual. In order to keep up with this growing trend, in the use of electric energy in previously manually performed tasks, there is an increasing implicit responsibility of society to seek cleaner sources of energy. One of the most attractive solutions, at this moment, is photovoltaic production. The use of this type of energy, obtained through the direct transformation of natural resources, is currently studied with great interest by the scientific community, due to its complexity, as well as its variability and unpredictability. However, this lack of predictability can be eliminated by the complementarity between resources or by the introduction of electrical energy storage systems. Energy storage systems are recognized as one of the most promising approaches. However, these systems suffer from some operational problems, such as degradation of performance when subjected to high load/discharge currents and a consequent reduction in their useful life. To mitigate these drawbacks, hybrid power storage systems began to emerge. These systems combine the benefits of two or more different technologies. The connection of super capacitors and Li-ion cells, thus combining the high power density of super capacitors with the high energy density of Li-ion cells, is the most common topology in this type of system.

This dissertation aims at the design, construction and control of an isolated grid system, with extraction of photovoltaic energy and hybrid storage of electric energy.

Keywords

Hybrid energy storage systems; Particle Swarm Optimization; PID controllers, Photovoltaic production; Super-Capacitors; Li-ion Batteries.

Índice

CAPÍTULO 1	1
Introdução.....	1
1.1. Enquadramento	1
1.2. Motivação e Objetivos	8
1.3. Organização da Dissertação.....	9
CAPÍTULO 2	11
Modelação Matemática de Conversores DC/DC não Isolados.....	11
2.1. Introdução	11
2.2. Conversor <i>Boost</i>	12
2.3. Conversor <i>Buck</i>	16
2.4. Conversor <i>Buck-Boost</i>	19
2.4.1. Modo de operação	20
2.4.1.1. <i>Boost</i>	20
2.4.1.2. <i>Buck</i>	20
2.4.1.3. <i>Buck-Boost</i>	21
CAPÍTULO 3	25
Algoritmos de Procura do Ponto de Máxima potência (MPPT)	25
3.1. Introdução	25
3.2. Algoritmo MPPT Perturba e Observa	26
3.3. Algoritmo MPPT Condutância Incremental	29
3.4. Algoritmo MPPT Tensão Constante e Corrente de Curto-Circuito.....	31
3.5. Algoritmo MPPT DC <i>Link Droop Control</i>	33
3.6. Algoritmo MPPT <i>Beta</i>	34
3.7. Algoritmo MPPT Descida do Gradiente e Gauss-Newton.....	35
3.8. Algoritmo MPPT <i>Look-up Table</i>	36
3.9. Algoritmo MPPT <i>Teodi</i>	37
3.10. Algoritmo MPPT com Redes Neurais.....	38
3.11. Algoritmo MPPT com Lógica <i>Fuzzy</i>	39
3.12. Algoritmo MPPT com Base em Algoritmos de Otimização	40
CAPÍTULO 4	41
Unidades de Armazenamento.....	41
4.1. Introdução	41
4.2. Métodos de Carregamento	42
4.2.1. Carregamento CC/CV	42
4.2.2. Carregamento <i>Multistage</i>	43
4.2.3. Carregamento <i>Pulse Current</i>	44
4.3. Métodos de Balanceamento.....	45
4.3.1. Métodos Passivos.....	45

4.3.2.	Métodos Ativos	45
4.3.2.1.	Métodos com base em condensadores	45
4.3.2.2.	Métodos com base em conversores isolados	48
4.3.2.3.	Métodos com base em conversores não isolados	50
CAPÍTULO 5	53
Simulação Computacional e Implementação em <i>Hardware</i>	53
5.1.	Descrição do Sistema	53
5.1.1.	Conversores DC/DC	54
5.1.2.	Sistema de aquisição.....	56
5.1.3.	Sistema de Disparo	58
5.1.4.	Sistema de Balanceamento	58
5.1.5.	Sequência de Controlo.....	60
CAPÍTULO 6	63
Simulação Computacional	63
6.1.	Esquema de Controlo	63
6.2.	Estratégia de Controlo do HESS	63
6.3.	Algoritmo de Balanceamento Implementado	64
6.4.	Algoritmo MPPT Implementado	65
6.5.	Controlador Proporcional Integral e Derivativo	66
6.6.	Otimização dos Controladores	67
CAPÍTULO 7	73
Simulação Computacional e Resultados Experimentais	73
7.1.	Simulação Computacional.....	73
7.1.1.	Ensaio I: Controlador de Tensão em Malha Fechada	73
7.1.1.1.	Irradiância Constante com Perturbações na Carga.....	73
7.1.1.2.	Irradiância Variável com Carga Constante	75
7.1.1.3.	Irradiância Variável com Perturbações na Carga	77
7.1.2.	Ensaio II: Controlador de Corrente em Malha Fechada	79
7.1.2.1.	Irradiância Constante com Perturbações na Carga.....	79
7.1.2.2.	Irradiância Variável com Carga Constante	81
7.1.2.3.	Irradiância Variável com Perturbações na Carga	83
7.2.	Resultados Experimentais	85
7.2.1.	Resultados da Extração de Energia Fotovoltaica	85
7.2.2.	Resultados dos Controladores Implementados	88
7.2.2.1.	Ensaio com Controlo de Corrente	88
7.2.2.2.	Ensaio com Controlo de Tensão.....	92
CAPÍTULO 8	95
Conclusão	95
8.1.	Considerações Finais	95
8.2.	Direções de Investigação	98
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	99
ANEXOS	109

Anexo A - Publicações Científicas	109
Anexo B - Esquema Elétrico dos Conversores DC/DC	111
Anexo C - Esquema Elétrico do Sistema de Balanceamento	113

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Arquitetura com acoplamento DC.	2
Figura 1.2 - Arquitetura com acoplamento AC.	3
Figura 1.3 - Arquitetura com acoplamento híbrido.	3
Figura 1.4 - Representação de um sistema centralizado.	4
Figura 1.5 - Representação de um sistema descentralizado.	4
Figura 1.6 - Representação de um sistema híbrido.	5
Figura 1.7 - Representação de um sistema híbrido hierárquico.	5
Figura 2.1 - Topologias de conversores.	11
Figura 2.2 - Circuito elétrico e de controlo do conversor Boost.	12
Figura 2.3 - Etapas de condução do conversor Boost funcionando em modo contínuo.	12
Figura 2.4 - Variação do ganho em função do parâmetro r_c , com $r_L = 0.5$ ohms.	15
Figura 2.5 - Variação do ganho em função do parâmetro r_L , com $r_c = 0.05$ ohms.	15
Figura 2.6 - Circuito elétrico e de controlo do conversor Buck.	16
Figura 2.7 - Etapas de condução do conversor Buck funcionando em modo contínuo.	16
Figura 2.8 - Variação do ganho em função do parâmetro r_L , com $r_c=0.05$ ohms.	19
Figura 2.9 - Circuito elétrico e de controlo do conversor Buck-Boost.	19
Figura 2.10 - Etapas de condução do conversor Buck-Boost funcionando em modo contínuo.	21
Figura 2.11 - Variação do ganho em função do parâmetro r_c , com $r_L = 0.5$ ohms.	23
Figura 2.12 - Variação do ganho em função do parâmetro r_L , com $r_c = 0.05$ ohms.	24
Figura 3.1 - Curvas Potência/Tensão de um painel fotovoltaico com diferentes níveis de irradiância a) e diferentes temperaturas b).	25
Figura 3.2 - Topologia de controlo do algoritmo perturba e observa com e sem realimentação.	26
Figura 3.3 - Fluxograma do algoritmo perturba e observa com realimentação da tensão.	28
Figura 3.4 - Fluxograma do algoritmo perturba e observa sem realimentação da tensão.	28
Figura 3.5 - Representação da derivada da potência em relação à tensão.	30
Figura 3.6 - Fluxograma do algoritmo condutância incremental com realimentação.	31
Figura 3.7 - Fluxograma do algoritmo condutância incremental sem realimentação.	31
Figura 3.8 - Fluxograma do algoritmo tensão constante.	32
Figura 3.9 - Fluxograma do algoritmo corrente de curto-circuito.	33
Figura 3.10 - Topologia do algoritmo DC link droop control.	33
Figura 3.11 - Fluxograma do algoritmo beta.	35
Figura 3.12 - Fluxograma do algoritmo descida do gradiente.	36
Figura 3.13 - Topologia de controlo do algoritmo TEODI.	37
Figura 3.14 - Topologia de uma rede neuronal.	38
Figura 3.15 - Topologia de controlo de um algoritmo de MPPT com base em redes neuronais.	39
Figura 3.16 - Topologia de controlo de um algoritmo de MPPT com base em Lógica Fuzzy.	40
Figura 4.1 - Gráfico de comparação de tecnologias de armazenamento.	41
Figura 4.2 - Algoritmo de carregamento CC/CV.	42
Figura 4.3 - Algoritmo de carregamento Multistage.	43
Figura 4.4 - Algoritmo de carregamento Pulse Current.	44
Figura 4.5 - Topologia de balanceamento switched shunt resistor.	45
Figura 4.6 - Topologia de balanceamento switched capacitor.	46
Figura 4.7 - Topologia de balanceamento double tiered switched capacitor.	46
Figura 4.8 - Topologia de balanceamento single switched capacitor.	47
Figura 4.9 - Topologia de balanceamento modularized switched capacitor.	47
Figura 4.10 - Topologia de balanceamento multiwinding transformer.	48
Figura 4.11 - Topologia de balanceamento multiple transformer.	48
Figura 4.12 - Topologia de balanceamento single switched transformer.	49

Figura 4.13 - Topologia de balanceamento com base no conversor DC/DC isolado dual active bridge (DAB).....	49
Figura 4.14 - Topologia de balanceamento com base no conversor DC/DC não isolado buck boost.	50
Figura 4.15 - Topologia de balanceamento com base no conversor DC/DC não isolado Cuk... ..	51
Figura 4.16 - Topologia de balanceamento com base no conversor DC/DC não isolado full bridge.	51
Figura 4.17 - Topologia de balanceamento switched DC/DC.	51
Figura 5.1 - Topologia geral do sistema.	53
Figura 5.2 - Fotografia do sistema implementado em ambiente laboratorial.	54
Figura 5.3 - Conversor DC/DC bidirecional não isolado.	54
Figura 5.4 - Conversor DC/DC unidirecional não isolado.	55
Figura 5.5 - Fotografia dos conversores DC/DC implementados. A-DC/DC responsável pela extração fotovoltaica; B-DC/DC responsável pela gestão do pack de células Li-ion; C-DC/DC responsável pelo pack de células SC.	56
Figura 5.6 - Sistema de aquisição implementado em cada um dos conversores.	57
Figura 5.7 - Rotina de leitura do sistema de aquisição.	57
Figura 5.8 - Sistema de disparo implementado em cada conversor.	58
Figura 5.9 - Sistema de balanceamento implementado.	59
Figura 5.10 - BMS implementado. A-BMS dedicado ao pack células Li-ion; B-BMS dedicado aos SC.	60
Figura 5.11 - Sequência temporal do esquema de controlo proposto em termos do uso da CPU.	61
Figura 6.1 - Esquemas de controlo implementados.....	63
Figura 6.2 - Controlador de HESS.	64
Figura 6.3 - Banco de células desequilibradas.....	64
Figura 6.4 - Controlador proporcional integral e derivativo (PID) Anti-WindUp.	66
Figura 6.5 - Representação gráfica da evolução das partículas.	69
Figura 6.6 - Diferentes topologias do algoritmo enxame de partículas.	69
Figura 7.1 - Diagramas de tensão e corrente durante o ensaio I, com irradiância constante e perturbações na carga.	74
Figura 7.2 - Diagramas de potência durante o ensaio I, com irradiância constante e perturbações na carga.	75
Figura 7.3 - Diagramas de tensão e corrente durante o ensaio I, com irradiância variável e carga constante.	76
Figura 7.4 - Diagramas de potência durante o ensaio I, com irradiância variável e carga constante.	77
Figura 7.5 - Diagramas de tensão e corrente durante o ensaio I, com irradiância variável e perturbações na carga.	78
Figura 7.6 - Diagramas de potência durante o ensaio I, com irradiância variável e perturbações na carga.	79
Figura 7.7 - Diagramas de tensão e corrente durante o ensaio II, com irradiância constante e perturbações na carga.	80
Figura 7.8 - Diagramas de potência durante o ensaio II, com irradiância constante e perturbações na carga.	81
Figura 7.9 - Diagramas de tensão e corrente durante o ensaio II, com irradiância variável e carga constante.....	82
Figura 7.10 - Diagramas de potência durante o ensaio II, com irradiância variável e carga constante.	82
Figura 7.11 - Diagramas de tensão e corrente durante o ensaio II, com irradiância variável e perturbações na carga.	84
Figura 7.12 - Diagramas de potência durante o ensaio II, com irradiância variável e perturbações na carga.....	84
Figura 7.13 - Curvas características do PV utilizado.	85
Figura 7.14 - Corrente extraída do PV visualizada através do <i>datalogger</i> desenvolvido.....	86
Figura 7.15 - Corrente extraída do PV visualizada através do osciloscópio.	86
Figura 7.16 - Tensão extraída do PV visualizada através do <i>datalogger</i> desenvolvido.	87

Figura 7.17 - Potência extraída do PV visualizada através do <i>datalogger</i> desenvolvido.	88
Figura 7.18 - Correntes de cada ESS visualizadas através do <i>datalogger</i> desenvolvido.	89
Figura 7.19 - Correntes de cada ESS visualizadas através do osciloscópio.	89
Figura 7.20 - Tensão do barramento visualizado através do <i>datalogger</i> desenvolvido.	90
Figura 7.21 - Tensão do barramento visualizado através do osciloscópio.	90
Figura 7.22 - Tensão e corrente do <i>pack</i> de células Li-ion visualizado através do <i>datalogger</i> desenvolvido.	91
Figura 7.23 - Tensão e corrente do <i>pack</i> de células Li-ion visualizado através do osciloscópio.	91
Figura 7.24 - Tensão do barramento visualizada através do <i>datalogger</i> desenvolvido.	92
Figura 7.25 - Tensão do barramento visualizada através do osciloscópio.	93
Figura 7.26 - Corrente do barramento visualizada através do <i>datalogger</i> desenvolvido.	93
Figura 7.27 - Corrente do barramento visualizada através do osciloscópio.	94

Lista de Tabelas

Tabela 1.1 - Tecnologias de armazenamento referenciadas na literatura.	2
Tabela 2.1 - Descarregamento de Células.	19
Tabela 2.2 - Carregamento de Células.	20
Tabela 6.1 - Pseudocódigo do algoritmo MPPT implementado.	65
Tabela 6.2 - Índices de desempenho.	68
Tabela 6.3 - Pseudocódigo do algoritmo PSO implementado.	70
Tabela 6.4 - Parâmetros otimizados dos controladores PI.....	71

Lista de Acrónimos

AC	Corrente Alternada
AC/DC	Corrente Alternada/Corrente Contínua
ADP	Programação Dinâmica Adaptativa
CC/CV	Tensão Constante/Corrente Constante
CM	<i>Charge Mode</i>
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
DC	Corrente Contínua
DC	Corrente Contínua
DC/AC	Corrente Contínua/ Corrente Alternada
DC/DC	Corrente Contínua/Corrente Contínua
ECMS	Estratégia de Minimização de Custos
ES	Procura de Extremos
ESS	Sistema de Armazenamento de Energia Elétrica
FCDM	<i>Full Charge Detect Mode</i>
HESS	Sistema de Armazenamento Híbrido de Energia Elétrica
LV	<i>Low Voltage</i>
MPC	Controlo com Modelos de Previsão
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
PMP	Princípio Mínimo de <i>Pontryagin</i>
PSO	Otimização com base em Enxames de Partículas
PV	Painel fotovoltaico
RBC	Controlo com base em Regras
RC	Controlo Robusto
SC	Super-Condensadores
SM	<i>Search Mode</i>
SOC	Estado de Carga
SOP	Estado de Potência
VDPC	<i>Variable Duty Pulse Current</i>
VFPC	<i>Variable Frequency Pulse Charge</i>

Lista de Símbolos

C	Valor do condensador
c_1	Coeficiente de corte do filtro
c_2	Coeficiente de corte do filtro
d	<i>Duty-cycle</i>
d_{max}	<i>Duty-cycle</i> máximo
I_k	Corrente na iteração k
I_{k-1}	Corrente na iteração $k-1$
i_L	Corrente da bobina
I_o	Corrente reversa de saturação do diodo
i_{ph}	Corrente fotoelétrica
i_{pv}	Corrente do painel fotovoltaico
i_{sc}	Corrente dos super-condensador
K	Coeficiente de linearidade
k	Constante de Boltzmann
k_d	Ganho derivativo
k_i	Ganho integral
k_p	Ganho proporcional
L	Valor da bobina
M	Fator de escala
p_k	Potência na iteração k
p_{k-1}	Potência na iteração $k-1$
p_{max}	Potência máxima
q	Carga do eletrão
R	Resistência da carga
r_c	Resistência do condensador
r_L	Resistência da bobina
R_s	Resistência em série
T	Temperatura em Kelvin
v_c	Tensão do condensador
v_{dc}	Tensão do barramento DC
V_k	Tensão na iteração k
V_{k-1}	Tensão na iteração $k-1$
v_L	Tensão da bobina
v_{max}	Tensão máxima
V_O	Tensão de saída
v_{oc}	Tensão em circuito-aberto
$v_{p,d}$	Velocidade da partícula
v_{pv}	Tensão do painel fotovoltaico
$X_{p,d}$	Posição da partícula
η	Fator de idealidade do diodo
ξ_k	Tensão média das células
∂_p	Derivada da potência
∂_i	Derivada da corrente
∂_v	Derivada da tensão

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1. Enquadramento

O uso abusivo de combustíveis fósseis causa emissões que contribuem para o aumento do efeito de estufa e levam a uma deterioração ambiental global nos últimos anos [1]. De modo a reverter esses cenários indesejáveis, existe um crescimento notável em termos de desenvolvimento e uso de novas e mais limpas fontes de energia. A utilização deste tipo de energia, obtida através da transformação direta de recursos naturais, é atualmente estudada com grande interesse pela comunidade científica, devido à sua complexidade, tanto pelas diferentes fontes de produção, quanto pela sua variabilidade e imprevisibilidade. No entanto, esta imprevisibilidade poderia ser compensada pela complementaridade entre recursos (sistemas híbridos de energia) ou pela introdução de sistemas de armazenamento de energia elétrica (ESS). Os ESS são reconhecidos como uma das abordagens mais promissoras [2][3]. No entanto, estes sistemas sofrem de alguns problemas operacionais e degradação do desempenho, principalmente quando sujeitos a altas correntes de carga/descarga, padrões de carga irregulares ou a ciclos profundos frequentes [4][5]. Por conseguinte, um ESS típico pode durar apenas algumas centenas de ciclos de carga/descarga, o que o torna economicamente insustentável, visto o ESS ser um dos sistemas mais dispendiosos numa aplicação de energia autónoma comum [6][7]. Para mitigar essas desvantagens, os sistemas de armazenamento híbridos de energia elétrica (HESS) começaram a surgir [8]. Estes sistemas combinam benefícios de duas ou mais tecnologias. Os Super-Condensadores (SC) surgiram recentemente como uma tecnologia inovadora e vários estudos foram feitos sobre a inclusão desta em HESS, devido às suas características: alta energia específica, alta densidade de energia, ausência de efeito de memória e relativo baixo custo. A combinação de SC e baterias de íões de lítio (Li-Ion) é a topologia mais utilizada nos HEES, combinando desta forma a alta densidade de potência dos SC com a alta densidade energética das baterias Li-Ion. O objetivo desta combinação é evitar as flutuações severas na corrente de carga/descarga das baterias de Li-Ion. Deste modo é possível aumentar a vida útil das baterias Li-Ion e consequentemente aumentar a rentabilidade do HESS [9].

No entanto são muitas as combinações de ESS utilizadas de modo a formar um HESS. A Tabela 1.1 revela a existência de um grande portfólio de combinações de ESS, apesar de muitas delas se encontrarem em níveis muito diferentes de maturidade tecnológica.

Tabela 1.1 - Tecnologias de armazenamento referenciadas na literatura.

Referência	Produção	Sistema de Armazenamento	Acoplamento
[10][11]	-	Baterias, SC	DC
[12][13][14]	Solar, Eólica	Baterias, SC	AC
[15][16]	Solar, Eólica	Baterias, SC	Híbrido
[17]	Solar, Eólica, Diesel	Baterias, SC, Células de Hidrogénio	Híbrido
[18]	Solar	Baterias	Híbrido
[19]	-	Hidráulico, Baterias	DC

Para uma viável integração desses diferentes ESS, de forma autónoma, é essencial ter uma arquitetura bem definida e padronizada, que podem ser geralmente classificadas em três categorias: acoplamento DC, AC, e híbrido [20]-[22].

A Figura 1.1 enfatiza uma arquitetura com acoplamento DC, em que as diferentes unidades de produção e os diferentes ESS estão ligados 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.

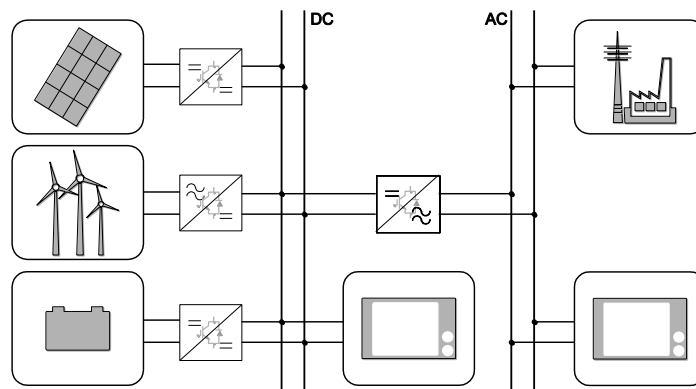


Figura 1.1 - Arquitetura com acoplamento DC.

Já a Figura 1.2 ilustra uma topologia com acoplamento AC em que as diferentes unidades de produção e os diferentes ESS estão ligados 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 à existência de um sistema de controlo e condicionamento mais sofisticado, para que os conversores possam operar em paralelo [7].

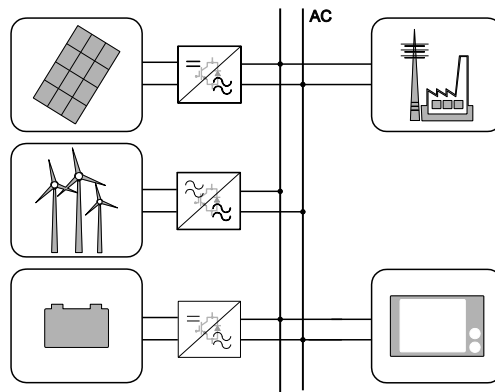


Figura 1.2 - Arquitetura com acoplamento AC.

Por último a Figura 1.3 ilustra uma arquitetura com acoplamento híbrido que, 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 ao AC. Como resultado, o sistema pode alcançar uma maior eficiência energética e uma redução de custos. No entanto o controlo deste tipo de arquitetura é bastante mais complexo do que as arquiteturas referidas anteriormente.

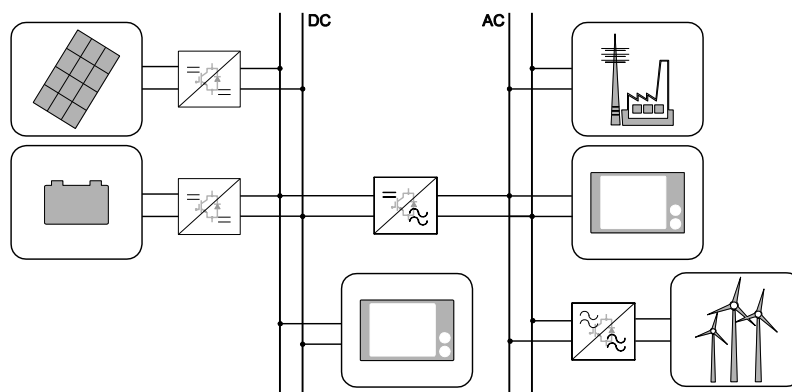


Figura 1.3 - Arquitetura com acoplamento híbrido.

O controlo adequado dos HESS 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; centralizado, distribuído e híbrido [21].

Num controlo centralizado, Figura 1.4, como o apresentado em [23] e [24], 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.

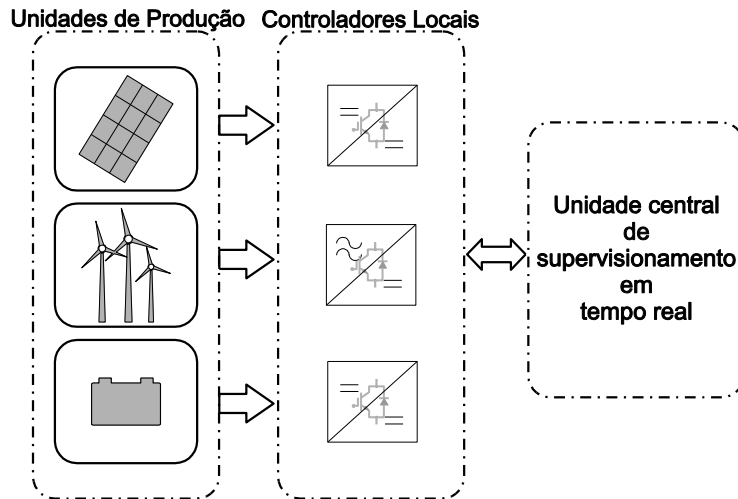


Figura 1.4 - Representação de um sistema centralizado.

Num controlo descentralizado, Figura 1.5, como o apresentado em [25], a medição de sinais das fontes do HESS são enviados para o seu controlador local. Os controladores comunicam uns com os outros para executar as diversas decisões operacionais e alcançar um ponto ótimo de funcionamento. Uma vantagem deste esquema é a facilidade de operação “plug-and-play”, sendo a sua desvantagem a complexidade do sistema de comunicação.

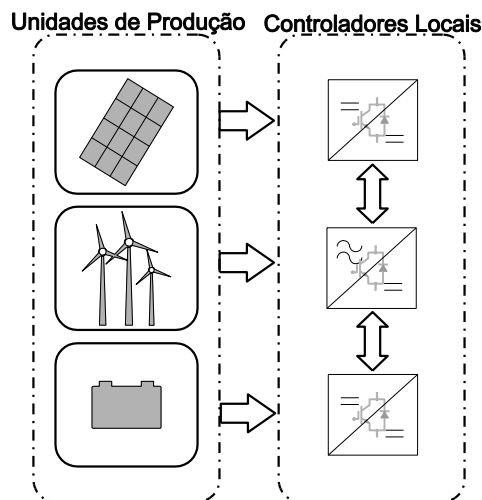


Figura 1.5 - Representação de um sistema descentralizado.

O controlo híbrido [26], Figura 1.6, combina o controlo centralizado e descentralizado. As unidades de produção de energia são agrupadas, o controlo centralizado é usado dentro de cada grupo, enquanto o controlo descentralizado é aplicado a um conjunto de grupos. Com esta forma de gestão do HESS, 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 [21].

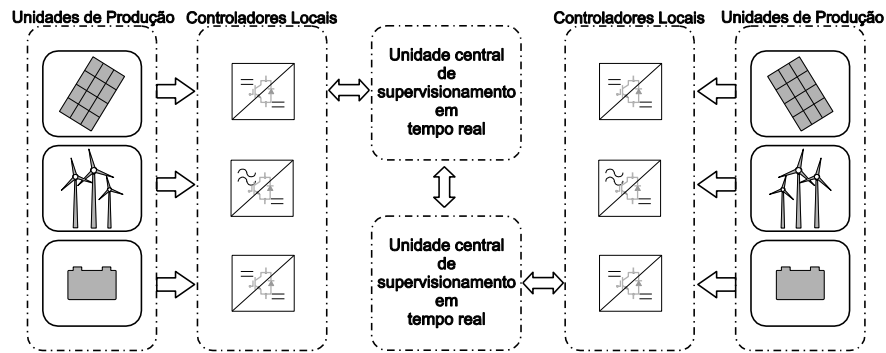


Figura 1.6 - Representação de um sistema híbrido.

Outro esquema de controlo, análogo ao anterior, é ilustrado na Figura 1.7. Trata-se de um controlo hierárquico, diferindo apenas em relação ao anterior com a introdução de um nível hierárquico superior, que garante a coordenação e supervisão dos diferentes grupos.

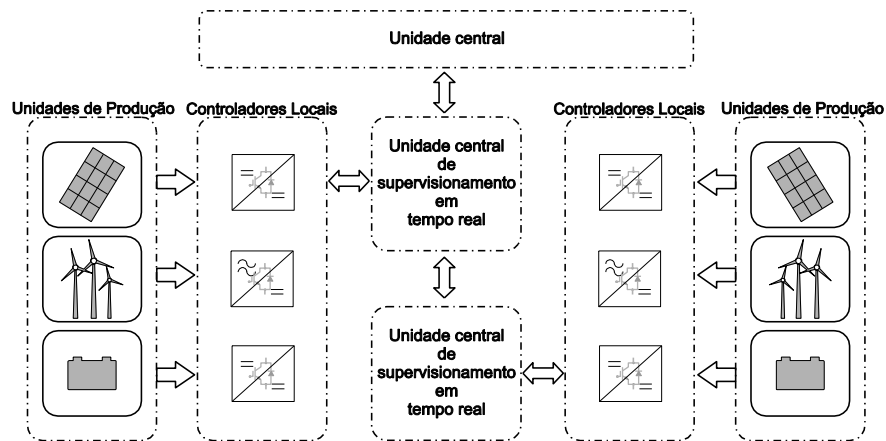


Figura 1.7 - Representação de um sistema híbrido hierárquico.

Pode encontrar-se na literatura uma grande variedade de estratégias de controlo para HESS [27]. Estas estratégias podem dividir-se em duas grandes categorias, com base em regras (RB) ou com base em algoritmos de otimização.

As estratégias RB são métodos heurísticos, que obedecem a um conjunto de regras com base nas quais a ação de controlo é tomada. Este tipo de estratégia tem como principal vantagem o facto de necessitar de um pequeno custo computacional, tornando-se por isso na solução mais aplicada na maior parte dos sistemas comerciais. As estratégias RB dividem-se em duas categorias, Determinísticas (com base em regras determinísticas) e Fuzzy (com base em regras difusas).

Nas estratégias Determinísticas as decisões são tomadas com base num conjunto de regras fixas, pré-definidas, com base nos parâmetros do sistema. Por sua vez as estratégias Determinísticas podem definir-se como:

- *On-Off*

Esta estratégia é a mais clássica, é executada com base em regras assentes nos limites de funcionamento para cada um dos componentes do HESS. Esta estratégia é amplamente utilizada devido à menor necessidade de recursos computacionais e físicos. Neste tipo de estratégia não se tem em consideração a melhor eficiência do sistema, apenas um funcionamento dentro dos parâmetros de trabalho [28].

- *Power Follower*

Esta estratégia é uma evolução da estratégia *On-Off*. A principal evolução é a modificação das regras de funcionamento, de modo a terem como objetivo a melhor eficiência do sistema e não apenas os limites de funcionamento de cada EES. As decisões são tomadas geralmente com base nos estados de carga(SOC) de todos os elementos do HESS. É também uma estratégia bastante utilizada comercialmente, principalmente em HESS presentes em veículos elétricos [29].

- *Baseada em frequência*

Esta estratégia baseia-se na decomposição da demanda de energia elétrica em componentes de alta e de baixa frequência. As componentes com alta frequência são atribuídas aos elementos do HESS com alta densidade de potência e menor densidade de energia, como os SC, enquanto que as componentes com baixa frequência são atribuídas a elementos com menor densidade de potência e maior densidade de energia, como as baterias Li-Ion ou células de combustível. Desta maneira é possível mitigar os transitórios da carga, retirando stress a elementos como as baterias, aumentando desta maneira a sua vida útil [30].

Nas estratégias Fuzzy [31] as decisões são tomadas dentro de um intervalo definido num conjunto de regras. Assim é possível obter uma proporcionalidade da decisão para diferentes condições de operação do sistema, conseguindo com isto uma diminuição dos erros. As estratégias Fuzzy podem definir-se como:

- *Fuzzy clássico*

Esta estratégia baseia-se na lógica Fuzzy clássica. As entradas são fuzzyficadas, e introduzidas em funções com o objetivo de as filtrar recorrendo a um conjunto de regras *if-then*. Estas regras foram previamente definidas aquando do dimensionamento do sistema, com base na experiência humana. Finalmente o sinal é desfuzzificado de modo a se obter em sinais de controlo proporcionais ao sistema.

Em [32], o SOC e o estado de potência (SOP) das baterias Li-Ion e dos SC são estimados com base no algoritmo de filtragem de *Kalman* e são então de seguida introduzidos no algoritmo de lógica *Fuzzy* para calcular a potência ótima que deve ser fornecida pelas baterias Li-Ion. Neste método, quando o SOC das baterias está baixo, é aplicada uma lógica *Fuzzy* e os SC carregam as baterias Li-Ion para evitar estados de SOC baixo das baterias e, como conseguinte, aumentar a sua vida útil. Quando o SOC dos SC é baixo e o SOC das baterias é elevado, as baterias carregam então os SC.

- *Fuzzy adaptativo*

Esta estratégia é semelhante à estratégia *Fuzzy* clássica, estando, no entanto, a diferença no facto de as regras não serem previamente fixadas. Nesta estratégia, as regras estão constantemente a permutar de modo a se adaptarem às condições atuais de funcionamento do sistema. Deste modo é possível refinar as saídas de controlo de modo a torná-las mais precisas para cada condição [33].

- *Fuzzy com modelos de previsão*

Esta estratégia, além de possuir regras dinâmicas influenciadas pelas condições de funcionamento do sistema, integra algoritmos de previsão de modo a obter uma aproximação dos cenários de funcionamento futuros. Assim podem ser previstos preços de energia elétrica ou de combustíveis de modo a fazer uma ótima gestão do HESS [34].

As estratégias com base em algoritmos de otimização têm como objetivo a minimização de uma função objetivo. Geralmente a minimização desta função objetivo tem como finalidade a diminuição do custo de operação num determinado período de tempo, ou o aumento de vida útil dos elementos do HESS. Nesta categoria subdividem-se dois tipos de estratégias, estratégias de otimização global e estratégias de otimização em tempo real.

As estratégias de otimização global são projetadas de modo a obter a solução global ideal, com base no conhecimento à priori sobre as condições de funcionamento futuras. A aplicação em tempo real deste método é limitada, devido ao elevado custo computacional; como tal, geralmente serve apenas como meio para encontrar uma solução de referência para analisar e ajustar. As estratégias de otimização global podem ainda dividir-se em: Programação Linear [35], Programação Dinâmica [36], Algoritmos Genéticos [37], Controladores Ótimos [38] ou Otimização com base em enxames de partículas(PSO) [38].

Por outro lado, as estratégias de otimização em tempo real aplicam decisões instantâneas de manipulação de energia de modo a minimizar uma função objetivo. Em geral, a formulação matemática desta estratégia deve ser adequada para aplicação em tempo real em termos de requisitos computacionais e recursos de memória. As estratégias de otimização em tempo real podem ainda dividir-se em: Estratégia de Minimização de Custos(ECMS) [38], Princípio Mínimo de *Pontryagin*(PMP) [39], Controlo com Modelos de Previsão(MPC) [40] [41], Programação Dinâmica Adaptativa(ADP), Procura de Extremos(ES) [42] ou Controlo Robusto(RC)[43].

Em [44] é feita uma revisão bibliográfica sobre as estratégias de controlo de HESS usadas é proposta uma nova estratégia de controlo aplicada a veículos elétricos, a estratégia da frequência adaptativa. Nesta, é utilizado um filtro adaptativo digital simplificado, de modo a garantir a convergência da solução e a diminuir o custo computacional associado ao controlo em tempo real. Esta estratégia de controlo foi testada com sucesso com recurso a um conversor DC/DC interleaved de meia ponte, disponível comercialmente. Concluiu-se que esta estratégia, aumenta a eficiência de funcionamento do conversor DC/DC, em especial em regimes de baixa carga.

Em [45] é proposta uma estratégia de controlo de HESS com base no controlo de frequência. As baterias Li-Ion são usadas para preencher componentes da carga com baixa frequência enquanto que os SC são usados para preencher componentes da demanda com alta frequência. Comparando com a estratégia RBC, concluiu-se uma melhoria no stress induzido nas baterias Li-Ion e um consequente aumento da sua vida útil.

Em [46] é apresentada uma estratégia dinâmica de controlo de potência, para um sistema autónomo com um HESS formado por baterias Li-Ion e SC e uma segunda fonte de armazenamento formado por uma célula de combustível. A estratégia de controlo gera referências em tempo real para os controladores de corrente do conversor, associado à célula de combustível, às baterias Li-Ion e aos SC usando um filtro de média móvel. As simulações realizadas e os ensaios experimentais reforçam a eficiência do filtro de média móvel, a dividir a referência de corrente média pelas baterias Li-Ion e pela célula de combustível, enquanto atribuem eficazmente aos SC, a componente transitória e oscilatória da demanda.

Em [47] é apresentada uma estratégia de controlo de HESS com base no controlo em frequência. Esta estratégia foi testada com um HESS composta por baterias de chumbo ácido e SC, reforçando a já comprovada redução de stress das baterias e consequente aumento da sua vida útil [48]. Em comparação com a estratégia RBC foi possível melhorar o tempo de resposta do sistema a distúrbios no barramento DC e foi quase possível suprimir o *overshoot* inicial.

Em [41] foi implementada a estratégia de controlo MPC de modo a controlar os SOC das baterias e dos SC de modo a mantê-los dentro das normas. Esta é uma estratégia válida apesar da inconveniência da dependência dos modelos discretos do sistema e do considerável custo computacional.

Em [49] foi introduzida a estratégia *Fuzzy* de controlo de HESS alicerçada na previsão aleatória de Markov. Assim, a gestão do HESS tem em conta as previsões da carga futura, podendo executar uma divisão de potências mais acertada.

1.2. Motivação e Objetivos

A motivação para a abordagem do tema Estratégias de Operação para Sistemas Fotovoltaicos com Armazenamento Híbrido de Energia Elétrica assenta em dois argumentos. O primeiro argumento consiste no notável crescimento da utilização de produções fotovoltaicas, isoladas da rede elétrica, para consumo próprio. No entanto, de modo a satisfazer a carga do utilizador em todo o instante de tempo é necessária a utilização de sistemas de armazenamento. Um dos mais utilizados sistemas de armazenamento são as baterias, mais concretamente as células de Li-Ion. Porém, estas carecem de uma vida útil reduzida quando sujeitas a rápidas flutuações de carga e descarga. Posto isto, torna-se necessária a combinação das células Li-Ion com outro tipo de tecnologia, os SC, de modo a compensar esta fragilidade. O segundo argumento assenta na dificuldade de controlar de uma forma ótima este tipo de

HESS, devido às rápidas transições que a carga do sistema exige. Facto este que leva à necessidade de desenvolver e aprimorar novas estratégias de controlo capazes de controlar um HESS em tempo real.

Esta dissertação tem como objetivo a conceção e implementação de um sistema de extração de energia fotovoltaica isolado da rede eléctrica com recurso a um HESS, bem como das suas estratégias de controlo.

1.3. Organização da Dissertação

A dissertação está organizada em oito capítulos, sendo no presente Capítulo 1 realizada a introdução geral e apresentado o propósito da dissertação. O Capítulo 2 apresenta a modelação matemática de conversores DC/DC não isolados. O Capítulo 3 destina-se à descrição e análise de algoritmos de procura do ponto de máxima potência, presentes na literatura. O Capítulo 4 apresenta métodos de balanceamento e de carregamento para sistemas de armazenamento de energia eléctrica. O Capítulo 5 detalha a implementação prática feita em hardware. O Capítulo 6 expõe as malhas e esquemas de controlo de todos os controladores implementados. O Capítulo 7 apresenta os resultados dos ensaios realizados tanto em simulação computacional quanto em hardware real. Por fim, o Capítulo 8 conclui a dissertação.

CAPÍTULO 2

Modelação Matemática de Conversores

DC/DC não Isolados

2.1. Introdução

De modo a possibilitar transições de potência entre certos dispositivos de um sistema, e para otimizar a extração de energia proveniente dos painéis fotovoltaicos, torna-se indispensável o uso de conversores DC/DC.

Existe uma grande variedade de topologias de conversores DC/DC presentes na literatura, pelo que estas se podem dividir em duas grandes categorias, em conversores não isolados, como os conversores do tipo *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Sepic*, *Cuk*, ou em conversores isolados, como são exemplo disso as topologias *Push-Pull* ou *Foward* [50][51][52][53]. Ainda nestas duas grandes categorias, encontram-se ainda duas subcategorias, sendo que se diferenciam em topologias unidirecionais, ou bidirecionais. Estas caracterizam-se pela capacidade de fazer fluir o fluxo de potência em apenas um sentido (unidirecionais), ou em dois sentidos (bidirecionais) [54].

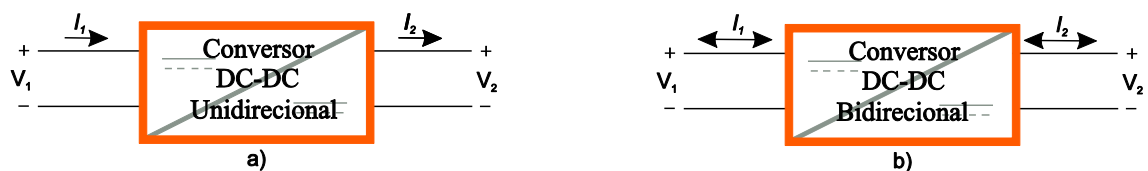


Figura 2.1 - Topologias de conversores.

Como se observa na Figura 2.1 a), a topologia unidirecional está limitada a um modo de funcionamento, sendo esta apenas capaz de elevar ou diminuir a tensão V_1 e impô-la por sua vez aos terminais V_2 . Como conseguinte, o fluxo de potência pode apenas ser feito numa direção [55].

No entanto, nas topologias bidirecionais, como a representada na Figura 2.1 b), é possível alterar o modo de funcionamento de forma a inverter o fluxo de potência quando necessário. Assim sendo, é possível o fluxo de potência ser feito em ambas as direções [56]. Esta característica é extremamente importante para a sua utilização em sistemas de armazenamento de energia, podendo assim ser possível o seu carregamento ou descarregamento [57][58].

Neste capítulo serão, portanto, enunciados os modelos matemáticos, sob a forma de equações de estado, em condução contínua, permitindo assim obter um conhecimento que apoie o desenvolvimento do sistema proposto.

2.2. 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 2.2 apresenta-se o circuito elétrico e de controlo do conversor *Boost*, [59]-[61].

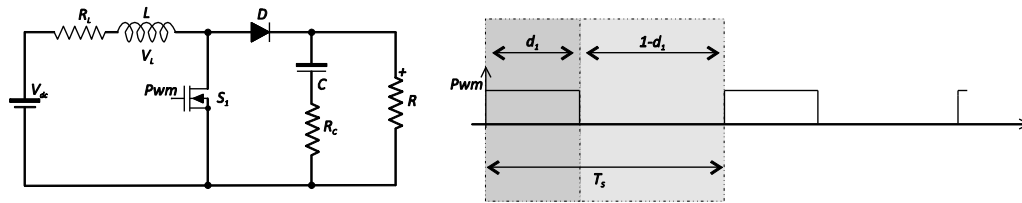


Figura 2.2 - Circuito elétrico e de controlo do conversor *Boost*.

Observando a Figura 2.3 podemos determinar que 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 condução e o díodo está inversamente polarizado, Figura 2.3 a). Na 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 2.3 b).

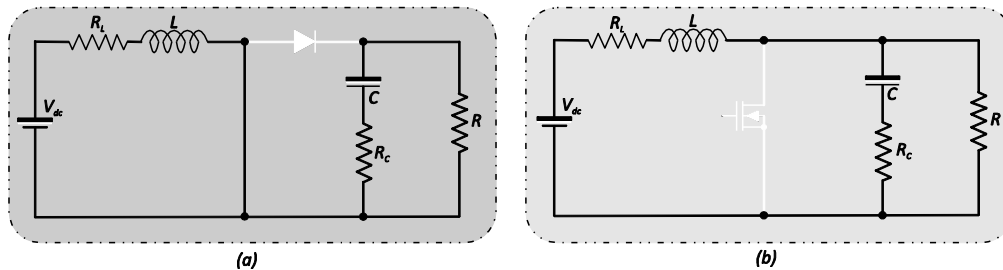


Figura 2.3 - Etapas de condução do conversor *Boost* funcionando em modo contínuo.

As equações diferenciais que caracterizam a primeira etapa de condução, considerando os semicondutores (*mosfet* e díodo) ideais são:

$$\begin{cases} -V_{dc} + i_L r_L + L \frac{di_L}{dt} = 0 \\ -v_c - (r_c + R) C \frac{dv_c}{dt} = 0 \\ v_o = R \left(C \frac{dv_c}{dt} \right) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{dc} - i_L r_L \\ C \frac{dv_c}{dt} = -\frac{1}{(r_c + R)} v_c \\ v_o = \frac{R}{(r_c + R)} v_c \end{cases} \quad (2.1)$$

Reescrevendo o sistema de equações (2.1) na forma de equações de estado, onde o vetor de estados é dado por $x = [i_L \quad v_c]^T$, obtemos:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{r_L}{L}x_1 + \frac{1}{L}u \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{C(R+r_c)}x_2 \\ y = \frac{R}{(R+r_c)}x_2 \end{cases} \quad (2.2)$$

Reescrevendo o sistema (2.2), na forma matricial, temos:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix}}^{a_1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}^{b_1} u \\ y &= \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{(R+r_c)} \end{bmatrix}}^{c_1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.3)$$

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:

$$\begin{cases} -V_{dc} + i_L r_L + L \frac{di_L}{dt} + R \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) = 0 \\ -v_c - r_c C \frac{dv_c}{dt} + R \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) = 0 \\ v_o = R \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) \end{cases} \Rightarrow \quad (2.4)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{dc} - \frac{R(r_c + r_L) + r_c r_L}{(R+r_c)} i_L - \frac{R}{(R+r_c)} v_c \\ C \frac{dv_c}{dt} = \frac{R}{(R+r_c)} i_L - \frac{1}{(R+r_c)} v_c \\ v_o = \frac{R r_c}{(R+r_c)} i_L + \frac{R}{(R+r_c)} v_c \end{cases} \quad (2.5)$$

Reescrevendo o sistema de equações descritos na equação (2.5) na forma de equações de estado, onde o vetor de estados é dado por $x = [i_L \quad v_c]'$, obtemos:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R(r_c + r_L) + r_c r_L}{L(R + r_c)} x_1 - \frac{R}{L(R + r_c)} x_2 + \frac{1}{L} u \\ \dot{x}_2 = \frac{R}{C(R + r_c)} x_1 - \frac{1}{C(R + r_c)} x_2 \\ y = \frac{R r_c}{(R + r_c)} x_1 + \frac{R}{(R + r_c)} x_2 \end{cases} \quad (2.6)$$

Reescrevendo as equações descritas na equação (2.6), na forma matricial, temos:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{R(r_c + r_L) + r_c r_L}{L(R + r_c)} & -\frac{R}{L(R + r_c)} \\ \frac{R}{C(R + r_c)} & -\frac{1}{C(R + r_c)} \end{bmatrix}}^{a_2} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}^{b_2} u \\ y &= \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{R r_c}{(R + r_c)} & \frac{R}{(R + r_c)} \end{bmatrix}}^{c_2} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.7)$$

O modelo matemático do conversor pode ser conseguido através da média aritmética ponderada pelo índice de modulação do conversor dos modelos da primeira e da segunda etapa, resultando assim:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \overbrace{(a_1 d + a_2 (1-d))}^A x + \overbrace{(b_1 d + b_2 (1-d))}^B u \\ y &= \overbrace{(c_1 d + c_2 (1-d))}^C x \end{aligned} \quad (2.8)$$

A componente em regime permanente do sistema (2.8) é dada por:

$$\begin{cases} Ax + Bu = 0 \\ y = Cx \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} x = -A^{-1}Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.9)$$

Resolvendo as equações (2.9) obtemos a equação do ganho do conversor não ideal dado pela equação (2.10). Considerando o conversor ideal, isso é, considerando r_L e r_c iguais a zero, a expressão do ganho é dada pela equação (2.11).

$$Ganho = -\frac{R(R + r_c)(d-1)}{R(r_c + r_L) + r_c r_L + R^2(1-2d) + dR(dR - r_c)} \quad (2.10)$$

$$Ganho = \frac{1}{1-d} \quad (2.11)$$

Nas Figuras 2.4 e Figura 2.5 podemos constatar a variação do ganho do conversor em função dos parâmetros r_c e r_L respetivamente. Analisando as figuras verificamos que:

- trata-se 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;
- o comportamento pode-se considerar praticamente linear para um índice de modulação inferior a 0.5;
- 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 .

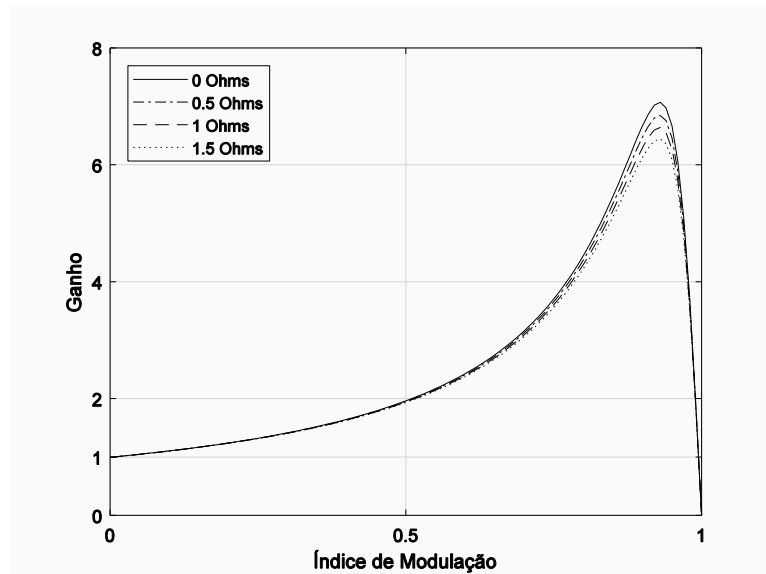


Figura 2.4 - Variação do ganho em função do parâmetro r_c , com $r_L = 0.5$ ohms.

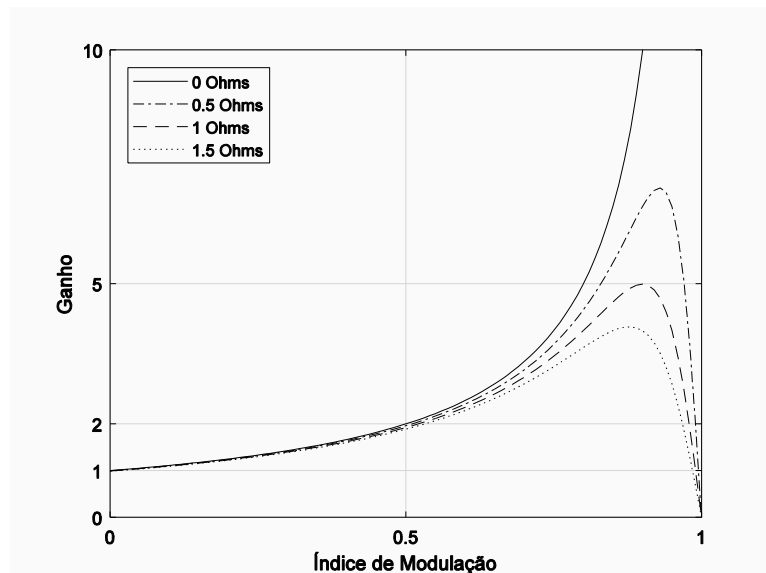


Figura 2.5 - Variação do ganho em função do parâmetro r_L , com $r_c = 0.05$ ohms.

Analisando a Figura 2.5, verificamos que o ganho máximo do conversor é bastante influenciado pelo parâmetro r_L . Outro aspecto revelante 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.

2.3. Conversor *Buck*

O conversor *Buck* é um conversor não isolado abaixador de tensão, capaz de gerar à saída uma tensão DC inferior ou igual à tensão DC presente na entrada. Na Figura 2.6 mostra-se o circuito elétrico e de controlo do conversor *Buck*, [62], [63].

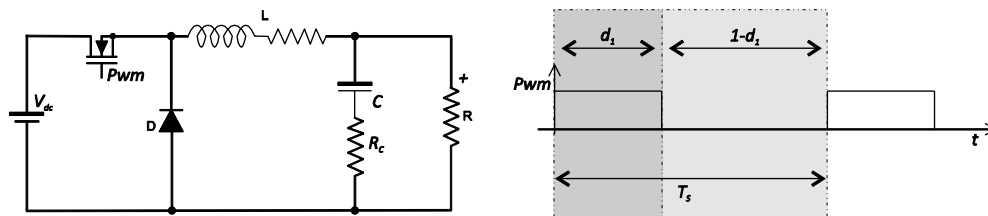


Figura 2.6 - Circuito elétrico e de controlo do conversor *Buck*.

Observando a Figura 2.7, o funcionamento do conversor operando em modo contínuo, caracteriza-se por duas etapas, tal como no conversor Boost. 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 2.7 a); numa segunda etapa, $[d_1 T_s \leq t \leq T_s]$, o mosfet encontra-se ao corte e o díodo está diretamente polarizado Figura 2.7 b).

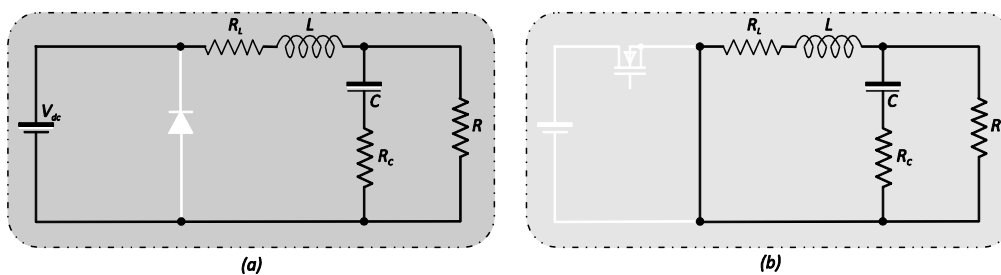


Figura 2.7 - Etapas de condução do conversor *Buck* funcionando em modo contínuo.

As equações diferenciais que caracterizam a primeira etapa de condução, considerando os semicondutores (*mosfet* e *díodo*) ideais são:

$$\left\{ \begin{array}{l} -V_{dc} + i_L r_L + L \frac{di_L}{dt} + R \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) = 0 \\ -v_c - r_c C \frac{dv_c}{dt} + R \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) = 0 \\ v_o = R \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) \end{array} \right. \Rightarrow \quad (2.12)$$

$$\Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_L}{dt} = V_{dc} - \frac{R(r_c + r_L) + r_c r_L}{(R + r_c)} i_L - \frac{R}{(R + r_c)} v_c \\ C \frac{dv_c}{dt} = \frac{R}{(R + r_c)} i_L - \frac{1}{(R + r_c)} v_c \\ v_o = \frac{R r_c}{(R + r_c)} i_L + \frac{R}{(R + r_c)} v_c \end{array} \right. \quad (2.13)$$

Reescrevendo as equações descritas em (2.13) na forma de equações de estado, onde o vetor de estados é dado por, $x = [i_L \quad v_c]^T$, obtemos:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -\frac{R(r_c + r_L) + r_c r_L}{L(R + r_c)} x_1 - \frac{R}{L(R + r_c)} x_2 + \frac{1}{L} u \\ \dot{x}_2 = \frac{R}{C(R + r_c)} x_1 - \frac{1}{C(R + r_c)} x_2 \\ y = \frac{R r_c}{(R + r_c)} x_1 + \frac{R}{(R + r_c)} x_2 \end{array} \right. \quad (2.14)$$

Reescrevendo o sistema de equações (2.14), na forma matricial, temos:

$$\left[\begin{array}{c} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{array} \right] = \overbrace{\left[\begin{array}{cc} \frac{R(r_c + r_L) + r_c r_L}{L(R + r_c)} & \frac{R}{L(R + r_c)} \\ \frac{R}{C(R + r_c)} & \frac{1}{C(R + r_c)} \end{array} \right]}^{a_1} \left[\begin{array}{c} x_1 \\ x_2 \end{array} \right] + \overbrace{\left[\begin{array}{c} \frac{1}{L} \\ 0 \end{array} \right]}^{b_1} u \quad (2.15)$$

$$y = \overbrace{\left[\begin{array}{cc} \frac{R r_c}{(R + r_c)} & \frac{R}{(R + r_c)} \end{array} \right]}^{c_1} \left[\begin{array}{c} x_1 \\ x_2 \end{array} \right]$$

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:

$$\begin{cases} i_L r_L + L \frac{di_L}{dt} + R \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) = 0 \\ -v_c - r_c C \frac{dv_c}{dt} + R \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) = 0 \\ v_o = R \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -\frac{R(r_c + r_L) + r_c r_L}{(R + r_c)} i_L - \frac{R}{(R + r_c)} v_c \\ C \frac{dv_c}{dt} = \frac{R}{(R + r_c)} i_L - \frac{1}{(R + r_c)} v_c \\ v_o = \frac{R r_c}{(R + r_c)} i_L + \frac{R}{(R + r_c)} v_c \end{cases} \quad (2.16)$$

Reescrevendo as equações descritas em (2.16) na forma de equações de estado, onde o vetor de estados é dado por $x = [i_L \ v_c]^T$, obtemos:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R(r_c + r_L) + r_c r_L}{L(R + r_c)} x_1 - \frac{R}{L(R + r_c)} x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{R}{C(R + r_c)} x_1 - \frac{1}{C(R + r_c)} x_2 \\ y = \frac{R r_c}{(R + r_c)} x_1 + \frac{R}{(R + r_c)} x_2 \end{cases} \quad (2.17)$$

Reescrevendo o sistema de equações (2.17), na forma matricial, temos:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R(r_c + r_L) + r_c r_L}{L(R + r_c)} & -\frac{R}{L(R + r_c)} \\ \frac{R}{C(R + r_c)} & -\frac{1}{C(R + r_c)} \end{bmatrix}}^{a_2} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}}^{b_2} u \\ y &= \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{R r_c}{(R + r_c)} & \frac{R}{(R + r_c)} \end{bmatrix}}^{c_2} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.18)$$

Considerando o sistema descrito em (2.12) e resolvendo as equações descritas em (2.13), obtemos a equação do ganho do conversor não ideal dado pela equação (2.19). Considerando o conversor ideal, isto é, considerando r_L e r_c iguais a zero, a expressão do ganho é dada pela equação (2.20).

$$\text{Ganho} = \frac{d \times R}{R + r_L} \quad (2.19)$$

$$\text{Ganho} = d \quad (2.20)$$

Analisando as equações (2.19) e (2.20), constatamos que o ganho do conversor não depende do parâmetro r_c como no conversor anterior (*Boost*), apenas do parâmetro r_L . Na Figura 2.8 podemos verificar a variação do ganho do conversor em função do parâmetro r_L . Verificamos

que se trata mais uma vez de uma montagem não inversora, apresentando uma curva linear onde o ganho é pouco influenciado pelo parâmetro r_L .

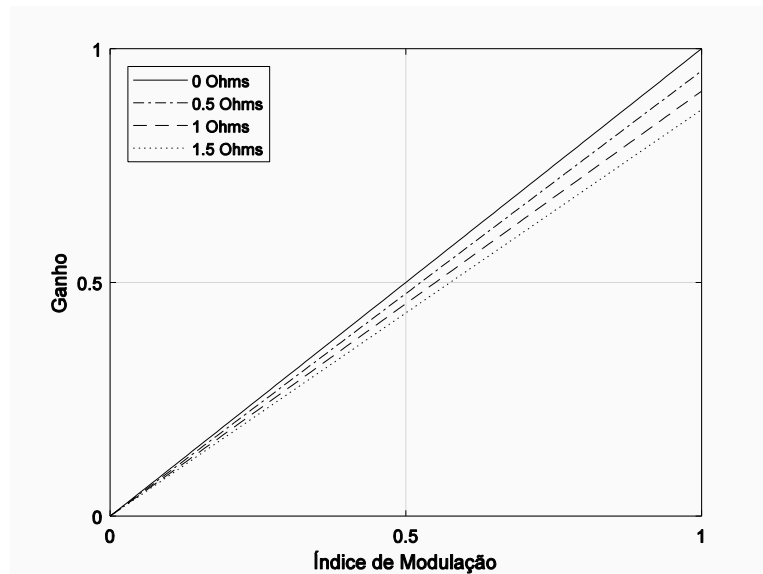


Figura 2.8 - Variação do ganho em função do parâmetro r_L , com $r_c=0.05$ ohms.

2.4. 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 dos *mosfet's*. Na Figura 2.9 mostra-se o circuito elétrico e de controlo deste conversor, [64], [65].

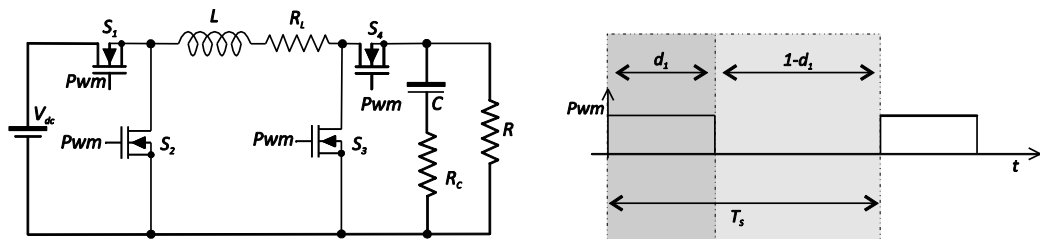


Figura 2.9 - Circuito elétrico e de controlo do conversor *Buck-Boost*.

Tabela 2.1 - Descarregamento de Células.

	BOOST		BUCK		BUCK-BOOST	
	Assíncrono	Síncrono	Assíncrono	Síncrono	Assíncrono	Síncrono
S_1	1	1	PWM	PWM	PWM	PWM
S_2	0	0	0	\overline{PWM}	0	0
S_3	PWM	PWM	0	0	PWM	PWM
S_4	0	\overline{PWM}	1	1	0	1

Tabela 2.2 - Carregamento de Células.

	BOOST		BUCK		BUCK-BOOST	
	Assíncrono	Síncrono	Assíncrono	Síncrono	Assíncrono	Síncrono
S_1	0	\overline{PWM}	1	1	0	1
S_2	PWM	PWM	0	0	PWM	PWM
S_3	0	0	0	\overline{PWM}	0	0
S_4	1	1	PWM	PWM	PWM	PWM

Como se pode observar nas Tabelas 2.1 e 2.2, esta topologia é extremamente versátil, o principal motivo para isto é a capacidade de se poder adaptar das topologias *Buck*, *Boost*, ou *Buck-Boost* apenas com uma diferente conjugação de comutação de estados dos *mosfets*. Verificamos também que estas capacidades se aplicam em ambos os sentidos do fluxo de potência, sendo por isso bidirecional [66].

2.4.1. Modo de operação

2.4.1.1. Boost

De modo a operar o conversor no modo *Boost* existem duas estratégias possíveis. A primeira trata-se da estratégia de comutação tradicional. Nesta estratégia, apenas o *mosfet* S_3 é comutado e o tradicional diodo é substituído pelo diodo de roda livre pertencente ao *mosfet* S_4 , que se encontra ao corte. Na segunda estratégia, além de ser comutado o *mosfet* S_3 , é também comutado o *mosfet* S_4 em complemento ao *mosfet* S_3 . Deste modo é eliminada a queda de tensão associada ao diodo de roda livre, diminuindo assim as perdas por condução e aumentando a eficiência do conversor.

2.4.1.2. Buck

De maneira a operar o conversor no modo *Buck* existem também duas opções possíveis. A primeira, trata-se da estratégia de comutação tradicional. Nesta estratégia, apenas o *mosfet* S_1 é comutado e o tradicional diodo é substituído pelo diodo de roda livre pertencente ao *mosfet* S_2 , que se encontra ao corte. Na restante estratégia, para além de ser comutado o *mosfet* S_1 , é também comutado o *mosfet* S_2 em complemento ao *mosfet* S_1 . Assim, é eliminada a queda de tensão associada ao diodo de roda livre, diminuindo assim as perdas por condução e aumentando a eficiência do conversor.

2.4.1.3. Buck-Boost

De maneira a atuar o conversor no modo *Buck-Boost* existem também duas opções possíveis. Em ambas as estratégias, o *mosfet* S_1 e o *mosfet* S_3 são comutados com a mesma frequência. Nestas duas estratégias difere apenas o facto de a condução feita pelo tradicional diodo, poder ser executada pelo diodo de roda livre pertencente ao *mosfet* S_4 , que se encontra ao corte ou a colocar o *mosfet* S_4 em condução evitando assim as perdas por condução inerentes ao diodo.

Observando a Figura 2.10, 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 diodo está inversamente polarizado, Figura 2.10 a); 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 2.10 b).

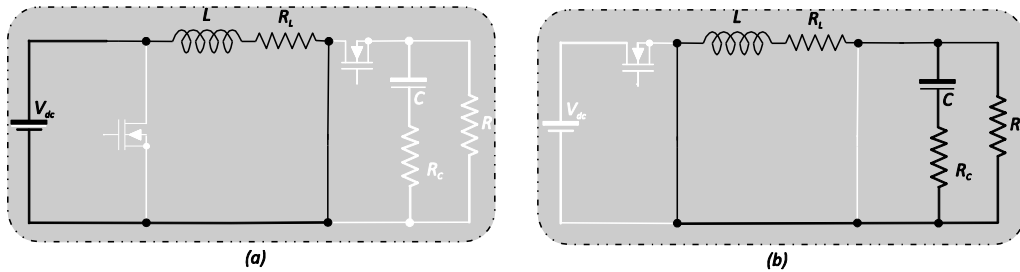


Figura 2.10 - Etapas de condução do conversor *Buck-Boost* funcionando em modo contínuo.

As equações diferenciais que caracterizam a primeira etapa de condução, considerando os semicondutores (*mosfet* e diodo) ideais são:

$$\begin{cases} -V_{dc} + i_L r_L + L \frac{di_L}{dt} = 0 \\ -v_c - (r_c + R) C \frac{dv_c}{dt} = 0 \\ v_o = R \left(C \frac{dv_c}{dt} \right) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{dc} - i_L r_L \\ C \frac{dv_c}{dt} = -\frac{1}{(r_c + R)} v_c \\ v_o = \frac{R}{(r_c + R)} v_c \end{cases} \quad (2.21)$$

Reescrevendo as equações (2.21) na forma de equações de estado, onde o vetor de estados é dado por $x = [i_L \quad v_c]^t$, obtemos:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{r_L}{L}x_1 + \frac{1}{L}u \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{C(R+r_c)}x_2 \\ y = \frac{R}{(R+r_c)}x_2 \end{cases} \quad (2.22)$$

Reescrevendo o sistema dado em (2.22), na forma matricial, temos:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix}}^{a_1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}^{b_1} u \\ y &= \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{(R+r_c)} \end{bmatrix}}^{c_1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.23)$$

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:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} + i_L r_L + R \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) = 0 \\ r_c C \frac{dv_c}{dt} - v_c + R \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) = 0 \\ v_o = R \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -\frac{-R(r_c+r_L)+r_c r_L}{(R+r_c)} i_L - \frac{R}{(R+r_c)} v_c \\ C \frac{dv_c}{dt} = \frac{R}{(R+r_c)} i_L - \frac{1}{(R+r_c)} v_c \\ v_o = \frac{R r_c}{(R+r_c)} i_L + \frac{R}{(R+r_c)} v_c \end{cases} \quad (2.24)$$

Reescrevendo o sistema (2.24) na forma de equações de estado, onde o vetor de estados é dado por $x = [i_L \quad v_c]'$, obtemos:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R(r_c+r_L)-r_c r_L}{L(R+r_c)} x_1 + \frac{R}{L(R+r_c)} x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{R}{C(R+r_c)} x_1 - \frac{1}{C(R+r_c)} x_2 \\ y = -\frac{R r_c}{(R+r_c)} x_1 + \frac{R}{(R+r_c)} x_2 \end{cases} \quad (2.25)$$

Considerando o sistema descrito em (2.21) e resolvendo as equações (2.22) obtemos a equação do ganho do conversor não ideal dado pela expressão (2.26). Considerando o conversor ideal, isto é, considerando r_c e r_L iguais a zero, a expressão do ganho é dada pela equação (2.27).

$$Ganho = \frac{dR(r+r_c)(d-1)}{R(r_c+r_L)+r_cr_L+R^2(1-2d)+dR(dR-r_c)} \quad (2.26)$$

$$Ganho = \frac{d}{1-d} \quad (2.27)$$

Nas Figura 2.11 e Figura 2.12, 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 inversora;
- Apresenta uma curva fortemente não linear com um índice de modulação superior a 0.5;
- Possui um comportamento que se pode considerar linear para um índice de modulação inferior a 0.5.

Na Figura 2.11 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 2.12.

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 a funcionar como um conversor *Buck*, pelo contrário, quando o índice de modulação é superior a 0.5, o conversor apresenta um ganho superior à unidade o que leva o conversor funcionar como um conversor *Boost*.

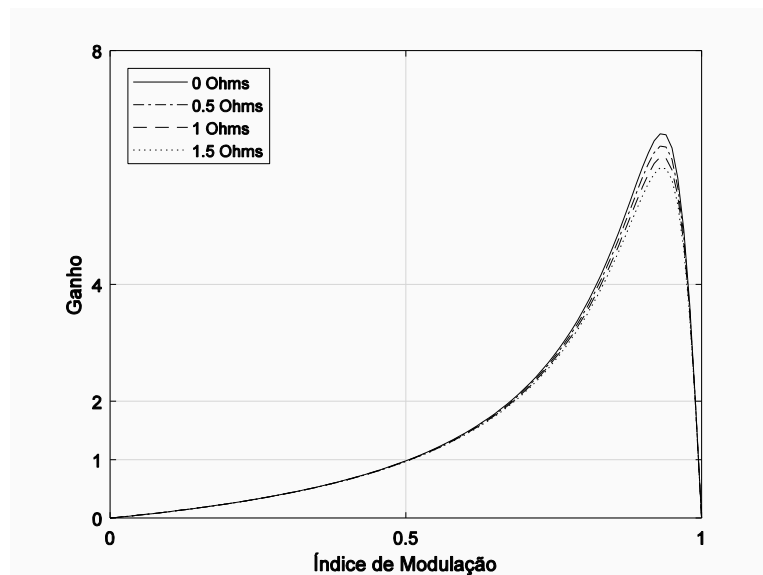


Figura 2.11 - Variação do ganho em função do parâmetro r_c , com $r_L = 0.5$ ohms.

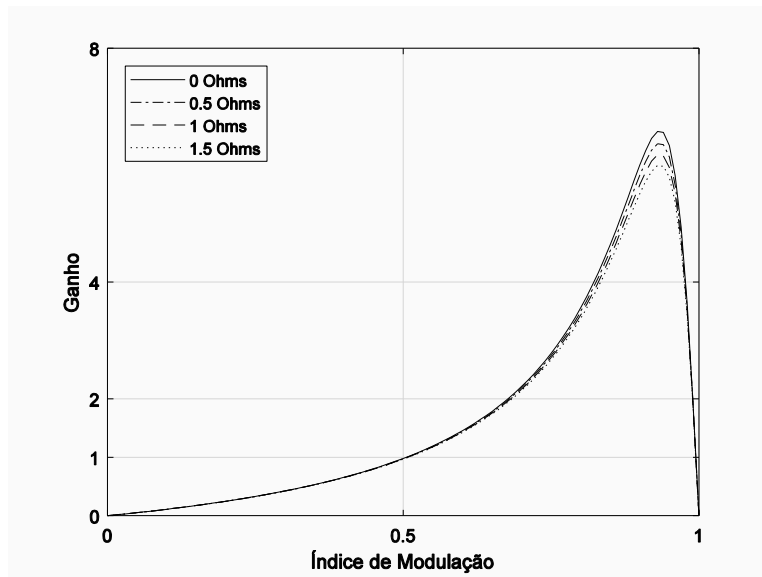


Figura 2.12 - Variação do ganho em função do parâmetro r_L , com $r_c = 0.05$ ohms.

CAPÍTULO 3

Algoritmos de Procura do Ponto de Máxima potência (MPPT)

3.1. Introdução

De modo a maximizar a eficiência de um sistema de produção de energia fotovoltaica é necessário extrair a máxima potência disponível, a cada instante. No entanto, examinando a Figura 3.1, conclui-se que um painel fotovoltaico apresenta uma característica tensão-corrente fortemente não linear. Sob condições de radiação uniforme, um painel fotovoltaico deve operar num ponto de funcionamento ao qual corresponde a máxima potência disponível. Ponto esse que se designa *Maximum Power Point* (MPP) e que corresponde ao ponto máximo de cada uma das funções representadas na Figura 3.1. Na Figura 3.1 a), observa-se que este ponto varia principalmente com a irradiância solar, porém também se observa na Figura 3.1 b) a ocorrência dessa variação com a temperatura apesar de com um menor impacto. Devido a estas características é intrínseco o uso de um algoritmo de procura do ponto de máxima potência (MPPT), que procure a cada instante esse ponto de funcionamento.

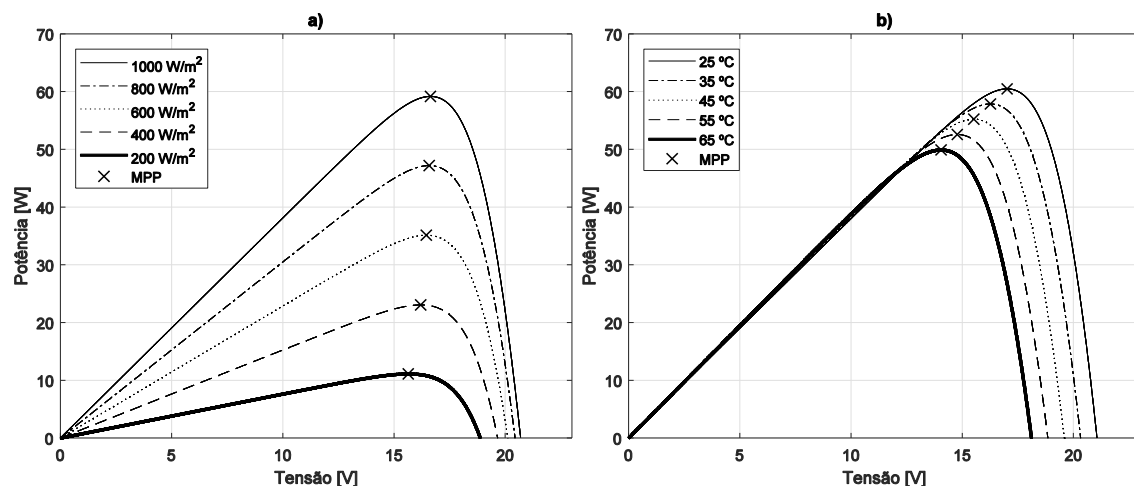


Figura 3.1 - Curvas Potência/Tensão de um painel fotovoltaico com diferentes níveis de irradiância a) e diferentes temperaturas b).

São facilmente encontrados na literatura muitos tipos de MPPT, que diferem em complexidade, velocidade de convergência, sensores requeridos, custo, eficiência, implementação em *hardware*, popularidade, entre outros aspetos [67]-[71]. No entanto, são raros aqueles que realmente demonstram como se implementam os algoritmos em ambiente prático [72]. Em grande parte deles tratam-se de estudos comparativos entre as principais técnicas em ambiente de simulação computacional [67][73].

De seguida são enunciadas e descritas as principais técnicas usadas na procura do MPPT.

3.2. Algoritmo MPPT Perturba e Observa

Podem-se encontrar na literatura dois tipos de algoritmos MPPT perturba e observa, ambas retratadas na Figura 3.2:

- Na primeira configuração, representada na Figura 3.2 a), o controlo é realizado sem realimentação (malha aberta); o algoritmo consiste em perturbar o ciclo de trabalho do conversor (*duty cycle*), realizando amostragens periódicas da tensão e da corrente instantâneas 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, representada na Figura 3.2 b), o controlo é realizado com realimentação (malha fechada) da tensão e 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, disponibilizada antes e depois da perturbação [74]-[78].

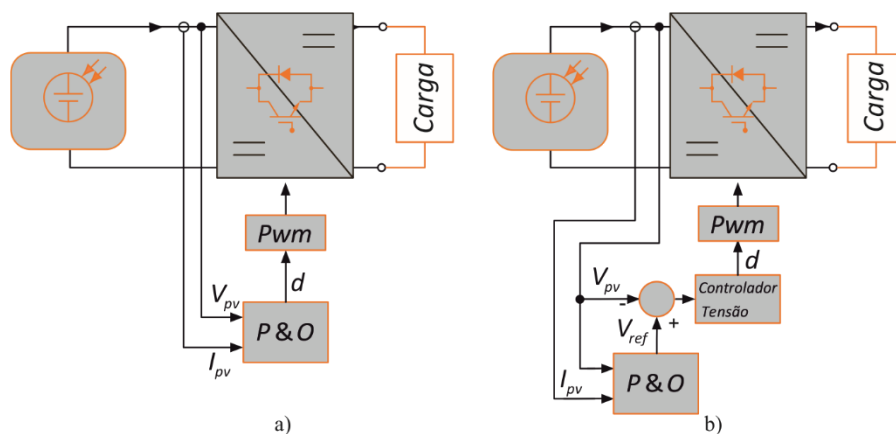


Figura 3.2 - Topologia de controlo do algoritmo perturba e observa com e sem realimentação.

Analisando a Figura 3.1, verifica-se que introduzindo uma perturbação à direita do MPP, diminuindo a tensão de referência, a potência fornecida pelo painel fotovoltaico aumenta. No entanto, uma introdução à esquerda do MPP, diminuindo a tensão de referência, desencadeia uma diminuição da potência fornecida pelo painel.

Posteriormente à introdução da perturbação, o algoritmo compara a derivada da potência em relação à tensão no instante atual (t_k), com a derivada da potência em relação à tensão no instante anterior (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 indefinidamente em cada iteração até que o ponto de máxima potência seja alcançado.

Após atingir o MPP, o algoritmo oscila em torno desse valor. O algoritmo clássico utiliza uma amplitude da perturbação fixa (passo fixo) e predeterminada para aumentar ou diminuir a tensão de referência. A amplitude dessa perturbação determina o desvio enquanto oscila sobre o MPP. Definindo uma perturbação pequena vai ajudar a reduzir a amplitude dessa oscilação em torno do MPP, no entanto, em contrapartida, leva a um aumento do tempo de convergência. Com uma amplitude de perturbação maior o tempo de convergência diminui, mas a oscilação em torno do ponto de máxima potência aumenta, resultando numa perda de potência e de rendimento.

De modo a contornar este conflito é possível aplicar uma amplitude de perturbação variável, diminuindo essa amplitude com a aproximação do ponto de máxima potência. São várias as soluções para este conflito que se podem encontrar na literatura [74]-[78], onde 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:

$$M = \frac{|\Delta v_{\max}| \Delta d_{\max}}{|\Delta p_{\max}|} \quad (3.2)$$

Em [75] 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 :

$$d_{k+1} = d_k \pm M \left| \frac{\partial p}{\partial i} \right| = d_k \pm M \frac{|p_k - p_{k-1}|}{|i_k - i_{k-1}|} \quad (3.3)$$

Em [77], os autores baseiam-se na relação entre a corrente do PV 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 através das equações (3.4) e (3.5):

$$d_{k+1} = d_k \pm M_1 \left| \frac{\partial g}{\partial d} \right| = d_k \pm M_1 \frac{|g_k - g_{k-1}|}{|d_k - d_{k-1}|} \quad (3.4)$$

$$\text{Com: } 0 < M_1 \leq \frac{\Delta D_{\max}}{\left| \frac{\Delta g}{\Delta d} \right|_{\max}}$$

$$d_{k+1} = d_k \pm M_2 \left| \partial_g \right| = d_k \pm M_2 |g_k - g_{k-1}| \quad (3.5)$$

$$\text{Com: } 0 < M_2 \leq \frac{\Delta D_{\max}}{|\Delta g|_{\max}}$$

Na Figura 3.3 e na Figura 3.4 encontram-se representados os fluxogramas do algoritmo perturba e observa com realimentação da tensão e sem realimentação, respectivamente.

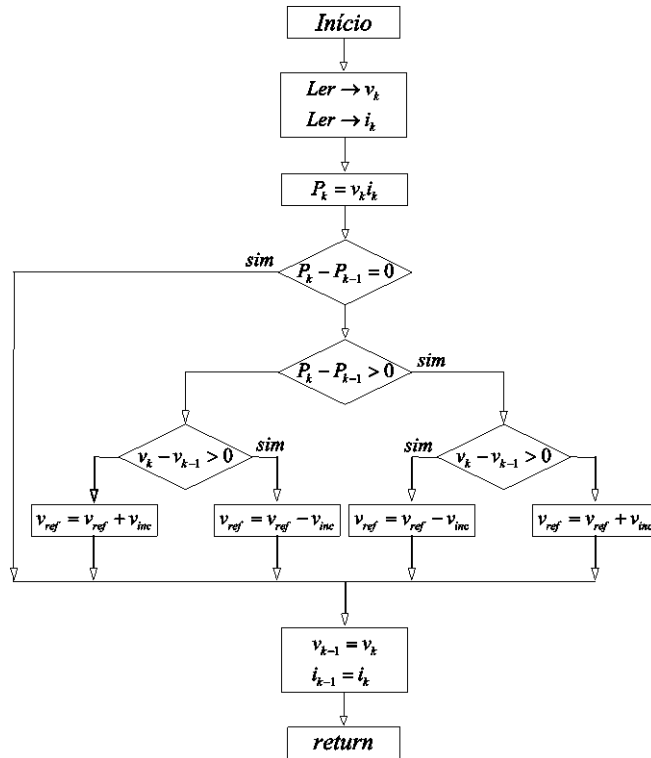


Figura 3.3 - Fluxograma do algoritmo perturba e observa com realimentação da tensão.

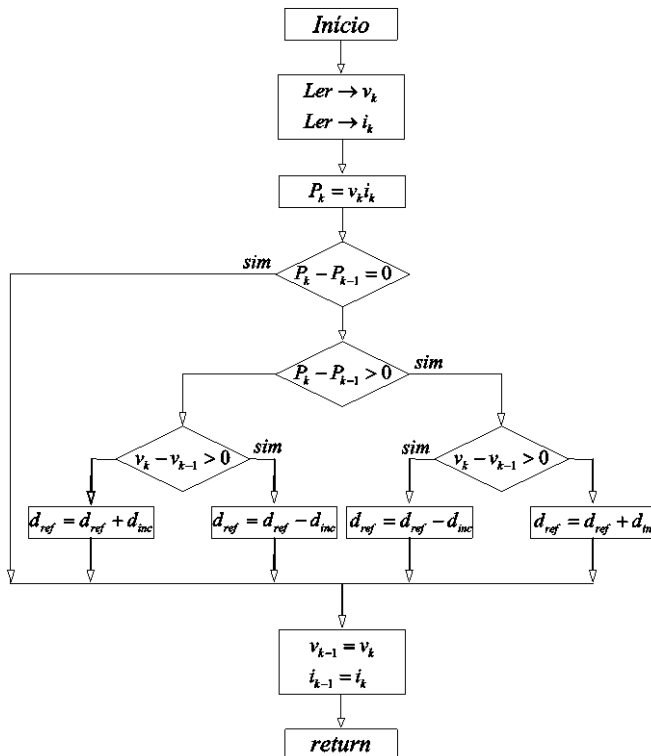


Figura 3.4 - Fluxograma do algoritmo perturba e observa sem realimentação da tensão.

3.3. 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 [74],[79].

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

$$\left. \frac{\partial P}{\partial V} \right|_{\substack{v=v_{mpp} \\ i=i_{mpp}}} = \left. \frac{\partial (V * I)}{\partial V} \right|_{\substack{v=v_{mpp} \\ i=i_{mpp}}} = I + V \frac{\partial I}{\partial V} = 0 \quad (3.6)$$

Reescrevendo a equação (3.6) obtemos:

$$-\frac{I}{V} = \frac{\partial I}{\partial V} \quad (3.7)$$

Analisando a Figura 3.5, verificamos que a derivada da potência do painel fotovoltaico em relação à tensão é zero no ponto de máxima potência (ponto máximo da curva característica *tensão-corrente*),

$$\left. \frac{\partial P}{\partial V} \right|_{\substack{i=i_{mpp} \\ v=v_{mpp}}} = 0 \Rightarrow \left. \frac{\partial i}{\partial v} \right|_{\substack{i=i_{mpp} \\ v=v_{mpp}}} = -\frac{I_{mpp}}{V_{mpp}} \quad (3.8)$$

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:

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

ou

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

ou

$$\frac{\partial I}{\partial V} < -\frac{I}{V} \rightarrow \left(\frac{\partial P}{\partial V} < 0 \right) \quad (3.11)$$

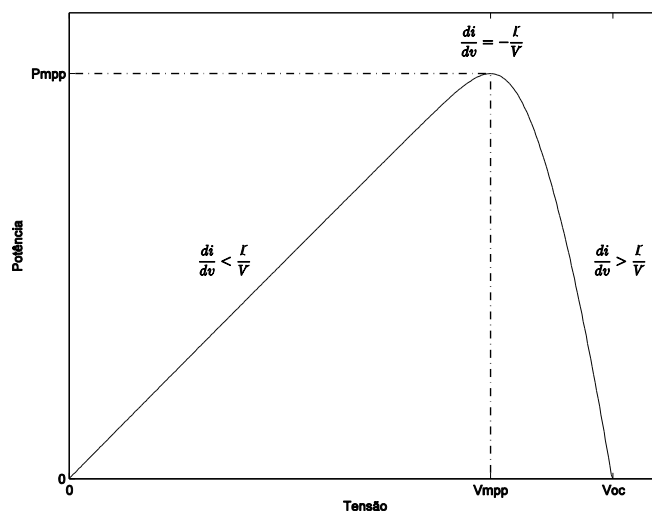


Figura 3.5 - Representação da derivada da potência em relação à tensão.

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 este algoritmo permite concluir se o ponto de máxima potência foi alcançado e, conseqüentemente, impedir o decremento ou o incremento da tensão de referência. Na prática, a igualdade da equação (3.7) dificilmente é obtida por diversas razões: de *hardware*, de ruído, de ocorrência de oscilação em torno do ponto de máxima potência resultante da conversão analógica para digital da tensão e da corrente do painel, oscilação essa que depende da amplitude predeterminada do incremento ou decremento da tensão de referência.

Uma solução é definir uma tolerância em torno da qual a equação 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.

O referido no algoritmo perturba e observa acerca da relação entre o incremento ou decremento da tensão de referência com a velocidade de convergência e a oscilação do sistema, é válido também para este algoritmo.

Tal como para o algoritmo anterior, duas configurações clássicas podem ser encontradas na literatura, onde o controle é realizado com ou sem realimentação, como se pode verificar nas Figuras 3.6 e 3.7, que apresentam os fluxogramas das duas configurações.

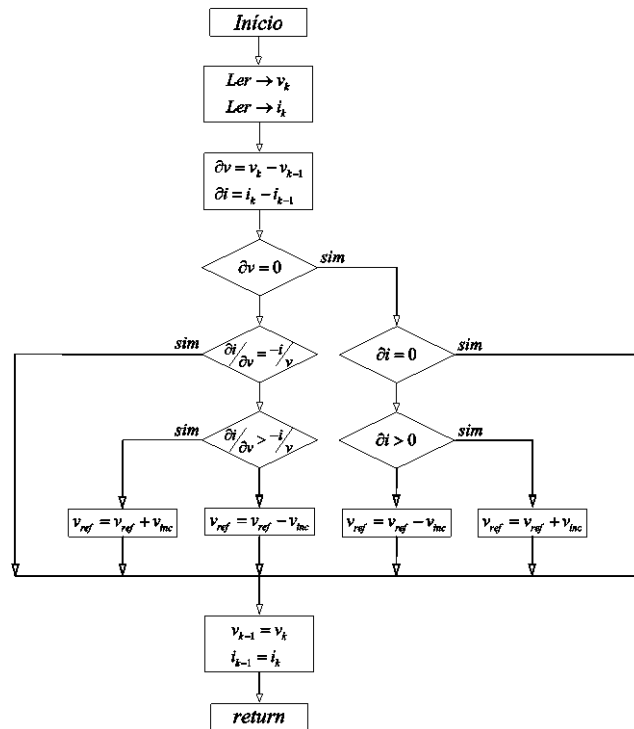


Figura 3.6 - Fluxograma do algoritmo condutância incremental com realimentação.

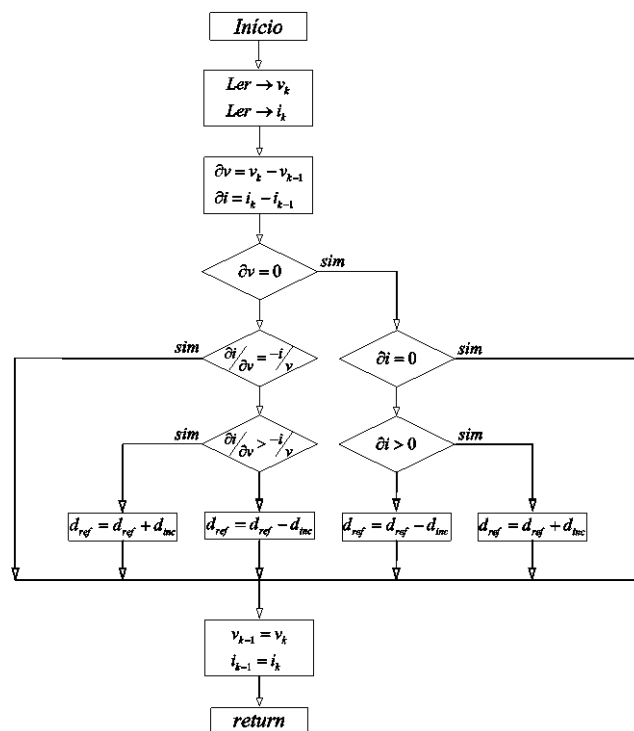


Figura 3.7 - Fluxograma do algoritmo condutância incremental sem realimentação.

3.4. Algoritmo MPPT Tensão Constante e Corrente de Curto-Circuito

Outro algoritmo é o da tensão constante [80], [81]. 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 3.8 apresenta o fluxograma deste algoritmo, para o qual a tensão do ponto de funcionamento é dado por:

$$v_{MPP} \approx K v_{oc} \quad (3.12)$$

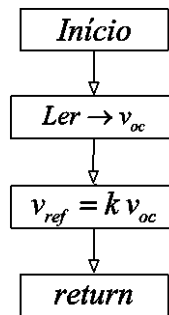


Figura 3.8 - Fluxograma do algoritmo tensão constante.

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 dependência da tensão correspondente ao ponto de máxima potência linearmente com a tensão em circuito aberto, independentemente das condições exteriores (temperatura, radiação, sombreamento) do painel, que é uma aproximação.

Para ultrapassar estes inconvenientes, algumas soluções podem ser encontradas na literatura, como é referido em [69], 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, tal como define a expressão (3.13). A Figura 3.9 apresenta o fluxograma deste algoritmo.

$$i_{MPP} \approx K i_{SC} \quad (3.13)$$

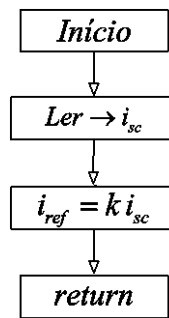


Figura 3.9 - Fluxograma do algoritmo corrente de curto-circuito.

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 do algoritmo perturba e observa.

3.5. Algoritmo MPPT DC Link Droop Control

O algoritmo *DC link droop control* é um algoritmo desenhado para situações onde o painel fotovoltaico seja colocado em paralelo com um conversor DC/AC (inversor), como se observa na Figura 3.10.

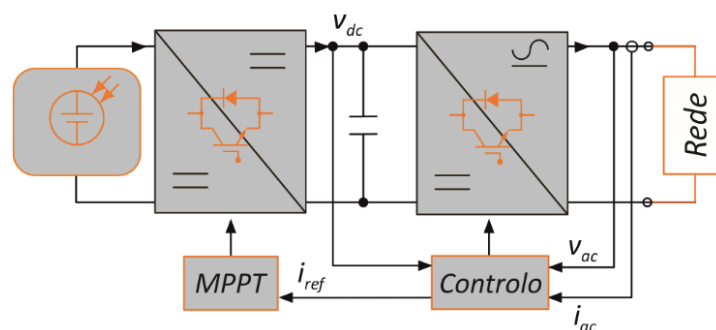


Figura 3.10 - Topologia do algoritmo *DC link droop control*.

Se a tensão no banco de condensadores (*DC link*) se mantiver constante, a referência de corrente (I_{ref}) do conversor DC/AC 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, ou seja, o ponto de máxima potência ocorre imediatamente antes da tensão no banco de condensadores decrementar. 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.

3.6. Algoritmo MPPT *Beta*

Este algoritmo funciona em duas etapas. Na primeira etapa o algoritmo faz o rastreamento de uma variável que os autores designaram por *beta* [82], [83] ao contrário dos algoritmos perturba e observa e condutância incremental, cuja variável de rastreamento é a derivada da potência em relação à tensão ou à corrente, colocando o painel num ponto de funcionamento próximo do ponto de máxima potência com um tempo de convergência pequeno utilizando uma amplitude de incrementos variável.

Analisando as características da tensão e da corrente de um painel fotovoltaico, é possível calcular a variável *beta*.

A derivada da potência em relação à tensão é dada por:

$$\frac{\partial p_{pv}}{\partial v_{pv}} = i_{pv} + v_{pv} \times \frac{\partial i_{pv}}{\partial v_{pv}} \quad (3.14)$$

em que a corrente de um painel fotovoltaico é por sua vez,

$$i_{pv} = I_{ph} - I_o \times \left(e^{c \times (i_{pv} \times R_s + v_{pv})} - 1 \right) \quad (3.15)$$

onde *c* é dado pela expressão:

$$c = \frac{q}{kT\eta} \quad (3.16)$$

Onde, *q* é a carga do eletrão, η é o fator de idealidade do díodo, *k* é a constante de Boltzmann e *T* a temperatura em Kelvin.

Podemos agora determinar a derivada da potência em relação à tensão, equação (3.17), no ponto de máxima potência:

$$\left. \frac{\partial p_{pv}}{\partial v_{pv}} \right|_{\substack{i_{pv}=i_{pmp} \\ v_{pv}=v_{pmp}}} = 0 = i_{pv} + v_{pv} \times \frac{-I_o \times \left(e^{c \times (i_{pv} \times R_s + v_{pv})} - 1 \right) \times c}{1 + I_o \times \left(e^{c \times (i_{pv} \times R_s + v_{pv})} - 1 \right) \times R_s \times c} \quad (3.17)$$

Resolvendo a equação (3.17) em ordem a $\frac{i_{pv}}{v_{pv}}$ e aplicando o logaritmo em ambos os membros da equação, temos no lado esquerdo da equação a variável *beta*:

$$\overbrace{\ln \left(\frac{i_{pv}}{v_{pv}} \right) - c \times v_{pv}}^{\beta} = \ln(I_o \times c) + R_s \times c \times i_{pv} - \ln \left(1 + I_o \times \left(e^{c \times (i_{pv} \times R_s + v_{pv})} - 1 \right) \times R_s \times c \right) \quad (3.18)$$

No entanto este método não permite que se atinja o ponto exato de máxima potência, surgindo assim uma segunda etapa onde o método é substituído por um dos métodos convencionais com o objetivo de procurar o ponto de máxima potência. A Figura 3.11 mostra o fluxograma do algoritmo.

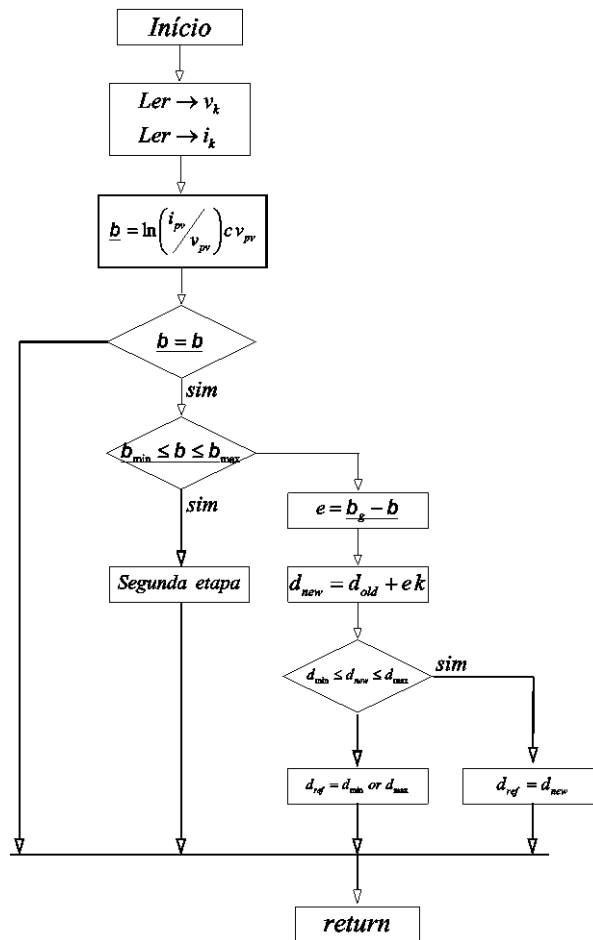


Figura 3.11 - Fluxograma do algoritmo beta.

3.7. Algoritmo MPPT Descida do Gradiente e Gauss-Newton.

Em [84], os autores demonstram a eficiência destes dois algoritmos na procura do ponto de máxima potência e comparam o seu desempenho com outros algoritmos convencionais. O algoritmo Gauss-Newton usa a primeira e a segunda derivada da potência em relação à tensão para determinar o incremento ou decremento da tensão de referência.

$$v_{k+1} = v_k - \frac{\left. \frac{\partial p}{\partial v} \right|_{v=v_k}}{\left. \frac{\partial^2 p}{\partial^2 v} \right|_{v=v_k}} \quad (3.19)$$

Este algoritmo, ao utilizar a segunda derivada da potência em relação à tensão, segunda ordem, converge muito rapidamente. O autor afirma que o algoritmo alcança o ponto de máxima potência após quatro ciclos, no entanto pode ser instável na convergência e apresenta uma grande oscilação em torno do ponto de máxima potência.

Já o algoritmo descida do gradiente da Figura 3.12, usa apenas a primeira derivada da potência em relação à tensão, com um fator de correção da amplitude da perturbação k_e , para determinar o incremento ou decremento da tensão referência:

$$v_{k+1} = v_k - \frac{\left. \frac{\partial p}{\partial v} \right|_{v=v_k}}{k_e} \quad (3.20)$$

Onde:

$$\frac{\partial p}{\partial v} = f(v, p) \quad (3.21)$$

$$f(v_k, p_k) = \frac{P_{k+1} - P_{k-1}}{2\Delta v} \quad (3.22)$$

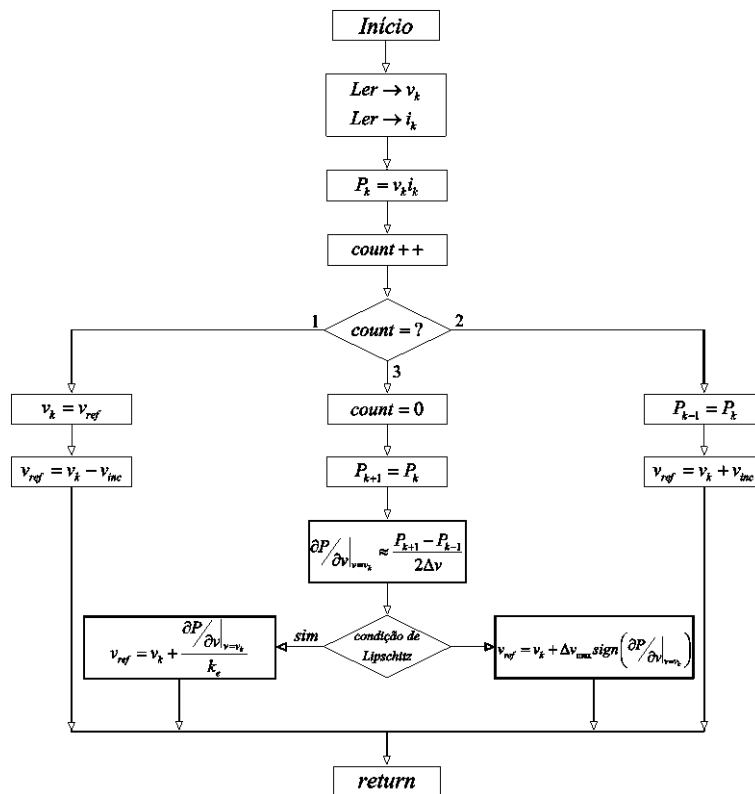


Figura 3.12 - Fluxograma do algoritmo descida do gradiente.

3.8. Algoritmo MPPT *Look-up Table*

Neste algoritmo, os valores instantâneos da tensão e da corrente são comparados com os valores armazenados no sistema de controlo. Os valores são calculados para situações prováveis de funcionamento, pois é difícil armazenar todos os dados para os possíveis pontos de funcionamento. Estes algoritmos requerem uma grande capacidade de armazenamento e, além disso, a implementação deve ser ajustada para um painel fotovoltaico específico. No entanto apresenta algumas vantagens como a rápida convergência e a simplicidade da sua implementação.

3.9. Algoritmo MPPT *Teodi*

Este algoritmo baseia-se nos parâmetros de saída do conversor, em particular na corrente. As principais vantagens deste método é a sua simplicidade e custo, não requerendo a medição direta da potência fornecida pelos painéis [85]-[88]. Na Figura 3.13, 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 $\eta_a = \eta_b$.

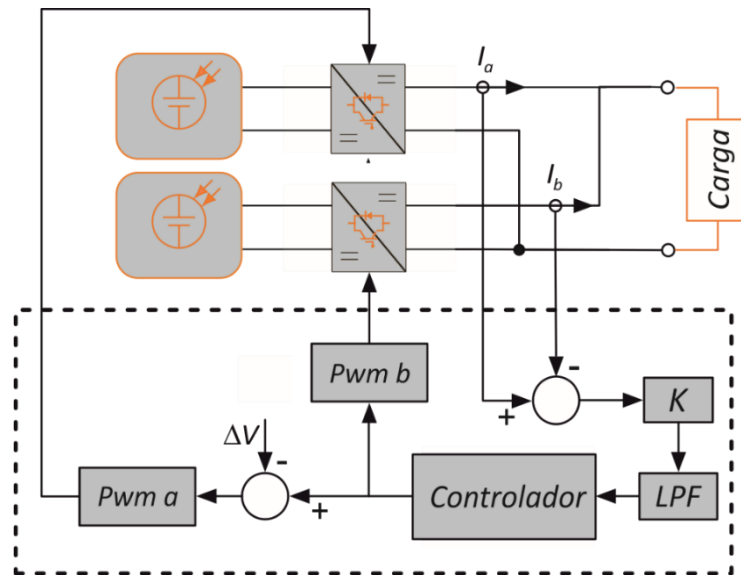


Figura 3.13 - Topologia de controle do algoritmo TEODI.

O índice de modulação dos dois conversores são diferentes, $d_a = d_b - \Delta d$, onde $\Delta d = \frac{\Delta v}{V_p}$, em que v_p é a amplitude da onda moduladora e Δv uma tensão de deslocamento constante. Assumindo que a tensão de funcionamento Δv é escolhida a fim de obter $v_{pva} > v_{pvb}$, três situações podem ocorrer:

1. Ambos os pontos de funcionamento estão situados à esquerda do ponto de máxima potência, $v_b < v_a < v_{mpp}$;
2. Ambos os pontos de funcionamento estão situados à direita do ponto de máxima potência, $v_{mpp} < v_b < v_a$;
3. 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 a 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 contante. Nestas condições o valor de Δd determina a eficiência do algoritmo e o tempo de convergência, quanto menor for Δd menor a distância entre o ponto de funcionamento dos módulos e o ponto de máxima potência; no entanto valores pequenos de Δd podem levar ao não funcionamento do algoritmo.

3.10. Algoritmo MPPT com Redes Neurais

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 das suas interconexões, para intuir e inferir a partir de dados escassos, incompletos ou confusos. Várias são as topologias, bem como os métodos de treino, com princípios de funcionamento e técnicas totalmente diferentes, mantendo comum entre si em apenas o bloco básico (neurónio artificial) e o paralelismo de processamento [89].

- Muitas das publicações utilizam a topologia de rede designada por *The Multi Layer Perceptron (MLP)* [90], [91], Figura 3.14, cujas características principais são as seguintes, possui múltiplas entradas, múltiplas saídas e múltiplas camadas.
- As entradas e as saídas tanto podem ser analógicas como digitais. O fluxo de informação ocorre em camadas de neurónios, sem que haja realimentação (retorno da informação da saída para a entrada de algum dos neurónios da rede), divergindo na topologia da rede neuronal, bem como nos algoritmos de treino da rede neuronal.

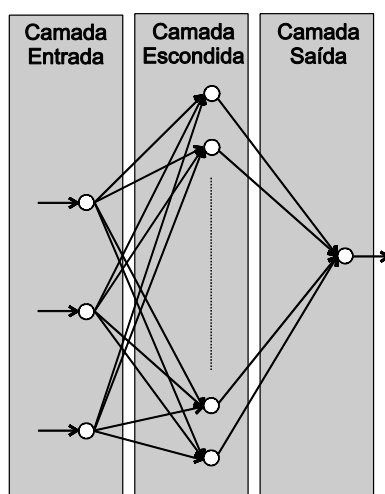


Figura 3.14 - Topologia de uma rede neuronal.

Na Figura 3.15, podemos observar a topologia destes controladores em que as redes neurais recebem, como entrada, parâmetros atmosféricos, tais como a irradiância e a temperatura, parâmetros dos painéis fotovoltaicos, como a tensão de circuito aberto, corrente de curto-circuito, corrente e tensão instantânea, derivada da potência em relação à tensão ou à corrente, ou qualquer combinação destes, possuindo apenas um neurônio artificial na camada de saída que irá transmitir ao conversor o índice de modulação.

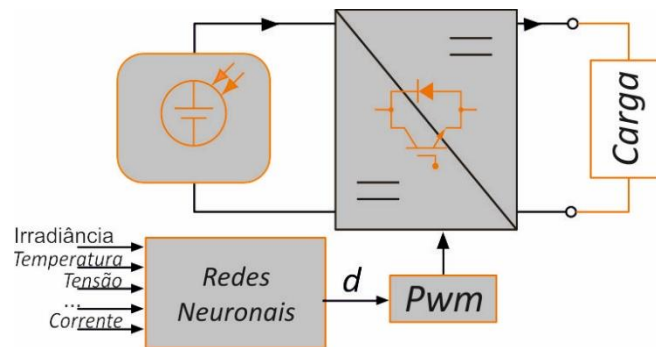


Figura 3.15 - Topologia de controlo de um algoritmo de MPPT com base em redes neurais.

3.11. Algoritmo MPPT com Lógica Fuzzy

Uma outra metodologia envolvendo técnicas de inteligência artificial e bastante difundida é a lógica *Fuzzy*, que se pode caracterizar por ser uma metodologia apta ao tratamento de informação imprecisa. A força da lógica *Fuzzy* deriva da sua habilidade em inferir conclusões e gerar respostas baseadas em informações vagas, ambíguas e qualitativamente incompletas e imprecisas.

Os sistemas *Fuzzy* são uma ferramenta poderosa na expressão de conceitos que não sejam bem definidos, onde geralmente é utilizado um nome ou adjetivo para descrevê-lo. A conceção linguística da teoria dos sistemas *Fuzzy* habilita a fusão de processamento simbólico e computação numérica, resultando numa metodologia apta para problemas de decisão e controlo.

Na Figura 3.16, podemos constatar a topologia destes controladores em que as entradas do controlador *Fuzzy*, como nas redes neurais, são parâmetros atmosféricos, bem como parâmetros dos painéis fotovoltaicos. Por exemplo [92], utiliza a variação da tensão e da potência instantânea do painel fotovoltaico, [93] recorre à derivada da potência em relação à tensão e [94] em relação à corrente; Em suma, são diversas as entradas assumidas para o controlador *Fuzzy* que se podem encontrar na literatura.

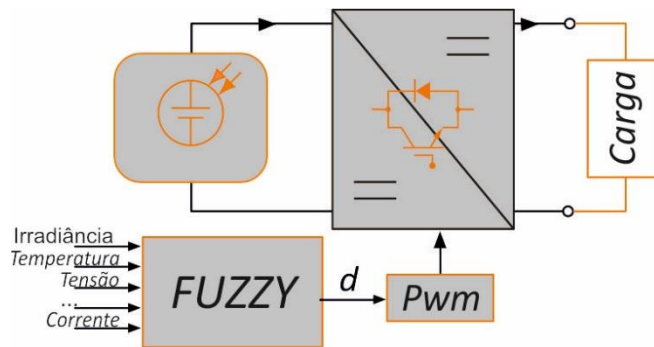


Figura 3.16 - Topologia de controle de um algoritmo de MPPT com base em Lógica Fuzzy.

3.12. Algoritmo MPPT com Base em Algoritmos de Otimização

Como as condições de operação de um sistema fotovoltaico variam constantemente, o algoritmo de MPPT tem que responder a mudanças na irradiância e variações de temperatura em tempo real. Para solucionar este problema surgiu nos últimos anos na literatura uma nova tendência de algoritmos de MPPT, os algoritmos de MPPT com base em algoritmos de otimização. Este tipo de algoritmos tem geralmente como objetivo a minimização ou maximização de uma função. Neste caso específico o MPPT com base em algoritmos de otimização tem como objetivo a maximização da potência extraída dos painéis fotovoltaicos a cada instante de tempo. Estas abordagens alternativas usam algoritmos com base em inteligência artificial, como o algoritmo *Particle Swarm Optimization* (PSO) [95], o algoritmo *Artificial Fish Swarm* (AFSA) [96], o algoritmo *Artificial Bee Colony* (ABC) [97], o algoritmo *Firefly* (FA) [98] ou o *Shuffled Frog-leaping* (SLFA) [99]. De entre estes, o PSO tem sido aplicado como algoritmo de MPPT em grande parte dos estudos, pelos seus procedimentos simples, convergência rápida e bom manuseamento de funções multimodais e não-lineares.

No entanto, este tipo de algoritmos com base em algoritmos de otimização possuem a desvantagem de necessitar de um elevado custo computacional, devido aos seus cálculos iterativos, fazendo com que a sua implementação industrial seja colocada para já de parte.

CAPÍTULO 4

Unidades de Armazenamento

4.1. Introdução

Devido à imprevisibilidade da produção fotovoltaica é necessário acoplar um sistema de armazenamento de forma a existir, em todo o instante de tempo, energia disponível para satisfazer a carga [100]. Dentro dos sistemas de armazenamento mais utilizados estão as baterias, e mais concretamente as baterias de Li-ion.

Na Figura 4.1 podemos observar um gráfico representativo das características de diferentes tecnologias de armazenamento, em termos de densidade de potência e densidade energética. Como podemos observar, dentro das baterias, as de Li-ion são as que têm maior densidade de energia, e mais elevada densidade de potência [101][102]. No entanto, as baterias de Li-ion não conseguem responder a rápidas flutuações na carga. Para dimensionar um sistema de armazenamento constituído apenas por baterias Li-ion, que responda a rápidas transições na carga e não comprometa a sua vida útil, seria necessária uma capacidade de armazenamento muito elevada, conduzindo isso a custos elevados para o consumidor. Para mitigar essas desvantagens surgiram os sistemas de armazenamento híbridos, aliando os benefícios de duas ou mais tecnologias de armazenamento diferentes. Uma das combinações mais comuns são as baterias Li-ion e os Super-Condensadores (SC).

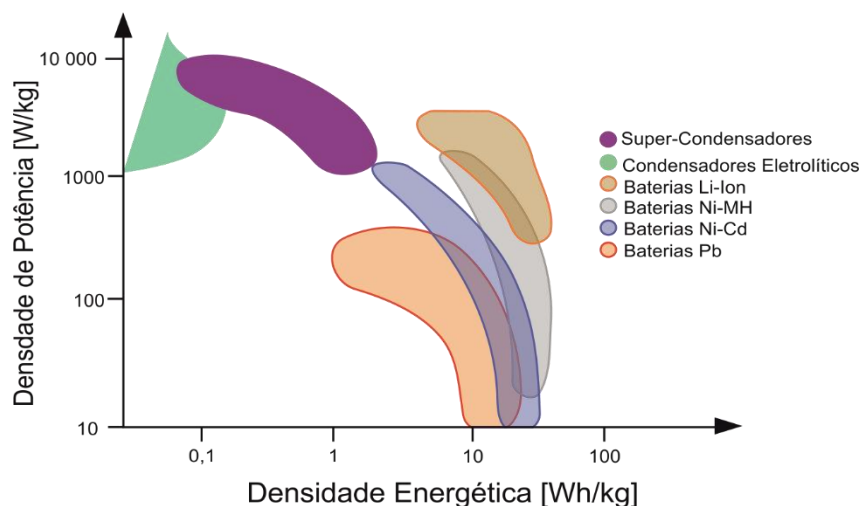


Figura 4.1 - Gráfico de comparação de tecnologias de armazenamento.

Os SC são um tipo armazenamento de energia que armazena a energia elétrica através de uma carga estática. Estes apresentam uma densidade de potência equiparável aos condensadores eletrolíticos mas com superior densidade energética. Em comparação com as baterias, os SC possuem alta densidade de potência, mas baixa densidade de energia, altas

taxas de carga/descarga e têm uma vida útil de cerca de 500.000 ciclos. Portanto, os SC podem ser usados para satisfazer as rápidas flutuações da carga que as baterias não conseguem satisfazer [103][104].

No entanto de modo a formar um sistema de armazenamento implementável a nível prático é necessário interligar diversas células em série de modo a obter os níveis de tensão requeridos. Posto isto e devido às diferenças intrínsecas e extrínsecas presentes nas células, surge a obrigatoriedade de monitorizar o pack de baterias, através de um Battery Management Systems (BMS), e de controlar o carregamento de modo a estender a sua vida útil.

Neste capítulo ir-se-á, portanto, fazer uma revisão bibliográfica sobre os maiores dois desafios que surgem na gestão de um sistema de armazenamento: os métodos de carregamento e de balanceamento para ambos os tipo de células constituintes do HESS, SC ou Li-ion.

4.2. Métodos de Carregamento

4.2.1. Carregamento CC/CV

O algoritmo de carregamento corrente constante/tensão constante (CC/CV) é amplamente referenciado na literatura devido à sua simplicidade e facilidade de implementação.

Este algoritmo é caracterizado por duas etapas de funcionamento, como se ilustra na Figura 4.2.

Na primeira etapas a célula é submetida a um estágio de corrente constante, com um valor fixo e predeterminado, dependendo das especificações da célula [105].

Assim que a tensão da célula atingir o valor V_{carga} (tipicamente de 4.2 V para a célula Li-ion e 3.85V para a célula SC) o algoritmo comuta para a segunda etapas do carregamento. Nesta etapas a célula é submetida a uma tensão constante. Quando a corrente atingir um valor predefinido ou o tempo máximo de carregamento for alcançado é dado por terminado o carregamento [105] [106].

Para mitigar as desvantagens deste método (tempo de carregamento), podem ser encontradas na literatura variantes deste método que superam estas desvantagens. Um resumo dessas variantes podem ser encontradas em [105].

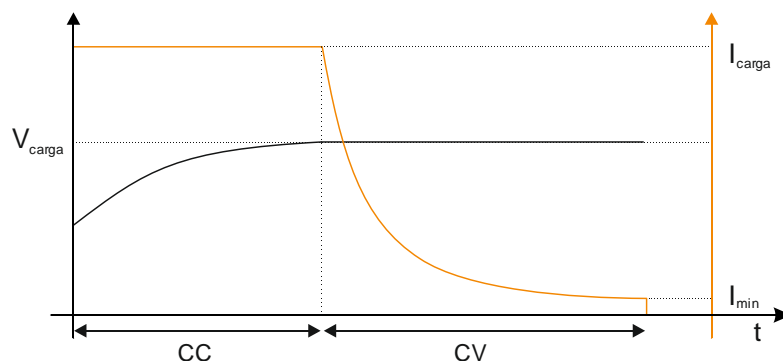


Figura 4.2 - Algoritmo de carregamento CC/CV.

4.2.2. Carregamento *Multistage*

O algoritmo de carregamento *multistage* caracteriza-se pela utilização de n estágios de corrente, a Figura 4.3 ilustra um exemplo deste com 5 estágios.

A utilização destes algoritmos de carregamento levanta duas questões. A primeira questão consiste na escolha do critério utilizado para permutar de estágios de corrente, a segunda questão é a determinação do estágio de corrente apropriado que deve ser aplicado a cada instante de tempo [105].

Um dos critérios utilizados na literatura, consiste no critério ilustrado na Figura 4.3, em que ocorre mudança de estágios assim que a tensão da célula atinge V_{Carga} .

Em [107] é utilizado o mesmo critério para um algoritmo de carregamento caracterizado com 3 estágios sendo por último aplicada tensão constante.

Outros autores optam por algoritmos de otimização. Por exemplo em [108], [109] é utilizado o algoritmo de otimização PSO e controladores *Fuzzy* para determinar os estágios ótimos (cinco estágios) que devem ser aplicados a cada instante de tempo, em que a função de aptidão depende do tempo de carregamento e da capacidade da célula.

Em [110] é proposto um algoritmo de carregamento *multistage* em que o último estágio é realizado a tensão constante (CV), 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) e 18.27% (com 20 estágios), relativamente ao algoritmo CC/CV.

Já em [111] é proposto um algoritmo 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.

Na literatura é possível encontrar diferentes abordagens, como controladores *Fuzzy* que monitorização a temperatura e a sua variação para determinar o perfil ótimo de carregamento, o algoritmo de otimização *ant colony*, algoritmos genéticos, entre outros [105].

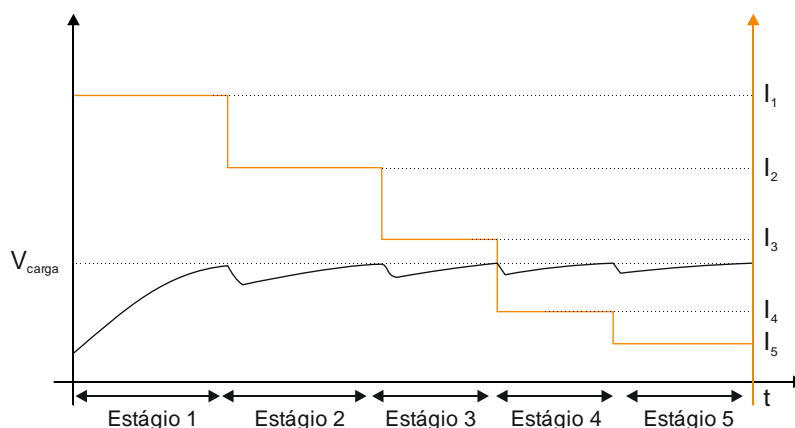


Figura 4.3 - Algoritmo de carregamento Multistage.

4.2.3. Carregamento *Pulse Current*

Estes algoritmos de carregamentos caracterizam-se pela utilização de uma corrente pulsada podendo ser subdivididos em duas metodologias *Variable Frequency Pulse Charge* (VFPC) e *Variable Duty Pulse Current* (VDPC) [105][112].

A ideologia 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 ideologia do VDPC consiste em maximizar a transferência energia através de duas abordagens, ou variando a amplitude do pulso fixando a largura do pulso ou então variando a largura do pulso fixando a amplitude, como se ilustra na Figura 4.4.

Já em [113] é proposto um algoritmo de carregamento VFPC que é composto por três modos de operação, *full charge detect mode* (FCDM), *search mode* (SM), e *charge mode* (CM). Sinteticamente, o algoritmo inicia a sua operação no modo FCDM, detetando o estado da célula, sendo para tal aplicada à célula uma tensão constante para monitorizar a corrente de carregamento. Concluído este modo, o algoritmo, comuta para o modo de operação SM procurando a frequência ótima. Assim que a frequência é “otimizada”, o algoritmo entra no modo de operação CM, repetindo este processo até que a célula se encontre carregada. De acordo com os resultados experimentais, o algoritmo proposto, quando comparado com o algoritmo CC/CV consegue uma redução no tempo de carregamento na ordem dos 24%.

Em [114] o autor propõem um algoritmo semelhante ao anterior mas baseado no VDPC. De acordo com os resultados experimentais, o algoritmo proposto, quando comparado com o algoritmo CC/CV consegue uma redução no tempo de carregamento na ordem dos 3.4%.

Já em [115] é proposto o método *Sinusoidal-Ripple-Current Charging* que se fundamenta também na minimização da impedância e consequentemente na maximização da energia transferida. No entanto o perfil da corrente de carregamento utilizado é um perfil sinusoidal.

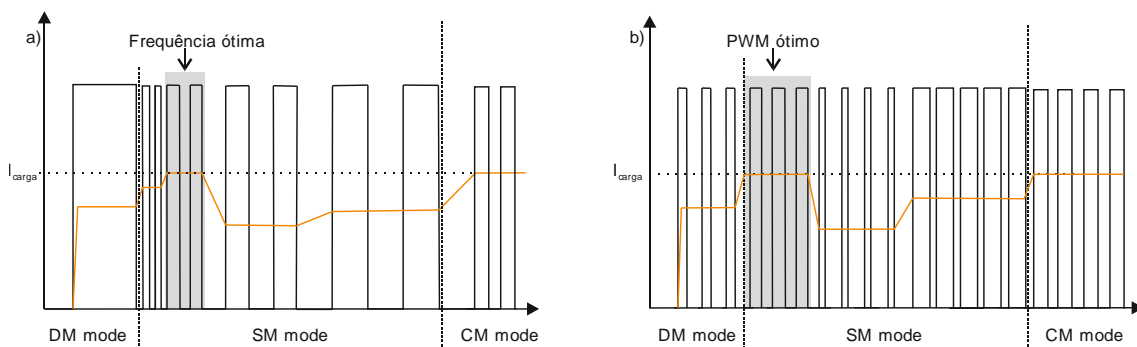


Figura 4.4 - Algoritmo de carregamento Pulse Current.

4.3. Métodos de Balanceamento

4.3.1. Métodos Passivos

Na Figura 4.5 está representado o principal método passivo existente na literatura designado por *switched shunt resistor* [116]-[121]. Trata-se de um método amplamente utilizado pela indústria automóvel devido à sua simplicidade, custo, eficiência, volume, peso, robustez e confiabilidade [121].

Este método possibilita a operação nos períodos de carregamento ou nos períodos inativos do sistema de armazenamento. Baseia-se numa metodologia de *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.

Mais concretamente, o BMS monitoriza a tensão ou o SOC de cada célula, descarregando-a (período inativo) ou proporcionando um caminho alternativo para a corrente (período de carregamento), até que todas as células atinjam a mesma tensão ou SOC.

A principal desvantagem deste método é que a energia é dissipada na forma de calor.

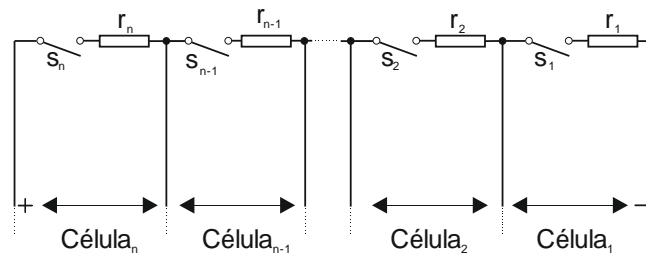


Figura 4.5 - Topologia de balanceamento *switched shunt resistor*.

4.3.2. Métodos Ativos

4.3.2.1. Métodos com base em condensadores

A Figura 4.6 ilustra outra metodologia de balanceamento documentada na literatura, que se baseia na transferência de energia entre células adjacentes, designada como *switched capacitor* [116]-[121]. Trata-se de uma metodologia *cell to cell* que recorre a $n-1$ condensadores e a $2n$ interruptores para balancear n células que constituem o sistema de armazenamento.

Tal como os métodos passivos, este método pode ser realizado nos períodos inativos do *pack* assim como nos períodos de carregamento e de descarregamento. Na sua essência, o BMS comuta os interruptores de forma cíclica a uma frequência fixa e predefinida, carregando assim os condensadores a partir das células com maior tensão, transferindo carga 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 sistema de

armazenamento, uma vez que este método apenas permite transferência de energia entre células adjacentes. Outra desvantagem desta metodologia é que a corrente de balanceamento é dependente da diferença de tensões entre células.

A principal vantagem deste método é que não exige um controlo complexo.

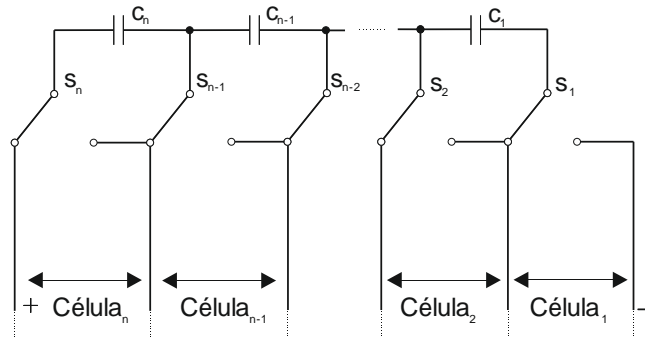


Figura 4.6 - Topologia de balanceamento switched capacitor.

São várias as topologias que podem ser encontradas na literatura, que apresentam soluções para mitigar as desvantagens apresentadas, como por exemplo, a topologia proposta por [122] e designada por *chain structure of switched capacitor*. Resumidamente, esta topologia introduz uma ligação adicional (condensador) entre extremidades do sistema de armazenamento.

Outra variante, da metodologia apresentada, designada como *double tiered switched capacitor*, cuja topologia é ilustrada na Figura 4.7, pode ser encontrada na literatura [116]-[121]. Trata-se de uma metodologia *cell to cell* que recorre a $2n-3$ condensadores e $2n$ interruptores para balancear n células que constituem o sistema de armazenamento.

Esta metodologia apresenta um princípio 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.

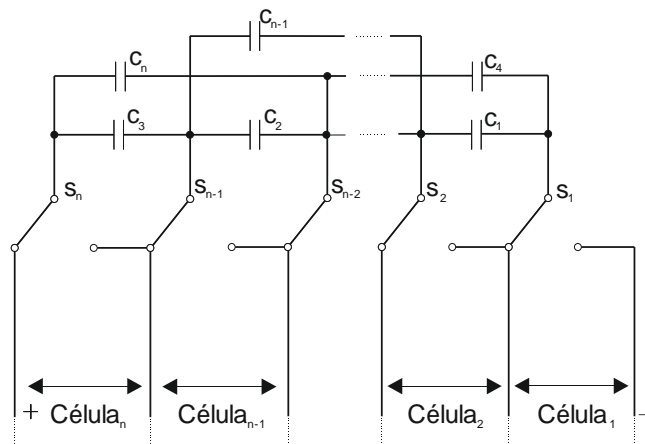


Figura 4.7 - Topologia de balanceamento *double tiered switched capacitor*.

Uma outra metodologia existente na literatura é apresentada na Figura 4.8 designada como *single switched capacitor* [116]-[121]. 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 principal diferença em relação às metodologias anteriores, consiste na possibilidade de executar transferência de energia entre células seletivamente.

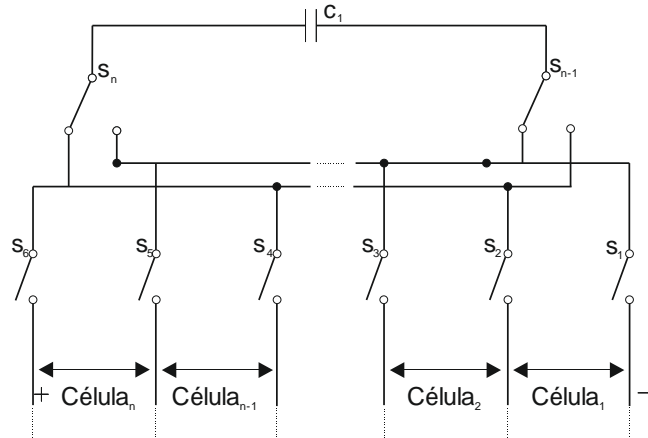


Figura 4.8 - Topologia de balanceamento *single switched capacitor*.

Para ultimar a revisão bibliográfica sobre metodologias ativas com base em condensadores é ilustrada na Figura 4.9 uma metodologia designada por *modularized switched capacitor*. Nesta metodologia, o sistema de armazenamento é dividido em m módulos sendo necessário $n-1$ condensadores e $2n+2m$ interruptores para balancear as n células que constituem o *pack*.

A introdução de dois níveis de condensadores permite, num primeiro nível, uma transferência de energia *cell to cell* entre células adjacentes, enquanto que o segundo nível de condensadores se permite uma transferência de energia *module to module*, com o intuito de otimizar o tempo de balanceamento.

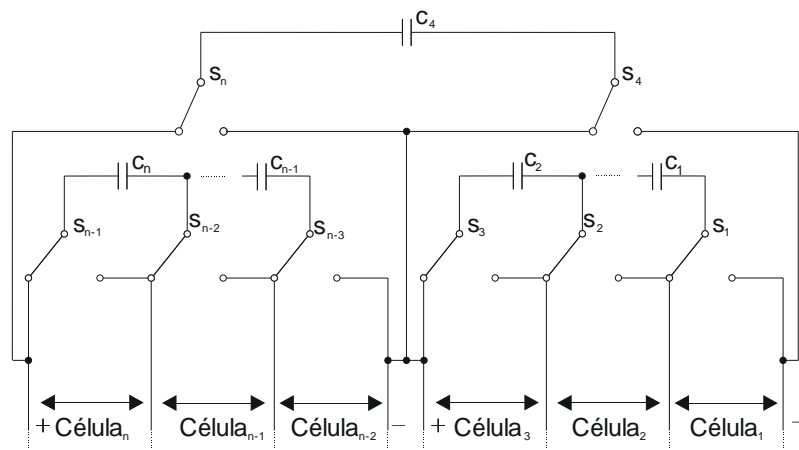


Figura 4.9 - Topologia de balanceamento *modularized switched capacitor*.

4.3.2.2. Métodos com base em conversores isolados

As metodologias de balanceamento ativas isoladas, regem-se pelos princípios de funcionamento dos conversores DC/DC isolados (com transformador) para executar o balanceamento entre células que constituem o sistema de armazenamento.

Um exemplo de uma metodologia ativa isolada é representado na Figura 4.10; esta recorre a um transformador com n secundários para balancear n células que constituem o sistema de balanceamento.

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 sistema de armazenamento e distribuída pelos enrolamentos secundários.

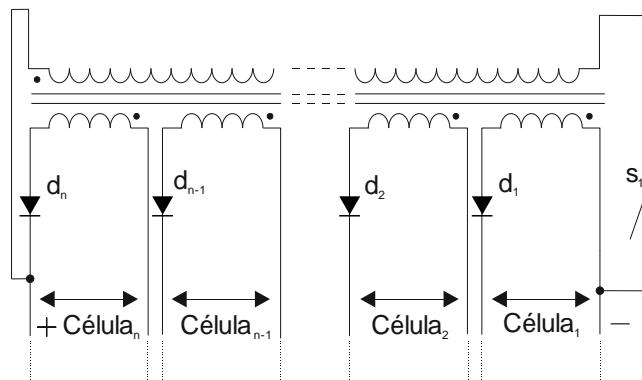


Figura 4.10 - Topologia de balanceamento *multiwinding transformer*.

Outra metodologia presente na literatura, consiste na utilização de múltiplos transformadores como é ilustrado na Figura 4.11. Esta topologia recorre a n transformadores e $n+1$ interruptores de modo a balancear as n células que constituem o sistema de armazenamento.

Nesta topologia o enrolamento do secundário de cada transformador é ligado a cada célula que constitui o sistema de armazenamento e os enrolamentos do primário do transformador ligados em paralelo. Trata-se de uma metodologia *pack to cell* que possibilita uma transferência de energia seletiva.

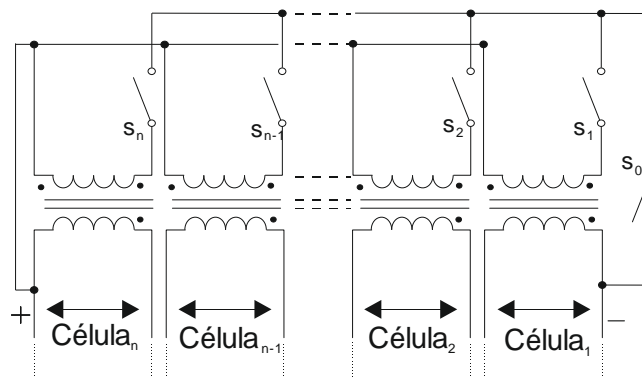


Figura 4.11 - Topologia de balanceamento *multiple transformer*.

Outra metodologia apresentada na literatura é ilustrada na Figura 4.12, e designa-se como *single switched transformer*. 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 sistema de armazenamento.

Na sua essência, o princípio de funcionamento é semelhante ao da metodologia anterior, permitindo seletivamente direcionar a transferência de energia. Este procedimento surge com o intuito de uma redução de custos do sistema.

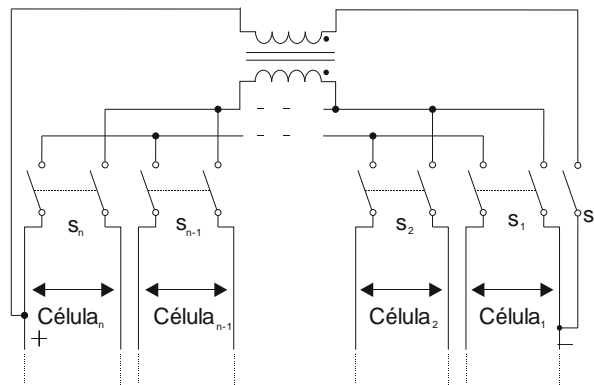


Figura 4.12 - Topologia de balanceamento *single switched transformer*.

Para ultimar a revisão bibliográfica sobre metodologias ativas isoladas é ilustrada na Figura 4.13 uma topologia que recorre a um conversor DC/DC isolado *dual active bridge* (DAB) para cada célula que constitui o sistema de armazenamento [123] [124].

A aplicação do método pode ser realizada nos períodos inativos do pack assim como nos períodos de carregamento e de descarregamento, sendo necessário para tal n transformadores e $8n$ interruptores para balancear as n células que constituem o sistema de armazenamento.

Nesta topologia os conversores DAB são interligados com um barramento *low voltage* (LV), permitindo o fluxo de energia nos dois sentidos (bidirecional), i.e., *LV to cell* assim como *cell to LV*.

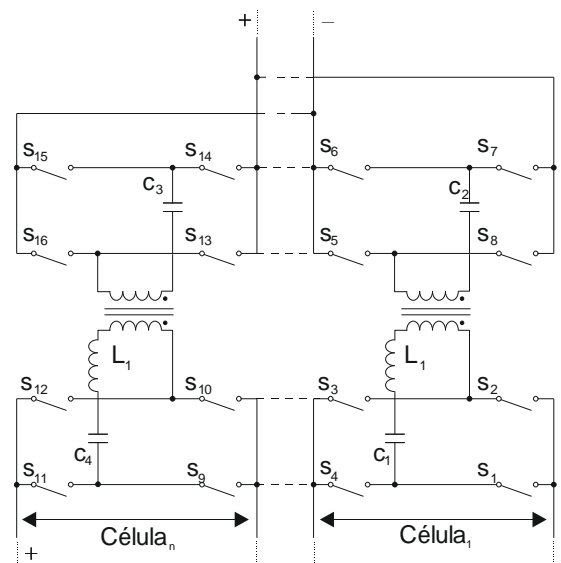


Figura 4.13 - Topologia de balanceamento com base no conversor DC/DC isolado *dual active bridge* (DAB).

4.3.2.3. Métodos com base em conversores não isolados

As metodologias de balanceamento ativas não isoladas com base em conversores, são amplamente referenciadas na literatura e assentam nos princípios de funcionamento dos conversores DC/DC não isolados (conversores *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Cuk* entre outros) para realizar o balanceamento entre células que constituem o sistema de armazenamento.

Uma metodologia ativa não isolada é apresentada na Figura 4.14, esta recorre a n conversores DC/DC *Buck-Boost* para balancear n células que constituem o sistema de armazenamento [116] [125].

A metodologia pode ser executada nos períodos inativos do sistema de armazenamento assim como nos períodos de carregamento e de descarregamento, permitindo assim a transferência de energia nos dois sentidos (bidirecional), isto é *cell to cell* assim como *cell to pack*.

São diversas as topologias existentes na literatura com maior ou menor popularidade e complexidade. Em [126] o autor apresenta uma topologia unidirecional baseada também nos princípios de funcionamento do conversor *Buck - Boost*, no entanto apresenta a desvantagem de apenas permitir transferência de energia entre células adjacentes.

Já em [127], os autores baseiam-se no conversor DC/DC *iterleaved*. Trata-se de uma metodologia bidirecional sendo necessário $n-1$ conversores em paralelo para balancear as n células que constituem o *pack*.

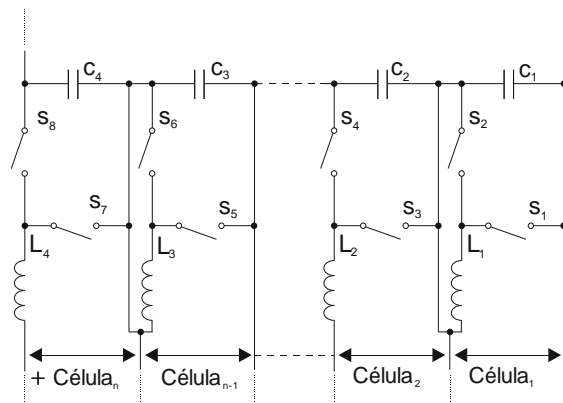


Figura 4.14 - Topologia de balanceamento com base no conversor DC/DC não isolado buck boost.

Uma outra variante existente é apresentada na Figura 4.15, esta baseia-se nos princípios de funcionamento do conversor DC/DC *Cuk*. Trata-se de uma metodologia *cell to cell* que recorre a n condensadores e bobinas e $2n$ interruptores para balancear n células que constituem o *pack*.

Comparativamente com a topologia apresentada anteriormente, esta pode ser executada nos períodos inativos do *pack* assim como nos períodos de carregamento e de descarregamento. Contudo apresenta a desvantagem de apenas possibilitar a transferência de energia entre células adjacentes.

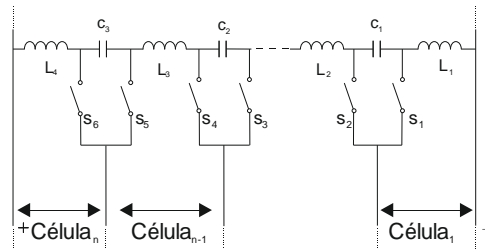


Figura 4.15 - Topologia de balanceamento com base no conversor DC/DC não isolado *Cuk*.

A Figura 4.16 introduz uma nova metodologia existente na literatura que se fundamenta no conversor DC/DC *full bridge* [116][121][128].

Na literatura alguns autores optam por modularizar o sistema, dividindo o sistema de armazenamento em pequenos módulos associando a cada módulo um transformador. Este procedimento *pack to pack* permite uma redução de custos.

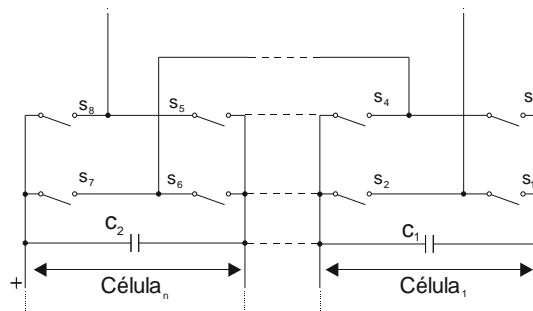


Figura 4.16 - Topologia de balanceamento com base no conversor DC/DC não isolado *full bridge*.

Para ultimar, conceptualmente, surge na literatura uma outra metodologia que recorre a um único conversor e $2n$ interruptores para balancear as n células que constituem o pack como se ilustra na Figura 4.17, designada como *switched DC/DC*.

Esta metodologia pode ser executada nos períodos inativos do pack assim como nos períodos de carregamento e de descarregamento. Dependendo do tipo de conversor DC/DC esta metodologia pode ser bidirecional ou unidirecional.

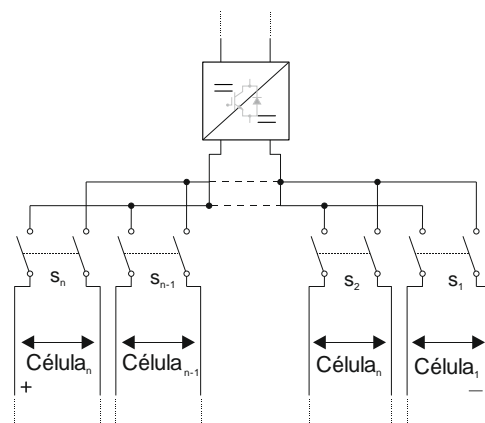


Figura 4.17 - Topologia de balanceamento *switched DC/DC*.

Uma 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 sistema de armazenamento 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 conotadas na literatura com rapidez e eficiência em termos de balanceamento, requerem um elevado número de interruptores que devem lidar com correntes elevadas, o que aumenta exponencialmente o custo e o tamanho, limitando a utilização dessas metodologias para aplicações de baixa potência [131].

Em síntese, são diversas as variantes de metodologias de balanceamento propostas na literatura, com maior ou menor complexidade.

CAPÍTULO 5

Simulação Computacional e Implementação em *Hardware*

5.1. Descrição do Sistema

A Figura 5.1 apresenta a topologia em diagrama de blocos do sistema implementado. Trata-se de uma topologia centralizada com acoplamento DC, ou seja, a unidade de produção fotovoltaica (fonte programável DC SL 500-5.2 e respetivo *software* de controlo *Photovoltaic Power Profile Emulation*) e o HESS são acoplados no barramento DC. A transferência de energia entre o HESS e o barramento DC é realizada através de dois conversores bidirecionais DC/DC *Buck-Boost* não isolados. Já a extração da unidade de produção fotovoltaica para o barramento DC é realizada através de um conversor unidirecional DC/DC *Buck-Boost* não isolado.

A unidade de controlo consiste no microcontrolador da *Texas Instruments TMS320F28069*. Trata-se num microcontrolador de ponto fixo com 32 *bits* usado em tarefas matemáticas com alguma complexidade, capaz de realizar processamento paralelo. Possui uma frequência de trabalho de 90MHz com 100kb e 2kb de RAM e memória ROM respetivamente e uma memória *flash* de 256kb. Além disso, contém 16 canais PWM e 16 canais ADC com 12 *bits* de resolução com um tempo de conversão mínimo de cerca de 333 ns. Também possui recursos de comunicação I²C, CAN e SPI.

O HESS é formado por baterias Li-ion e super-condensadores, ambos os ESS são formados por 12 células ligadas em série. O BMS está implementado numa arquitetura centralizada com a metodologia de balanceamento passiva designada por *switched shunt resistor*. Trata-se de um método amplamente utilizado pela indústria automóvel devido à sua simplicidade, custo, eficiência, volume, peso, robustez e confiabilidade.

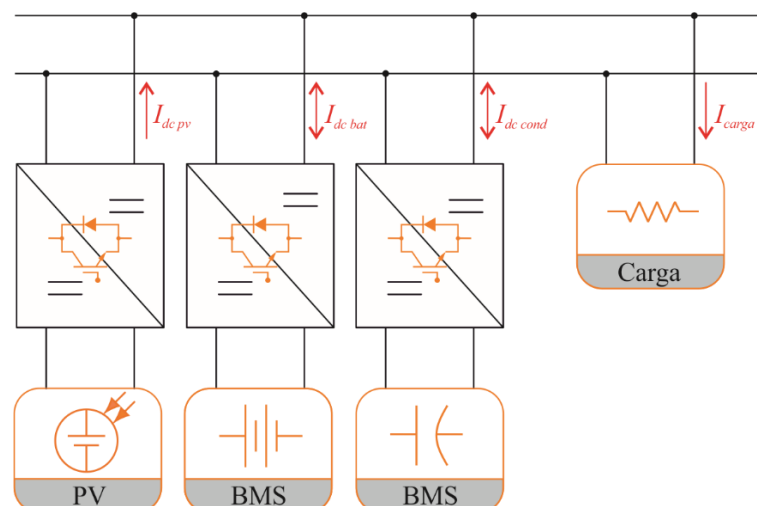


Figura 5.1 - Topologia geral do sistema.

Na Figura 5.2 encontra-se uma ilustração geral do sistema implementado em ambiente laboratorial.

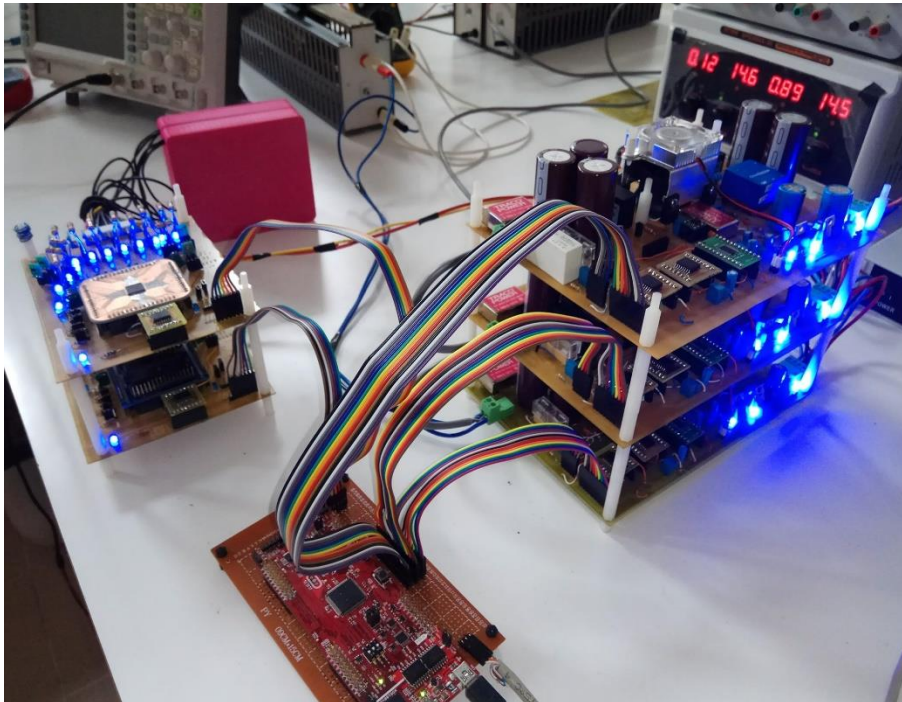


Figura 5.2 - Fotografia do sistema implementado em ambiente laboratorial.

5.1.1. Conversores DC/DC

O conversor DC/DC bidirecional não isolado associado a cada HESS é representado na Figura 5.3 [132]. Este conversor é capaz de operar nos quatro quadrantes e possui três modos de operação possíveis: *Boost*, *Buck* e *Buck-Boost*.

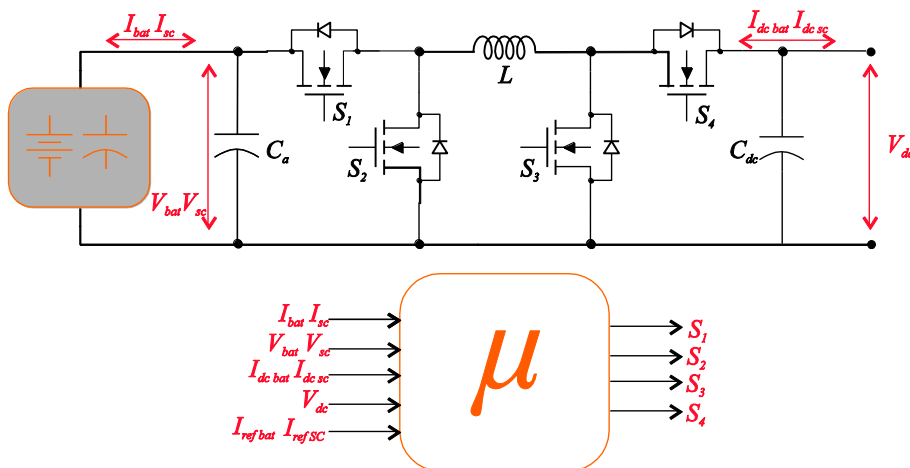


Figura 5.3 - Conversor DC/DC bidirecional não isolado.

Na literatura, existem várias estratégias de modulação que permitem alcançar uma maior eficiência do conversor DC/DC. Destas destacam-se as estratégias de modulação do conversor em *soft switching* ou em *hard switching*. A forma principal de implementar uma estratégia de

modulação em *soft switching* é usar um circuito auxiliar incluindo interruptores auxiliares, bobinas e/ou condensadores [132][133]. No entanto, a estratégia de modulação geralmente implementada é em *hard switching* pois possui as vantagens de ser relativamente rápida, fácil de implementar, não exige circuitos auxiliares e a sua estrutura de controlo é mais simples. Dentro das estratégias de modulação em *hard switching* existem ainda duas possibilidades de comutação para cada modo de operação: síncrona e assíncrona. Neste trabalho é utilizada a estratégias de modulação em *hard switching* com comutação síncrona, pois permite uma maior facilidade de implementação, não comprometendo, contudo, a alta eficiência.

De modo a maximizar a energia extraída do PV é necessária uma unidade de processamento de energia (conversor DC/DC), capaz de ajustar o seu ponto de funcionamento, com base no algoritmo de MPPT. A Figura 5.4 mostra o conversor *Buck-Boost* não isolado responsável por essa maximização a cada instante de tempo.

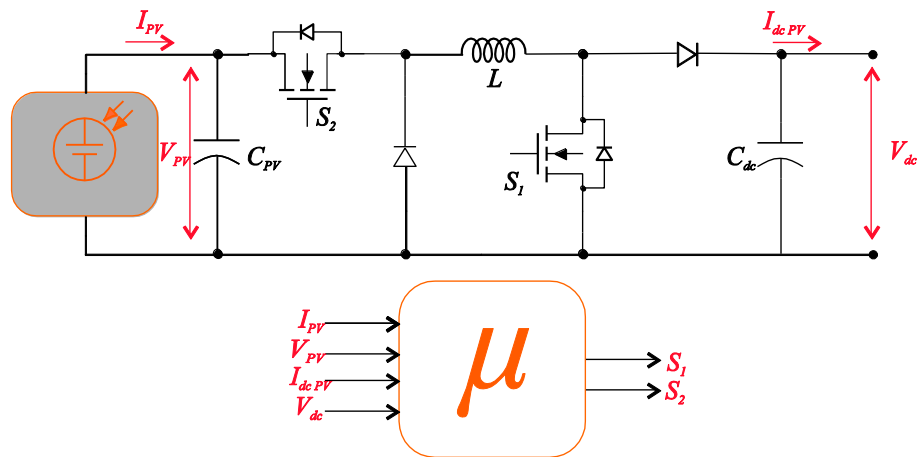


Figura 5.4 - Conversor DC/DC unidirecional não isolado.

O controlo é realizado sem realimentação, i.e., em malha aberta. O algoritmo consiste em perturbar o ciclo de trabalho do conversor (*duty cycle*), 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 ciclo de trabalho do conversor com uma amplitude constante, de maneira a que o painel trabalhe no ponto de potência máxima.

Na Figura 5.5 encontra-se uma ilustração dos conversores DC/DC implementados em ambiente laboratorial.

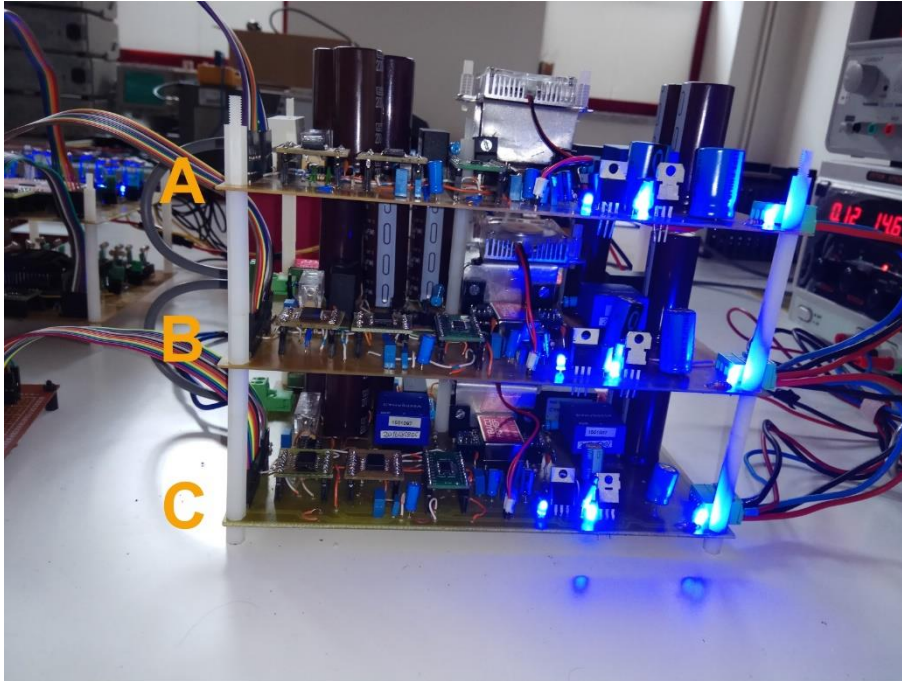


Figura 5.5 - Fotografia dos conversores DC/DC implementados. A-DC/DC responsável pela extração fotovoltaica; B-DC/DC responsável pela gestão do *pack* de células Li-ion; C-DC/DC responsável pelo *pack* de células SC.

5.1.2. Sistema de aquisição

O sistema de aquisição implementado em cada um dos conversores encontra-se representado na Figura 5.6. Este baseia-se no conversor analógico digital AD7367, da *Analog Devices*, que se trata de um conversor de 14 *bits* de 4 canais com conversão simultânea, que pode ser configurado externamente, de modo a funcionar com diversas amplitudes de conversão mais concretamente $\pm 5V$ $\pm 10V$ $\pm 12V$ $0-10V$, 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 $\pm 10V$, sendo a comunicação com a unidade de processamento e controlo é realizada através de comunicação série (SPI).

Trata-se de um sistema de aquisição composto por 2 sensores de corrente e 1 sensor de tensão em cada conversor, com a exceção de um dos conversores que possui 2 sensores de tensão (na Figura 5.5) de modo a medir a tensão do barramento DC comum a todos os conversores.

Os sensores de tensão selecionados, foram os transdutores de tensão CYHVS025A, cuja relação de transformação é de 2500:1000, com uma corrente nominal no primário de $\pm 10mA$, enquanto que, no lado secundário, a corrente nominal possui o valor de $\pm 25mA$, exibindo erros de precisão e de linearidade inferiores a 1%. A sua montagem foi efetuada de modo a exibir uma amplitude de entrada de $\pm 250 V$.

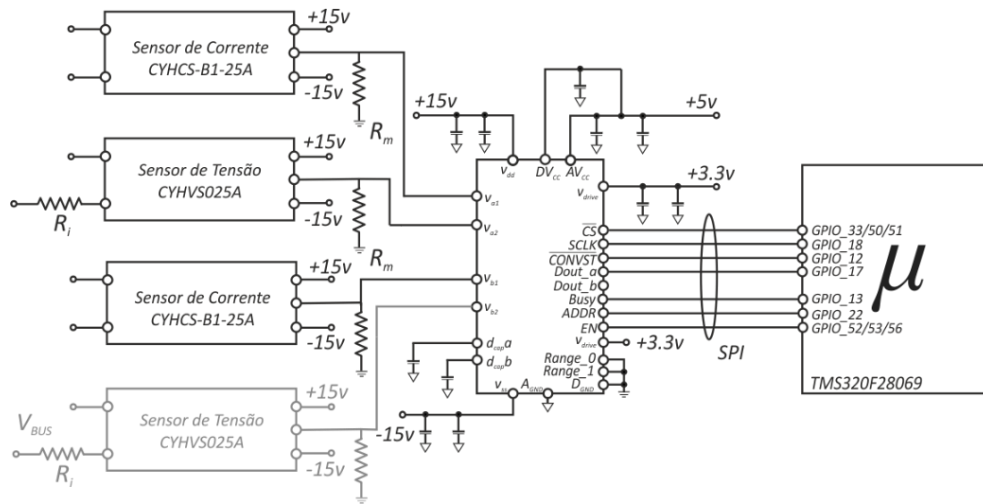


Figura 5.6 - Sistema de aquisição implementado em cada um dos conversores.

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 Ohm resulta numa amplitude de tensão no lado da medida de 0-8.75 V.

O sensor de corrente selecionado foi o transdutor de corrente CYHCS-B1-25A, como se ilustra na Figura 5.5. 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 Ohms a amplitude de tensão é de +/- 8.75 V.

Na Figura 5.7 encontra-se a rotina de leitura do sistema de aquisição comandada pela unidade de controlo (microprocessador TMS320F28069). A seleção do lado de leitura é realizada pelo *GPIO ADDR* que permite alterar entre os diferentes canais de leitura. As linhas de *Clock*, *Busy* e de dados são comuns a todos os sistemas de aquisição implementados em cada conversor. A ativação de cada sistema de aquisição é realizada através do respetivo *GPIO de Chip Select (CS)*.

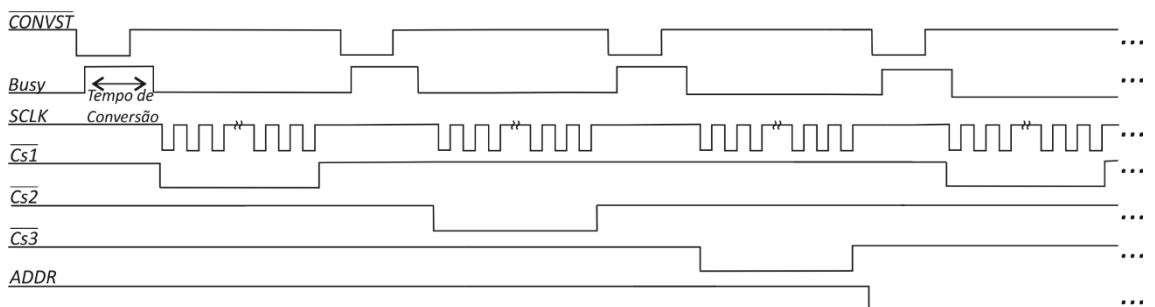


Figura 5.7 - Rotina de leitura do sistema de aquisição.

5.1.3. Sistema de Disparo

De modo a garantir o total isolamento entre a unidade de controlo e o circuito de potência utilizaram-se isoladores óticos. Em concreto, foram utilizados os isoladores óticos TLP152 que permitem uma frequência de comutação máxima de 250kHz. De maneira a compatibilizar as tensões entre a unidade de controlo e o circuito de potência e para reduzir o ruído na unidade de controlo, utilizaram-se três DC/DC isolados TEN 5-1213 da TRACO POWER, tal como representado na Figura 5.8. Sendo que dois desses conversores são para os *mosfets* com montagem em *high-side* e um conversor partilhado entre os *mosfets* com montagem em *low-side*.

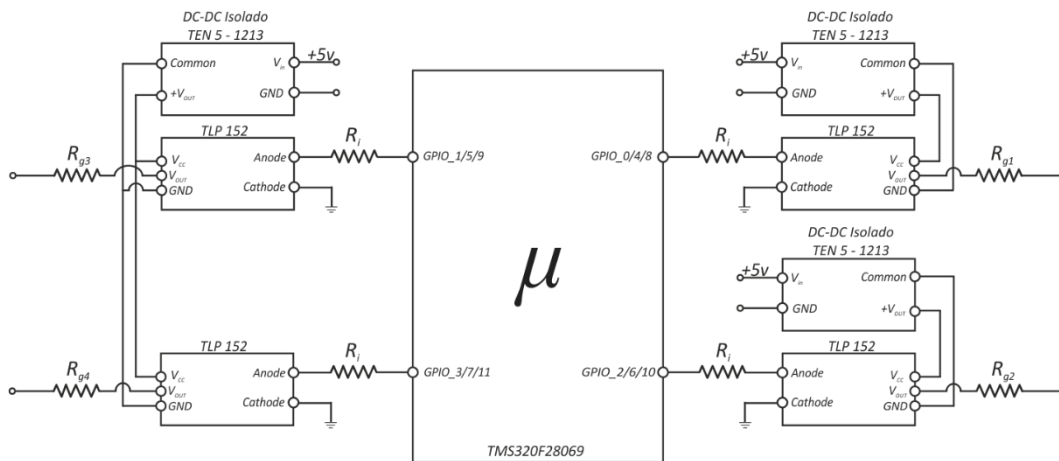


Figura 5.8 - Sistema de disparo implementado em cada conversor.

5.1.4. Sistema de Balanceamento

A necessidade de conectar as células em série de modo a obter os níveis de tensão necessários, e o facto de que todas as células possuem diferenças intrínsecas e extrínsecas, resulta numa falta de uniformidade que reduz a capacidade utilizável, a vida útil e o desempenho destas [134].

As diferenças intrínsecas devem-se principalmente a pequenas variações no processo de construção, diferentes capacidades, volume, impedância interna e diferentes taxas de auto-descarga, que com o aumento do número de ciclos de carga e descarga se vão agravando.

Devido a esses factores, é necessário monitorizar as células através de um *Battery Management Systems* (BMS). As funções do BMS consistem em monitorizar e controlar alguns parâmetros como, por exemplo, a tensão, a corrente e a temperatura. Desta forma é possível um uso seguro, eficiente, confiável, uma estabilidade térmica, uma maximização da capacidade utilizável e uma maior vida útil do pack de células Li-ion.

Em termos da arquitetura do BMS, estas podem ser classificadas como centralizadas ou descentralizadas e a sua estrutura (circuito elétrico do BMS) pode ser classificada como estática

ou dinâmica. As principais vantagens e desvantagens de cada arquitetura e estrutura podem ser encontradas em [135].

Uma das principais funções do BMS é balancear/equilibrar as células que integram a bateria para maximizar a capacidade utilizável em cada ciclo de carga e descarga. Além de maximizar a capacidade utilizável, o balanceamento evita problemas de sobrecarga e descarga excessiva que resultam numa vida útil reduzida das células e, em casos extremos, na completa destruição destas, com a possibilidade de ocorrer uma explosão [135].

A Figura 5.9 ilustra o BMS implementado; trata-se de uma arquitetura centralizada com a metodologia de balanceamento designada como *switched shunt resistor* [134]. É uma metodologia passiva, que é altamente utilizada na indústria automóvel devido à sua simplicidade, custo, eficiência, volume, peso, robustez e confiabilidade [134]. Consiste numa metodologia de *cell bypass*, em que cada célula que constitui o *pack* está associada a uma resistência de balanceamento e a um interruptor controlado pelo BMS. As células são balanceadas descarregando quando as células não estão a ser utilizadas, ou fornecendo um caminho alternativo para a corrente fluir nos períodos de carregamento, até que todas as células tenham atingido a mesma tensão ou SOC. A principal desvantagem deste método é que a energia é dissipada na forma de calor. Ambas as unidades de BMS comunicam com a unidade de controlo através do protocolo *Serial-Peripheral-Interface* (SPI).

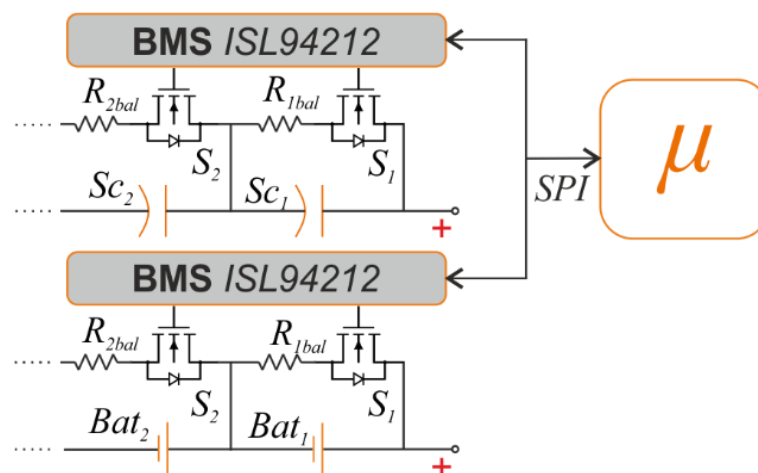


Figura 5.9 - Sistema de balanceamento implementado.

A escolha da unidade de BMS recai 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. O dispositivo ISL94212, 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 que define a duração do balanceamento (intervalo compreendido entre 20 segundos e 42.5 minutos), assim como o início

de balanceamento das células. No modo manual a unidade de controlo define o início e o fim do período de balanceamento das células que se pretendem balancear.

Por fim, no 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 t , o estado de carga pretendido, a impedância do circuito de balanceamento e o tempo de amostragem.

Neste sistema foi implementado o modo de operação *timed mode*, sendo que cabe à unidade de unidade de controlo, microcontrolador *TMS320F28069*, a gestão das células com base nas leituras enviadas pelo dispositivo *ISL94212*.

Na Figura 5.10 encontra-se ilustrado o BMS implementado em ambiente laboratorial.

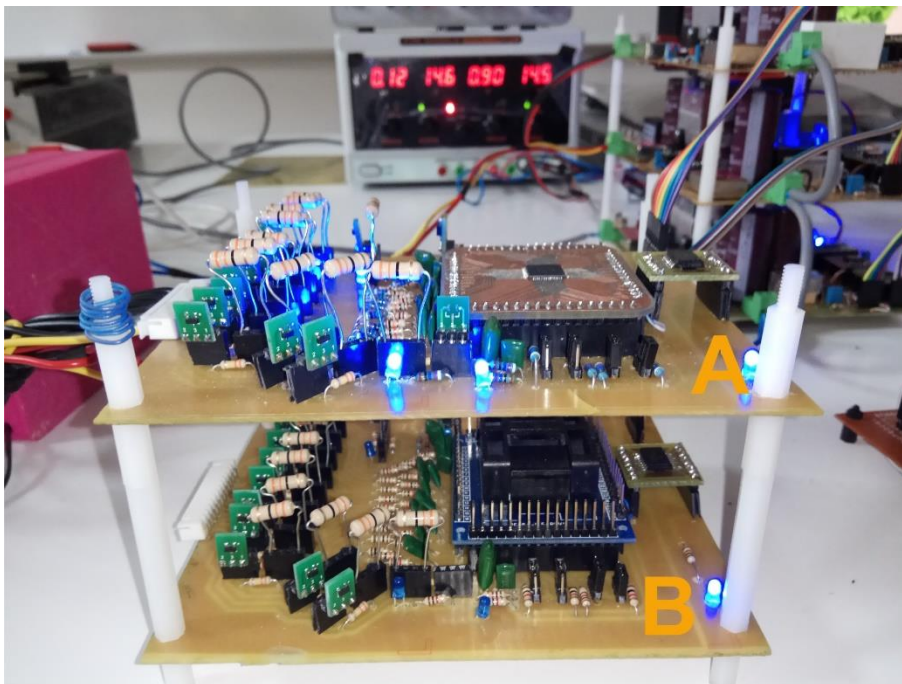


Figura 5.10 - BMS implementado. A-BMS dedicado ao *pack* células Li-ion; B-BMS dedicado aos SC.

5.1.5. Sequência de Controlo

A Figura 5.11 apresenta a sequência temporal do esquema de controlo proposto em termos do uso da CPU. As rotinas associadas em cada conversor são acionadas pelo respetivo módulo temporizador *EPWM*, e configuradas para uma frequência que corresponde à frequência de comutação do conversor DC/DC.

No conversor associado à unidade de produção fotovoltaica (PWM_1 - PWM_2), a leitura do sistema de aquisição é realizada com uma frequência de 10kHz. Essa rotina é também responsável pelo cálculo da média da corrente (I_{av_pv}) e da tensão (V_{av_pv}) do painel fotovoltaico, que serão utilizados na rotina MPPT, executada com uma frequência de 2Hz.

No conversor associado ao pack de células Li-ion (PWM₃-PWM₆) e no conversor associado aos super-condensadores (PWM₇-PWM₁₀), a rotina de leitura do sistema de aquisição é executada com frequência de 8kHz. Já as rotinas do algoritmo *PI Bat* e *PI SC* são realizadas com uma frequência de 10kHz.

A rotina de estratégia de controlo do HESS implementada é executada com uma frequência de 1Khz.

Como o balanceamento das células influencia as leituras de tensão do BMS, entre a duração do processo de balanceamento (definido como 1 minuto) e a aquisição das tensões das células foi adicionado um atraso de 5 segundos. Assim, a aquisição das tensões das células é realizada numa frequência definida por $1 / (time_bal + 5)$.

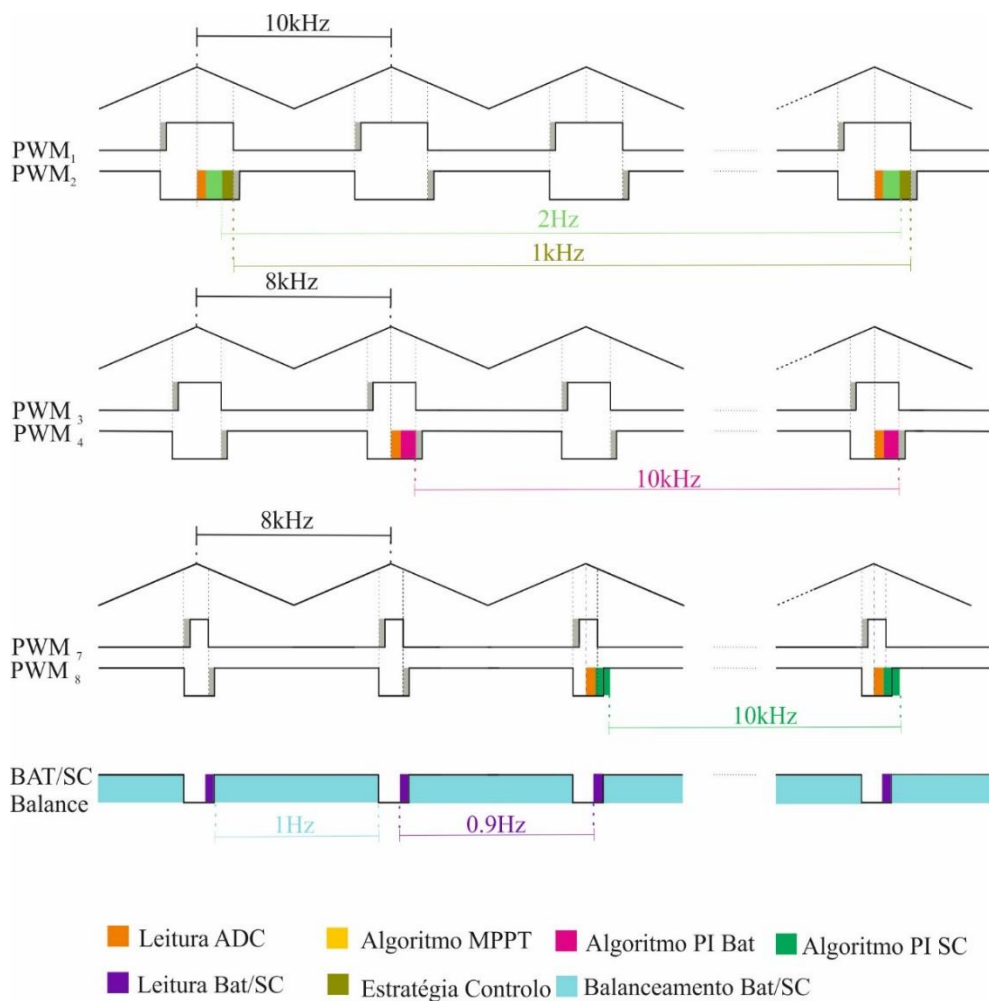


Figura 5.11 - Sequência temporal do esquema de controlo proposto em termos do uso da CPU.

CAPÍTULO 6

Simulação Computacional

6.1. Esquema de Controle

O esquema de controle implementado pode funcionar em dois modos diferentes, i.e., com controle de corrente em malha fechada ou com controle de tensão em malha fechada, como se ilustra na Figura 6.1.

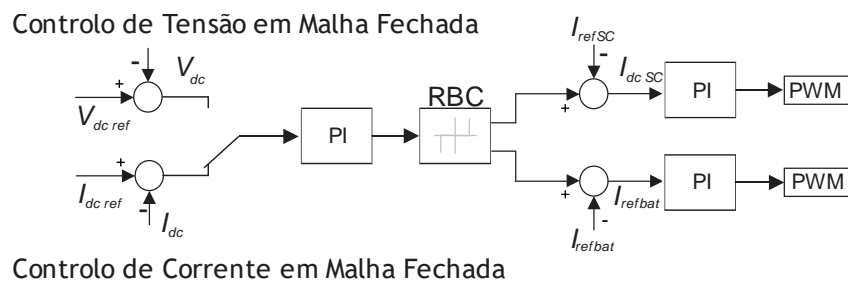


Figura 6.1 - Esquemas de controle implementados.

Ambos os esquemas de controle são similares e compostos por três controladores integrais proporcionais com mecanismo *Anti-Wind-Up* (*PI-awu*).

No esquema de controle de tensão em malha fechada, a tensão de referência é o valor selecionado para a tensão no barramento DC (V_{dc}). As referências da corrente ($I_{bat\ ref}$ e $I_{sc\ ref}$) são geradas pela estratégia de controle do HESS (controlador baseado em regras). Os dois controladores PI atuam ajustando o índice de modulação dos conversores DC/DC de modo a controlar a corrente de saída de cada conversor, com o objetivo de minimizar os erros entre as correntes de referência ($I_{bat\ ref}$ e $I_{sc\ ref}$) e as correntes no barramento DC ($I_{dc\ bat}$ e $I_{dc\ sc}$). O esquema de controle de corrente em malha fechada é semelhante ao esquema referido anteriormente, a única diferença reside no sinal de referência que consiste na corrente da carga (I_{dc}).

6.2. Estratégia de Controle do HESS

A estratégia de controle do HESS implementada para gerir o sistema de armazenamento híbrido consiste em resolver, em tempo real, o problema sintetizado pela equação 6.1.

$$P_{dc\ pv} + P_{dc\ bat} + P_{dc\ sc} - P_{carga} = 0 \quad (6.1)$$

onde $P_{dc\ pv}$ é a energia extraída do PV, $P_{dc\ bat}$ é o fluxo de energia das baterias Li-ion, $P_{dc\ sc}$ é o fluxo de energia dos SC e P_{load} é a potência fornecida à carga.

A gestão da partilha de energia entre as baterias Li-ion e os SC foi implementada utilizando um controlador baseado em regras (RBC) [3], [136]. Na Figura 6.2 é representado um fluxograma que retrata o comportamento do RBC implementado.

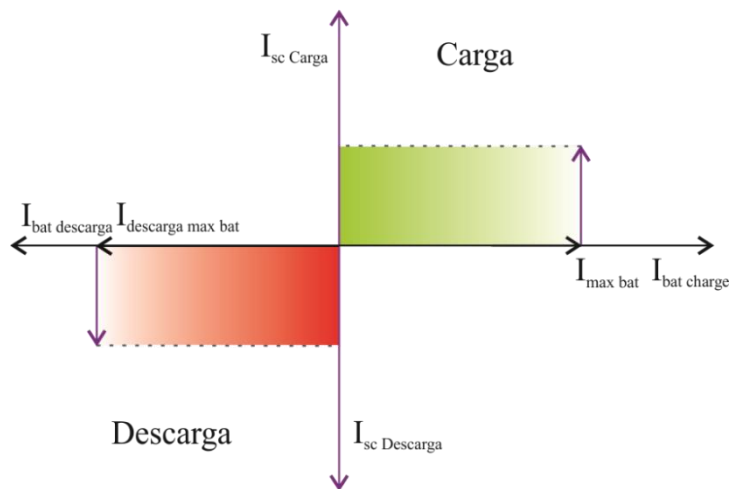


Figura 6.2 - Controlador de HESS.

No RBC implementado, durante o período de carregamento, se a corrente de carregamento exceder a corrente de carregamento máxima permitida para as baterias Li-ion ($I_{max\ bat}$), a restante corrente é direcionada para os SC. Nos períodos de descarregamento, se a corrente necessária para suprimir a carga não exceder a corrente de descarregamento máxima permitida para as baterias Li-ion, as baterias Li-ion são a única fonte a alimentar a carga. No entanto, se a corrente das baterias Li-ion exceder a corrente de descarregamento máxima permitida ($I_{dis\ max\ bat}$), a restante corrente é fornecida pelos SC. Para determinar a corrente máxima de carga da bateria ($I_{max\ bat}$) e a corrente máxima de descarga ($I_{dis\ max\ bat}$) foi tomada em consideração a capacidade das células de Li-Ion.

6.3. Algoritmo de Balanceamento Implementado

O algoritmo de balanceamento implementado, em ambos sistemas de armazenamento, atua sobre as células com maior tensão ou maior SOC, até que todas as células que compõem o sistema tenham a mesma tensão ou SOC. A Figura 6.3 representa um *pack* de células desequilibradas onde μ representa o nível de carga médio do banco de células.

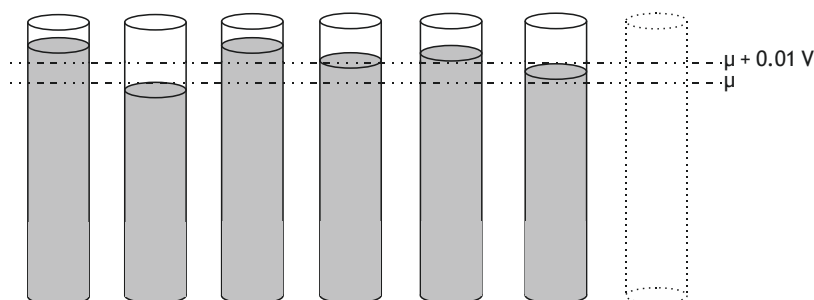


Figura 6.3 - Banco de células desequilibradas.

O algoritmo implementado é executado nos períodos inativos do banco de células ($I_{bat} = 0$ e $I_{sc} = 0$) ou nos períodos de carga deste ($I_{bat} > 0$ e $I_{sc} > 0$), sendo o balanceamento das células realizado através de uma análise estatística. A decisão sobre quais células devem ser balanceadas depende da tensão de cada célula, dada pela seguinte equação:

$$V_{i,k} = \xi_k + 0.01 \quad (6.2)$$

onde $V_{i,k}$ é a tensão da célula i , no instante de tempo k e ξ_k é a tensão média das células no instante de tempo k .

6.4. Algoritmo MPPT Implementado

A escolha do MPPT implementado em simulação computacional e em *hardware* recaiu sobre o algoritmo Perturba e Observa com uma amplitude de perturbação dinâmica. O algoritmo consiste na introdução de uma perturbação, no instante atual (t_k), e na comparação da derivada da potência em relação à tensão com a derivada da potência em relação à tensão no instante anterior (t_{k-1}). Caso a perturbação resulte num aumento de potência, o algoritmo ajusta o novo ponto de funcionamento do conversor na mesma direção, caso contrário, muda de direção. Este processo é repetido indefinidamente em cada iteração até que o ponto de máxima potência seja alcançado.

Este algoritmo de MPPT caracteriza-se por apresentar um baixo custo computacional e um reduzido tempo de convergência. Estas características resultam do facto de possuir amplitude de perturbação dinâmica em função da diferença da derivada da potência em relação à tensão entre duas iterações consecutivas.

O pseudocódigo do algoritmo MPPT implementado é apresentado na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 - Pseudocódigo do algoritmo MPPT implementado.

Pseudocódigo	
1:	Início;
2:	Posiciona-se o ponto de funcionamento do conversor no local previsto para o MPP;
3:	while (1) do
4:	Introduz-se uma da perturbação no ponto de funcionamento;
5	Compara-se a derivada da potência em relação à tensão no instante atual, com a derivada da potência em relação à tensão no instante anterior;
6	If (existir um aumento de potência) do
7	Novo ponto de funcionamento do conversor na mesma direção;
	Aux=1;
8	End
9	If (se não existir um aumento de potência) do
10	Novo ponto de funcionamento do conversor na direção contrária;
	If (Aux==1) do
	Diminui-se a amplitude da perturbação;
	End
	If (Aux==2) do
	Repõem-se a amplitude inicial da perturbação;
	End
	Aux=2;
11	End
12	End

6.5. Controlador Proporcional Integral e Derivativo

O controlador implementado associado a cada conversor DC/DC consiste no controlador proporcional integral e derivativo (PID) *Anti-WindUp*. No entanto, de modo a garantir uma maior estabilidade do sistema, a componente derivativa não foi implementada. Na Figura 6.2 encontra-se representado o esquema do controlador.

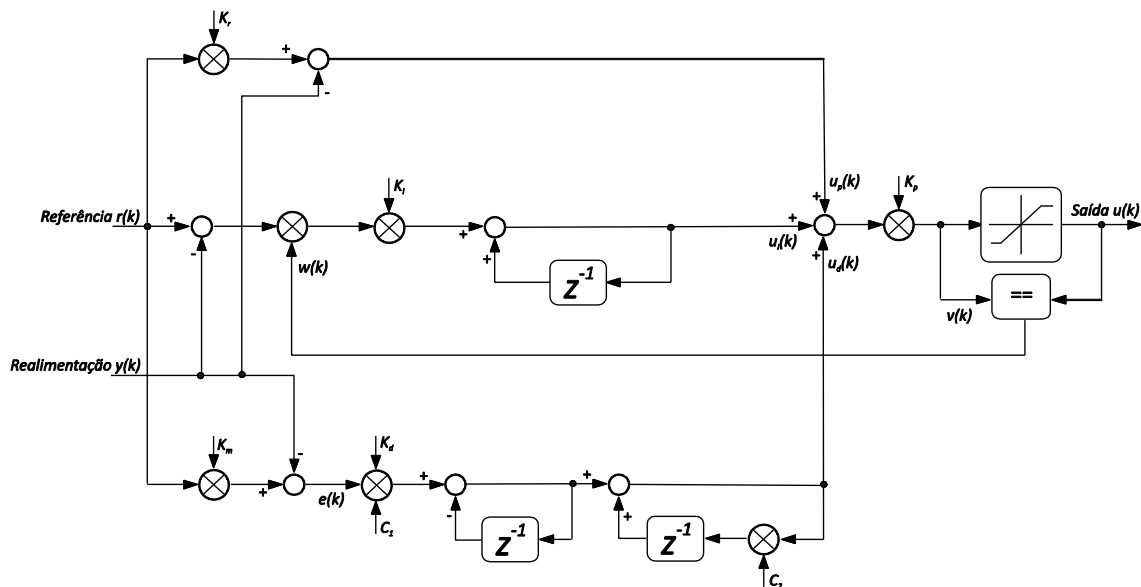


Figura 6.4 - Controlador proporcional integral e derivativo (PID) *Anti-WindUp*.

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_r . A lei proporcional é:

$$u_p(k) = k_r r(k) - y(k) \quad (6.3)$$

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:

$$u_i(k) = u_i(k-1) + k_i (r(k) - y(k)) \quad (6.4)$$

$$w(k) = \begin{cases} 0 & \Rightarrow v(k) \neq u(k) \\ 1 & \Rightarrow v(k) = u(k) \end{cases} \quad (6.5)$$

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:

$$e(k) = k_m r(k) - y(k) \quad (6.6)$$

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*).

$$u_d(k) = k_d (c_2 u_d(k-1) + c_1 e(k) - c_1 e(k-1)) \quad (6.7)$$

Onde,

$$c_1 = a;$$

$$c_2 = 1 - c_1 T$$

A saída do controlador é a soma das partes proporcional, integral e derivativa, 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:

$$v(k) = k_p (u_p(k) + u_i(k) + u_d(k)) \quad (6.8)$$

$$u(k) = \begin{cases} u_{\max} & \Rightarrow v(k) > u_{\max} \\ u_{\min} & \Rightarrow v(k) < u_{\min} \\ v(k) & \Rightarrow u_{\min} < v(k) < u_{\max} \end{cases} \quad (6.9)$$

6.6. Otimização dos Controladores

São diversos os autores que optam pela utilização de algoritmos de otimização com o intuito de determinar os ganhos ótimos dos controladores [137]-[139].

Em [140] é utilizado o algoritmo de otimização PSO para determinar os valores ótimos de um controlador de corrente (PI) no referencial síncrono, em que a função objetivo é o integral do tempo multiplicado pelo erro absoluto (*ITAE*).

Já em [141] e [142], os autores recorrem ao algoritmo de otimização *Cuckoo Search via Lévy Flights* para otimizar os ganhos de um controlador PID, diferindo na função objetivo. Por exemplo, em [142] é utilizado o *ITAE*, e em [141] uma função multiobjectivo composta pelo *ITAE* e pelo *ISCOS* (*Integral of Squared Control Output Signal*).

A Tabela 6.2 resume alguns dos índices de desempenho utilizados na literatura com o objetivo de otimizar controladores.

Tabela 6.2 - Índices de desempenho.

Critério	Descrição	Expressão
ISE	Integral of Squared Error	$\int_0^{\infty} e^2(t)dt$
IAE	Integral of Absolute Error	$\int_0^{\infty} e(t) dt$
ITSE	Integral of Time Multiply Squared Error	$\int_0^{\infty} te^2(t)dt$
ITAE	Integral of Time Multiply Absolute Error	$\int_0^{\infty} t e(t) dt$
ISCOS	Integral of Squared Control Output Signal	$\int_0^{\infty} u^2(t)dt$
ISTES	Integral os Squared Time Multiplied by Error all to be Squared	$\int_0^{\infty} (t^2e(t))^2 dt$

De modo a determinar os parâmetros ótimos dos controladores (PI), para ambos os esquemas de controlo, foi utilizado o algoritmo de otimização *Particle swarm optimization* (PSO) [108]. Onde, a função objetivo é dada pela equação (6.10), para o esquema de controlo com controlo de malha fechada de tensão, que consiste na Integral do Erro Absoluto (IAE) entre as correntes de referência ($I_{Bat\ ref}$ e $I_{sc\ ref}$) e as correntes de saída cada conversor ($I_{dc\ bat}$ e $I_{dc\ sc}$) com o erro absoluto entre a referência de tensão ($V_{dc\ ref}$) e a tensão do barramento DC (V_{dc}). A função objetivo para o esquema com controlo de malha fechada atual é dado pela equação (6.11), semelhante ao anterior, mas com o erro absoluto entre a referência de corrente ($I_{dc\ ref}$) e a corrente de carga.

$$OF = \int_{t_0}^{t_0+t} |I_{bat\ ref} - I_{dc\ bat}| + |I_{sc\ ref} - I_{dc\ sc}| + |V_{dc\ ref} - V_{dc}| dt \quad (6.10)$$

$$OF = \int_{t_0}^{t_0+t} |I_{bat\ ref} - I_{dc\ bat}| + |I_{sc\ ref} - I_{dc\ sc}| + |I_{dc\ ref} - I_{dc}| dt \quad (6.11)$$

O algoritmo PSO 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 em, a cada iteração, avaliar o desempenho de

cada partícula da população através de uma função de aptidão 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 6.5.

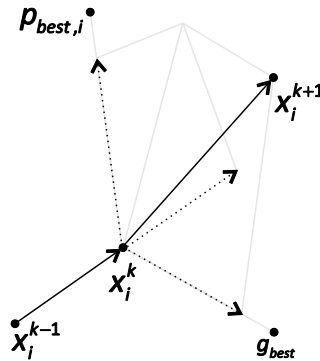


Figura 6.5 - Representação gráfica da evolução das partículas.

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 [143], [144]. Na Figura 6.6 podemos verificar as principais topologias.

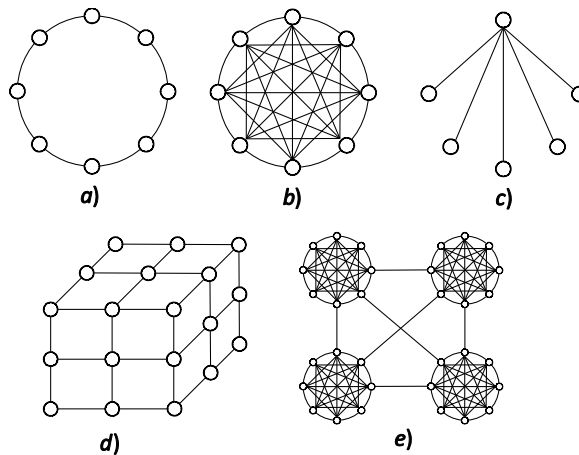


Figura 6.6 - Diferentes topologias do algoritmo enxame de partículas.

Na topologia em estrela, Figura 6.6 b), existe conexão entre todas as partículas, ou seja, todas as partículas comunicam entre si; já na topologia em anel, Figura 6.6 a), existe apenas conexão/comunicação entre os k vizinhos adjacentes; na Figura 6.6 c) a conexão/comunicação é realizada através de uma partícula central e todas as outras encontram-se isoladas entre si; na Figura 6.6 e) 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 6.6 d), 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 p é expressa pela equação (6.12) enquanto a sua nova posição é expressa pela equação (6.13).

$$v_{p,d}(k+1) = \phi v_{p,d}(k) + c_1 r_1 (Pbest_{p,d}(k) - x_{p,d}(k)) + c_2 r_2 (Gbest_d - x_{p,d}(k)) \quad (6.12)$$

$$x_{p,d}(k+1) = x_{p,d}(k) + v_{p,d}(k+1) \quad (6.13)$$

Onde d representa a dimensão do espaço de procura, p o número da partícula, t a iteração atual, ϕ o peso de inércia, r_1 e r_2 são números aleatórios com uma distribuição uniforme pertencentes ao intervalo $[0,1]$ (caraterística estocástica), $Pbest_{p,d}(t)$ é a melhor posição individual encontrada pela partícula p até ao momento, $Gbest_d$ é a melhor posição de todas as partículas presentes na população até ao momento, c_1 e c_2 são constantes positivas de aceleração usadas para ajustar as contribuições cognitivas e sociais na atualização das velocidades, $v_{p,d}$ e $x_{p,d}$ representam a velocidade e a posição da partícula p , respetivamente [145].

As constantes positivas c_1 e c_2 devem respeitar as equações (6.14) e (6.15) de modo a que as velocidades das partículas e as posições das partículas não divirjam:

$$c_1 + c_2 \leq 4 \quad (6.14)$$

$$\phi > 0.5(c_1 + c_2) - 1 \quad (6.15)$$

O pseudocódigo do algoritmo para determinar os parâmetros ótimos dos controladores PI é apresentado na Tabela 6.3.

Tabela 6.3 - Pseudocódigo do algoritmo PSO implementado.

Pseudocódigo	
1:	Início;
2:	Definir a dimensão do problema;
3:	Definir o espaço de procura;
4:	Definir o número de partículas que formam a população (n_p);
5:	Posicionar as partículas, de forma aleatória, no espaço de procura;
6:	Definir o número de iterações máximas ($iter_max$);
7:	while $iter < iter_max$ do
8:	for $i=1: n_p$ do
9:	Simular o modelo matemático via <i>Simulink</i> ®;
10:	while tempo < tempo de simulação do
11:	end
12:	Calcular a OF através da equação 6.10 ou da equação 6.11;
13:	Determinar Pbest;
14:	Determinar Gbest;
15:	end
16:	Determinar a velocidade das partículas através da equação 6.12;
17:	Determinar a nova posição das partículas através da equação 6.13;
18:	Verificar se a nova posição se encontra dentro do espaço de procura;
19:	end

O problema de otimização dos ganhos dos controladores PI é composto por 20 partículas posicionadas de forma aleatória no espaço de procura. A dimensão do espaço de procura é formada pelos parâmetros associados a cada controlador PI (6 parâmetros) e foi definido como critério de paragem, o limite máximo de iterações permitidas (50 iterações). O desempenho de cada partícula é obtido, em ambiente de simulação *Simulink*, através das equações (6.10) e (6.11), para o controlo de tensão em malha fechada e para o controlo de corrente em malha fechada, respetivamente. A Tabela 6.4 apresenta os resultados da otimização dos parâmetros associados a cada controlador.

Tabela 6.4 - Parâmetros otimizados dos controladores PI.

Controlador	Parâmetros	Controlo de Corrente	Controlo de Tensão
Associado as Li-ion	K_i	0.0043074	0.0206
	K_p	1.7812	0.0514
Associado ao SC	K_i	0.001	0.0001
	K_p	0.7789	0.9377
Associado ao RBC	K_i	0.005966	0.041
	K_p	4	4.6144

CAPÍTULO 7

Simulação Computacional e Resultados Experimentais

7.1. Simulação Computacional

De modo a validar o funcionamento do sistema e dos controladores implementados, foram realizadas diversas simulações computacionais no software *Simulink* da *Mathworks*®.

Para cada esquema de controlo foram definidos três cenários: i) irradiância constante com perturbações na carga; ii) irradiância variável com carga constante; iii) irradiância variável com perturbações na carga.

7.1.1. Ensaio I: Controlador de Tensão em Malha Fechada

7.1.1.1. Irradiância Constante com Perturbações na Carga

Nas Figuras 7.1 a e 7.2 a são apresentados os diagramas de corrente e potência para o tempo de simulação do sistema, num cenário onde foi considerada uma irradiância constante e definido um perfil de carga do sistema, tal como se mostra na Figura 7.2 b. Dessas figuras, podemos realçar a seguinte informação relevante:

- I. no intervalo de tempo [0-1]s, o algoritmo de MPPT atua sob o conversor DC/DC, responsável pela extração fotovoltaica, de modo a maximizar a potência extraída, alcançado o MPP em menos de 1s. Depois de alcançar o MPP, o algoritmo de MPPT oscila em torno desse valor. Como o perfil de carga neste intervalo de tempo é nulo, toda a potência proveniente da extração fotovoltaica irá servir para carregar o *pack* de células Li-ion;
- II. no intervalo de tempo [1-2]s, a potência resultante da extração fotovoltaica é idêntica. No entanto, o perfil de carga deixa de ser nulo, fazendo com que a potência disponível para o carregamento *pack* de células Li-ion seja menor;
- III. no intervalo de tempo [5-7]s, existe insuficiência da produção fotovoltaica para suprimir a carga. Nesse sentido, é necessário auxiliar a produção fotovoltaica, invertendo o fluxo de potência do conversor DC/DC, associado ao *pack* de células Li-ion, de modo a extrair a potência em falta.

- IV. no intervalo de tempo [7-10]s, a corrente de carregamento do *pack* de células Li-ion excede, ligeiramente, a corrente de carregamento máxima permitida. Nesse sentido, a restante corrente é direcionada para *pack* de células SC.
- V. Em todas as transições o *pack* de células SC auxilia o *pack* de células Li-ion.

Na Figura 7.1 b podemos observar a evolução das tensões do sistema, onde podemos constatar:

- I. a tensão no barramento permanece no valor pré-determinado (60V), durante todo o ensaio, revelando o excelente desempenho dos controladores implementados;
- II. no intervalo de tempo [0-3]s e [7-10]s existe excesso de produção PV para suprimir a carga o que resulta no carregamento do *pack* de células Li-ion e, conseqüentemente, num aumento da tensão deste;
- III. no intervalo de tempo [5-7]s existe insuficiência de produção PV para suprimir a carga o que resulta no descarregamento do *pack* de células Li-ion e, conseqüentemente, numa diminuição da tensão deste;
- IV. no intervalo de tempo [1-10]s, a tensão do PV oscila em torno da tensão a que corresponde o ponto de máxima potência.

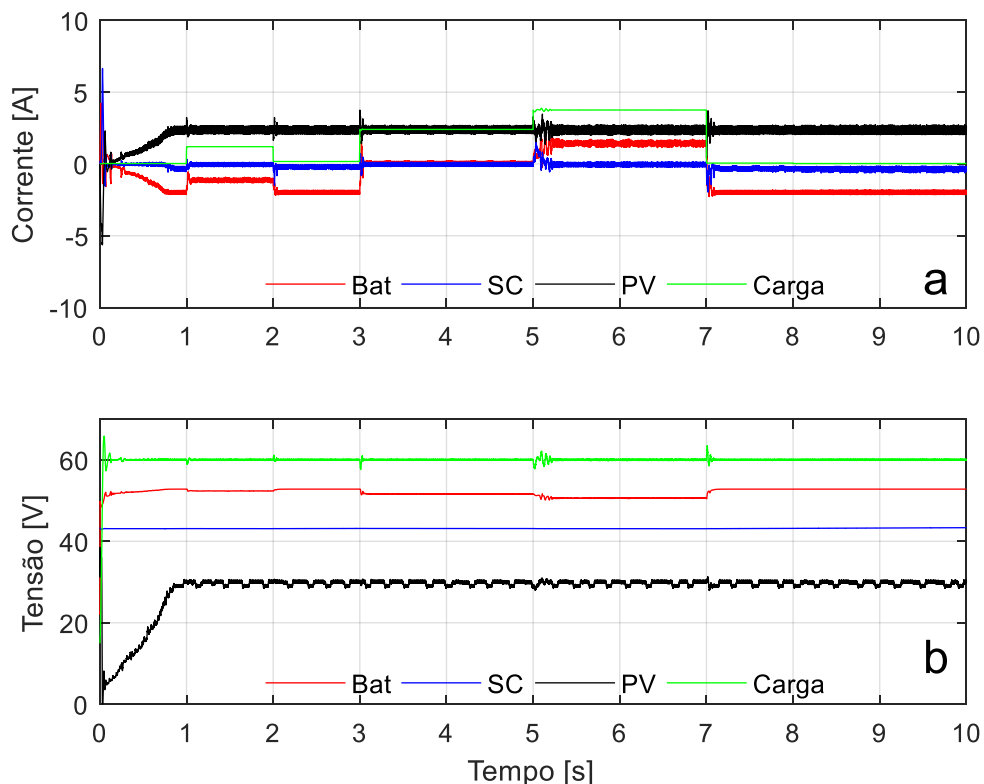


Figura 7.1 - Diagramas de tensão e corrente durante o ensaio I, com irradiância constante e perturbações na carga.

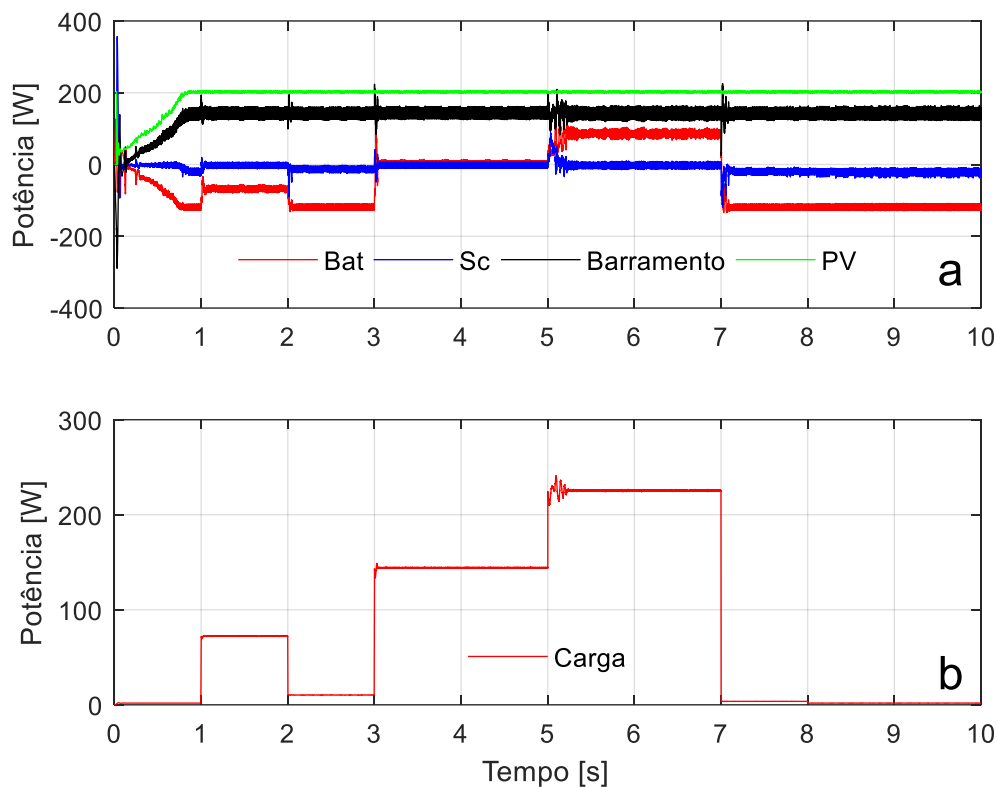


Figura 7.2 - Diagramas de potência durante o ensaio I, com irradiância constante e perturbações na carga.

7.1.1.2. Irradiância Variável com Carga Constante

Neste cenário é considerado um perfil de carga constante e uma irradiância variável. Nas Figuras 7.3 a e 7.4 a são apresentados os diagramas de corrente e potência para o tempo de simulação do sistema, onde podemos realçar a seguinte informação relevante:

- I. no arranque do sistema, a produção PV não é suficiente para satisfazer a carga, sendo necessário recorrer ao *pack* de células Li-ion e SC de modo a satisfazer a carga;
- II. nos intervalos de tempo [1-2]s e [8-10]s, a produção PV excede a carga requisitada. Nesse sentido, a diferença entre a produção PV e a carga é redirecionada de modo a carregar o *pack* de células Li-ion;
- III. no intervalo de tempo [3-5]s, a produção PV é igual à potência da carga. Assim sendo é apenas a produção fotovoltaica a satisfazer a carga;
- IV. no intervalo de tempo [5-7]s existe insuficiência de produção PV para suprir a carga. Resultando, na necessidade de inverter o fluxo de potência, no conversor DC/DC das baterias Li-ion, para satisfazer a carga.
- V. a utilização do *pack* de células SC foi quase nula.

Na Figura 7.3 b podemos observar as tensões do sistema, onde podemos verificar as seguintes premissas:

- I. a tensão no barramento permanece no valor pré-determinado (60V), durante todo o ensaio, revelando o excelente desempenho dos controladores implementados;
- II. no intervalo de tempo [1-3]s e [8-10]s, existe excesso de produção PV para suprir a carga o que resulta no carregamento do *pack* de células Li-ion e, conseqüentemente, num aumento da tensão deste;
- III. no intervalo de tempo [5-7]s, existe insuficiência de produção PV para suprir a carga o que resulta no descarregamento do *pack* de células Li-ion e, conseqüentemente, numa diminuição da tensão deste;
- IV. no intervalo de tempo [5-7]s, devido à ausência de irradiância nesse intervalo de tempo, a produção PV foi nula sendo necessário recorrer ao *pack* de células Li-ion de modo a satisfazer a carga;

Por fim, na Figura 7.4 b podemos observar a potência constante da carga utilizada neste ensaio.

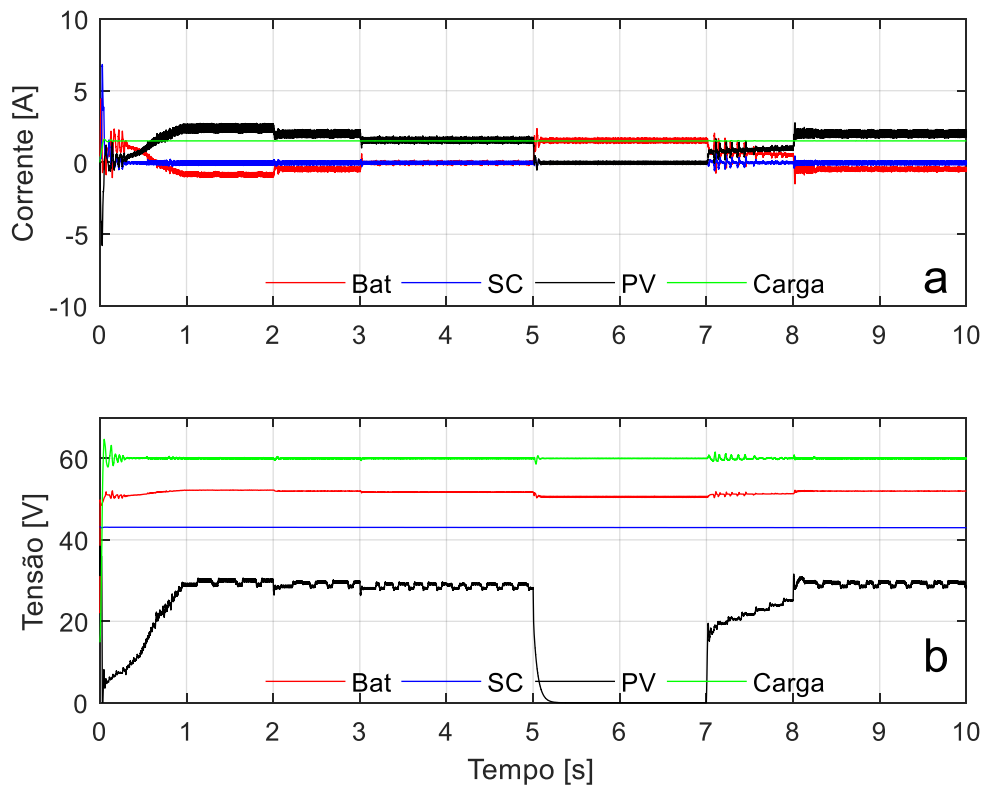


Figura 7.3 - Diagramas de tensão e corrente durante o ensaio I, com irradiância variável e carga constante.

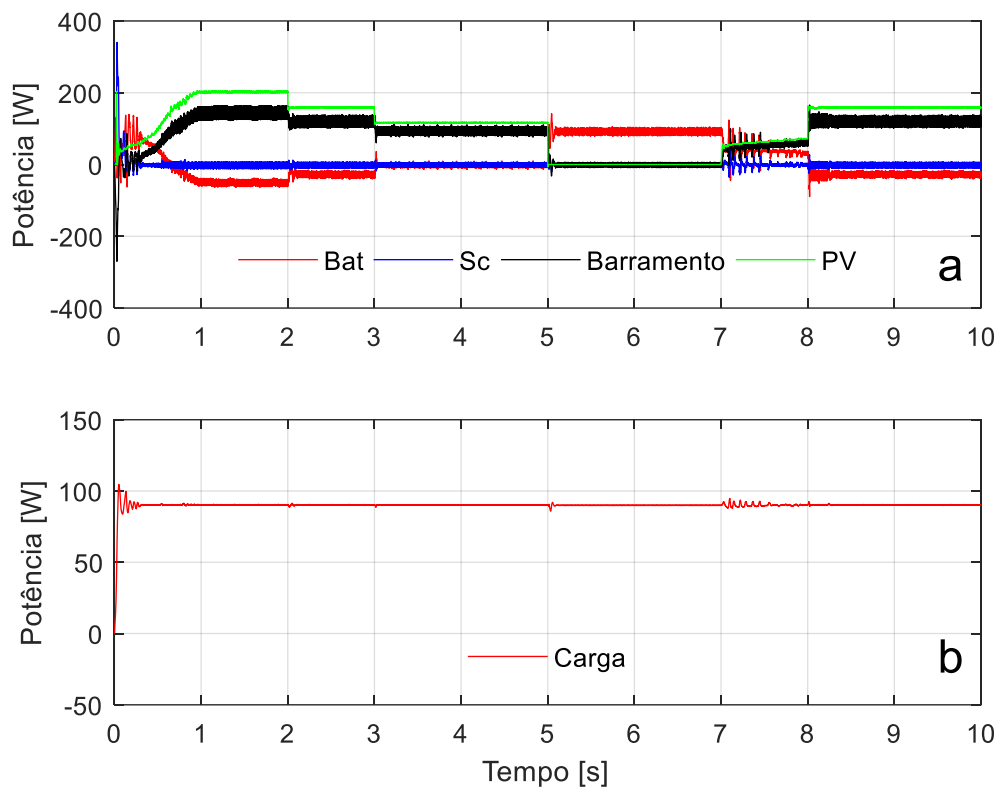


Figura 7.4 - Diagramas de potência durante o ensaio I, com irradiância variável e carga constante.

7.1.1.3. Irradiância Variável com Perturbações na Carga

Neste cenário foi considerado uma irradiância variável e foi definido um perfil de carga do sistema. Nas Figuras 7.5 a e 7.6 a são apresentados os diagramas de corrente e potência para o tempo de simulação do sistema, onde podemos realçar a seguinte informação relevante:

- I. nos intervalos de tempo [0-1]s, [2-3]s e [7-8]s, o perfil de carga toma um valor nulo e, conseqüentemente, toda a potência proveniente da produção PV vai servir para carregar o *pack* de células Li-ion;
- II. no intervalo de tempo [3-5]s o valor de potência requisitado pela carga excede a produção PV. Nesse sentido, é necessário auxiliar a produção fotovoltaica, invertendo o fluxo de potência do conversor DC/DC, associado ao *pack* de células Li-ion, de modo a extrair a potência em falta.
- III. no intervalo de tempo [5-7]s, a potência extraída da produção fotovoltaica é nula. Assim sendo, cabe apenas aos sistemas de armazenamento satisfazer a carga. Como a potência necessária para satisfazer a carga é maior que a corrente máxima de descarregamento estipulada para o *pack* de células Li-ion é necessário que o *pack* de células SC forneça a restante potência;

- VI. no intervalo de tempo [8-10]s, existe excesso de produção PV para suprimir a carga e é excedida a corrente de carregamento máxima estipulada para o *pack* de células Li-ion. Nesse sentido, o excesso de produção é direcionado para *pack* de células SC.

Na Figura 7.5 b podemos observar as tensões do sistema durante o ensaio e podemos verificar o seguinte:

- I. a tensão no barramento permanece no valor pré-determinado (60V), durante todo o ensaio, revelando o excelente desempenho dos controladores implementados;
- I. no intervalo de tempo [1-3]s e [7-10]s, existe excesso de produção PV para suprir a carga o que resulta no carregamento do *pack* de células Li-ion e, conseqüentemente, num aumento da tensão deste;
- II. no intervalo de tempo [3-7]s, existe insuficiência de produção PV para suprir a carga o que resulta no descarregamento do *pack* de células Li-ion e, conseqüentemente, numa diminuição da tensão deste;
- III. podemos verificar que a tensão do *pack* de células SC variou tenuemente devido ao seu carregamento e descarregamento para auxiliar o *pack* de células Li-ion.

Por fim, na Figura 7.6 b podemos observar a potência constante da carga utilizada neste ensaio.

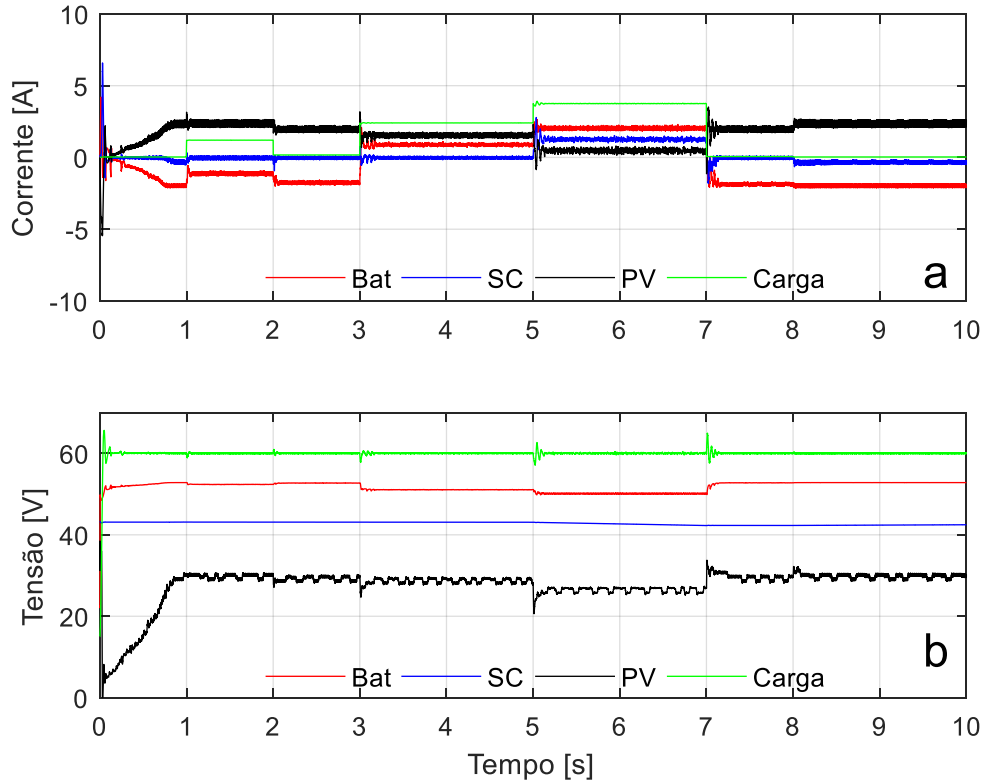


Figura 7.5 - Diagramas de tensão e corrente durante o ensaio I, com irradiância variável e perturbações na carga.

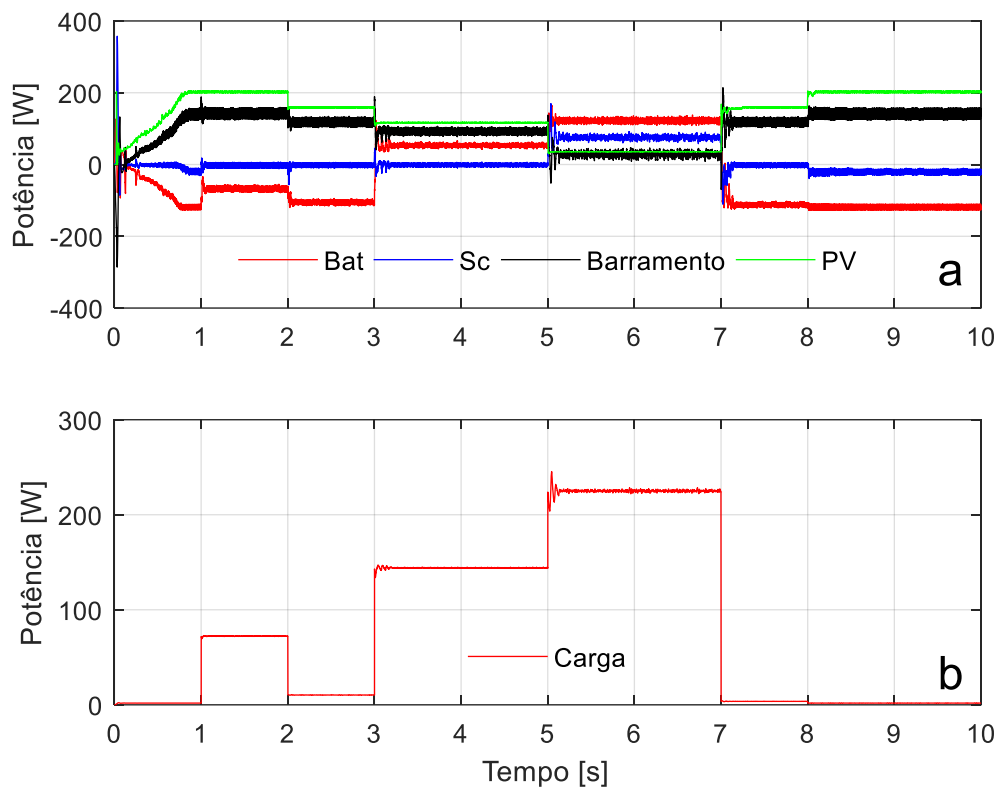


Figura 7.6 - Diagramas de potência durante o ensaio I, com irradiância variável e perturbações na carga.

7.1.2. Ensaio II: Controlador de Corrente em Malha Fechada

7.1.2.1. Irradiância Constante com Perturbações na Carga

Neste cenário foi definido um perfil de carga do sistema e considerada uma irradiância constante ao longo do ensaio. Nas Figuras 7.7 a) e 7.8 a) são apresentados os diagramas de corrente e potência para o tempo de simulação do sistema, onde podemos realçar a seguinte informação relevante:

- I. nos intervalos de tempo [0-3]s e [5-7]s, existe insuficiência de produção PV para suprir a carga o que resulta no descarregamento do *pack* de células Li-ion e, conseqüentemente, numa diminuição da tensão deste;
- II. nos intervalos de tempo [3-5]s e [9-10]s, o excesso de produção PV relativamente ao necessário para suprir a carga excede a potência máxima de carregamento do *pack* de células Li-ion, sendo por isso necessário carregar o *pack* de células SC com a potência excedente.

Na Figura 7.7 b podemos observar as tensões do sistema durante o ensaio e podemos verificar o seguinte:

- I. nos intervalos de tempo [3-5]s e [9-10]s a tensão da carga assume um valor inferior à tensão da produção fotovoltaica. Posto isto é necessário que o conversor DC/DC, responsável pela extração fotovoltaica, permute de modo de funcionamento, de Boost para Buck, de modo a extrair a tensão necessária. Este tipo de mudança repentina de modo de funcionamento do conversor leva a uma queda abrupta na potência fotovoltaica extraída. No entanto esta queda é rapidamente revertida pois o algoritmo MPPT encontra novamente o melhor ponto de funcionamento para o conversor DC/DC;
- II. no intervalo de tempo [3-5]s e [7-10]s, existe excesso de produção PV para suprimir a carga o que resulta no carregamento do pack de células Li-ion e, conseqüentemente, num aumento da tensão deste;
- III. nos intervalos de tempo [0-3]s e [5-7]s existe insuficiência de produção PV para suprir a carga o que resulta no descarregamento do pack de células Li-ion e, conseqüentemente, numa diminuição da tensão deste;
- IV. podemos verificar que a tensão dos SC variou tenuemente devido ao seu carregamento e descarregamento para auxiliar as baterias Li-ion.

Por fim, na Figura 7.8 b) podemos observar o perfil da carga utilizada neste ensaio.

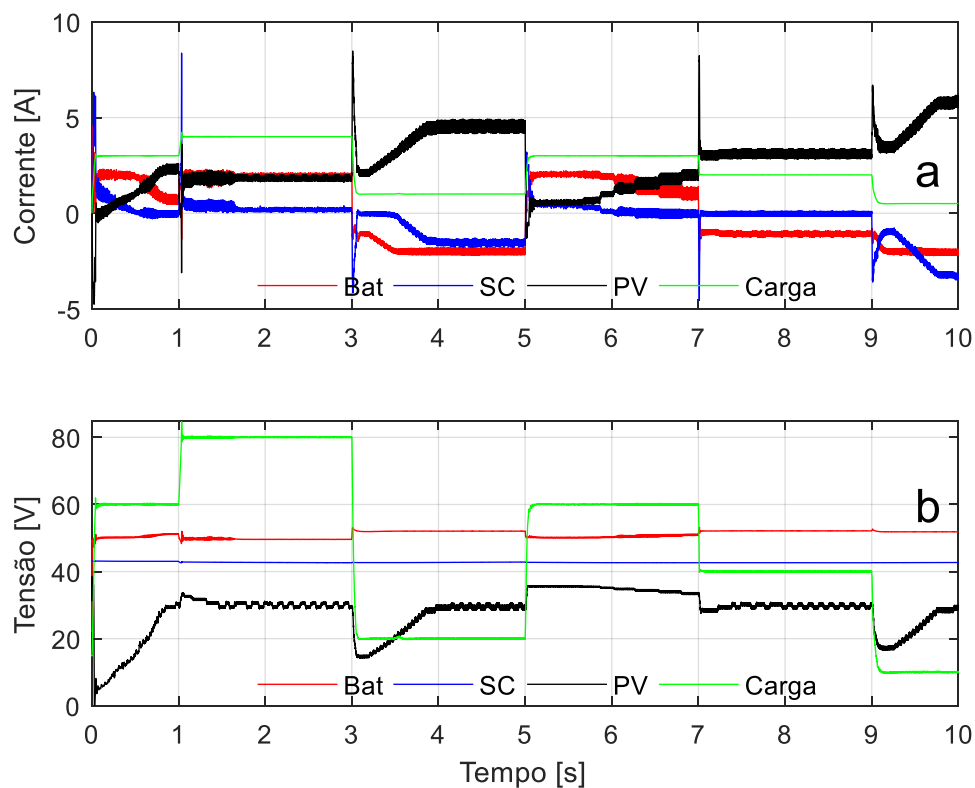


Figura 7.7 - Diagramas de tensão e corrente durante o ensaio II, com irradiância constante e perturbações na carga.

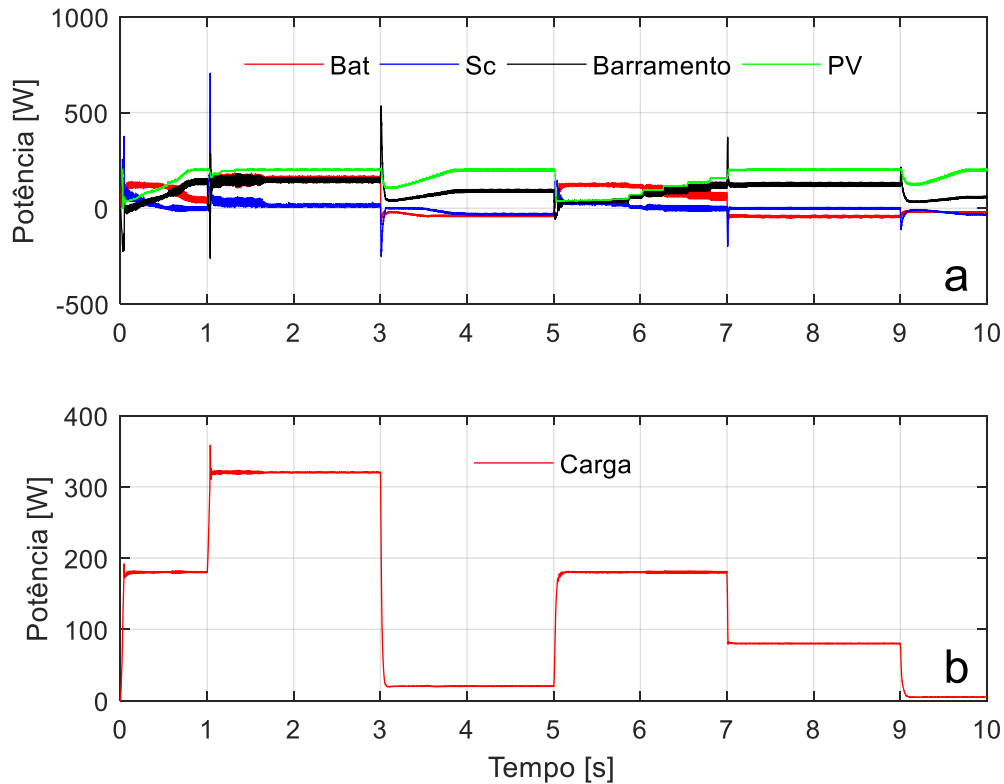


Figura 7.8 - Diagramas de potência durante o ensaio II, com irradiância constante e perturbações na carga.

7.1.2.2. Irradiância Variável com Carga Constante

Neste ensaio foi definido carga do sistema constante e considerada uma irradiância variável ao longo do ensaio. Nas Figuras 7.9 a) e 7.10 a) são apresentados os diagramas de corrente e potência para o tempo de simulação do sistema, onde podemos realçar a seguinte informação relevante:

- I. existiu durante todo o ensaio uma insuficiência de produção PV para suprir a carga o que resultou no descarregamento do *pack* de células Li-ion de modo a satisfazer a carga;
- II. no intervalo de tempo [5-7]s a diferença entre a potência requisitada pela carga e a produção PV excede a potência máxima de descarregamento do *pack* de células Li-ion, sendo por isso necessário descarregar o *pack* de SC de modo a fornecer a potência em falta.

Na Figura 7.9 b podemos observar as tensões do sistema durante o ensaio e podemos verificar o seguinte:

- I. a tensão da carga mantém-se constante, durante todo o ensaio, no valor pré-determinado;
- II. denota-se uma ligeira queda de tensões no *pack* de células SC e no *pack* de células Li-ion devido ao seu descarregamento durante o ensaio.

Por fim, na Figura 7.10 b) podemos observar que a potência da carga neste ensaio foi praticamente linear.

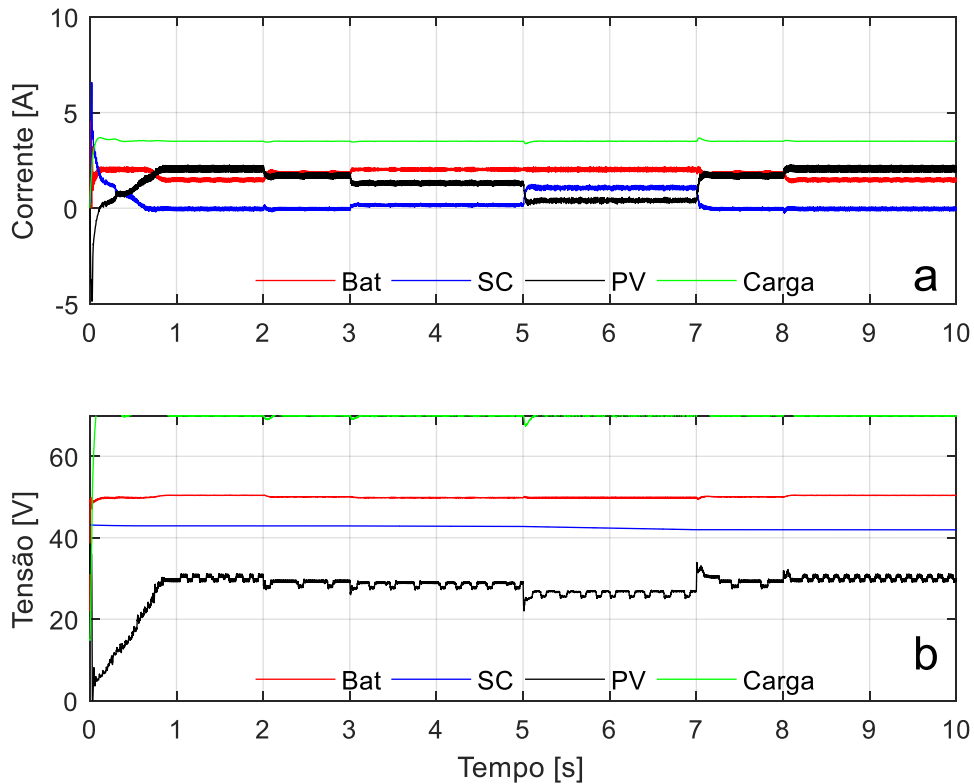


Figura 7.9 - Diagramas de tensão e corrente durante o ensaio II, com irradiância variável e carga constante.

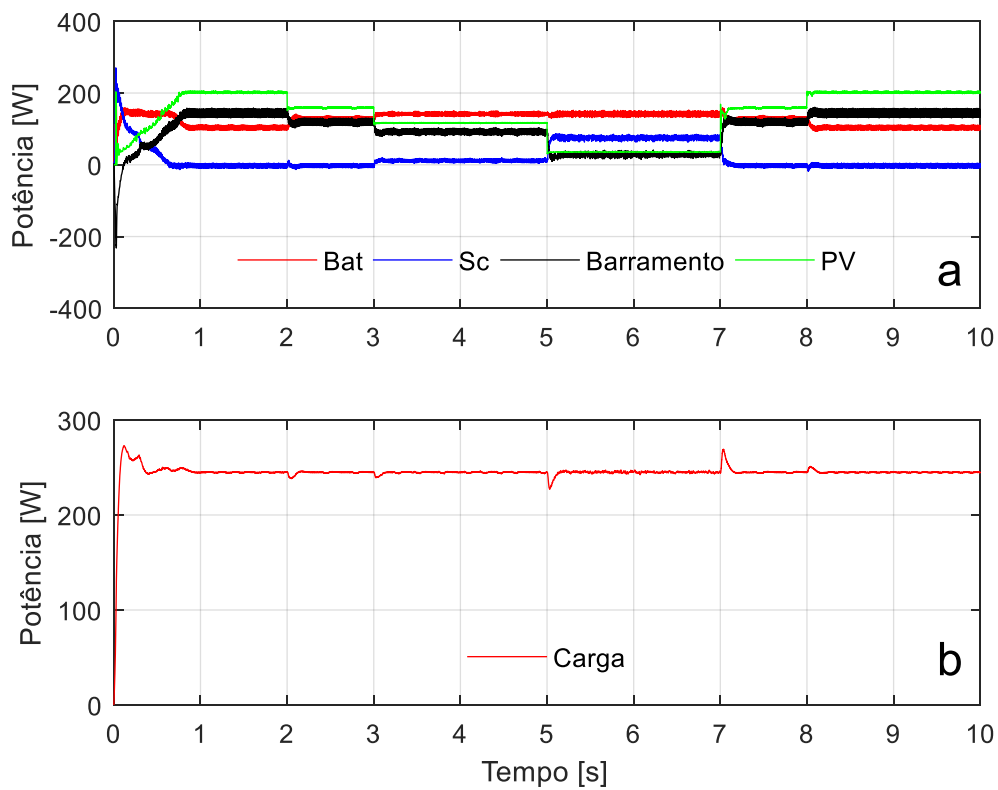


Figura 7.10 - Diagramas de potência durante o ensaio II, com irradiância variável e carga constante.

7.1.2.3. Irradiância Variável com Perturbações na Carga

Neste ensaio foi definido um perfil de carga variável (Figura 7.12) e considerada uma irradiância constante ao longo do ensaio. Nas Figuras 7.11 a e 7.12 a são apresentados os diagramas de corrente e potência para o tempo de simulação do sistema, onde podemos realçar a seguinte informação relevante:

- I. nos intervalos de tempo [0-3]s e [5-7]s, a diferença entre a potência requisitada pela carga e a produção PV excede a potência máxima de descarregamento do *pack* de células Li-ion, sendo por isso necessário descarregar o *pack* de SC de modo a fornecer a potência em falta;
- II. no intervalo de tempo [9-10]s a diferença entre a potência requisitada pela carga e a produção PV excede a potência máxima de carregamento do *pack* de células Li-ion, sendo por isso necessário carregar o *pack* de SC de modo a redirecionar a potência em falta.

Na Figura 7.11 b podemos observar as tensões do sistema durante o ensaio e podemos verificar o seguinte:

- I. nos intervalos de tempo [3-5]s e [9-10]s a tensão de carga assume um valor inferior à tensão da produção fotovoltaica. Posto isto é necessário que o conversor DC/DC, responsável pela extração fotovoltaica, permute de modo de funcionamento, de Boost para Buck, de modo a extrair a tensão necessária. Este tipo de mudança repentina de modo de funcionamento do conversor, leva a uma queda abrupta de potência na potência fotovoltaica extraída. No entanto esta queda é rapidamente revertida pois o algoritmo MPPT encontra novamente o melhor ponto de funcionamento para o conversor DC/DC;
- II. no intervalo de tempo [3-5]s e [7-10]s, existe excesso de produção PV para suprimir a carga o que resulta no carregamento do *pack* de células Li-ion e, conseqüentemente, num aumento da tensão deste;
- III. nos intervalos de tempo [0-3]s e [5-6] existe insuficiência de produção PV para suprimir a carga o que resulta no descarregamento do *pack* de células Li-ion e, conseqüentemente, numa diminuição da tensão deste;
- IV. podemos verificar que a tensão dos SC variou tenuemente devido ao seu carregamento e descarregamento para auxiliar as baterias Li-ion.

Por fim, na Figura 7.12 b podemos observar o perfil da carga utilizada neste ensaio.

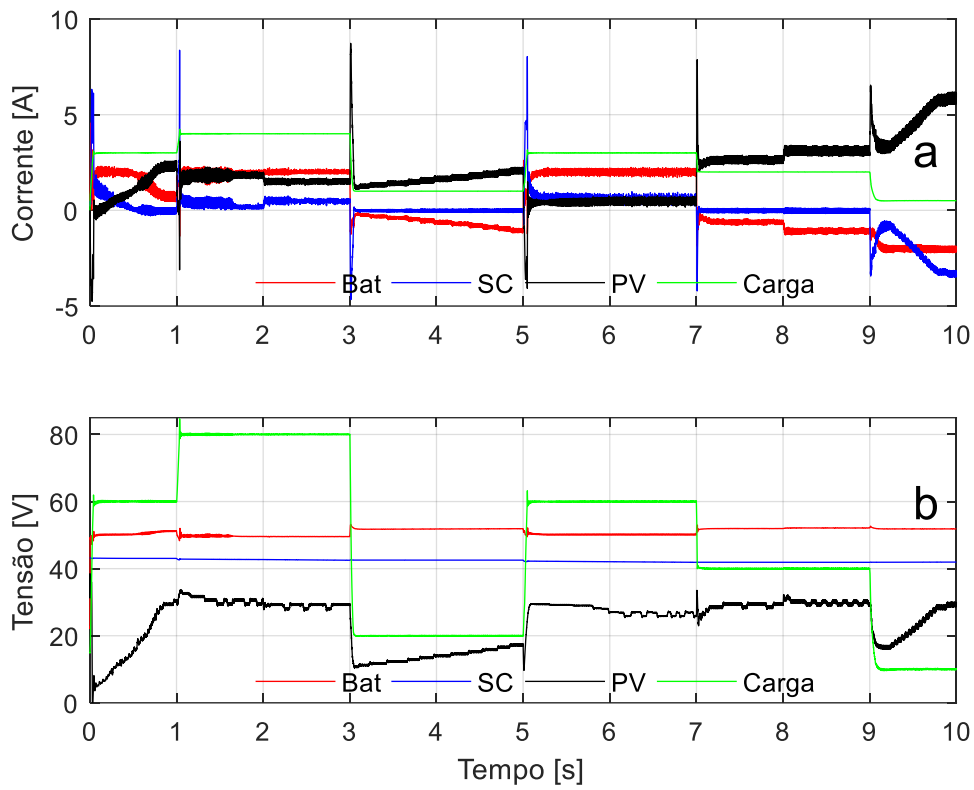


Figura 7.11 - Diagramas de tensão e corrente durante o ensaio II, com irradiância variável e perturbações na carga.

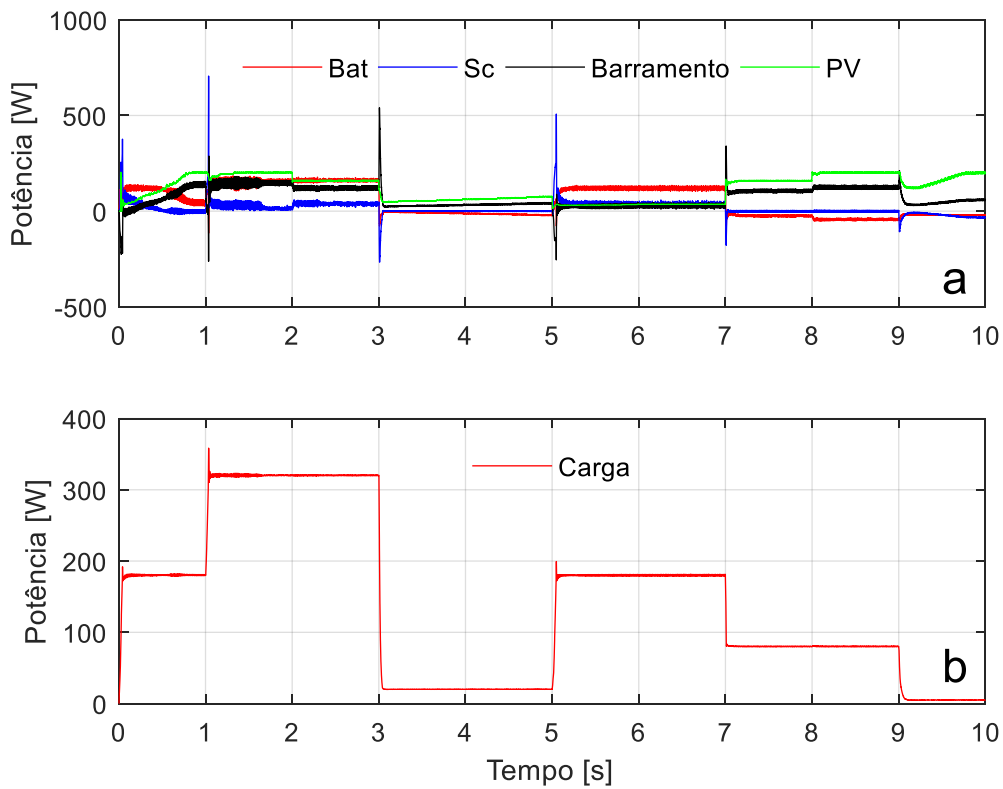


Figura 7.12 - Diagramas de potência durante o ensaio II, com irradiância variável e perturbações na carga.

7.2. Resultados Experimentais

Nesta secção são apresentados os resultados experimentais dos ensaios realizados com o sistema implementado, detalhado no Capítulo 5, mas em ambiente laboratorial.

De modo a facilitar a visualização e análise dos resultados, foi desenvolvido um *datalogger* especialmente para o efeito. Este *datalogger* utiliza uma comunicação RS-232 que possibilita a ligação entre a unidade de controlo (microprocessador *TMS320F28069*) e o computador. De modo a proporcionar a visualização dos dados obtidos, em tempo real sob a forma de gráfico, foi desenvolvido um *software* em ambiente *Matlab*.

7.2.1. Resultados da Extração de Energia Fotovoltaica

De modo a testar a extração da produção PV utilizou-se a fonte programável DC SL 500-5.2 e o respetivo *software* de controlo, *Photovoltaic Power Profile Emulation*. Na figura 7.13 encontram-se as curvas potência/tensão e corrente/tensão que caracterizam o PV simulado pela fonte para este ensaio.

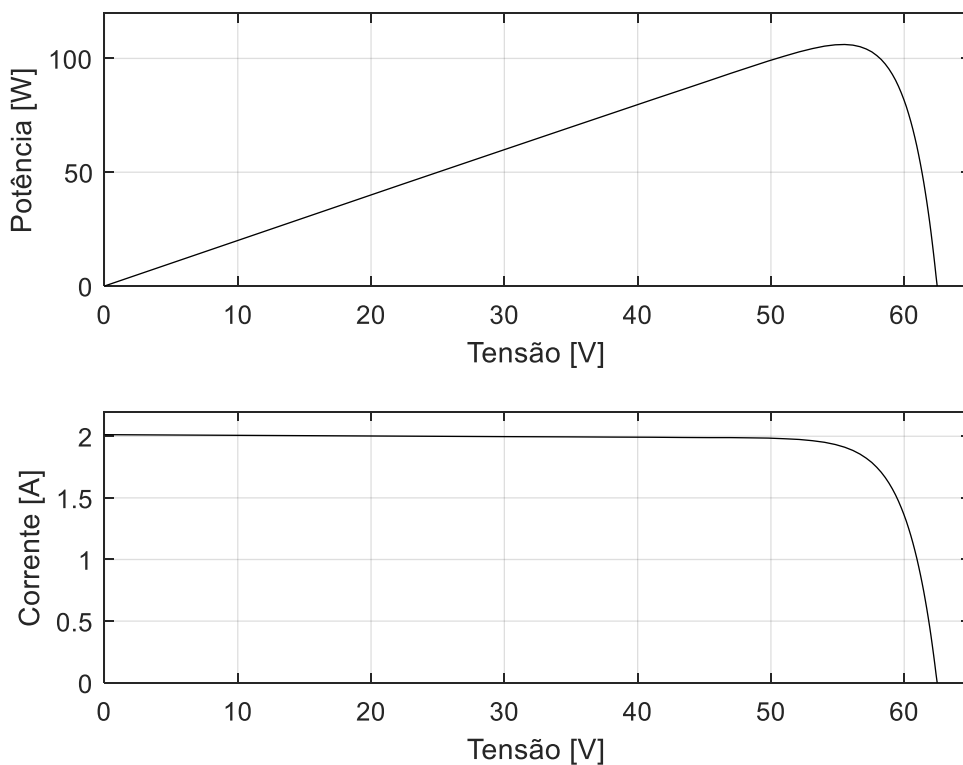


Figura 7.13 - Curvas características do PV utilizado.

Na Figura 7.14 encontra-se representada a corrente extraída do PV, obtida através do *datalogger*. A vermelho encontra-se representada a linha de corrente que corresponde o MPP do PV. Como se pode observar, depois de atingir o ponto de MPP, a corrente extraída oscila em

Na Figura 7.16 encontra-se representada a tensão extraída do PV. A vermelho encontra-se representada a linha de tensão a que corresponde o ponto de MPP do PV, onde é possível constatar o excelente desempenho do algoritmo de MPPT desenvolvido.

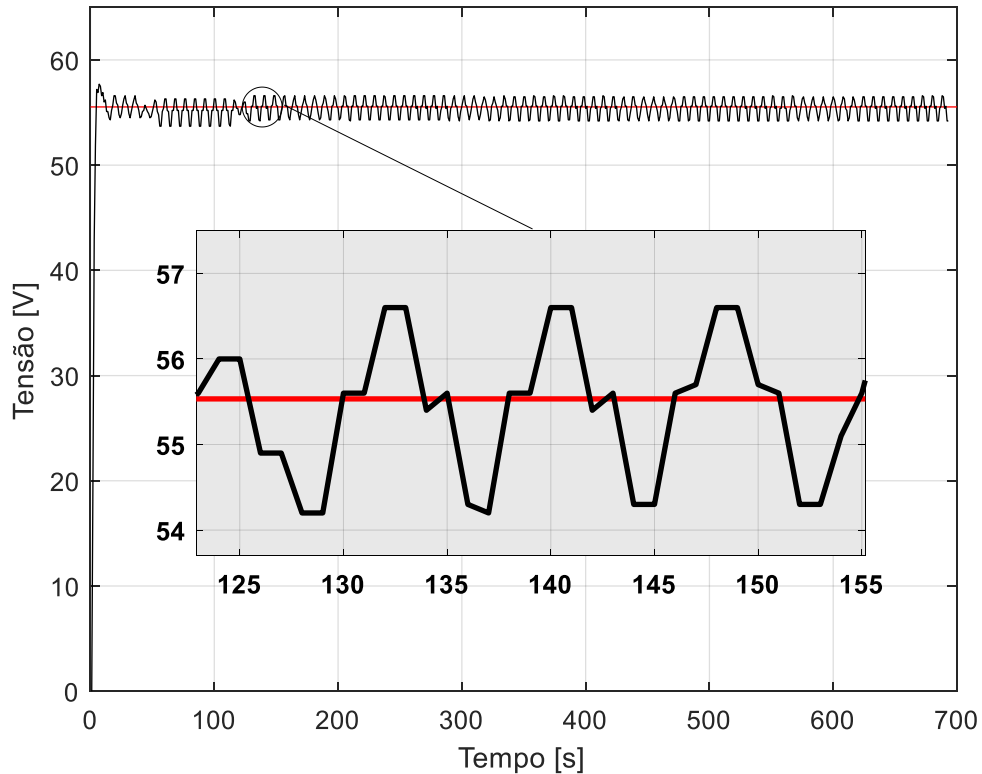


Figura 7.16 - Tensão extraída do PV visualizada através do *datalogger* desenvolvido.

Por fim, é apresentada na Figura 7.17 a potência extraída do PV. Encontra-se representada a vermelho a linha de MPP do PV. Como se comprova, a potência extraída do PV, durante todo o ensaio, é muito próxima da potência máxima disponível no PV. Verifica-se também que o tempo de resposta do MPPT é bastante reduzido, necessitando de apenas alguns segundos para encontrar o MPP. Com isto pode-se validar o excelente desempenho do algoritmo de MPPT implementado, tanto como o do seu conversor DC/DC associado.

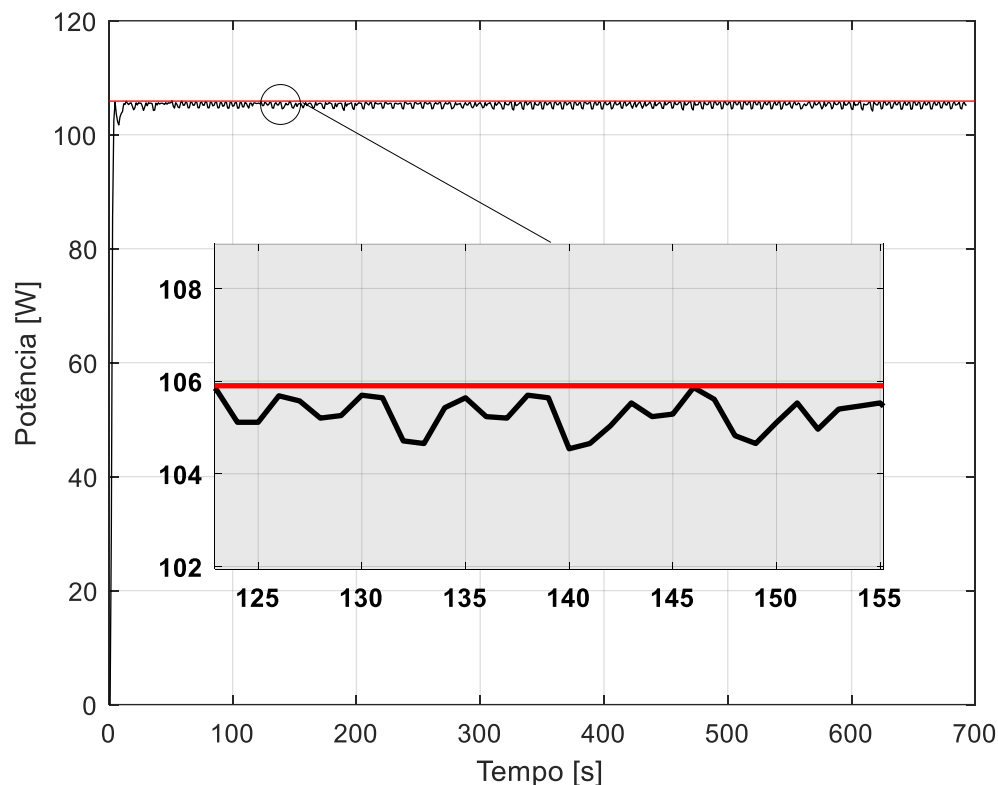


Figura 7.17 - Potência extraída do PV visualizada através do *datalogger* desenvolvido.

7.2.2. Resultados dos Controladores Implementados

De modo a validar o funcionamento dos controladores implementados e dos respectivos conversores DC/DC foram realizados dois ensaios diferentes, um com controlo de corrente e outro com controlo de tensão.

No ensaio com controlo de corrente são controladas as correntes de carregamento ou descarregamento de cada ESS, independentemente da tensão do barramento. Já no ensaio com controlo de tensão o objetivo é manter uma tensão constante no barramento com um valor predefinido, para isso são calculadas as correntes de carregamento ou descarregamento de cada ESS de modo a garantir a tensão do barramento constante.

7.2.2.1. Ensaio com Controlo de Corrente

Nestes ensaios, foi utilizado um perfil de corrente aleatório a ser seguido por cada conversor associado a cada ESS. O principal objetivo destes ensaios foi a verificação do desempenho e dos tempos de resposta dos controladores, quando submetidos a diversas transições de referência de corrente. Nas Figuras 7.18 e 7.19 pode-se observar dois perfis aleatórios de corrente, um visualizado através do *datalogger* desenvolvido e outro através do osciloscópio. A referência de corrente, para o pack de células Li-Ion, foi mantida no valor máximo permitido pelo o RBC. Já a referência de corrente, para o *pack* de células SC, é alterada de modo a simular um

funcionamento normal do sistema. Como se verifica, a resposta dos controladores é bastante rápida e permite a rápida comutação dos níveis de corrente dos ESS.

Na Figura 7.19 as correntes apresentadas foram medidas através de uma pinça amperimétrica com a razão de 100 mV por ampère.

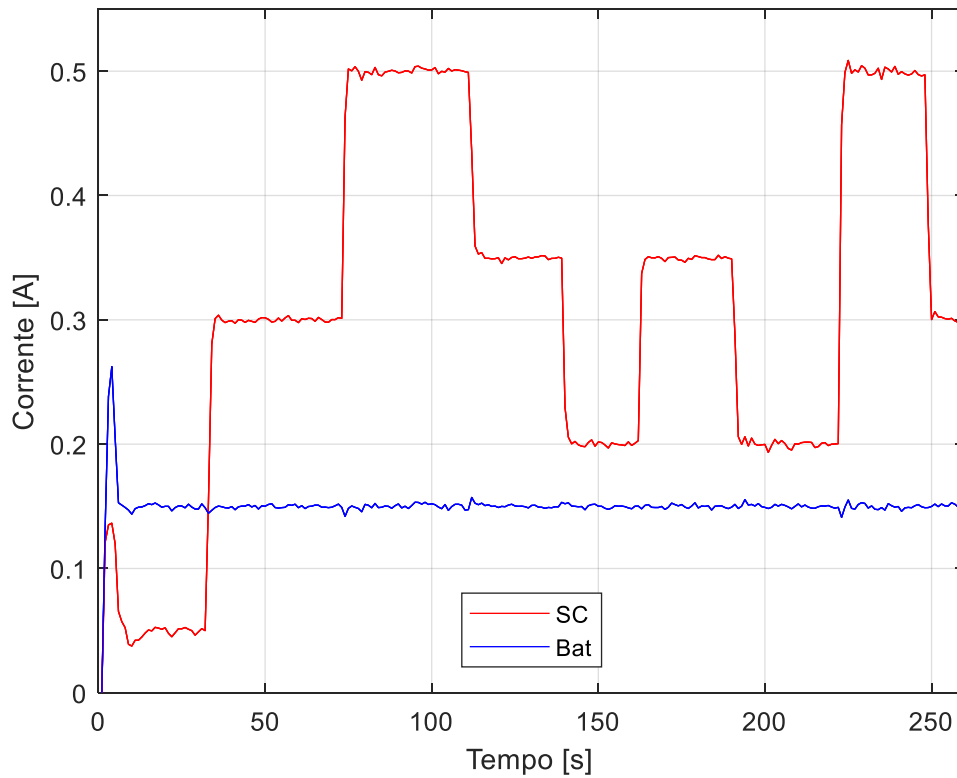


Figura 7.18 - Correntes de cada ESS visualizadas através do *datalogger* desenvolvido.

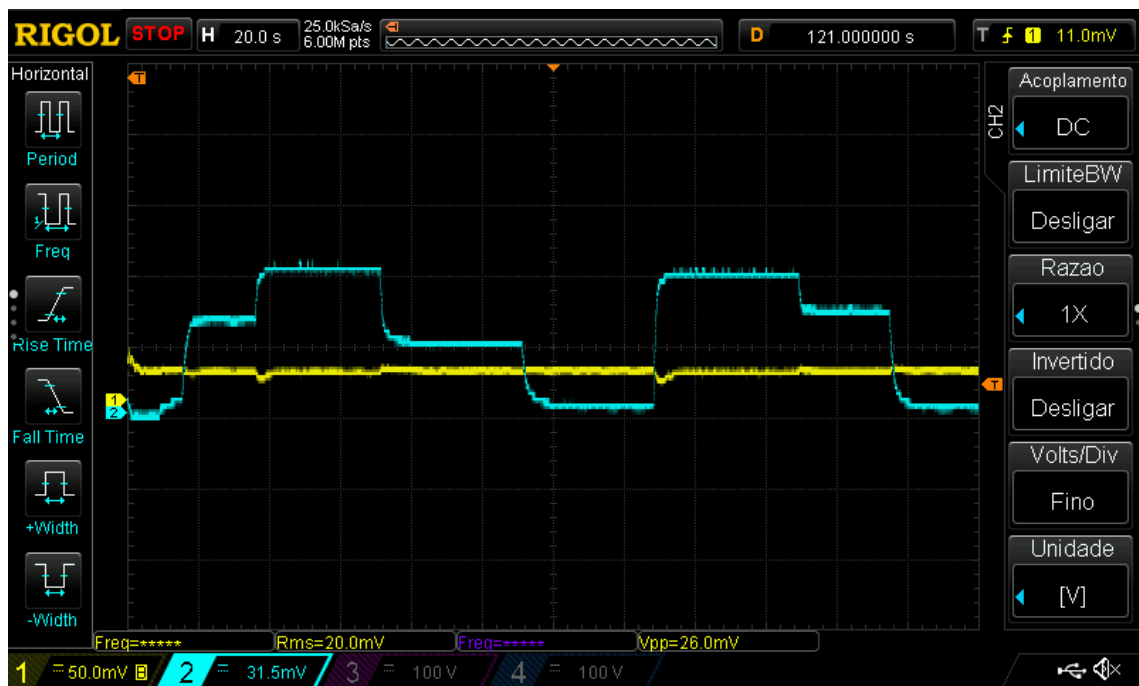


Figura 7.19 - Correntes de cada ESS visualizadas através do osciloscópio.

Nas Figuras 7.20 e 7.21 pode-se observar a tensão do barramento durante o ensaio realizado. Como se pode verificar, a tensão do barramento não é constante e varia em função das referências de corrente dos ESS.

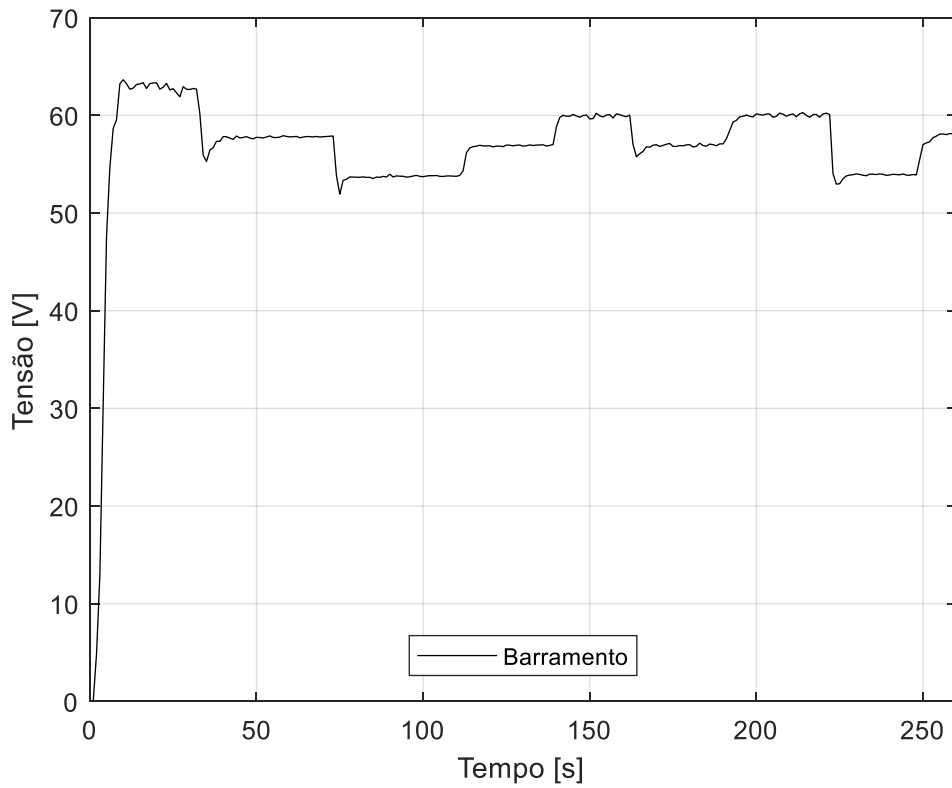


Figura 7.20 - Tensão do barramento visualizado através do *datalogger* desenvolvido.

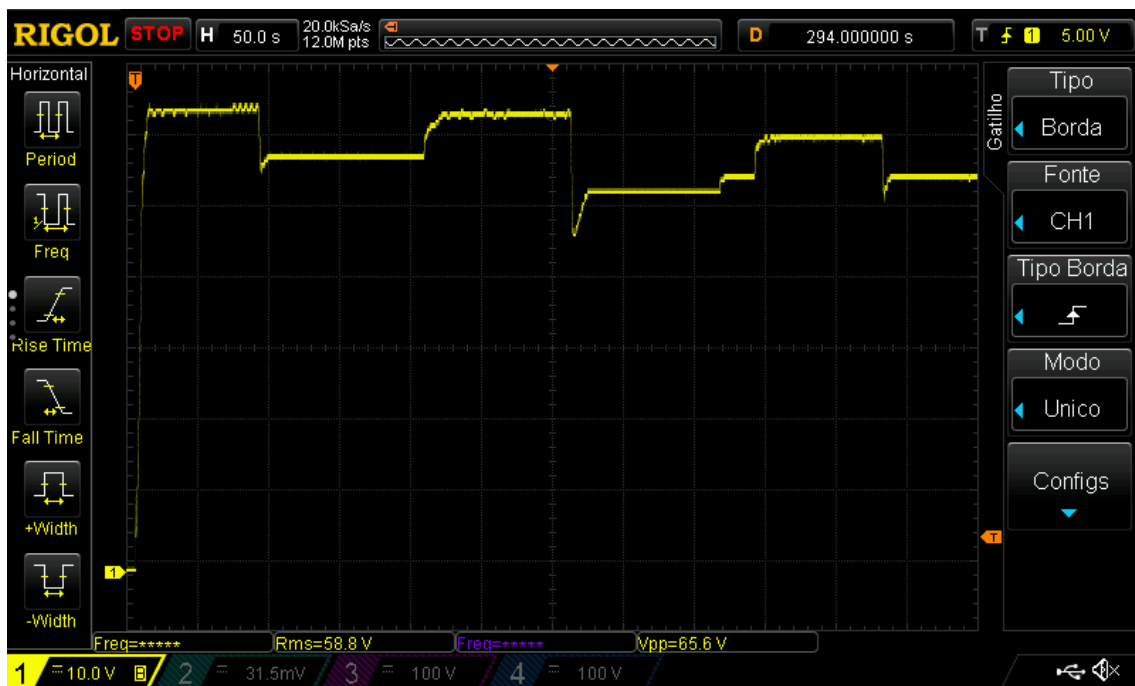


Figura 7.21 - Tensão do barramento visualizado através do osciloscópio.

Nas Figuras 7.22 e 7.23 pode-se observar a tensão e a corrente das baterias Li-ion durante o ensaio realizado, através do *datalogger* desenvolvido e do osciloscópio, respetivamente. Na Figura 7.23 encontra-se representado a azul a tensão e a amarelo a corrente, tendo sido esta última medida através de uma pinça amperimétrica com a razão de 100mV por ampère.

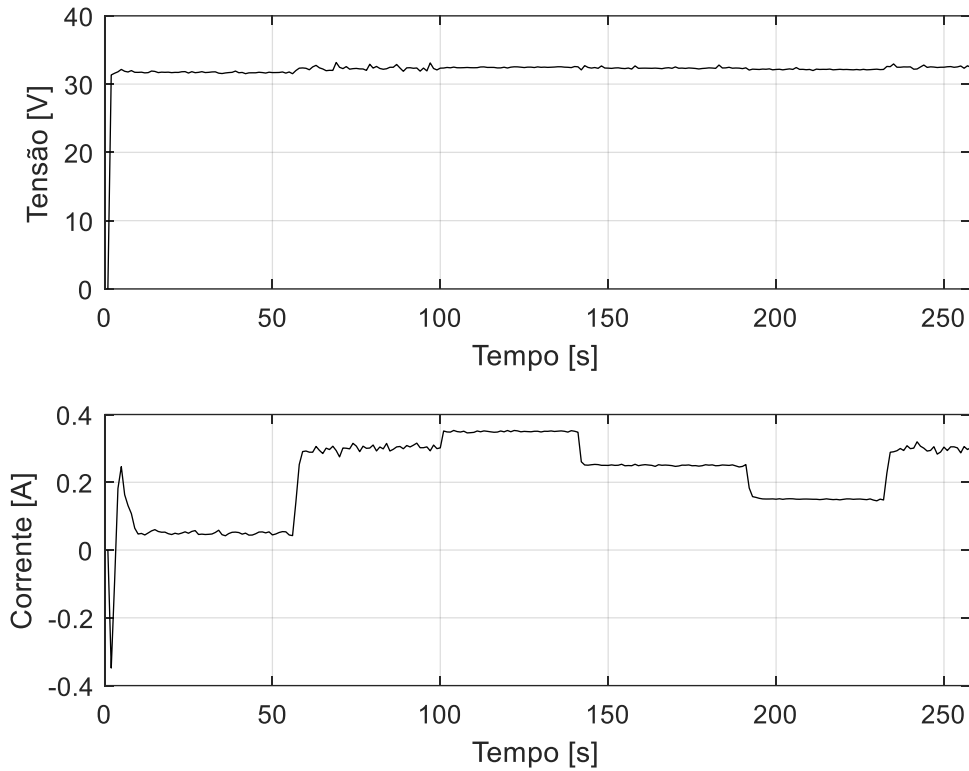


Figura 7.22 - Tensão e corrente do *pack* de células Li-ion visualizado através do *datalogger* desenvolvido.

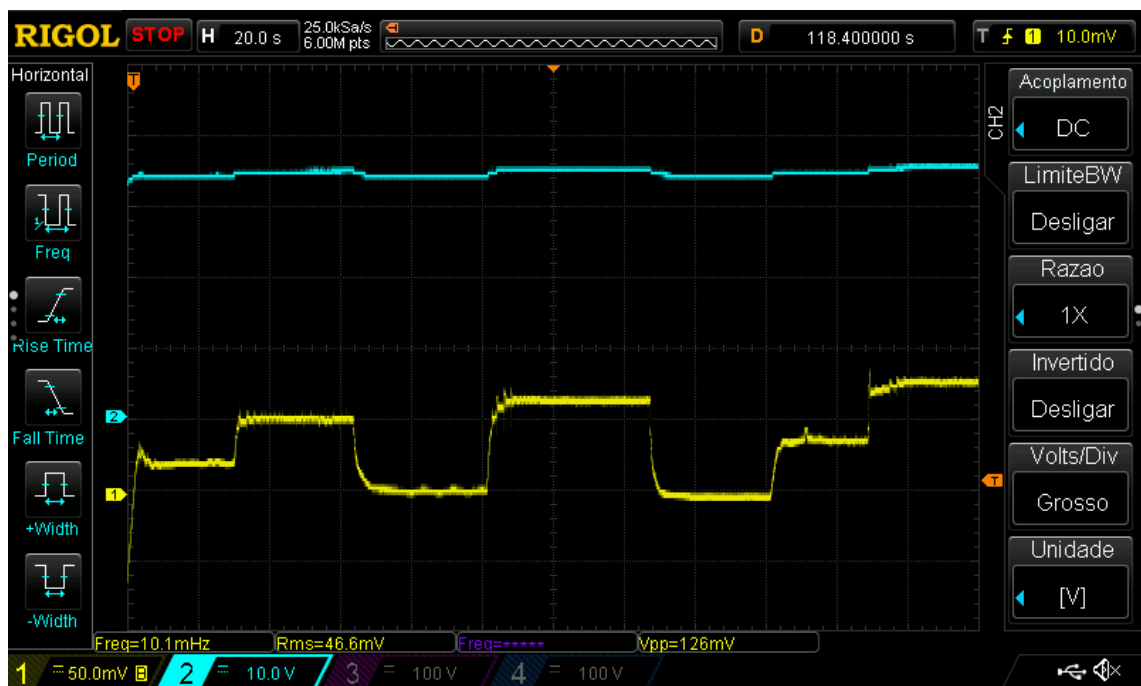


Figura 7.23 - Tensão e corrente do *pack* de células Li-ion visualizado através do osciloscópio.

7.2.2.2. Ensaio com Controlo de Tensão

Neste ensaio é efetuado o controlo de tensão no barramento com um valor predeterminado. De modo a possibilitar uma tensão constante no barramento, independentemente da potência da carga, as referências de corrente dos ESS são determinadas em função do balanço energético existente no barramento, i.e., corrigindo o défice ou o excesso de potência no barramento.

Nas Figuras 7.24 e 7.25 pode-se observar a tensão do barramento durante o ensaio realizado, através do *datalogger* desenvolvido e do osciloscópio, respetivamente. Como se verifica a tensão do barramento manteve-se constante no valor predefinido durante todo o ensaio.

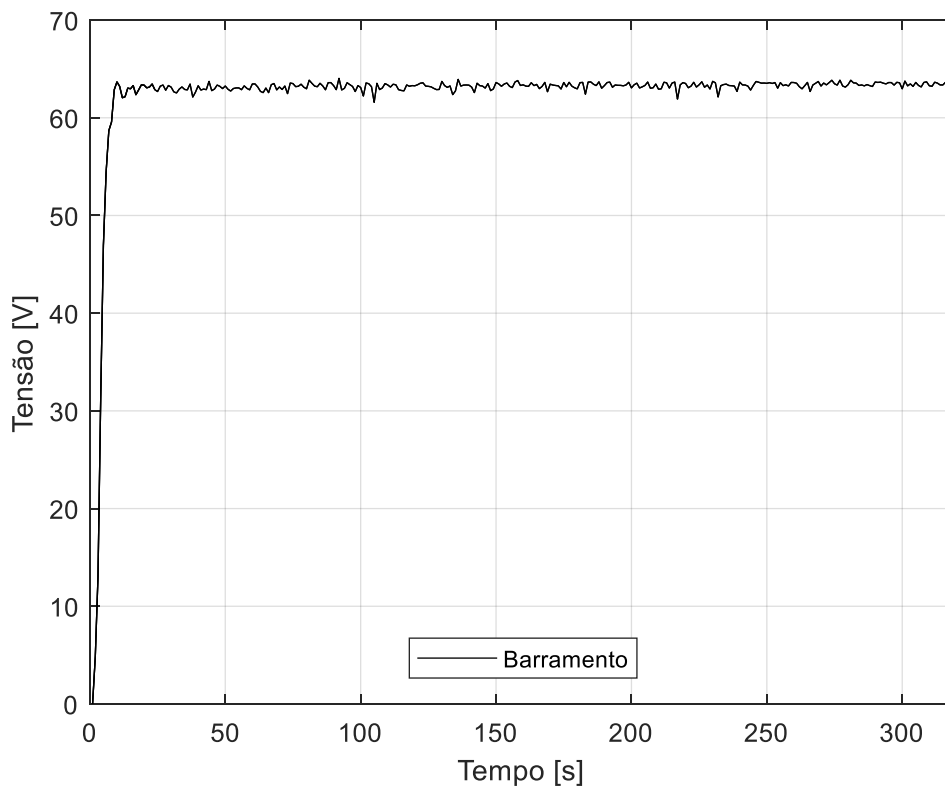


Figura 7.24 - Tensão do barramento visualizada através do *datalogger* desenvolvido.

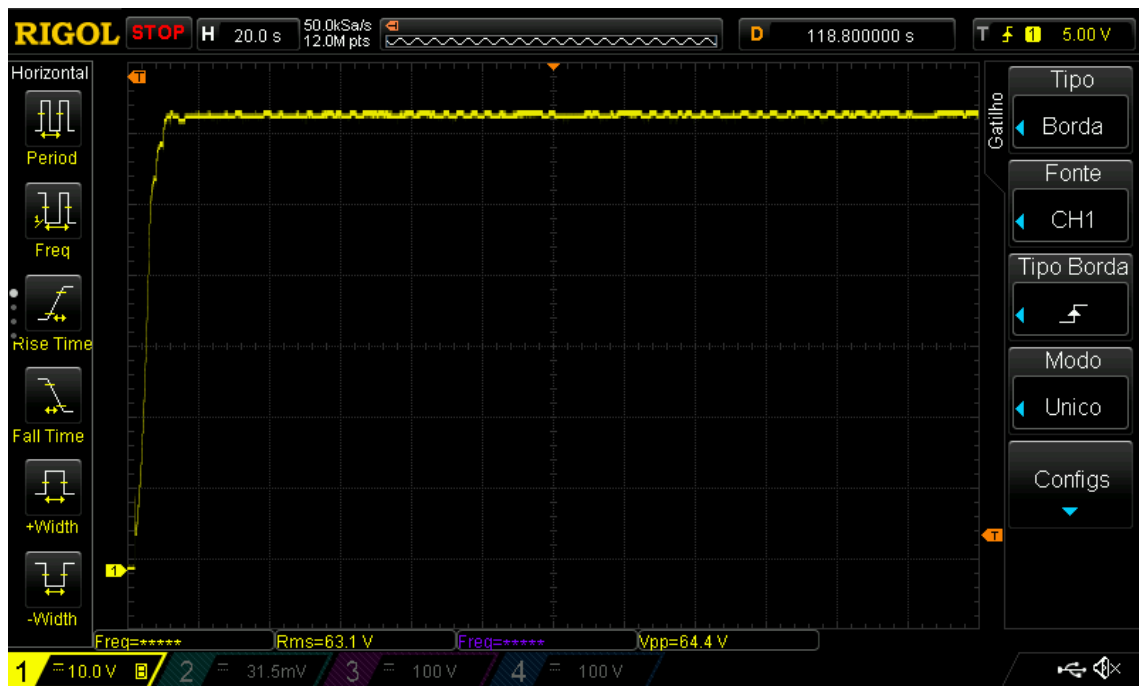


Figura 7.25 - Tensão do barramento visualizada através do osciloscópio.

Nas Figuras 7.26 e 7.27 pode-se observar a corrente do barramento durante o ensaio realizado, através do *datalogger* desenvolvido e do osciloscópio, respetivamente.

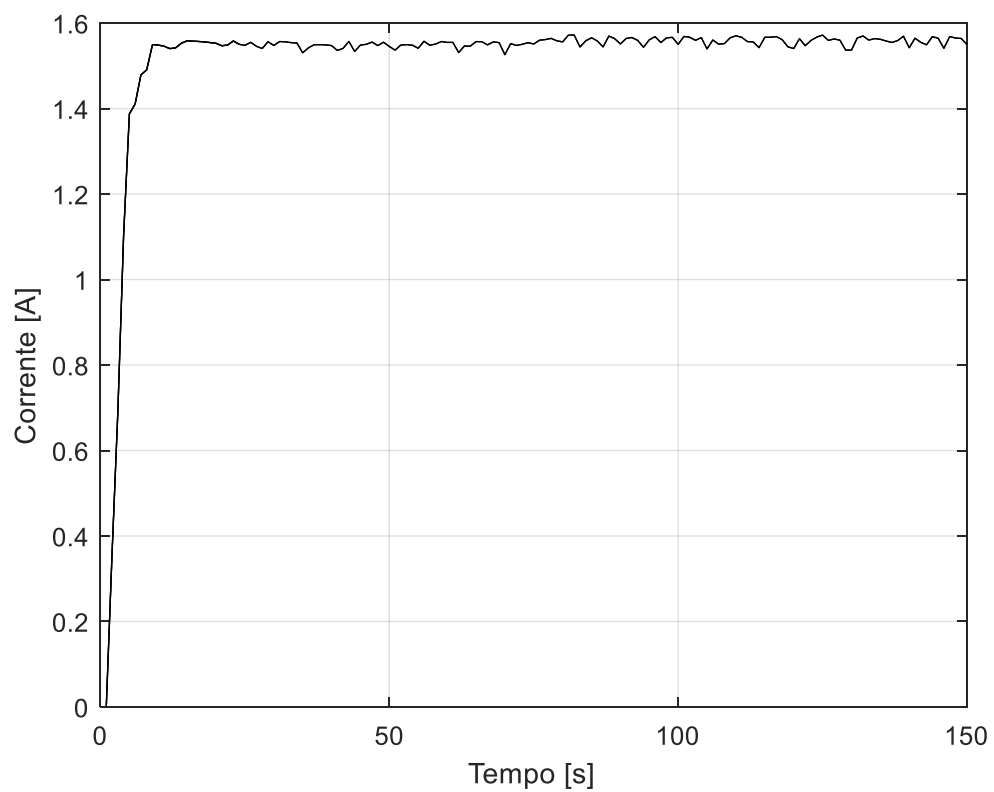


Figura 7.26 - Corrente do barramento visualizada através do *datalogger* desenvolvido.

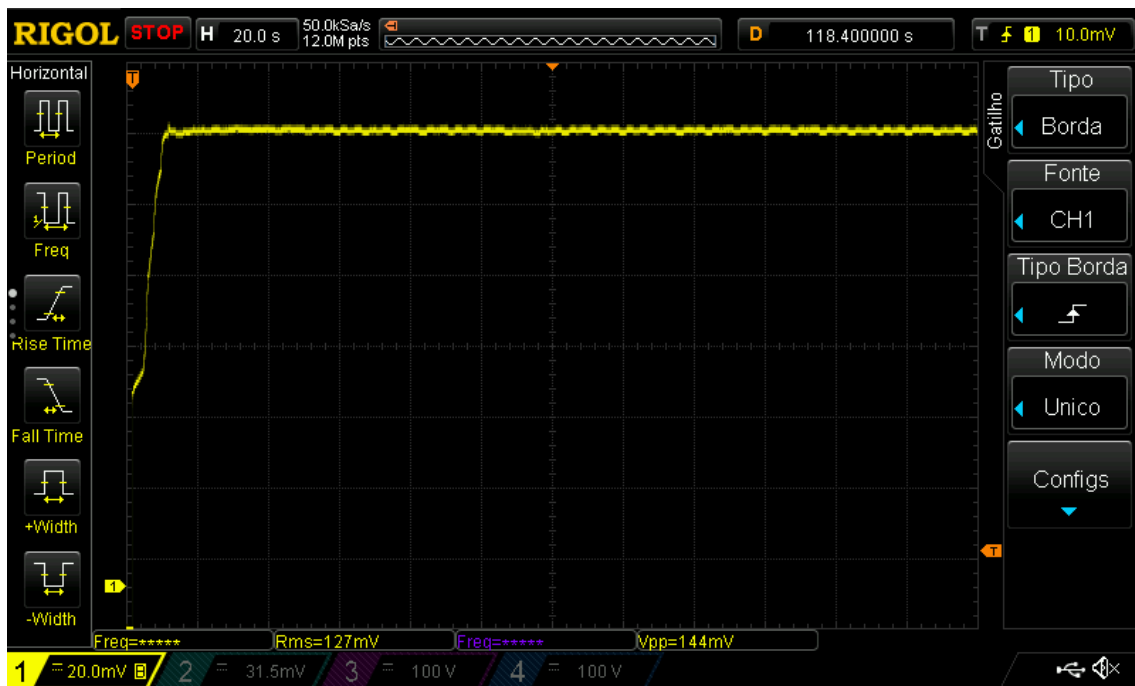


Figura 7.27 - Corrente do barramento visualizada através do osciloscópio.

CAPÍTULO 8

Conclusão

8.1. Considerações Finais

A produção fotovoltaica é uma das fontes de energia com maior potencial de crescimento no futuro. Isto deve-se à sua capacidade de transformação direta de recursos naturais em energia elétrica. Esta capacidade permite a sua utilização em locais remotos que necessitem de energia elétrica, mas que não possuam acesso à rede elétrica por algum motivo. No entanto, de modo a utilizar este tipo de sistema em aplicações onde a carga não coincide com a produção fotovoltaica, é necessária a utilização de ESS. De modo a extrair a maior potência disponível no PV e a redirecioná-la para a carga ou para o ESS, é necessário recorrer a um conversor DC/DC.

Na literatura existe uma larga variedade de conversores DC/DC, que se divide em duas grandes categorias: os conversores não isolados como, por exemplo, *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Sepic* e *Cuk*; ou em conversores isolados, para os quais são exemplo as topologias *Push-Pull* ou *Foward*.

No entanto, simular o comportamento deste tipo de conversores com ferramentas computacionais requer um elevado custo computacional. No sentido de mitigar/superar essa dificuldade e de obter o conhecimento necessário sobre o funcionamento dos conversores DC/DC, foi realizada a modelação matemática de vários tipos de conversores, com o intuito de encontrar as topologias mais adequadas para o sistema.

Relativamente, à modelação matemática de conversores DC/DC não isolados são muitas as abordagens presentes na literatura. A implementação dos modelos matemáticos permite caracterizar o comportamento real destes sistemas utilizando recursos computacionais reduzidos. Deste modo, é possível simular matematicamente o comportamento real do sistema e prever o seu funcionamento em diferentes cenários de operação. No entanto, a maioria das modelações adotadas na literatura são baseadas em componentes ideais sem qualquer tipo de não linearidade associada, o que torna difícil a obtenção de resultados precisos. Foi, portanto, realizada uma modelação matemática das topologias dos conversores DC/DC clássicos e da topologia implementada com as respetivas não linearidades associadas. Deste modo, com a abordagem proposta é possível determinar com maior exatidão o comportamento do conversor modelado, em cada ponto de funcionamento.

Um PV apresenta uma característica corrente-tensão fortemente não linear. Sob condições de irradiância uniforme, um PV deve operar num ponto de funcionamento ao qual corresponde a máxima potência disponível. Portanto, um sistema de extração de energia fotovoltaica requer a utilização de algoritmos de procura do ponto de máxima potência, permitindo extrair, em

todo o instante de tempo, a totalidade da potência disponibilizada pelo PV. No que diz respeito a estes algoritmos, existem inúmeros tipos discriminados na literatura, que diferem em complexidade, velocidade de convergência, sensores requeridos, custo, eficiência, implementação em *hardware*, popularidade, entre outros aspetos. Assim sendo, foi realizada uma revisão bibliográfica dos principais algoritmos descritos na literatura, com especial ênfase para o algoritmo perturba e observa implementado.

No que respeita ao armazenamento de energia elétrica, é necessário utilizar um ESS. Atualmente, a tecnologia mais utilizada a nível comercial são as células Li-ion. Porém, estas células apresentam um tempo de vida útil curto quando sujeitas a condições de funcionamento inadequadas. Uma das condições de funcionamento que prejudica o desempenho das células Li-ion são as temperaturas elevadas, causadas por rápidas flutuações na corrente de carregamento ou de descarregamento das células Li-ion, que danificam a estrutura química da célula e reduzem a sua vida útil. No sentido de evitar as rápidas flutuações na corrente durante o carregamento ou descarregamento das células Li-ion são geralmente adicionados SC ao sistema, formando assim um sistema híbrido de energia elétrica (HESS). Os SC são dispositivos de armazenamento de energia que armazenam a energia elétrica através de uma carga estática. Estes apresentam uma densidade de potência equiparável aos condensadores eletrolíticos, mas com superior densidade energética. Comparativamente com células Li-ion, os SC possuem alta densidade de potência, mas baixa densidade de energia e um longo tempo de vida útil. Portanto, na abordagem proposta, são utilizados SC para atenuar as rápidas flutuações na corrente de carregamento ou descarregamento nas células Li-ion.

No entanto, para formar um sistema de armazenamento é necessário interligar diversas células em série, no sentido de obter os níveis de tensão requeridos. Porém, devido às diferenças intrínsecas e extrínsecas presentes nas células, surge a obrigatoriedade de monitorizar diversos parâmetros do *pack* de células (tensão, corrente, temperatura, etc.) através de um BMS, proporcionando-lhes um maior tempo de vida útil.

Relativamente aos métodos de balanceamento das células, existe uma grande variedade na literatura, diferindo essencialmente a nível de complexidade, eficiência e custo. A revisão bibliográfica realizada sobre os métodos de balanceamento conduziu à seleção e implementação de um método passivo. Foi por isso implementado um BMS, com base no dispositivo ISL94212 da *Intersil*, que possibilita a sua ligação em cadeia até a um máximo de 14 dispositivos suportando sistemas até 168SnP. Este sistema funciona em *timed mode*, onde a unidade de controlo, o microcontrolador *TMS320F28069*, é responsável pela gestão das células com base nas leituras enviadas pelo dispositivo ISL94212. O algoritmo de balanceamento, implementado para ambos os ESS, atua sobre as células com maior tensão ou maior SOC, até que todas as células que compõem o sistema tenham a mesma tensão ou SOC.

Por outro lado, em relação aos métodos de carregamento que se encontram descritos na literatura, existem vários que diferem principalmente a nível de complexidade e eficiência.

Também neste caso, foi realizada uma revisão bibliográfica dos principais métodos encontrados na literatura.

Na perspectiva do *hardware* implementado em ambiente laboratorial, o sistema caracteriza-se por uma arquitetura centralizada com acoplamento DC, em que cada ESS é acoplado ao barramento DC. A transferência de energia entre cada ESS e o barramento DC é realizada através de dois conversores DC/DC *Buck-Boost* não isolados bidirecionais. Quanto à produção fotovoltaica (simulada pela fonte programável DC SL 500-5.2 e o respetivo *software* de controlo *Photovoltaic Power Profile Emulation*), esta é extraída para o barramento DC através de um conversor DC-DC *Buck-Boost* não isolado. A unidade de controlo é um microprocessador *Texas Instruments TMS320F28069*.

O esquema de controlo implementado para controlar o sistema pode ser operado em dois modos diferentes, controlo de corrente em malha fechada ou controlo de tensão em malha fechada. Ambos os esquemas de controlo são similares e compostos por três controladores proporcionais integrais e derivativos, com mecanismo *Anti-Wind-Up (PID -awu)*. Para determinar os parâmetros ótimos dos controladores, para ambos os esquemas de controlo, foi utilizado o algoritmo de Otimização com base em Enxame de Partículas (PSO)

Já o controlador de HESS implementado, assenta num controlador RBC. Durante o período de carregamento, se a corrente de carregamento exceder a corrente de carregamento máxima permitida para as células Li-ion, a restante corrente é direcionada para os SC. No descarregamento, se a corrente exigida ao *pack* de células Li-ion se encontrar dentro do limites estabelecidos, as baterias são a única fonte de energia a ser utilizada. No entanto, se a corrente exigida ao *pack* de células Li-ion exceder a corrente de descarregamento máxima permitida, a restante corrente é fornecida pelos SC.

A escolha para o algoritmo de MPPT implementado, tanto na simulação computacional como em *hardware*, recaiu sobre o algoritmo perturba e observa com uma amplitude de perturbação dinâmica. Este algoritmo permite alcançar um baixo custo computacional e uma velocidade de convergência reduzida. O algoritmo consiste na introdução de uma perturbação, no instante atual (t_k), e na comparação da derivada da potência em relação à tensão com a derivada da potência em relação à tensão no instante anterior (t_{k-1}). Caso a perturbação resulte num aumento de potência, o algoritmo ajusta o novo ponto de funcionamento do conversor na mesma direção, caso contrário, muda de direção. Este processo é repetido indefinidamente em cada iteração até que o ponto de máxima potência seja alcançado.

De modo a validar o funcionamento dos controladores, foi executada uma simulação computacional de todo o sistema no *software Simulink* da *Mathworks*®. Para cada esquema de controlo (de tensão e de corrente em malha fechada) foram criados vários cenários, que simulam situações que acontecem em ambiente real.

Para finalizar, e validado o bom funcionamento dos controladores na simulação computacional, foram então implementados os controladores no *hardware* implementado.

Foram de seguida realizados ensaios idênticos aos que foram realizados na simulação computacional, confirmando-se o excelente funcionamento do conceito apresentado e do sistema implementado.

8.2. Direções de Investigação

É possível estabelecer um conjunto de direções de investigação no âmbito desta dissertação, uma vez que a mesma não esgota os assuntos nela abordados. Assim, salientam-se as seguintes direções de investigação:

- Construção e inclusão de um conversor DC/AC no sistema, de modo a possibilitar a conexão do sistema à rede elétrica, bem como o desenvolvimento de estratégias que permitam o sincronismo com a rede elétrica.
- Desenvolvimento e melhoramento de novas estratégias de controlo de sistemas de armazenamento híbrido.
- Introdução de novos sistemas de armazenamento, como por exemplo células de combustível.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. Carreño-Ortega, E. Galdeano-Gómez, J. C. Pérez-Mesa, and M. D. C. Galera-Quiles, "Policy and environmental implications of photovoltaic systems in farming in southeast Spain: Can greenhouses reduce the greenhouse effect?," *Energies*, vol. 10, no. 6, 2017.
- [2] W. Jing, C. H. Lai, W. S. H. Wong, and M. L. D. Wong, "Dynamic power allocation of battery-supercapacitor hybrid energy storage for standalone PV microgrid applications," *Sustain. Energy Technol. Assessments*, vol. 22, pp. 55-64, 2017.
- [3] L. W. Chong, Y. W. Wong, R. K. Rajkumar, and D. Isa, "An optimal control strategy for standalone PV system with Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage System," *J. Power Sources*, vol. 331, pp. 553-565, 2016.
- [4] K. Uddin, A. D. Moore, A. Barai, and J. Marco, "The effects of high frequency current ripple on electric vehicle battery performance," *Appl. Energy*, vol. 178, pp. 142-154, Sep. 2016.
- [5] S. Y. Kan, M. Verwaal, and H. Broekhuizen, "The use of battery-capacitor combinations in photovoltaic powered products," *J. Power Sources*, vol. 162, no. 2 SPEC. ISS., pp. 971-974, 2006.
- [6] Z. Zhou *et al.*, "A Review of Energy Storage Technologies for Marine Current Energy Systems To cite this version : HAL Id : hal-00757890," 2013.
- [7] W. Zuo, R. Li, C. Zhou, Y. Li, J. Xia, and J. Liu, "Battery-Supercapacitor Hybrid Devices: Recent Progress and Future Prospects," *Adv. Sci.*, vol. 4, no. 7, pp. 1-21, 2017.
- [8] M.-E. Choi, S.-W. Kim, and S.-W. Seo, "Energy Management Optimization in a Battery/Supercapacitor Hybrid Energy Storage System," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 463-472, 2012.
- [9] M. Masih-Tehrani, M. R. Ha'iri-Yazdi, V. Esfahanian, and A. Safaei, "Optimum sizing and optimum energy management of a hybrid energy storage system for lithium battery life improvement," *J. Power Sources*, vol. 244, pp. 2-10, 2013.
- [10] A. L. Allègre, R. Trigui, and A. Bouscayrol, "Different energy management strategies of Hybrid Energy Storage System (HESS) using batteries and supercapacitors for vehicular applications," *2010 IEEE Veh. Power Propuls. Conf. VPPC 2010*, 2010.
- [11] J. Cao and A. Emadi, "A new battery/ultracapacitor hybrid energy storage system for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 122-132, 2012.
- [12] U. Akram, M. Khalid, and S. Shafiq, "An Innovative Hybrid Wind-Solar and Battery-Supercapacitor Microgrid System Development and Optimization," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 25897-25912, 2017.
- [13] Y. Zhu, F. Zhuo, and H. Shi, "Power management strategy research for a photovoltaic-hybrid energy storage system," *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*, no. 2012, pp. 842-848, 2013.
- [14] Y. Kim, V. Raghunathan, and A. Raghunathan, "Design and management of hybrid electrical energy storage systems for regulation services," *Int. Green Comput. Conf.*, vol. 3, no. 1, pp. 1-9, 2014.
- [15] T. Ma, H. Yang, and L. Lu, "Development of hybrid battery-supercapacitor energy storage for remote area renewable energy systems," *Appl. Energy*, vol. 153, pp. 56-62, 2015.
- [16] A. Etxeberria, I. Vechiu, H. Camblong, and J. M. Vinassa, "Comparison of three topologies and controls of a hybrid energy storage system for microgrids," *Energy Convers. Manag.*, vol. 54, no. 1, pp. 113-121, 2012.

- [17] R. Dufo-López and J. L. Bernal-Agustín, "Multi-objective design of PV-wind-diesel-hydrogen-battery systems," *Renew. Energy*, vol. 33, no. 12, pp. 2559-2572, 2008.
- [18] E. S. Hrayshat, "Techno-economic analysis of autonomous hybrid photovoltaic-diesel-battery system," *Energy Sustain. Dev.*, vol. 13, no. 3, pp. 143-150, 2009.
- [19] S. Hui, Y. Lifu, and J. Junqing, "Hydraulic/electric synergy system (HESS) design for heavy hybrid vehicles," *Energy*, vol. 35, no. 12, pp. 5328-5335, 2010.
- [20] S. Upadhyay and M. P. Sharma, "A review on configurations, control and sizing methodologies of hybrid energy systems," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 38, pp. 47-63, Oct. 2014.
- [21] M. H. Nehrir *et al.*, "A Review of Hybrid Renewable/Alternative Energy Systems for Electric Power Generation: Configurations, Control, and Applications," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 2, no. 4, pp. 392-403, Oct. 2011.
- [22] P. G. Arul, V. K. Ramachandaramurthy, and R. K. Rajkumar, "Control strategies for a hybrid renewable energy system: A review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 42, pp. 597-608, Feb. 2015.
- [23] M. Kowsalya, A. Thamilmaran, and P. Vijayapriya, "Supervisor control for a stand-alone hybrid generation system," *Int. J. Appl. Eng. Res.*, vol. 12, no. 14, pp. 4090-4097, 2017.
- [24] C. Wang and M. H. Nehrir, "Power management of a stand-alone wind/photovoltaic/fuel cell energy system," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 3, pp. 957-967, 2008.
- [25] H. Ko, S. Member, and J. Jatskevich, "Power quality control of wind-hybrid power generation system using fuzzy-LQR controller.pdf," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 2, pp. 516-527, 2007.
- [26] J. Lagorse, M. G. Simoes, and A. Miraoui, "A Multiagent Fuzzy-Logic-Based Energy Management of Hybrid Systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 6, pp. 2123-2129, 2009.
- [27] S. Solutions and A. M. Ali, "Towards Optimal Power Management of Hybrid Electric Vehicles in Real-Time: A Review on Methods, Challenges, and State-Of-The-Art Solutions," *Energies*, vol. 11, no. 3, p. 476, 2018.
- [28] Z. Jiang and R. A. Dougal, "Hierarchical microgrid paradigm for integration of distributed energy resources," *IEEE Power Energy Soc. 2008 Gen. Meet. Convers. Deliv. Electr. Energy 21st Century, PES*, pp. 1-8, 2008.
- [29] C. Yuan, K. Chen, C. C. Chan, A. Bouscayrol, and C. Shumei, "Global modeling and control strategy simulation for a hybrid electric vehicle using electrical variable transmission," *Veh. Power Propuls. Conf. 2008. VPPC '08. IEEE*, pp. 1-5, 2008.
- [30] A. Tani, M. B. Camara, and B. Dakyo, "Energy management based on frequency approach for hybrid electric vehicle applications: Fuel-cell/lithium-battery and ultracapacitors," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 8, pp. 3375-3386, 2012.
- [31] M. Montazeri-Gh and M. Mahmoodi-k, "Development a new power management strategy for power split hybrid electric vehicles," *Transp. Res. Part D Transp. Environ.*, vol. 37, pp. 79-96, 2015.
- [32] Z. Shengzhe, W. Kai, and X. Wen, "Fuzzy Logic-Based Control Strategy for a Battery/Supercapacitor Hybrid Energy Storage System in Electric Vehicles," *Chinese Autom. Congr.*, vol. 1, 2017.
- [33] J. S. Won and R. Langari, "Intelligent energy management agent for a parallel hybrid vehicle - Part II: Torque distribution, charge sustenance strategies, and performance results," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 54, no. 3, pp. 935-953, 2005.
- [34] M. H. Hajimiri and F. R. Salmasi, "A fuzzy energy management strategy for series hybrid electric vehicle with predictive control and durability extension of the battery," *2006 IEEE Conf. Electr. Hybrid Veh. ICEHV*, pp. 1-5, 2006.

- [35] G. Wu, K. Boriboonsomsin, and M. J. Barth, "Development and evaluation of an intelligent energy-management strategy for plug-in hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, vol. 15, no. 3, pp. 1091-1100, 2014.
- [36] R. Wegmann, V. Döge, J. Becker, and D. U. Sauer, "Optimized operation of hybrid battery systems for electric vehicles using deterministic and stochastic dynamic programming," *J. Energy Storage*, vol. 14, pp. 22-38, 2017.
- [37] V. Madanipour, M. Montazeri-Gh, and M. Mahmoodi-K, "Optimization of the component sizing for a plug-in hybrid electric vehicle using a genetic algorithm," *Proc. Inst. Mech. Eng. Part D J. Automob. Eng.*, vol. 230, no. 5, pp. 692-708, 2016.
- [38] G. Paganelli, T. M. Guerra, S. Delprat, Y. Guezennec, and G. Rizzoni, *TO HYBRID FUEL CELL POWERED VEHICLE*, vol. 35, no. 1. IFAC, 2002.
- [39] C. Xia and C. Zhang, "Power management strategy of hybrid electric vehicles based on quadratic performance index," *Energies*, vol. 8, no. 11, pp. 12458-12473, 2015.
- [40] H. Borhan *et al.*, "MPC-Based Energy Management of a Power-Split Hybrid Electric Vehicle," vol. 20, no. 3, pp. 593-603, 2012.
- [41] B. Hredzak, V. G. Agelidis, and M. Jang, "A model predictive control system for a hybrid battery-ultracapacitor power source," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1469-1479, 2014.
- [42] M. Guay and T. Zhang, "Adaptive extremum seeking control of nonlinear dynamic systems with parametric uncertainties," *Automatica*, vol. 39, no. 7, pp. 1283-1293, 2003.
- [43] P. Pisu and G. Rizzoni, "A comparative study of supervisory control strategies for hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 15, no. 3, pp. 506-518, 2007.
- [44] L. Sun, K. Feng, C. Chapman, and N. Zhang, "An adaptive power-split strategy for battery-supercapacitor powertrain-design, simulation, and experiment," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 12, pp. 9364-9375, 2017.
- [45] S. K. Kollimalla, M. K. Mishra, and N. L. Narasamma, "Design and analysis of novel control strategy for battery and supercapacitor storage system," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 5, no. 4, pp. 1137-1144, 2014.
- [46] R. K. Sharma and S. Mishra, "Dynamic Power Management and Control of a PV PEM Fuel-Cell-Based Standalone ac/dc Microgrid Using Hybrid Energy Storage," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 1, pp. 526-538, 2018.
- [47] S. Energy, "Validation of Faster Joint Control Strategy for," vol. 65, no. 4, pp. 3286-3295, 2018.
- [48] E. Schaltz, A. Khaligh, and P. O. Rasmussen, "Influence of battery/ultracapacitor energy-storage sizing on battery lifetime in a fuel cell hybrid electric vehicle," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 8, pp. 3882-3891, 2009.
- [49] Y. Wang, W. Wang, Y. Zhao, L. Yang, and W. Chen, "A fuzzy-logic power management strategy based on Markov random prediction for hybrid energy storage systems," *Energies*, vol. 9, no. 1, 2016.
- [50] M. Kabalo, B. Blunier, D. Bouquain, and A. Miraoui, "State-of-the-art of DC-DC converters for fuel cell vehicles," *2010 IEEE Veh. Power Propuls. Conf.*, pp. 1-6, 2010.
- [51] S. Kedia and H. J. Bahirat, "DC-DC Converter for HVDC Grid Application," 2017.
- [52] M. Z. Hossain, N. A. Rahim, and J. a/l Selvaraj, "Recent progress and development on power DC-DC converter topology, control, design and applications: A review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 81, no. January 2017, pp. 205-230, 2018.
- [53] T. Arunkumari and V. Indragandhi, "An overview of high voltage conversion ratio DC-DC converter configurations used in DC micro-grid architectures," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 77, no. March, pp. 670-687, 2017.

- [54] S. N. R. B and R. Siddharth, "MPPT with Bi-Directional DC-DC Converter and Multi-Level Inverter for Grid Connected Hybrid System," pp. 773-777, 2017.
- [55] D. Guilbert, S. M. Collura, and A. Scipioni, "DC/DC converter topologies for electrolyzers: State-of-the-art and remaining key issues," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 42, no. 38, pp. 23966-23985, 2017.
- [56] S. Inoue and H. Akagi, "A bidirectional DC-DC converter for an energy storage system with galvanic isolation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 6, pp. 2299-2306, 2007.
- [57] Y. Wei, C. Zhang, G. Dou, Y. Song, and M. Lin, "A Bidirectional DC-DC Converters for Photovoltaic Generation Energy Storage System."
- [58] W. Xu, N. Chan, S. Or, S. Ho, and K. Chan, "A New Control Method for a Bi-Directional Phase-Shift-Controlled DC-DC Converter with an Extended Load Range," *Energies*, vol. 10, no. 10, p. 1532, 2017.
- [59] R. Priewasser, M. Agostinelli, C. Unterrieder, S. Marsili, and M. Huemer, "Modeling, Control, and Implementation of DC-DC Converters for Variable Frequency Operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 1, pp. 287-301, Jan. 2014.
- [60] J. Sun and D. Mitchell, "Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode," ... *IEEE Trans.*, vol. 16, no. 4, pp. 482-492, 2001.
- [61] Y. Zhou and J. Chen, "Modeling and simulation of Boost converter in CCM and DCM," in *2009 2nd International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System (PEITS)*, 2009, vol. 3, pp. 288-291.
- [62] K. Karaket and C. Bunlaksananusorn, "Modeling of a quadratic buck converter," in *The 8th Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association of Thailand - Conference 2011*, 2011, pp. 764-767.
- [63] G. Suman, B. V. S. P. Kumar, M. S. Kumar, B. C. Babu, and K. R. Subhashini, "Modeling, Analysis and Design of Synchronous Buck Converter Using State Space Averaging Technique for PV Energy System," in *2012 International Symposium on Electronic System Design (ISED)*, 2012, pp. 281-285.
- [64] M. Modabbernia and F. Kohani, "The State Space Average Model of Buck-Boost Switching Regulator Including all of The System Uncertainties," *Int. J. ...*, vol. 5, no. 2, pp. 120-132, 2013.
- [65] 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*, 2008, pp. 1-6.
- [66] J. Wang and S. Wu, "A Synchronous Buck DC-DC Converter Using a Novel Dual-Mode Control Scheme to Improve Efficiency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8993, no. c, pp. 1-1, 2016.
- [67] B. Subudhi and R. Pradhan, "A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems," *Sustain. Energy, IEEE ...*, vol. 4, no. 1, pp. 89-98, 2013.
- [68] N. Onat, "Recent Developments in Maximum Power Point Tracking Technologies for Photovoltaic Systems," *Int. J. Photoenergy*, vol. 2010, pp. 1-11, 2010.
- [69] T. Eswam and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, Jun. 2007.
- [70] A. Anurag, S. Bal, S. Sourav, and M. Nanda, "A review of maximum power-point tracking techniques for photovoltaic systems," *Int. J. Sustain. Energy*, no. September, pp. 1-24, May 2014.

- [71] 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," *Optim. Electr. Electron. Equip.*, p. 1097,1102, May 2012.
- [72] M. Rosu-Hamzescu and S. Oprea, "Practical Guide to Implementing Solar Panel MPPT Algorithms," *Microchip Technol. Inc.*, 2013.
- [73] T. Logeswaran and A. SenthilKumar, "A Review of Maximum Power Point Tracking Algorithms for Photovoltaic Systems under Uniform and Non-uniform Irradiances," *Energy Procedia*, vol. 54, pp. 228-235, Jan. 2014.
- [74] D. Sera, L. Mathe, and T. Kerekes, "On the perturb-and-observe and incremental conductance MPPT methods for PV systems," ... , *IEEE J.*, vol. 3, no. 3, pp. 1070-1078, 2013.
- [75] 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*, 2006, no. 3, pp. 4387-4391.
- [76] A. Al-Diab and C. Sourkounis, "A variable step size P&O algorithm for PV Systems," *Proc. Int. Conf. Optim. Electr. Electron. Equipment, OPTIM*, pp. 1097-1102, May 2010.
- [77] E. M. Ahmed and M. Shoyama, "Variable Step Size Maximum Power Point Tracker Using a Single Variable for Stand-alone Battery Storage PV Systems," *J. Power Electron.*, vol. 11, no. 2, pp. 218-227, Mar. 2011.
- [78] 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 Int. Univ. Power Eng. Conf.*, pp. 1-6, Sep. 2012.
- [79] F. Liu, S. Duan, F. Liu, B. Liu, and Y. Kang, "A Variable Step Size INC MPPT Method for PV Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 7, pp. 2622-2628, Jul. 2008.
- [80] 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*, 2012, pp. 1-6.
- [81] 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*, 2012, pp. 1-4.
- [82] M. de Brito and L. Sampaio, "Comparative analysis of MPPT techniques for PV applications," ... *Power (ICCEP), 2011 ...*, pp. 99-104, 2011.
- [83] S. Jain and V. Agarwal, "A new algorithm for rapid tracking of approximate maximum power point in photovoltaic systems," *Power Electron. Lett. IEEE*, vol. 2, no. 1, pp. 16-19, 2004.
- [84] W. G. Dunford, P. R. Palmer, and A. Capel, "Application of Centered Differentiation and Steepest Descent to Maximum Power Point Tracking," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2539-2549, Oct. 2007.
- [85] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "A new analog MPPT technique: TEODI," *Prog. Photovoltaics Res. Appl.*, vol. 18, no. 1, pp. 28-41, Jan. 2010.
- [86] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, *Power Electronics and Control Techniques for Maximum Energy Harvesting in Photovoltaic Systems*, vol. 20125477. CRC Press, 2012.
- [87] G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "TEODI: A new technique for Distributed Maximum Power Point Tracking PV Applications," *2010 IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, vol. 0, no. 1, pp. 982-987, 2010.
- [88] 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," *2010 IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, no. d, pp. 3463-3468, Jul. 2010.

- [89] A. Mellit and S. A. Kalogirou, "Artificial intelligence techniques for photovoltaic applications: A review," *Prog. Energy Combust. Sci.*, vol. 34, no. 5, pp. 574-632, Oct. 2008.
- [90] a. B. . Bahgat, N. . Helwa, G. . Ahamd, and E. . El Shenawy, "Estimation of the maximum power and normal operating power of a photovoltaic module by neural networks," *Renew. Energy*, vol. 29, no. 3, pp. 443-457, Mar. 2004.
- [91] K. Samangkool and S. Premrudeepreechacharn, "Maximum power point tracking using neural networks for grid-connected photovoltaic system," in *2005 International Conference on Future Power Systems*, 2005, p. 4 pp.-pp.4.
- [92] Jiyong Li and Honghua Wang, "Maximum power point tracking of photovoltaic generation based on the fuzzy control method," in *2009 International Conference on Sustainable Power Generation and Supply*, 2009, pp. 1-6.
- [93] N. Patcharaprakiti, S. Premrudeepreechacharn, and Y. Sriuthaisiriwong, "Maximum power point tracking using adaptive fuzzy logic control for grid-connected photovoltaic system," *Renew. Energy*, vol. 30, no. 11, pp. 1771-1788, Sep. 2005.
- [94] N. Patcharaprakiti and S. Premrudeepreechacharn, "Maximum power point tracking using adaptive fuzzy logic control for grid-connected photovoltaic system," in *2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.02CH37309)*, 2002, vol. 1, pp. 372-377.
- [95] J. B. L. Fermeiro, J. A. N. Pombo, M. R. A. Calado, and S. J. P. S. Mariano, "A new controller for DC-DC converters based on particle swarm optimization," *Appl. Soft Comput.*, vol. 52, pp. 418-434, Mar. 2017.
- [96] S. Q. Li, B. Zhang, T. J. Xu, and J. Yang, "A new MPPT control method of photovoltaic grid-connected inverter system," *26th Chinese Control Decis. Conf. CCDC 2014*, pp. 2753-2757, 2014.
- [97] T. Chakrabarti, U. Sharma, S. Manna, T. Chakrabarti, and S. K. Sarkar, "Design of intelligent Maximum Power Point Tracking (MPPT) technique based on swarm intelligence based algorithms," *Int. Conf. Power Adv. Control Eng.*, pp. 173-177, 2015.
- [98] D. F. Teshome, C. H. Lee, Y. W. Lin, and K. L. Lian, "A Modified Firefly Algorithm for Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Control Under Partial Shading," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 5, no. 2, pp. 661-671, 2017.
- [99] Z. Yang, Q. Duan, J. Zhong, M. Mao, and Z. Xun, "Analysis of improved PSO and perturb & observe global MPPT algorithm for PV array under partial shading condition," *Proc. 29th Chinese Control Decis. Conf. CCDC 2017*, pp. 549-553, 2017.
- [100] S. K. Kollimalla, M. K. Mishra, and N. N. Lakshmi, "A new control strategy for interfacing battery supercapacitor storage systems for PV system," *2014 IEEE Students' Conf. Electr. Electron. Comput. Sci. SCEECS 2014*, 2014.
- [101] S. Vazquez, S. M. Lukic, E. Galvan, L. G. Franquelo, and J. M. Carrasco, "Energy Storage Systems for Transport and Grid Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 12, pp. 3881-3895, 2010.
- [102] M. E. E. Glavin, P. K. W. Chan, S. Armstrong, and W. G. G. Hurley, "A stand-alone photovoltaic supercapacitor battery hybrid energy storage system," *2008 13th Int. Power Electron. Motion Control Conf. EPE-PEMC 2008*, pp. 1688-1695, 2008.
- [103] R. Sathishkumar, S. K. Kollimalla, and M. K. Mishra, "Dynamic energy management of micro grids using battery super capacitor combined storage," *2012 Annu. IEEE India Conf. INDICON 2012*, pp. 1078-1083, 2012.
- [104] G. Zhang, X. Tang, and Z. Qi, "Research on battery supercapacitor hybrid storage and its application in MicroGrid," *Asia-Pacific Power Energy Eng. Conf. APPEEC*, pp. 5-8, 2010.
- [105] W. Shen, T. T. Vo, and A. Kapoor, "Charging algorithms of lithium-ion batteries: An overview," *Proc. 2012 7th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2012*, pp. 1567-1572, 2012.

- [106] A. Al-Haj Hussein and I. Batarseh, "A review of charging algorithms for nickel and lithium battery chargers," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 3, pp. 830-838, 2011.
- [107] D. Anseán, M. González, J. C. Viera, V. M. García, C. Blanco, and M. Valledor, "Fast charging technique for high power lithium iron phosphate batteries: A cycle life analysis," *J. Power Sources*, vol. 239, pp. 9-15, 2013.
- [108] S. C. Wang and Y. H. Liu, "A PSO-Based Fuzzy-Controlled Searching for the Optimal Charge Pattern of Li-Ion Batteries," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 5, pp. 2983-2993, 2015.
- [109] 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," *Proc. Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, pp. 474-479, 2013.
- [110] L. R. Dung and J. H. Yen, "ILP-based algorithm for lithium-ion battery charging profile," *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 2286-2291, 2010.
- [111] 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," *J. Power Sources*, vol. 273, pp. 413-422, 2015.
- [112] 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.
- [113] L. R. Chen, "A design of an optimal battery pulse charge system by frequency-varied technique," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 398-405, 2007.
- [114] L. R. Chen, "Design of duty-varied voltage pulse charger for improving Li-ion battery-charging response," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 480-487, 2009.
- [115] 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 Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 1, pp. 88-97, 2013.
- [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," *Int. Rev. Electr. Eng.*, vol. 6, no. 7, pp. 2974-2989, 2011.
- [117] J. Cao, N. Schofield, and A. Emadi, "Battery balancing methods: A comprehensive review," *2008 IEEE Veh. Power Propuls. Conf. VPPC 2008*, pp. 3-8, 2008.
- [118] W. C. Lee, D. Drury, and P. Mellor, "Comparison of passive cell balancing and active cell balancing for automotive batteries," *2011 IEEE Veh. Power Propuls. Conf. VPPC 2011*, 2011.
- [119] J. Qi and D. Dah-Chuan Lu, "Review of battery cell balancing techniques," *2014 Australas. Univ. Power Eng. Conf. AUPEC 2014 - Proc.*, no. October, pp. 1-6, 2014.
- [120] A. Perner and J. Vetter, *Lithium-ion batteries for hybrid electric vehicles and battery electric vehicles*. 2015.
- [121] J. Gallardo-Lozano, E. Romero-Cadaval, M. I. Milanés-Montero, and M. A. Guerrero-Martinez, "Battery equalization active methods," *J. Power Sources*, vol. 246, pp. 934-949, 2014.
- [122] 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 Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 8, pp. 3989-3999, Aug. 2014.
- [123] 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 Work. Control Model. Power Electron.*, pp. 1-7, 2015.
- [124] M. M. Ur. Rehman *et al.*, "Modular approach for continuous cell-level balancing to improve performance of large battery packs," *2014 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2014*, no. October, pp. 4327-4334, 2014.

- [125] W. Hong, K. S. Ng, J. H. Hu, and C. S. Moo, "Charge equalization of battery power modules in series," *2010 Int. Power Electron. Conf. - ECCE Asia - IPEC 2010*, pp. 1568-1572, 2010.
- [126] T. H. Phung, A. Collet, and J. C. Crebier, "An optimized topology for next-to-next balancing of series-connected lithium-ion cells," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 4603-4613, 2014.
- [127] F. Mestrallet, L. Kerachev, J. C. Crebier, and A. Collet, "Multiphase interleaved converter for lithium battery active balancing," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 2874-2881, 2014.
- [128] C.-M. Young, N.-Y. Chu, L.-R. Chen, Y.-C. Hsiao, and C.-Z. Li, "A Single-Phase Multilevel Inverter With Battery Balancing," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 5, pp. 1972-1978, May 2013.
- [129] K. Taesic, Q. Wei, and Q. Liyan, "A multicell battery system design for electric and plug-in hybrid electric vehicles," *Electr. Veh. Conf. (IEVC), 2012 IEEE Int.*, pp. 1-7, 2012.
- [130] H. Kim and K. G. Shin, "DESA: Dependable, Efficient, Scalable Architecture for Management of Large-Scale Batteries," *Ind. Informatics, IEEE Trans.*, vol. 8, no. 2, pp. 406-417, 2012.
- [131] A. Hauser and R. Kuhn, *Advances in Battery Technologies for Electric Vehicles*. Elsevier, 2015.
- [132] S. Waffler and J. W. Kolar, "A Novel Low-Loss Modulation Strategy for High-Power Bidirectional Buck + Boost Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 6, pp. 1589-1599, 2009.
- [133] K. Bin Liu, C. Y. Liu, Y. H. Liu, Y. C. Chien, B. S. Wang, and Y. S. Wong, "Analysis and controller design of a universal bidirectional DC-DC converter," *Energies*, vol. 9, no. 7, 2016.
- [134] R. Velho, M. Beirão, M. Calado, J. Pombo, J. Fermeiro, and S. Mariano, "Management System for Large Li-Ion Battery Packs with a New Adaptive Multistage Charging Method," *Energies*, vol. 10, no. 12, p. 605, May 2017.
- [135] S. Steinhorst *et al.*, "Distributed reconfigurable Battery System Management Architectures," *Proc. Asia South Pacific Des. Autom. Conf. ASP-DAC*, vol. 25-28-Janu, pp. 429-434, 2016.
- [136] Y. Zhang, Z. Jiang, and X. Yu, "Control Strategies for Battery/Supercapacitor Hybrid Energy Storage Systems," in *2008 IEEE Energy 2030 Conference*, 2008, pp. 1-6.
- [137] X. Liu, "Optimization design on fractional order PID controller based on adaptive particle swarm optimization algorithm," *Nonlinear Dyn.*, vol. 84, no. 1, pp. 379-386, 2016.
- [138] B. K. Sahu, S. Pati, P. K. Mohanty, and S. Panda, "Teaching-learning based optimization algorithm based fuzzy-PID controller for automatic generation control of multi-area power system," *Appl. Soft Comput. J.*, vol. 27, pp. 240-249, 2015.
- [139] J. Kaliannan, A. Baskaran, N. Dey, and A. S. Ashour, "Ant colony optimization algorithm based PID controller for LFC of single area power system with non-linearity and boiler dynamics," *World J. Model. Simul.*, vol. 12, no. 1, pp. 3-14, 2016.
- [140] 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*, 2011, vol. 1, pp. 286-290.
- [141] R. S. B. and I. S. Jesus and GECAD, "Optimization of Control Systems by Cuckoo Search," in *CONTROL'2014 - Proceedings of the 11th Portuguese Conference on Automatic Control*, vol. 321, no. 2009, 2015, pp. 365-373.
- [142] R. Sethi, S. Panda, and B. P. Sahoo, "Cuckoo Search Algorithm Based Optimal Tuning of PID Structured TCSC Controller," in *Computational Intelligence in Data Mining - Volume 1: Proceedings of the International Conference on CIDM, 20-21 December 2014*, C. L.

Jain, S. H. Behera, K. J. Mandal, and P. D. Mohapatra, Eds. New Delhi: Springer India, 2015, pp. 251-263.

- [143] J. Kennedy and R. Mendes, "Population structure and particle swarm performance," *Proc. 2002 Congr. Evol. Comput. CEC'02 (Cat. No.02TH8600)*, vol. 2, pp. 1671-1676, 2002.
- [144] A. El Dor, D. Lemoine, M. Clerc, P. Siarry, L. Deroussi, and M. Gourgand, "Dynamic cluster in particle swarm optimization algorithm," *Nat. Comput.*, Oct. 2014.
- [145] H. G. G. Nunes, J. A. N. Pombo, S. J. P. S. Mariano, M. R. A. Calado, and J. A. M. Felipe de Souza, "A new high performance method for determining the parameters of PV cells and modules based on guaranteed convergence particle swarm optimization," *Appl. Energy*, vol. 211, no. November 2017, pp. 774-791, 2018.

ANEXOS

Anexo A - Publicações Científicas

“Power Management Strategy for Standalone PV applications with Hybrid Energy Storage System”

Abstract—Hybrid energy storage systems that combine the high density power of the supercapacitors with the high energy density of the Li-ion batteries have been substantially researched, with great interest. This manuscript proposes a new power management strategy implemented using the Rule based controller which considers the state of charge of the Li-ion batteries (SOC). The Li-ion batteries are used to provide a steady and constant power, function of the state of charge (SOC), enabling a higher efficiency and extending batteries lifespan. A typical standalone PV application is used to demonstrate and validate the performance of the proposed power management strategy.

Anexo B - Esquema Elétrico dos Conversores DC/DC

Anexo C - Esquema Elétrico do Sistema de Balanceamento