

Diogo José Simões Bacalhau

# MODELAÇÃO E CONTROLO DE CONVERSORES DE POTÊNCIA PARA PRODUÇÃO E ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores – Área de Especialização em Energia

Fevereiro 2017



UNIVERSIDADE DE COIMBRA





**FCTUC** FACULDADE DE CIÊNCIAS  
E TECNOLOGIA  
UNIVERSIDADE DE COIMBRA

Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

**Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores**

Dissertação de Mestrado – Área de Especialização em Energia

**Modelação e controlo de conversores de potência para  
produção e armazenamento de energia**

Diogo José Simões Bacalhau

Júri:

Professora Doutora Maria do Carmo Raposo de Medeiros (Presidente)

Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes (Orientador)

Professor Doutor Pedro Manuel Soares Moura (Vogal)

Coimbra, fevereiro 2017



## **Agradecimentos**

O presente trabalho é o culminar de conhecimentos adquiridos ao longo de cinco anos de percurso académico e marca o término de uma das etapas mais desafiantes e importantes da minha vida. O percurso realizado só foi possível devido às pessoas que me apoiaram e motivaram a quem deixo uma palavra de agradecimento.

Em primeiro lugar agradeço ao meu orientador, o Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes, pelo apoio, dedicação, motivação e disponibilidade ao longo desta dissertação. Pela possibilidade de realizar este trabalho e por toda a experiência e conhecimentos transmitidos.

Agradeço ao IT (Instituto de Telecomunicações) pelo material disponibilizado que permitiu a realização deste trabalho.

Agradeço aos meus colegas do Laboratório de Eletrónica de Potência e do Laboratório de Sistemas de Energia pela ajuda prestada, companheirismo e bom ambiente ao longo da realização deste trabalho.

Agradeço aos meus amigos que me acompanharam ao longo deste percurso pelas vivências e momentos passados, e pela ajuda prestada.

Agradeço a todos os professores que contribuíram para a minha formação.

Por fim, um agradecimento especial aos meus pais e irmão por permitirem a realização deste percurso.



## Resumo

O desenvolvimento da eletrônica de potência, o aumento do preço da energia e a imposição de restrições ambientais levou à aposta na produção de energia a partir de fontes renováveis, como o vento e o sol. Os sistemas híbridos de energia renovável são uma solução interessante quando as condições locais são favoráveis ao nível do vento e da irradiação solar, pois tira partido da complementaridade existente entre o vento e o sol. Estes sistemas podem estar ligados à rede elétrica ou funcionar em modo isolado. São constituídos por dois sistemas de energia renovável (eólico e solar fotovoltaico) e pelo sistema de armazenamento de energia, onde são todos ligados a um barramento DC.

Nesta dissertação é implementado o sistema híbrido de energia renovável, excluindo o sistema eólico, quando ligado à rede elétrica. Todos os subsistemas de energia partilham um barramento DC, o qual é ligado a um barramento AC por intermédio de um conversor DC-AC. O sistema solar fotovoltaico e o sistema de armazenamento de energia são também ligados a este barramento DC através de conversores DC-DC.

Assim, o objetivo deste trabalho consiste em controlar os fluxos de potência que ocorrem no sistema híbrido de energia renovável. Para tal, é desenvolvido e implementado uma estratégia de controlo que permita controlar os conversores DC-DC e o conversor DC-AC, com o propósito de produzir e armazenar energia, extrair a potência máxima dos painéis e fornecer/absorver energia para/da rede com um fator de potência unitário.

É realizado o dimensionamento dos conversores DC-DC, bem como a modelação e análise no domínio da frequência, de forma a projetar os controladores das malhas de corrente. Para o conversor DC-AC é realizada a modelação e o projeto dos controladores das malhas de corrente e tensão de forma a controlar a tensão do barramento DC e controlar de forma independente, a potência ativa e reativa, tal que o fator de potência seja unitário.

O sistema híbrido de energia renovável é implementado em *Matlab/Simulink*, e é realizado o estudo da dinâmica do sistema. Por fim, implementa-se experimentalmente o sistema de forma a validar os métodos de controlo implementados em ambiente de simulação e analisa-se a sua dinâmica. Nos testes experimentais, todos os algoritmos de controlo foram implementados numa plataforma digital da dSpace.

**Palavras-chave:** Sistema Híbrido de Energia Renovável, Sistema Solar Fotovoltaico, Sistema de Armazenamento, Conversores de Potência, Modulação, Controlo.





## Abstract

The development of power electronics technology, the increasing of the energy price and environmental regulations more stringent, led that renewable energy, such as wind and solar, became more attractive. The hybrid renewable energy systems can be a viable solution when the local conditions are favourable to the level of wind and solar irradiation. The photovoltaic energy and wind energy are complementary. These systems, that can work in standalone or grid connected mode, consist in two renewable energy systems (wind and solar photovoltaic) and by energy storage system. All the systems are sharing a common DC bus.

In these thesis is implemented the hybrid renewable system, without the wind system, in a grid connected mode. So, the shared DC bus is connected to AC bus by a DC-AC converter. The solar photovoltaic system and energy storage are also connected to the common DC bus by DC-DC converters.

Therefore, the goal of this work is the control of power flow that occurs inside the hybrid renewable energy system. So, a control strategy that enable the control of the DC-DC converters as well as the DC-AC converter is developed and implemented. This control strategy aims to, regulate the production and storage of energy levels, the extraction of the maximum power from photovoltaic panels and send/receive energy to/from the grid with unit power factor.

The components of DC-DC converters are calculated, from the modulation and analysis in frequency domain are design the controller current loop. From the modulation and the design of the DC-AC convertor are design the controller to voltage and current loop, so that, the voltage in DC bus is control and the active and reactive power are control separated to obtain a unit power factor.

The hybrid renewable energy system is implemented in Matlab/Simulink and the study of the system dynamic is performed. Finally, the experimental implementation and a global study of system dynamic are made by implementing the control developed in simulation.

In the experimental tests, all control algorithms were implemented on a digital platform from dSpace.

**Keywords:** Hybrid Renewable Energy System, Solar Photovoltaic System, Storage System, Power electronic Converters, Modulation, Control.



# Índice

Agradecimentos.....	i
Resumo.....	iii
Abstract.....	v
Índice.....	vii
Lista de Figuras.....	x
Lista de Tabelas.....	xiv
Lista de Símbolos e Abreviaturas.....	xvi
Capítulo 1.....	1
Introdução.....	1
1.1 Sistema Híbrido de Energia Renovável.....	2
1.2 Sistema Eólico.....	3
1.3 Sistema Solar Fotovoltaico.....	4
1.4 Sistema de Armazenamento.....	5
1.5 Interligação entre o Barramento DC e o Barramento AC.....	6
1.6 Extração da potência máxima das fontes renováveis.....	7
1.7 Motivação e Objetivos.....	7
Capítulo 2.....	9
Modelação e Controlo do Sistema Híbrido.....	9
2.1 Modelação e Controlo do Sistema Solar Fotovoltaico.....	9
2.2 Modelação e Controlo do Sistema de Armazenamento.....	11
2.2.1 Funcionamento do Conversor das Baterias.....	11
2.2.2 Métodos de Modulação.....	13
2.2.3 Abordagem ao Modelo Médio para Pequenos Sinais.....	14
2.2.4 Controlo Analógico vs. Controlo Digital.....	16
2.2.5 Modelação Discreta no Tempo.....	16
2.2.6 Projeto do Controlador Digital.....	20
2.3 Modelação e Controlo do Conversor da Rede.....	25
Capítulo 3.....	32
Simulação do comportamento dinâmico do sistema.....	32
3.1 Sistema Solar Fotovoltaico.....	32
3.2 Sistema de Armazenamento.....	34
3.3 Interligação entre o Barramento DC e o Barramento AC.....	35
3.4 Análise dos Sistemas Interligados.....	38
Capítulo 4.....	45

Implementação e Resultados Experimentais .....	45
4.1 Implementação Experimental .....	45
4.2 Resultados Experimentais .....	47
Capítulo 5 .....	56
Conclusões e Sugestões para Trabalho Futuro .....	56
5.1 Conclusões .....	56
5.2 Trabalho Futuro .....	58
Referências .....	59
Bibliografia.....	60
Apêndice A.....	61
A.1 Modelo Painéis Fotovoltaicos.....	61
A.2 Algoritmo P&O.....	62
Apêndice B.....	64
Modelação e Controlo do Conversor das Baterias .....	64
B.1 Modelação do Conversor das Baterias.....	64
B.2 Projeto Controlador PI.....	69
Apêndice C.....	70
Dimensionamento Controladores Rede .....	70
Apêndice D.....	71
Dimensionamento Conversor DC-DC.....	71
Apêndice E.....	72
Esquema do Sistema Híbrido de Energia Renovável .....	72
E.1 Esquema do Controlador do Conversor dos Painéis.....	72
E.2 Esquema do Controlador do Conversor das Baterias .....	72
E.2.1 Modo de funcionamento.....	73
E.2.2 Configuração Conversor das Baterias .....	74
E.2.3 Malhas de Controlo de Corrente.....	74
E.3 Esquema do Controlador do Conversor da Rede.....	75
Apêndice F .....	76
Implementação Experimental .....	76



## Lista de Figuras

Figura 1.1: Modelo geral de um sistema híbrido. ....	2
Figura 1.2: Principais componentes do sistema eólico [1].....	3
Figura 1.3: Principais componentes do sistema solar fotovoltaico. ....	4
Figura 1.4 – Funcionamento das Baterias: (a) Curva de descarga das baterias. (b) Curva de carga das baterias com controlo de corrente e de tensão. ....	6
Figura 1.5: Principais componentes do sistema de armazenamento. ....	6
Figura 2.1: Modelo elétrico equivalente. ....	9
Figura 2.2: Curvas I – V para diferentes valores de irradiância a 25 °C (a), e para diferentes valores de temperatura com irradiância de 1000 W/ m <sup>2</sup> (b).....	10
Figura 2.3: Fluxograma do algoritmo P&O. ....	11
Figura 2.4: Conversor das baterias na configuração Boost.....	12
Figura 2.5: Conversor das baterias na configuração Buck.....	12
Figura 2.6 – Corrente na bobina: (a) Funcionamento como boost, (b) Funcionamento como buck. ....	13
Figura 2.7: Tensão à saída do conversor .....	14
Figura 2.8: Formas de onda derivadas do modelo discreto no tempo.....	19
Figura 2.9: Malha de controlo discreta no tempo.....	20
Figura 2.10: Resposta a degrau para a corrente na bobina.....	25
Figura 2.11: Diagrama de Bode da função transferência, $T_u(z)$ e $T(z)$ .....	25
Figura 2.12: Diagrama de controlo do conversor que faz a ligação à rede. ....	26
Figura 2.13: Malha interna de controlo de corrente com realimentação unitária. ....	28
Figura 2.14: Malha externa de controlo de tensão com realimentação unitária.....	28
Figura 2.15: Resposta em frequência da função de transferência em malha aberta para a malha de controlo de corrente (a) e para a malha de controlo de tensão (b). ....	31
Figura 2.16: Resposta a degrau da corrente (a) e da tensão (b). ....	31
Figura 3.1: Esquema do sistema solar fotovoltaico.....	32
Figura 3.2 – Dinâmica do Sistema Solar Fotovoltaico: (a) Comparação entre o valor médio da potência à saída dos painéis e a potência média de referência. (b) Tensão e corrente à saída dos painéis; (c) Corrente na bobina para um dado intervalo de tempo; ....	33
Figura 3.3: Esquema do sistema de armazenamento.....	34
Figura 3.4 – Dinâmica do Sistema de Armazenamento: (a) Carga das baterias com controlo de corrente e de tensão. (b) Descarga das baterias com controlo de corrente.....	35
Figura 3.5: Esquema da interligação entre o barramento DC e o barramento AC.....	35

Figura 3.6 – Dinâmica do controlador do conversor da rede quando é absorvida energia da rede: (a) Tensão em eixos d e q. (b) Corrente em eixos d e q com os respectivos valores de referência.	36
Figura 3.7 – Dinâmica do controlador do conversor da rede quando é absorvida energia da rede: (a) Tensão simples e corrente de linha da fase a. (b) Corrente de linha.....	36
Figura 3.8 – Dinâmica do controlador do conversor da rede quando é absorvida energia da rede: (a) Potência na carga. (b) Tensão no barramento DC. ....	37
Figura 3.9 – Dinâmica do controlador do conversor da rede quando é enviada energia para a rede: (a) Potência medida no barramento DC. (b) Tensão no barramento DC. ....	38
Figura 3.10 – Dinâmica do controlador do conversor da rede quando é enviada energia para a rede: (a) Tensão em eixos dq. (b) Corrente em eixos dq e respectivos valores de referência. ....	38
Figura 3.11 – Dinâmica do controlador do conversor da rede quando é enviada energia para a rede: (a) Tensão simples e corrente de linha da fase a. (b) Corrente de linha.....	38
Figura 3.12: Esquema do fluxo de potência para o Cenário 1. ....	39
Figura 3.13: Esquema do fluxo de potência para o Cenário 2. ....	40
Figura 3.14: Esquema do fluxo de potência para o Cenário 3. ....	41
Figura 3.15: Esquema do fluxo de potência para o Cenário 4. ....	41
Figura 3.16: Fluxograma do algoritmo que indica o modo de funcionamento do conversor das baterias. ....	42
Figura 3.17: Esquema do sistema híbrido de energia renovável.....	42
Figura 3.18: Comportamento do sistema híbrido de energia renovável, ao nível do fluxo de potências, de acordo com o modo de funcionamento do conversor das baterias. ....	43
Figura 3.19: (a) Estado de carga das baterias. (b) Tensão no barramento DC.....	44
Figura 4.1: Montagem experimental. ....	46
Figura 4.2: Diagrama de controlo do conversor das baterias. ....	47
Figura 4.3: Painel de controlo do sistema híbrido.....	48
Figura 4.4 – Ensaio 1: (a) Fluxos de potência. (b) Tensão simples e corrente de linha da fase a. (c) Tensão aos terminais do barramento DC. ....	50
Figura 4.5: Resultados numéricos e formas de onda obtidos a partir do analisador de potência da Yokogawa.....	51
Figura 4.6 – Ensaio 2: Fluxos de potência. ....	53
Figura 4.7 – Ensaio 2: (a) Corrente de referência e medida na bobina. (b) Corrente segundo os eixos d e q e respetivas componentes de referência. ....	53
Figura 4.8 – Ensaio 2: (a) Corrente de linha e tensão simples da fase a. (b) Tensão no barramento DC. ....	54
Figura 4.9 – Ensaio 3: Fluxos de potência. ....	54

Figura 4.10 – Ensaio 3: (a) Corrente de referência e medida na bobina. (b) Corrente segundo os eixos d e q e respectivos valores de referência. ....	55
Figura 4.11 – Ensaio 3: (a) Corrente de linha e tensão simples da fase a. (b) Tensão no barramento DC. ....	55
Figura 4.12: Fluxos de potência. ....	56
Figura A.1: Diagrama de blocos dos painéis fotovoltaicos. ....	61
Figura B.1: Modulação Simétrica (comparação entre a entrada de controle e a onda triangular simétrica) e sinal de gate resultante. ....	66
Figura E.1: Esquema do Controlador Conversor Painéis. ....	72
Figura E.2: Esquema do Controlador Conversor Baterias. ....	72
Figura E.3: Esquema do bloco Configuração Conversor das Baterias. ....	74
Figura E.4: Esquema da malha de controle de corrente quando o conversor das baterias funciona como Boost. ....	74
Figura E.5: Esquema da malha de controle de corrente quando o conversor das baterias funciona como Buck. ....	74
Figura E.6: Esquema do Controlador Conversor Rede. ....	75
Figura E.7: Esquema do bloco Algoritmo VOC implementado em Simulink. ....	75
Figura F.1: Autotransformador usado para regular a tensão da rede. ....	76
Figura F.2: Resistências usadas como carga ( $3 \times 100\Omega$ ). ....	76
Figura F.3: Bobinas utilizadas como filtro do lado AC. ....	76
Figura F.4: Caixa de Terminais dos painéis fotovoltaicos. ....	76





## **Lista de Tabelas**

Tabela 2.1: Valores considerados no modelo.....	19
Tabela 2.2: Parâmetros de $K_p$ e $K_i$ consoante o tipo da planta. ....	29
Tabela 2.3: Dados utilizados no projeto do controlador de corrente e de tensão.....	30
Tabela 4.1: Correspondência com a notação do analisador de potência da Yokogawa.....	50
Tabela 4.2: Aquisição de dados a partir do analisador de potência da Yokogawa para diferentes ensaios. ....	52



## Lista de Símbolos e Abreviaturas

AC	Corrente alternada ( <i>Alternating current</i> )
DC	Corrente contínua ( <i>Direct current</i> )
SOC	Estado de carga das baterias ( <i>State of Charge</i> ) (%)
$W_p$	Potência máxima produzida obtida a uma temperatura de 25°C a uma irradiância de 1000 $W/m^2$
GTO	Gate turn-off thyristor
MOSFET	Metal-oxide-semiconductor field effect transistor
IGBT	Insulated-gate bipolar transistor
PWM	Modulação por largura de pulso ( <i>Pulsewidth modulation</i> )
SPWM	Modulação por largura de pulso sinusoidal ( <i>Sinusoidal pulsewidth modulation</i> )
VOC	Controlo orientado de tensão ( <i>Voltage Oriented Control</i> )
VFOC	Controlo orientado por fluxo virtual ( <i>Virtual Flux Oriented Control</i> )
DPC	Controlo direto de potência ( <i>Direct Power Control</i> )
$i_{PV}$	Corrente instantânea fornecida pelo painel fotovoltaico (A)
$i_{CEL}$	Corrente instantânea gerada pelo efeito fotoelétrico em cada célula (A)
$i_D$	Corrente instantânea de saturação do díodo (A)
$i_{Rp}$	Corrente instantânea na resistência equivalente em paralelo (A)
$v_{PV}$	Tensão instantânea aos terminais do painel fotovoltaico (V)
$N_p$	Número de células em paralelo
$N_s$	Número de células em série
$R_s$	Resistência equivalente de cada célula em série ( $\Omega$ )
$R_p$	Resistência equivalente de cada célula em paralelo ( $\Omega$ )
A	Fator de idealidade (=1.2 para painéis monocristalinos)
q	Carga do eletrão (= $1.6 \times 10^{-19} C$ )
k	Constante de Boltzmann ( $1.38 \times 10^{-23} J/^{\circ}K$ )
$T_{test}$	Temperatura nas condições de teste ( $^{\circ}C$ )
P&O	Perturbar e Observar ( <i>Perturbe &amp; Observe</i> )
MPP	Ponto de Potência Máxima ( <i>Maximun Power Point</i> )
$p_{PV}$	Potência aos terminais do painel fotovoltaico (W)
$T_0$	Período de comutação (s)
$T_s$	Período de amostragem (s)

$f_s$	Frequência de amostragem (Hz)
$t_{off}$	Tempo que o semicondutor controlado está bloqueado (s)
$t_{on}$	Tempo que o semicondutor controlado está em condução (s)
$Q_i, i \in \{1, 2, 3, 4\}$	Identificação dos semicondutores controlados do conversor das baterias
$v_{DC}$	Tensão instantânea aos terminais do barramento DC (V)
$\Delta v_{DC}$	Amplitude pico a pico da tensão no barramento DC (V)
$i_{BAT}$	Corrente instantânea fornecida/absorvida pelo sistema de armazenamento (A)
$p_{BAT}$	Potência fornecida/absorvida pelo sistema de armazenamento (W)
$i_{IN\_BAT}$	Corrente instantânea à entrada das baterias (A)
$v_{IN\_BAT}$	Tensão instantânea aos terminais do banco de baterias (V)
$\bar{v}_{IN\_BAT}$	Tensão média aos terminais do banco de baterias (V)
$i_L$	Corrente instantânea na bobina (A)
$i_C$	Corrente instantânea no condensador (A)
$\bar{i}_C$	Corrente média no condensador (A)
$\Delta i_L$	Amplitude pico a pico da corrente na bobina (A)
$v_C$	Tensão instantânea no condensador (V)
$\Delta v_C$	Amplitude pico a pico da tensão no condensador (V)
$\bar{v}_L$	Tensão média na bobina (V)
$v_L$	Tensão instantânea na bobina (V)
$v_R$	Tensão instantânea na resistência (V)
$c$	Sinal de comando
$c_s$	Sinal de comando em regime permanente
$\hat{c}$	Perturbação no sinal de comando
$x$	Vetor de estado
$\dot{x}$	Derivada do vetor de estado em ordem ao tempo
$x_s$	Vetor de estado em regime permanente
$v$	Vetor de entrada
$y$	Vetor de saída
$L$	Indutância (H)
$r_L$	Resistência da bobina ( $\Omega$ )
$C$	Capacitância (F)
$r_C$	Resistência do condensador ( $\Omega$ )

$A_e$	Matriz de estado
$B_e$	Matriz de entrada
$C_e$	Matriz de saída
$E_e$	Matriz de transmissão direta
$N_r$	Amplitude do sinal triangular utilizado pelo modelador discreto ( $N_r = 1$ )
$u$	Entrada de controlo do modulador discreto
$d$	Saída do modulador discreto ou <i>duty-cycle</i>
$\hat{x}$	Perturbação no vetor de estado para pequenos sinais
$\hat{u}$	Perturbação na entrada de controlo do modulador discreto
$\hat{d}$	Perturbação no <i>duty-cycle</i>
$\hat{y}$	Perturbação no vetor de saída para pequenos sinais
$V$	Componente constante do vetor de entrada
$X$	Componente constante do vetor de estado
$U$	Componente constante da entrada de controlo do modulador discreto
$Y$	Componente constante do vetor de saída
$D$	Componente constante do <i>duty-cycle</i>
$\Phi$	Matriz de estado para pequenos sinais
$\gamma$	Matriz de controlo de estado para pequenos sinais
$\delta$	Matriz de saída para pequenos sinais
$I$	Matriz identidade
$W$	Matriz de transferência
$G_{vu}$	Função de transferência da tensão à saída do conversor DC-DC em função da entrada de controlo no domínio discreto
$G_{iu}$	Função transferência da corrente na bobina do conversor DC-DC em função da entrada de controlo no domínio discreto
$G_c$	Função transferência do controlador no domínio discreto
$G'_c$	Função transferência do controlador no domínio contínuo
$T$	Função transferência em malha aberta no domínio discreto
$T'$	Função transferência em malha aberta no domínio contínuo
$T_u$	Função transferência em malha aberta sem compensação no domínio discreto
$T'_u$	Função transferência em malha aberta sem compensação no domínio contínuo
$\omega$	Frequência angular no domínio discreto (rad/s)

$\omega'$	Frequência angular no domínio contínuo (rad/s)
$\omega_c$	Frequência angular de corte no domínio discreto (rad/s)
$\omega'_c$	Frequência angular de corte no domínio contínuo (rad/s)
$G_{PID}$	Função transferência do controlador proporcional integral derivativo no domínio discreto
$G'_{PID}$	Função transferência do controlador proporcional integral derivativo no domínio contínuo
$G'_{PD}$	Função transferência do controlador proporcional derivativo no domínio contínuo
$G'_{PI}$	Função transferência do controlador proporcional integral no domínio contínuo
$K_p$	Ganho proporcional
$K_i$	Ganho integral
$K_d$	Ganho derivativo
$\varphi_m$	Margem de fase que se pretende alcançar (rad)
$\varphi_{m,u}$	Margem de fase da função de transferência em malha aberta sem compensação (rad)
$i_a, i_b, i_c$	Corrente da fase $a, b$ e $c$ na rede (A)
$i_d, i_q$	Corrente da rede segundo os eixos $dq$ no referencial síncrono (A)
$v_a, v_b, v_c$	Tensão da fase $a, b$ e $c$ na rede (V)
$v_{abc}$	Tensões trifásicas da rede (V)
$v_d, v_q$	Tensão da rede segundo os eixos $dq$ no referencial síncrono (V)
$u_{ao}, u_{bo}, u_{co}$	Tensões medidas no ponto médio de cada braço do inversor (V)
$\theta$	Ângulo elétrico da rede (rad)
$\omega_g$	Frequência angular elétrica da rede (rad/s)
$U_d'^a, U_q'^a$	Termos de desacoplamento da tensão dos eixos $dq$ no referencial síncrono (V)
$\hat{V}_{DC}$	Perturbação de tensão no barramento DC (V)
$\hat{I}_d$	Perturbação de corrente segundo o eixo $d$ (A)
$p_{rede_u}$	Potência que o utilizador quer enviar para a rede (W)
$p_{rede}$	Potência na rede (W)
$q_{rede}$	Potência reativa na rede (VAr)
$p_{ac}$	Potência no barramento AC (W)
$T_c$	Período de amostragem da malha de controlo de corrente (s)

$T_v$	Período de amostragem da malha de controlo de tensão (s)
$T_{CL_c}$	Constante de tempo do filtro passa-baixo que representa a malha de controlo de corrente (s)
$\xi$	Coefficiente de amortecimento
$G_{OL_c}$	Função de transferência em malha aberta para a corrente
$G_{OL_v}$	Função de transferência em malha aberta para a tensão



# Capítulo 1

## Introdução

A crise do petróleo, no início da década de 1970, alertou para a necessidade de produzir energia a partir de outras fontes, como o vento e o sol [2]. O aumento do nível de dióxido de carbono na atmosfera para níveis nunca registados, resultante da constante utilização de fontes de energia não renováveis e do aumento do consumo energético, levou à aposta nas energias renováveis. Esta mudança foi possível devido ao desenvolvimento da eletrónica de potência, e a fatores como o aumento do preço da energia e à imposição de restrições ambientais [3].

A eletrónica de potência, depois de várias décadas de evolução ganhou suficiente maturidade devido ao progresso tecnológico verificado nos dispositivos semicondutores, nos conversores de potência e nas máquinas elétricas, bem como na utilização de técnicas de modulação e de controlo otimizados. Neste século, é expectável o impacto da eletrónica de potência nos sistemas de conservação de energia, sistemas de energia renovável, sistemas de armazenamento e nos veículos elétricos e híbridos [3].

A energia eólica e a energia solar fotovoltaica são obtidas a partir de fontes de energia intermitentes, pois dependem das variações da velocidade do vento e das condições de irradiação solar, respetivamente, ao longo de um dia. Têm como principal desvantagem a sua natureza imprevisível que pode levar a que não se consiga disponibilizar a potência necessária à carga [4]. Em zonas rurais remotas ou com pouca qualidade de energia, a instalação de sistemas de energia eólica ou solar fotovoltaicos são a escolha mais atrativa, no entanto, é necessário um banco de baterias de dimensão considerável, para entregar à carga a potência de forma fiável e diminuir a potência máxima instalada [5]. Os custos de armazenamento representam a maior restrição económica à implementação destes sistemas [2]. Com o objetivo de reduzir a intermitência e os custos de armazenamento, são utilizados sistemas híbridos de energia renovável que tem a capacidade de produzir e armazenar energia a partir da combinação da energia eólica e da energia solar fotovoltaica, aproveitando a existência de complementaridade, pois à noite e em dias enublados os ventos são intensos, enquanto que em dias soalheiros os ventos são fracos [5].

Os sistemas híbridos de energia renovável permitem obter maior eficiência do que um sistema com apenas uma fonte de energia renovável e podem trabalhar de forma isolada ou ligados à rede [6]. Com vista a um desenvolvimento ecológico e económico, a interligação de sistemas eólicos e solares fotovoltaicos com baterias para armazenamento de energia pode ser muito interessante quando as condições locais são favoráveis ao nível do vento e da irradiação solar [2].

## 1.1 Sistema Híbrido de Energia Renovável

Os sistemas híbridos de energia renovável podem ser instalados em locais urbanos, rurais e em zonas remotas. Numa primeira fase, deve ser efetuado um estudo das condições de irradiação solar e da velocidade dos ventos do local, para avaliar a viabilidade técnico-económica da instalação do sistema.

Na Figura 1.1 está representado o modelo geral de um sistema híbrido constituído por dois sistemas de energia renovável (eólico e solar fotovoltaico) e pelo sistema de armazenamento de energia. Todos estes sistemas estão ligados a um barramento DC que é interligado através de um conversor a um barramento AC, que faz a ligação à rede e à carga ou apenas à carga no caso do sistema funcionar em modo isolado. O bloco identificado como Rede/Carga significa que o barramento AC pode estar ligado à rede e à carga, ou apenas à carga. Se o sistema for ligado à rede, a tensão do barramento DC é controlada pelo conversor DC-AC. Caso o sistema funcione em modo isolado, o controlo da tensão do barramento DC será efetuado pelo sistema que estiver, num dado momento, a enviar mais energia para a carga. Neste trabalho foi implementado o sistema híbrido quando ligado à rede. As setas representadas na figura indicam o possível sentido do fluxo de potência. Entre o sistema de armazenamento e o barramento DC o fluxo de potência é bidirecional, pois as baterias tanto podem armazenar como fornecer energia. A energia fornecida pelo sistema solar fotovoltaico e pelo sistema de armazenamento é enviada para o barramento AC, tal que seja fornecida energia à carga e à rede. Tirando partido dos diferentes períodos tarifários, assumindo como exemplo uma tarifa bi-horária, pode-se utilizar o período horário de vazio para enviar energia para as baterias a partir da rede, sempre que a produção de energia renovável seja inferior a um determinado limite. Então, o fluxo de potência entre o barramento DC e o barramento AC é bidirecional.

O dimensionamento do sistema híbrido está dependente do funcionamento em modo isolado ou ligado à rede. No modo isolado estes sistemas são dimensionados para que tenham capacidade para fornecer energia à carga durante um determinado período de tempo. Quando funcionam ligados à rede o objetivo é satisfazer a base do diagrama de carga.

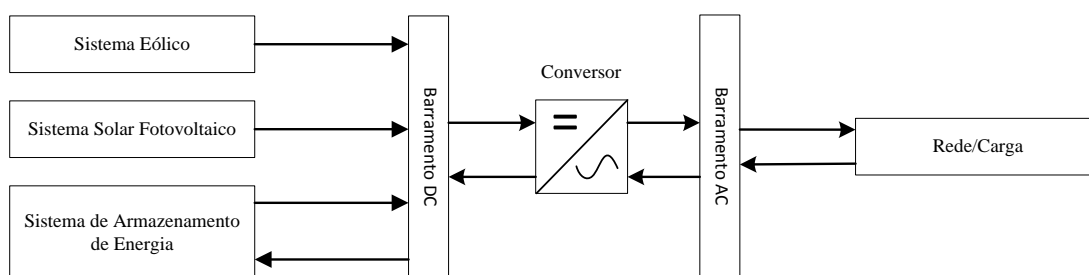


Figura 1.1: Modelo geral de um sistema híbrido.

Nas próximas secções é analisado o conjunto de componentes que constitui cada sistema e que permite efetuar as interligações referidas.

## 1.2 Sistema Eólico

A energia do vento é usada há milhares de anos nas atividades agrícolas (moagem de cereais, irrigação de água) e na navegação pelos mares. Foi apenas nos finais do século XIX que foi desenvolvida a primeira turbina eólica de 12 kW, capaz de gerar energia elétrica. Nas últimas duas décadas várias tecnologias de captação de energia eólica têm vindo a ser desenvolvidas com a conseqüente melhoria da eficiência na conversão da energia do vento em energia elétrica [1].

Na Figura 1.2 estão os principais componentes que constituem o sistema eólico, nomeadamente a turbina eólica, caixa de velocidades, gerador elétrico e o conversor de potência.

As turbinas eólicas têm diferentes dimensões, o que permite obter diferentes potências à saída. Assim, estas turbinas podem ser classificadas em micro, pequenas, médias, grandes e muito grandes dimensões, consoante a potência nominal que disponibilizam. Apesar de não existir uma definição restrita, as microturbinas caracterizam-se por uma potência nominal inferior a alguns kilowatts, as pequenas turbinas por uma potência nominal inferior a 100 kW e as turbinas de média dimensão por uma potência nominal numa gama entre os 100 kW a 1 MW. As turbinas acima de 1 MW até aos 10 MW são consideradas de grandes dimensões e acima de 10 MW de muito grandes dimensões estando ainda numa fase inicial de pesquisa e desenvolvimento. A gama de potências de uma turbina eólica para aplicar num sistema híbrido vai de alguns kilowatts a 1 MW, dependendo do tipo de aplicação [7].

A turbina eólica captura a potência do vento através das pás e converte-a em potência mecânica. Através do gerador elétrico a potência mecânica é convertida em potência elétrica, originando uma tensão alternada de valor eficaz e frequência variável, que através de um conversor AC-DC é retificada e a energia entregue ao barramento DC. Através de um controlo adequado do conversor é possível extrair a máxima potência do vento.

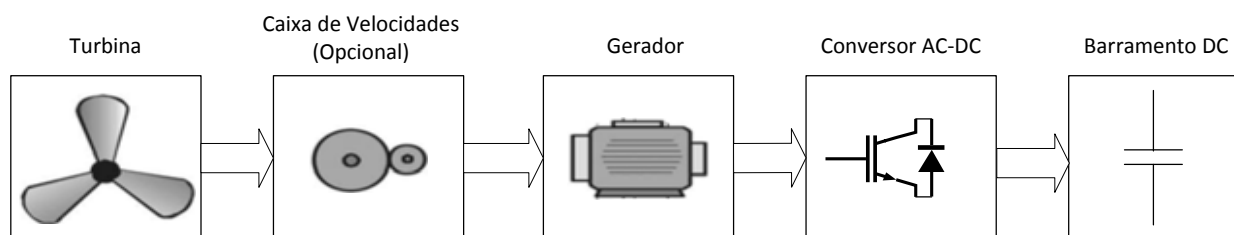


Figura 1.2: Principais componentes do sistema eólico [1].

### 1.3 Sistema Solar Fotovoltaico

Tendo em conta que a energia solar que chega à terra numa hora, é superior a toda a energia consumida na terra durante um ano, pode-se ter a noção do enorme potencial do sistema solar fotovoltaico [8].

As células fotovoltaicas ou solares são usadas para converter a energia proveniente do sol em energia elétrica. Este conceito foi descoberto em 1839 por Edmund Becquerel e designou-se por efeito fotovoltaico. Em 1870 iniciou-se o estudo do efeito fotovoltaico no selênio, que apresentava como desvantagem a eficiência de conversão, cerca de 1 – 2%, e o preço elevado. Em 1954, Bell Labs, desenvolveu células fotovoltaicas de silício cristalino cuja eficiência era de 11%, originando uma nova era na produção de energia. Atualmente as células fotovoltaicas mais usadas são constituídas por uma junção P-N em silício cristalino [9]. Quando a camada de tipo N (rica em eletrões) recebe luz (fotões) é gerada uma diferença de potencial entre a camada de tipo P e a N. Se o circuito entre as 2 camadas for fechado por um circuito externo, a diferença de potencial dá origem a uma corrente. A corrente que será gerada depende essencialmente da intensidade luminosa que incide sobre a célula solar (irradiância). A tensão da célula depende principalmente do tipo de material que a constitui e da temperatura de funcionamento [8].

Uma célula individual tem uma potência elétrica reduzida, que tipicamente varia entre os  $2 W_p$  e  $3 W_p$  (potência máxima a  $25^\circ C$  a uma irradiância de  $1000 W/m^2$ ), com uma tensão de cerca de 0.5 Volt. Para disponibilizar potências mais elevadas, as células são associadas em série ou em paralelo, formando um módulo ou painel (conjunto de módulos) fotovoltaico. Atualmente os módulos estão disponíveis numa gama de potências entre os  $3 W_p$  e  $200 W_p$ . Num sistema solar fotovoltaico são associados um conjunto de painéis em serie/paralelo de forma a obter a potência que se pretende, aumentando a tensão/corrente, respetivamente [9].

A tensão obtida aos terminais de um painel fotovoltaico é contínua no tempo e não regulada. Para regular a tensão contínua dos painéis e interligá-los com o barramento DC do sistema híbrido é usado um conversor DC-DC, como representado na Figura 1.3. Este conversor possibilita a extração da potência máxima a ser enviada para o barramento DC.

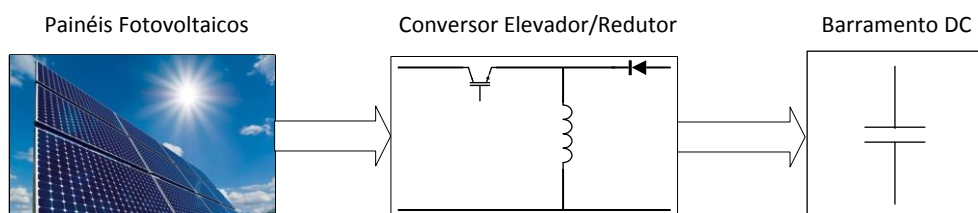


Figura 1.3: Principais componentes do sistema solar fotovoltaico.

Consoante a tensão do barramento DC e a tensão à saída dos painéis pode ser necessário elevar o nível de tensão, sendo utilizado um conversor do tipo elevador (*Boost*) ou reduzir o nível de tensão, sendo utilizado neste caso um conversor do tipo redutor (*Buck*).

## 1.4 Sistema de Armazenamento

Os sistemas de energia eólica e de energia solar fotovoltaica são de natureza estocástica. Assim, de forma a assegurar a continuidade energética e melhorar a fiabilidade, é utilizado um sistema de armazenamento, que reduz a intermitência no fornecimento de energia. Tipicamente, quando se pretende obter uma resposta rápida são utilizadas baterias, supercondensadores, volantes de inércia ou células de combustível. Contudo, tendo em conta o desempenho e o custo da tecnologia, as baterias são a tecnologia mais eficiente. As baterias de chumbo-ácido armazenam energia química e são a mais antiga tecnologia de armazenamento. Apesar dos avanços tecnológicos e do aparecimento das baterias de iões de lítio e de metal-ar, com uma densidade de energia superior e uma maior eficiência, o preço elevado torna a sua utilização inviável para aplicações de baixo custo [3, 9].

A Figura 1.4 (a) representa a curva típica de descarga das baterias, composta por três zonas. A zona (1) de curta duração, é caracterizada pelo facto da bateria estar completamente carregada e apresentar uma tensão superior à nominal e que decai exponencialmente até atingir a tensão nominal, pelo que é denominada zona exponencial. A zona (2), caracterizada por apresentar uma tensão praticamente constante de valor nominal, corresponde ao intervalo de tempo em que se pode extrair energia da bateria, até que a tensão seja inferior ao valor nominal. Por fim, na zona (3), também de curta duração, a tensão diminui rapidamente e a bateria descarrega completamente. Na Figura 1.4 (b) está representada a curva de tensão e de corrente para uma bateria a ser carregada com controlo de corrente e de tensão. A bateria é carregada com uma corrente constante até apresentar um nível de carga elevado. Nesta situação, o controlo de corrente é substituído por um controlo de tensão, passando a circular na bateria uma corrente muito baixa, a qual permite manter a tensão aos seus terminais constante e com o estado de carga máximo.

As baterias de chumbo-ácido são constituídas por células de 2V de tensão nominal, com tensão de funcionamento numa gama entre 1.8V e 2V. Quando descarregadas têm uma tensão de aproximadamente 1.75V e quando estão a carregar a tensão varia entre os 2.3V e os 2.8V [10].

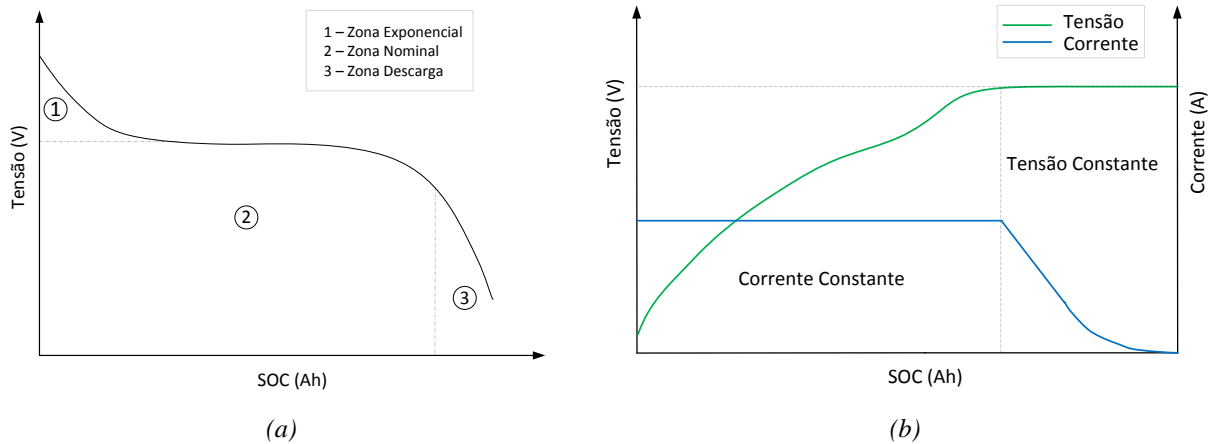


Figura 1.4 – Funcionamento das Baterias: (a) Curva de descarga das baterias. (b) Curva de carga das baterias com controlo de corrente e de tensão.

No sistema híbrido, o barramento DC e o banco de baterias estão interligados através de um conversor DC-DC em ponte H (Figura 1.5) que permite o fluxo de potência bidirecional. Quando o banco de baterias armazena energia é implementado os modos de controlo com corrente constante e com tensão constante. Quando as baterias fornecem energia ao barramento DC o controlador do conversor DC-DC garante uma corrente de descarga constante e o banco de baterias descarrega com um valor de corrente pré-definido.

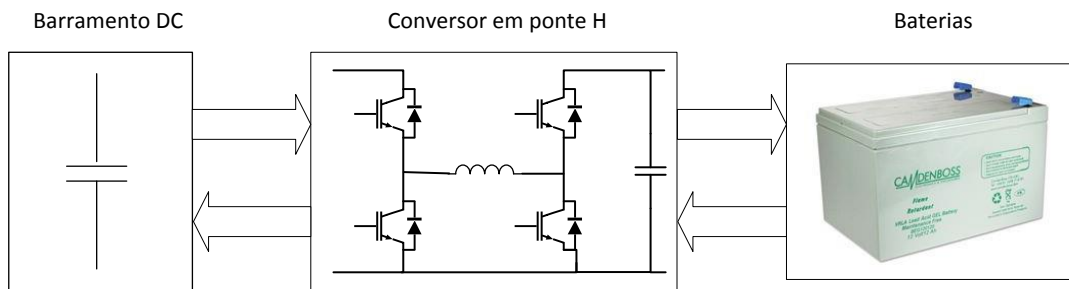


Figura 1.5: Principais componentes do sistema de armazenamento.

## 1.5 Interligação entre o Barramento DC e o Barramento AC

Os barramentos DC e AC são interligados por um conversor com funcionamento bidirecional, i.e., pode funcionar como inversor ou como retificador, consoante o sentido do fluxo de potência (ver Figura 1.1). Se o sistema híbrido funcionar em modo isolado é aplicado ao inversor um controlo de onda quadrada em que o valor eficaz da tensão à saída depende da tensão do barramento DC. Como o barramento DC é regulado, a sua amplitude tem que ser controlada de forma a que o valor eficaz da tensão à saída do inversor seja adequada à carga.

Quando o sistema híbrido está ligado à rede, é aplicado ao conversor um controlo PWM. Neste caso, este conversor será responsável por manter a tensão do barramento constante e controlará de forma independente a potência ativa e reativa enviadas para o barramento AC. De

forma a efetuar a ligação à rede é necessário garantir que a sequência de fases, a frequência e o valor eficaz da tensão à saída do inversor e da rede sejam iguais. As estratégias PWM mais usadas para controlar este conversor são o VOC (*Voltage Oriented Control*), VFOC (*Virtual Flux Oriented Control*) e o DPC (*Direct Power Control*). O funcionamento sobre cada estratégia e a comparação entre elas pode ser encontrado em [11, 12]. Neste trabalho utilizou-se a estratégia VOC.

## **1.6 Extração da potência máxima das fontes renováveis**

O sistema híbrido deve ter capacidade para extrair a máxima energia do vento e do sol, perante as alterações na velocidade do vento e na irradiância que ocorrem ao longo do dia.

A potência elétrica máxima extraída a partir do vento, depende da velocidade do vento e do modo de funcionamento do sistema eólico. A potência disponível no vento é proporcional ao cubo da velocidade. Desta potência, apenas uma percentagem é convertida em potência mecânica, devido ao limite máximo teórico para o rendimento da conversão eólico-mecânica de cerca de 59%, conhecido como Limite de Betz. Com o propósito de otimizar a conversão da energia nas pás da turbina, deve-se compatibilizar a velocidade de rotação da turbina com a velocidade do vento. Assim através da implementação de um algoritmo que extrai a velocidade para a qual a potência é máxima e pela aplicação de estratégias de controlo vetorial que permitem adaptar a velocidade da turbina, obtém-se a máxima eficiência na conversão eólico-mecânica.

A relação entre a tensão e a corrente que se obtém aos terminais de um painel fotovoltaico é não linear devido às características elétricas das células que o constituem, sendo as curvas características apresentadas no próximo capítulo. A energia produzida depende das condições de irradiação solar, da temperatura do módulo fotovoltaico e da tensão à saída dos painéis. Assim, o *duty-cycle* do conversor DC-DC tem que ser ajustado para que os valores da tensão e da corrente à saída do painel sejam máximos, o que permite extrair a máxima potência [13].

## **1.7 Motivação e Objetivos**

Nos subcapítulos anteriores foi referida a importância do desenvolvimento da eletrónica de potência no uso de fontes de energias renováveis como a solar fotovoltaica e a eólica, mas também nos sistemas de armazenamento e nos veículos elétricos e híbridos. A mudança de paradigma ao nível do sistema de energia elétrica com o aparecimento da geração distribuída e a aposta recorrente em fontes de energia renováveis, leva a que se encontrem formas de tornar os sistemas de produção descentralizada cada vez mais eficientes e que sejam viáveis técnica e economicamente, surgindo assim a necessidade de estudar o sistema híbrido de energia renovável.

Com o pressuposto de implementar o sistema híbrido de energia renovável surge a necessidade de modular e controlar os conversores de eletrónica de potência que fazem parte deste sistema. Assim, os objetivos desta dissertação são os seguintes:

- Pesquisa sobre os aspetos positivos da instalação do sistema híbrido e do seu funcionamento.
- Pesquisa sobre o funcionamento e principais componentes do sistema eólico e qual a gama de potências das turbinas que se utilizam no sistema híbrido.
- Pesquisa sobre o funcionamento das células solares fotovoltaicas e dos principais componentes que constituem o sistema solar fotovoltaico.
- Pesquisa sobre o funcionamento do sistema de armazenamento e dos principais componentes que o constituem.
- Implementar um algoritmo que permita extrair a potência máxima dos painéis fotovoltaicos.
- Dimensionar o conversor que faz a interligação dos painéis fotovoltaicos e o barramento DC.
- Modelar e controlar o conversor que faz a interligação entre o barramento DC e o barramento AC de forma a controlar a tensão do barramento DC e permitir enviar energia para a rede.
- Dimensionamento, modelação e controlo do conversor em ponte H de forma a armazenar energia nas baterias ou fornecer energia à carga ou à rede.
- Implementação em *Matlab/Simulink* de cada sistema, isoladamente, ligado ao barramento DC e da ligação à rede.
- Implementação em *Matlab/Simulink* do sistema híbrido de energia renovável.
- Validação dos métodos implementados através da montagem experimental do sistema híbrido e da análise dos resultados obtidos.

A implementação, modelação e controlo do sistema eólico não foi realizada nesta dissertação pelo que a partir deste ponto sempre que se fizer referência ao sistema híbrido está a ser considerado o esquema da Figura 1.1, excluindo o sistema eólico.

A partir deste ponto o conversor que faz a interligação entre o barramento DC e o barramento AC é designado por conversor da rede e o conversor que faz a interligação entre o barramento DC e o banco de baterias é designado por conversor das baterias. Por fim, o conversor que faz a interligação entre os painéis e o barramento DC é designado por conversor dos painéis.



## Capítulo 2

### Modelação e Controlo do Sistema Híbrido

Neste capítulo é realizada a modelação e controlo dos sistemas que estão interligados ao barramento DC, isto é, do sistema solar fotovoltaico, do sistema de armazenamento e do conversor da rede, constituintes do sistema híbrido. Para o sistema solar fotovoltaico é apresentado o modelo matemático dos painéis fotovoltaicos e o algoritmo aplicado ao conversor dos painéis que permite extrair a potência máxima. Para o sistema de armazenamento é explicado o processo de modulação do conversor das baterias, o comando dos semicondutores e a análise no domínio da frequência de forma a projetar os controladores. Por fim, no sistema de ligação à rede é apresentado um método para sintonizar os controladores.

#### 2.1 Modelação e Controlo do Sistema Solar Fotovoltaico

O modelo elétrico dos painéis fotovoltaicos é proposto em [14] e está representado na Figura 2.1. O modelo matemático é proposto em [15] e corresponde à Equação (2.1).

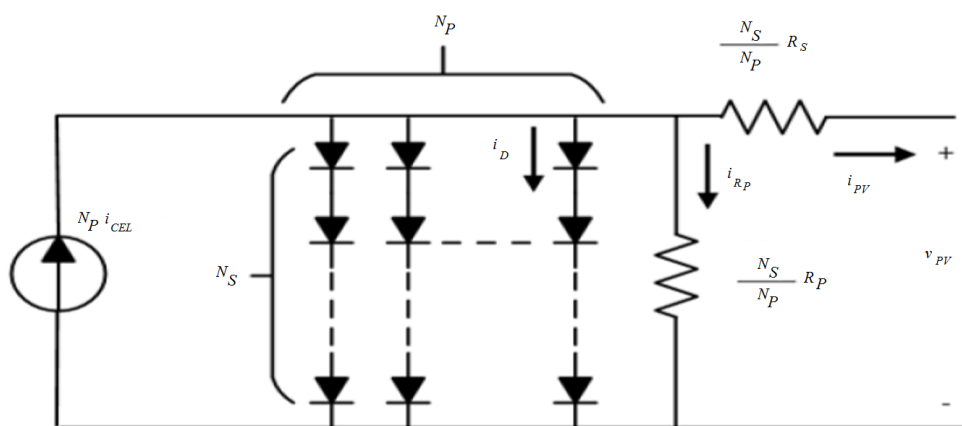


Figura 2.1: Modelo elétrico equivalente.

$$i_{PV} = N_P \left( i_{CEL} - i_D \left( e^{\frac{q \left( \frac{v_{PV} \cdot N_P + i_{PV} \cdot R_S}{N_S} \right)}{A \cdot k (T_{test} + 273.15)}} - 1 \right) - \frac{\left( \frac{v_{PV}}{N_S} + \frac{i_{PV}}{N_P} R_S \right)}{R_p} \right) \quad (2.1)$$

A partir da implementação em *Matlab/Simulink* do modelo apresentado, obteve-se a Figura 2.2 (a) e (b), correspondentes às curvas I-V para diferentes valores de irradiância com uma temperatura de operação de 25°C e para o caso de uma irradiância constante igual a 1000 W/m<sup>2</sup> em função da temperatura de operação, respetivamente.

Como referido na secção 1.6 as curvas I – V não são lineares tendo um comportamento aproximadamente exponencial, pois a corrente de curto-circuito dos painéis varia linearmente com a irradiância e a sua tensão de circuito-aberto aumenta logaritmicamente com a irradiância. Conclui-se que para uma mesma irradiância, quanto menor a temperatura do módulo fotovoltaico maior a potência que se consegue extrair.

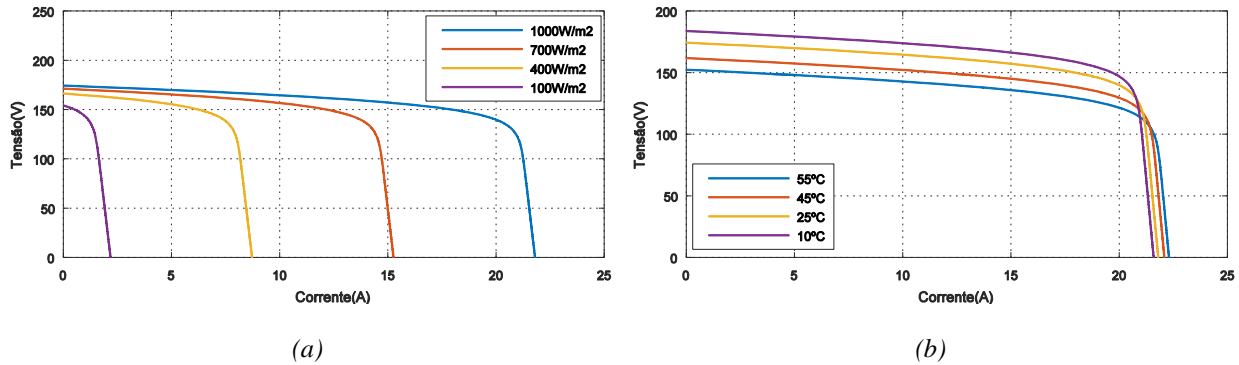


Figura 2.2: Curvas I – V para diferentes valores de irradiância a 25 °C (a), e para diferentes valores de temperatura com irradiância de 1000 W / m<sup>2</sup>(b).

Sabendo que a potência à saída do painel fotovoltaico é dada por  $p_{PV} = v_{PV} \cdot i_{PV}$ , verifica-se nas curvas apresentadas que existe uma combinação I – V para a qual a potência é máxima. O ponto de potência máxima (MPP), localiza-se no “joelho” da curva e depende da temperatura e da irradiância. Existe um conjunto de métodos para encontrar o MPP, sendo que os mais populares são classificados por hill-climbing. São muito usados na prática devido à simplicidade de implementação e eficiência, da qual faz parte o algoritmo perturbar e observar (P&O). Este algoritmo introduz uma perturbação na tensão,  $v_{PV}$ , e através da medição das grandezas elétricas (tensão e corrente) é calculada a potência,  $p_{PV}$ . Considerando que após a perturbação a potência aumentou então a perturbação seguinte será no mesmo sentido. Se a potência diminuiu então a perturbação na tensão será no sentido oposto. Este processo é repetido sucessivamente o que faz com que a potência oscile em torno do ponto de potência máxima. Na Figura 2.3 é ilustrado o fluxograma do algoritmo P&O onde a referência utilizada é a tensão  $v_{PV}$ .

A amplitude da oscilação em torno do MPP depende da amplitude da perturbação,  $C$ , a qual deve ser igual ou superior ao *ripple* da tensão no condensador de entrada do conversor dos painéis, caso contrário pode levar a perturbações em direções erradas. Também o intervalo de tempo a que a tensão de referência é atualizada precisa de ser grande o suficiente para permitir que o conversor atinja o regime permanente antes de ser introduzida uma nova perturbação [3].

O controlo do conversor dos painéis foi realizado através do algoritmo P&O, sendo que em [3, 16, 17] podem ser encontrados outros algoritmos.

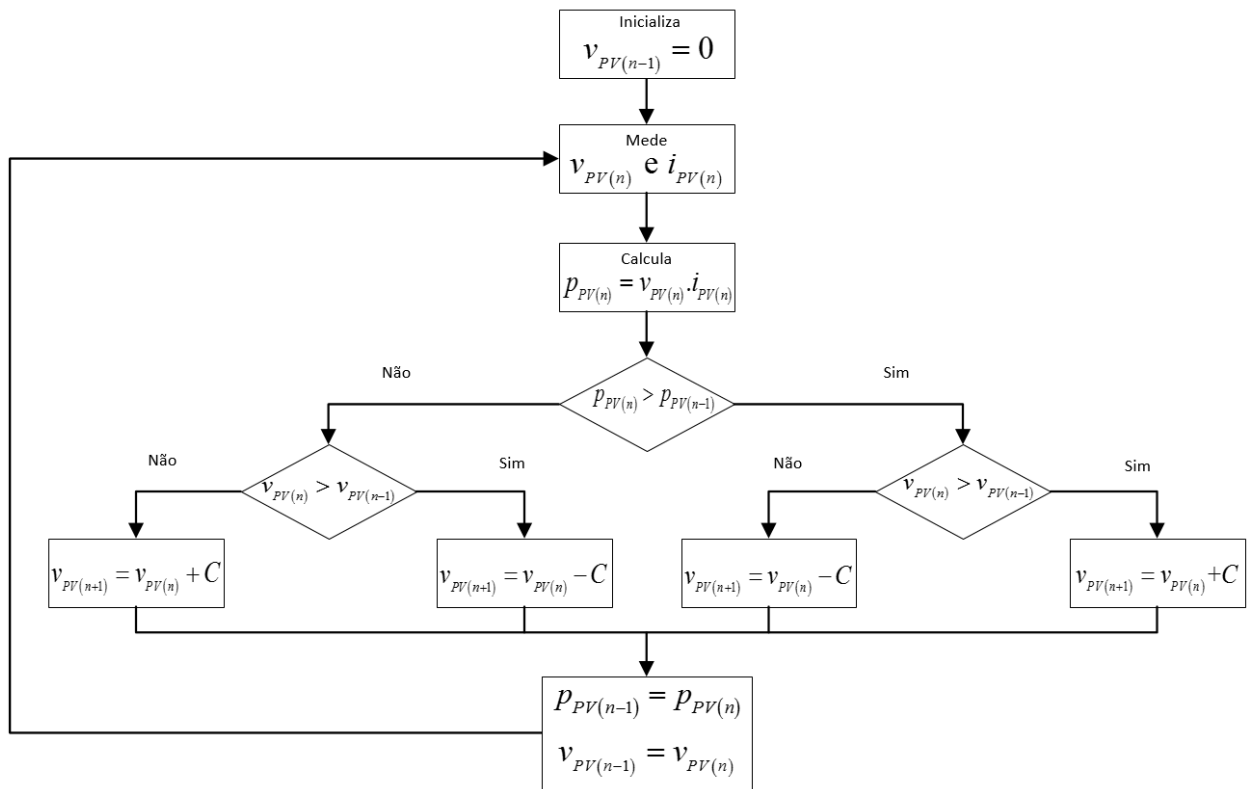


Figura 2.3: Fluxograma do algoritmo P&O.

## 2.2 Modelação e Controlo do Sistema de Armazenamento

Nesta secção é analisado o funcionamento do conversor das baterias, os métodos que podem ser utilizados para o modelar e a análise no domínio da frequência de forma a projetar os controladores.

### 2.2.1 Funcionamento do Conversor das Baterias

O conversor das baterias tem a capacidade de funcionar nos quatro quadrantes, o que permite colocar na carga tensões e correntes com sinal positivo ou negativo. Consoante o sinal de comando dos interruptores semicondutores controlados, que podem ser *GTO's*, *MOSFETS* ou *IGBT's*, o conversor das baterias pode funcionar como *Buck* ou *Boost*. No esquema da Figura 2.4 e Figura 2.5 os interruptores semicondutores controlados estão identificados por  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  e  $Q_4$ . Neste trabalho projetou-se o barramento DC para uma tensão inferior à do banco de baterias. Assim, quando é armazenada energia no banco de baterias o conversor é configurado para funcionar como *Boost* e quando se fornece energia ao barramento DC é configurado para funcionar como *Buck*.

Na Figura 2.4 o estado 1 corresponde ao armazenamento de energia na bobina que se verifica enquanto  $Q_4$  estiver em condução. Quando este interruptor semiconductor controlado desliga o díodo de  $Q_2$  conduz (estado 0) e a tensão aplicada aos terminais do banco de baterias é o

correspondente à soma da tensão aos terminais do barramento DC e da tensão aos terminais da bobina. A energia armazenada no banco de baterias corresponde à soma da energia fornecida pelo barramento DC e da energia armazenada na bobina. A partir da Figura 2.6 (a) e tendo em conta que o sentido do fluxo de potência é da esquerda para a direita, no estado 1 o declive da corrente na bobina é positivo pois armazena energia. No estado 0 a bobina fornece energia e o declive é negativo.

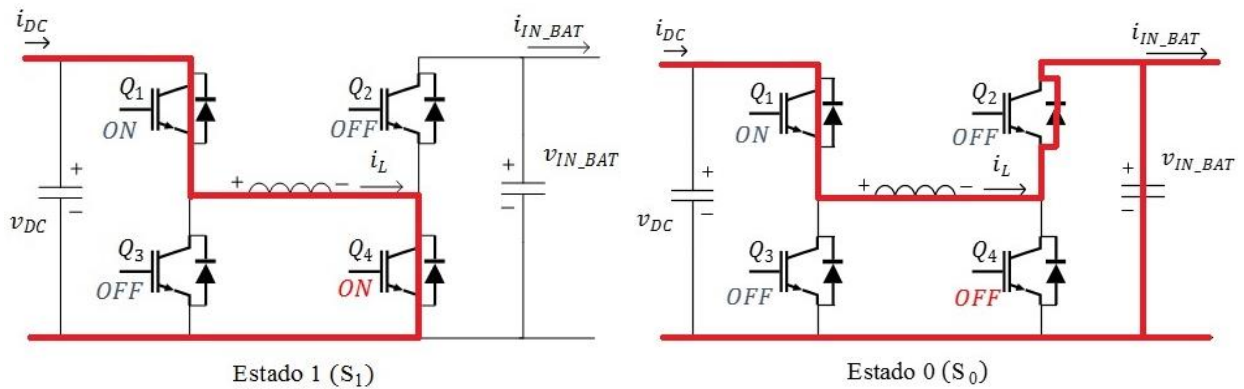


Figura 2.4: Conversor das baterias na configuração Boost.

Na Figura 2.5 é representada a configuração Buck, utilizada quando é fornecida energia ao barramento DC. Como o sentido do fluxo de potência é da direita para a esquerda a corrente na bobina apresenta valores negativos. Quando o interruptor semiconductor controlado,  $Q_2$ , está em condução (estado 1) é armazenada energia na bobina, onde a tensão que lhe é aplicada corresponde à diferença entre a tensão do barramento DC e o banco de baterias. O declive da corrente na bobina é negativo como representado na Figura 2.6 (b). Se  $Q_2$  desliga o díodo de  $Q_4$  conduz (estado 0) e o declive da corrente na bobina é positivo pois a bobina fica ligada em paralelo com o barramento DC e fornece-lhe energia.

A duração do estado 0 e do estado 1 permite controlar a corrente na bobina e consequentemente a energia armazenada ou fornecida.

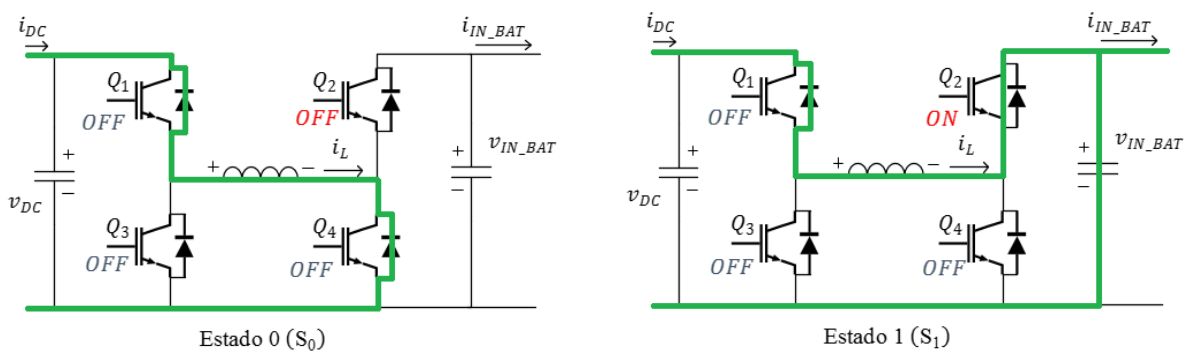


Figura 2.5: Conversor das baterias na configuração Buck.

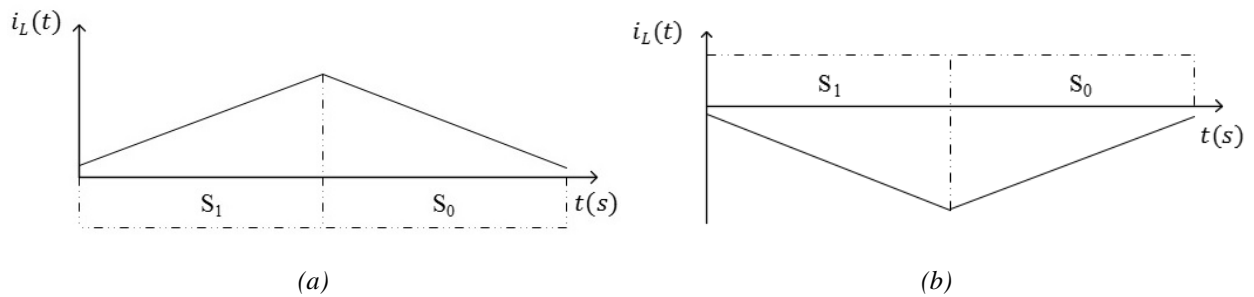


Figura 2.6 – Corrente na bobina: (a) Funcionamento como boost, (b) Funcionamento como buck.

## 2.2.2 Métodos de Modulação

A modelação de um processo é baseada na observação, captura e representação, de forma aproximada, das suas características mais significativas. A partir do conhecimento físico de um processo obtém-se um conjunto de equações matemáticas que descrevem o sistema o mais fielmente possível comparativamente com o sistema real.

Com vista a modelar o conversor das baterias, existe um conjunto de métodos que consoante o nível de fiabilidade que se pretenda e a aplicação a que se destinam, devem ser escolhidos em detrimento de outros. O modelo comutado é o modelo menos elaborado, pois para cada configuração do circuito eléctrico do conversor, isto é, quando os interruptores semicondutores controlados estão em condução ou bloqueados, é obtida a equação eléctrica correspondente descrevendo o seu comportamento exato. O modelo de amostragem é um modelo que fornece informação sobre o estado do sistema de forma periódica, isto é, a amostragem do sinal coincide com o período do sinal que se pretende analisar. Portanto, por cada período do sinal é obtido um ponto, sendo que, entre dois pontos de amostragem não é obtida qualquer informação sobre as variáveis envolvidas na análise. Além destes modelos, há também o modelo médio que, tal como o nome indica, consiste em representar o comportamento médio do sistema para a variável em análise. Apesar de ser menos preciso que o modelo de amostragem, tem a vantagem de fornecer informação entre os pontos de amostragem.

Qualquer um dos métodos pode ser usado, mas na maioria das aplicações apenas interessa o comportamento a baixa frequência, pelo que os fenómenos de alta frequência originados pela comutação dos interruptores semicondutores são negligenciados. Por outro lado, de forma a aplicar os métodos de controlo é preciso obter um modelo linearizado. Como os conversores são sistemas não-lineares é usada a expansão em serie de Taylor de primeira ordem que lineariza o sistema em torno do ponto de operação. Este processo é designado por modelo para pequenos sinais, pois é valido para pequenas oscilações em torno desse ponto. O modelo para grandes sinais é valido em toda a gama.

O modelo de modulação a usar deve permitir obter a melhor representação do comportamento do conversor e ser de fácil implementação. Deste modo, é recomendado o método do modelo médio aplicado ao modelo para pequenos sinais, designando-se por modelo médio para pequenos sinais.

### 2.2.3 Abordagem ao Modelo Médio para Pequenos Sinais

O sinal de comando que controla os interruptores semicondutores dos conversores DC-DC, é originado através de modulação PWM. O funcionamento do conversor alterna entre duas configurações durante um período de comutação,  $T_0$ , consoante o interruptor semicondutor controlado esteja em condução ou bloqueado. Considerando o conversor das baterias a funcionar como *Boost*, Figura 2.4, durante o período de tempo  $t_{on}$ , o interruptor semicondutor controlado  $Q_4$  está em condução e durante o período de tempo  $t_{off}$ , está bloqueado. Assim  $T_0 = t_{on} + t_{off}$ . Para esta análise define-se ainda o *duty-cycle*,  $D$ , como sendo o tempo que um interruptor semicondutor está em condução durante um período de comutação  $T_0$ . Este *duty-cycle* é ajustado pelo controlador de modo a controlar a tensão à saída ou a corrente na bobina do conversor.

Considerando-se que o conversor está a controlar a energia a ser fornecida ao banco de baterias, na Figura 2.7 está representada a forma de onda da tensão à saída,  $v_{IN\_BAT}(t)$ , a qual é constituída pela componente de baixa frequência,  $\bar{v}_{IN\_BAT}(t)$ , e pela componente de alta frequência resultante da comutação do interruptor semicondutor.

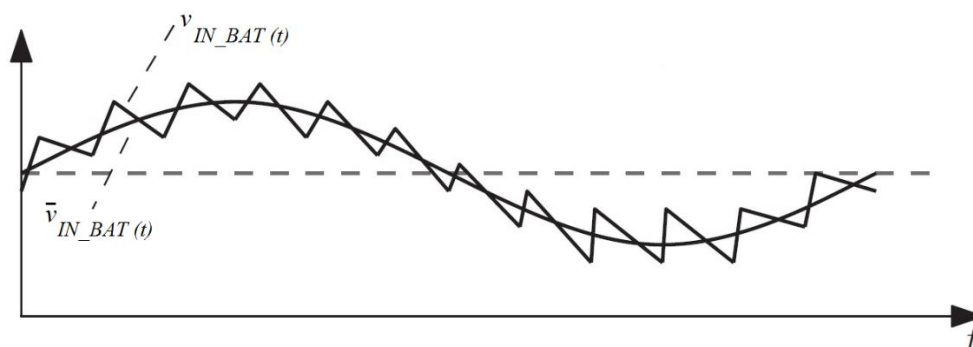


Figura 2.7: Tensão à saída do conversor

Considerando o modelo médio para pequenos sinais, as componentes de baixa frequência devem ser separadas das componentes de alta frequência, pois como referido anteriormente, pretende-se estudar o comportamento do conversor a baixas frequências. Assim, é introduzido o operador de deslocamento médio,

$$\langle x(t) \rangle_T \triangleq \frac{1}{T} \int_{t-T/2}^{t+T/2} x(\tau) d\tau \quad (2.2)$$

Este operador calcula a média do sinal  $x(t)$  correspondente a uma janela de largura  $T$  que se move segundo o eixo do tempo, estando o seu valor dependente do intervalo de tempo. Assim, define-se a componente de baixa frequência da tensão aos terminais das baterias como,

$$\bar{v}_{IN\_BAT}(t) \triangleq \langle v_{IN\_BAT}(t) \rangle_{T_0} \quad (2.3)$$

Mantendo as entradas do conversor contantes o regime permanente do funcionamento do conversor é atingido depois da extinção dos transitórios, originando assim sinais de tensão e corrente periódicos, com período igual ao período de comutação,  $T_0$ .

A análise em regime permanente assenta em dois princípios que estão relacionados com a periodicidade das formas de onda do conversor DC-DC: a) sendo a variação da corrente na bobina periódica, então o valor médio da tensão na bobina é zero; b) sendo a variação da tensão no condensador periódico, então o valor médio da corrente no condensador é zero.

Quer isto dizer que

$$\begin{aligned} L(i_L(T_0) - i_L(0)) &= \int_0^{T_0} v_L(\tau) d\tau = 0 \Leftrightarrow \bar{v}_L(t) = 0 \\ C(v_C(T_0) - v_C(0)) &= \int_0^{T_0} i_C(\tau) d\tau = 0 \Leftrightarrow \bar{i}_C(t) = 0 \end{aligned} \quad (2.4)$$

A partir destes dois pressupostos consegue-se modelar o conversor em regime permanente. No entanto, em termos práticos, de forma a simplificar os cálculos é introduzido outro conceito designado por *small-ripple approximation*. Definindo a variação pico a pico da tensão no condensador e da corrente na bobina por  $\Delta v_C$  e  $\Delta i_L$ , respetivamente, o *small-ripple approximation* consiste em desprezar o *ripple* da tensão no condensador e da corrente na bobina quando a variação pico a pico é pequena comparativamente com o valor médio, isto é,

$$\begin{aligned} \frac{\Delta v_C}{\bar{v}_C} \ll 1 &\Leftrightarrow v_C(t) = V_C = \text{constante} \\ \frac{\Delta i_L}{\bar{i}_L} \ll 1 &\Leftrightarrow i_L(t) = I_L = \text{constante} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Assim, a tensão no condensador e a corrente na bobina são consideradas constantes na análise em regime permanente. Esta abordagem aplica-se apenas a conversores que funcionam no modo de condução contínua, enquanto que para o funcionamento em modo de condução descontínua as considerações efetuadas não se verificam, tendo que ser utilizadas outras técnicas que não são alvo de estudo neste trabalho.

## 2.2.4 Controlo Analógico vs. Controlo Digital

No passado, o controlo de sistemas era implementado analógicamente. Hoje em dia é cada vez mais frequente a implementação de controladores digitais. O controlo digital difere do controlo analógico, uma vez que, o processamento de dados é realizado digitalmente. O sinal é amostrado através de um conversor analógico/digital e origina um sinal discreto na saída. Contudo, os pressupostos apresentados anteriormente para a modelação do conversor têm por base a análise de sinais contínuos no tempo. Na prática, devido à amostragem do sinal são introduzidos atrasos no sistema de controlo, que afetam a dinâmica do processo e podem provocar fenómenos de *aliasing*. Efetuando uma análise caso a caso é possível incluir estes atrasos e projetar o controlador, no entanto, isto só é possível de forma aproximada e para casos em que o sinal amostrado é muito próximo do seu valor médio, isto é,

$$x[k] = \bar{x}(t_k) \quad (2.6)$$

Conclui-se que o modelo médio para pequenos sinais, referido até este ponto, não é a estratégia mais adequada para modelar o conversor e projetar o controlador digital. Então, no próximo capítulo é abordada uma técnica de modelação discreta no tempo que tem em conta o efeito de *aliasing* e os atrasos resultantes da amostragem, sendo a técnica utilizada neste trabalho para modelar o conversor.

## 2.2.5 Modelação Discreta no Tempo

Os recentes avanços no controlo digital de conversores DC-DC aumentaram o interesse nas técnicas de modelação discretas no tempo, uma vez que, permitem obter de forma natural e precisa a dinâmica do conversor, utilizando uma abordagem que passa por não calcular a média do sinal.

O funcionamento do conversor DC-DC alterna entre dois estados,  $S_0$  e  $S_1$ . Considerando a análise no espaço de estados, o comportamento do conversor é descrito pelas equações lineares (2.7), em que  $x$ ,  $v$  e  $y$  representam os vetores de estado, de entrada e de saída, respetivamente.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_e x(t) + B_e v(t) \\ y(t) &= C_e x(t) + E_e v(t) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Dado que o conversor é não linear, o modelo é linearizado em torno do ponto de operação, designando-se por modelação discreta no tempo para pequenos sinais, que consiste nos seguintes passos:



1. Expressar o vetor de estado amostrado no instante  $k+1$  em função do vetor de estado, vetor de entrada e entrada de controle do modulador no instante  $k$ . Assumindo que o vetor de entrada é constante,  $v(t) = V$ , obtém-se a equação de estado (2.8) onde a função  $f$  é não-linear.

$$x[k+1] = f(x[k], V, u[k]) \quad (2.8)$$

2. Encontrar o ponto de operação,  $Q$ , do conversor, determinado através da equação (2.8) para um vetor de estado constante  $x[k+1] = x[k] = X$  e para uma entrada de controle constante,  $u[k] = U$ ,

$$X = f(X, V, U) \quad (2.9)$$

3. Perturbar e linearizar, sucessivamente a equação do espaço de estados não linear em torno do ponto de operação,  $Q$ , obtendo-se o espaço de estado para pequenos sinais dado por

$$\begin{aligned} \hat{x}[k+1] &= \Phi \cdot \hat{x}[k] + \gamma \cdot \hat{u}[k] \\ y[k] &= \delta \cdot \hat{x}[k] \end{aligned} \quad (2.10)$$

onde  $\hat{x}[k]$ ,  $\hat{y}[k]$ ,  $\hat{u}[k]$  e  $\hat{d}[k]$  são, respetivamente, as componentes de pequeno sinal do vetor de estado, saída, entrada de controle e *duty-cycle*, relativamente às suas componentes contínuas,

$$\hat{x}[k] \triangleq x[k] - X \quad (2.11)$$

$$\hat{y}[k] \triangleq y[k] - Y$$

$$\hat{u}[k] \triangleq u[k] - U \quad (\text{ou, } \hat{d}[k] \cdot N_r \triangleq d[k] \cdot N_r - D \cdot N_r)$$

onde  $N_r$  é a amplitude da onda triangular usada pelo modulador discreto. As matrizes  $\Phi$  e  $\gamma$  representam a matriz de estado e de controle de estado, respetivamente, e são dadas por

$$\begin{aligned} \Phi &\triangleq \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_Q \\ \gamma &\triangleq \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_Q \end{aligned} \quad (2.12)$$

A matriz  $\delta$ , representa a matriz de saída do conversor para o estado em que a amostragem ocorre, portanto:

$$\delta \triangleq \begin{cases} C_1 & \text{Se a amostragem ocorre durante o estado } S_1 \\ C_0 & \text{Se a amostragem ocorre durante o estado } S_0 \end{cases} \quad (2.13)$$

A matriz  $E_c$  não entra no modelo para pequenos sinais para o controle da saída.

No domínio  $z$  a equação fica,

$$\begin{aligned}\hat{x}(z) &= (z \cdot I - \Phi)^{-1} + \gamma \cdot \hat{u}(z) \\ \hat{y}(z) &= \delta \cdot \hat{x}(z)\end{aligned}\quad (2.14)$$

Em que a matriz de transferência,  $W(z)$ , é dada por:

$$W(z) \triangleq \frac{\hat{y}(z)}{\hat{u}(z)} = \delta(z \cdot I - \Phi)^{-1} \gamma \quad (2.15)$$

Defina-se  $x_s(t)$  e  $c_s(t)$  como sendo o vetor de estado e o sinal de comando dos interruptores semicondutores em regime permanente, e que  $\hat{x}(t)$  é a componente de pequeno sinal resultante da perturbação PWM, isto é,  $\hat{c}(t) = c(t) - c_s(t)$ . Assuma-se, sem perda de generalidade que a amostragem ocorre durante o estado  $S_0$  e que  $t_d$  corresponde ao conjunto dos atrasos. Para um dado estado  $S_e$  com  $e \in \{0,1\}$  a solução geral da equação (2.7) para a condição inicial  $x(t_0)$  é dada por,

$$x(t) = e^{A_e(t-t_0)} x(t_0) + \int_{t_0}^t \left( e^{A_e(t-\tau)} A_e \cdot V \right) d\tau \quad (2.16)$$

O primeiro passo do modelo para pequenos sinais utiliza a equação (2.16) de forma a obter  $x[k+1]$  em função de  $x[k]$ ,  $V$  e  $u[k]$ . De realçar que o vetor de estado é uma função contínua no tempo e, portanto, não contém descontinuidades nos instantes de comutação. A partir do momento que se tem a função  $f$  podem-se aplicar os restantes passos de desenvolvimento do modelo. Considerando a Figura 2.8, as equações do modelo são:

$$\begin{aligned}\Phi &\triangleq \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_Q = e^{A_0(T_0-t_d)} \cdot e^{A_1 \cdot D \cdot T_0} \cdot e^{A_0(t_d-D \cdot T_0)} \\ \gamma &\triangleq \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_Q = \frac{T_s}{N_r} e^{A_0(T_0-t_d)} \left[ \left( A_1 \cdot X_{\downarrow} + B_1 \cdot V \right) - \left( A_0 \cdot X_{\downarrow} + B_0 \cdot V \right) \right]\end{aligned}\quad (2.17)$$

O vetor  $X_{\downarrow} \triangleq x_s(t_{\downarrow})$  corresponde ao valor amostrado de  $x_s(t)$  no instante em que a borda descendente de  $c_s(t)$  é modulada, sendo igual a,

$$\begin{aligned}X_{\downarrow} &= \left( I - e^{A_1 \cdot D \cdot T_0} e^{A_0(1-D)T_0} \right)^{-1} \cdot \\ &\quad \cdot \left[ -e^{A_1 \cdot D \cdot T_0} A_0^{-1} \left( I - e^{A_0(1-D)T_0} \right) B_0 - A_1^{-1} \left( I - e^{A_1 \cdot D \cdot T_0} \right) B_1 \right] \cdot V\end{aligned}\quad (2.18)$$

Apesar da complexidade das expressões, a expressão da matriz de estado pode ser vista como uma repetição de exponenciais do tipo  $e^{A_e t}$  aplicada ao estado inicial  $\hat{x}[k]$  quando  $\hat{u} = 0$ , tal como indicado na equação (2.19). Esta equação representa o modo como o sinal se propaga

através dos vários estados de comutação do conversor durante o período  $T_0$  perante a ausência de perturbações na entrada de controlo.

$$\hat{x}[k+1] = e^{A_0(T_0-T_d)} \cdot e^{A_1 \cdot D \cdot T_0} \cdot e^{A_0(t_d-D \cdot T_0)} \cdot \hat{x}[k] \quad (2.19)$$

Quando  $\hat{x}[k] = 0$  e perante uma perturbação durante um intervalo de tempo infinitesimal, obtém-se a equação (2.20) em que a matriz de controlo de estado representa a propagação da componente de pequeno sinal do vetor de estado.

$$\hat{x}[k+1] = T_0 \cdot \frac{\hat{u}[k]}{N_r} \cdot e^{A_0(T_0-T_d)} \left[ (A_1 \cdot X_{\downarrow} + B_1 \cdot V) - (A_0 \cdot X_{\downarrow} + B_0 \cdot V) \right] \quad (2.20)$$

A equação (2.10) mostra que o vetor de estado é dado pela soma das duas propagações, uma vez que é aplicável o princípio da sobreposição.

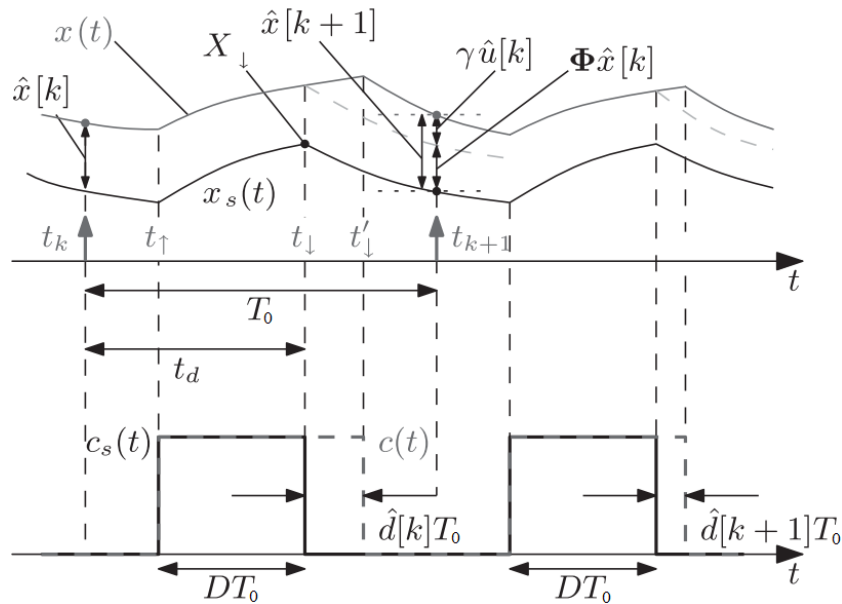


Figura 2.8: Formas de onda derivadas do modelo discreto no tempo.

No apêndice B.1 está o código utilizado em *Matlab/Simulink* que implementa o modelo discreto no tempo para pequenos sinais e permite obter a matriz de transferência para as variáveis que se pretendem controlar. A função de transferência para a tensão à saída do conversor em função da entrada de controlo é dada por  $G_{vu}(z)$ , enquanto que a função de transferência para a corrente na bobina em função da entrada de controlo é dada por  $G_{iu}(z)$ . Considere-se que os parâmetros utilizados são os indicados na Tabela 2.1, na próxima secção é explicado de que forma se projeta o controlador.

Tabela 2.1: Valores considerados no modelo.

$f_s$	$v_{DC}$	$v_{IN\_BAT}$	$L$	$r_L$	$C$	$r_C$
100 kHz	48 V	72 V	32 mH	30 m $\Omega$	65 $\mu$ F	0.8 m $\Omega$

## 2.2.6 Projeto do Controlador Digital

Na secção anterior, foi mostrado como é que se obtém a matriz de transferência para o conversor DC-DC, o que na área de controlo é equivalente a obter a planta do sistema. A Figura 2.9 representa a malha de controlo do conversor, em que a saída  $\hat{o}[k]$  corresponde à variável que se pretende controlar, por exemplo, a corrente na bobina do conversor, medida através de um sensor modulado pela função de transferência  $H(z)$ . O sinal  $\hat{b}[k]$  é comparado com o valor de referência  $\hat{r}[k]$ , originando um sinal de erro,  $\hat{e}[k]$ , que se pretende anular pelo controlador, de modo que o valor da variável que se está a controlar seja igual ao valor de referência.

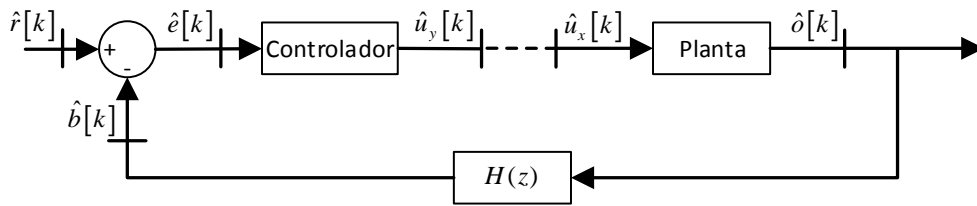


Figura 2.9: Malha de controlo discreta no tempo.

A partir deste ponto a planta é representada pela função de transferência  $G(z)$  e o controlador é representado pela função de transferência,  $G_c(z)$ . O controlador é projetado a partir da análise no domínio da frequência, que consiste na análise da resposta do sistema em malha aberta em função da frequência de corte, da margem de fase e da margem de ganho, prevendo o comportamento do sistema em malha fechada. Como o que se pretende controlar é a corrente na bobina ou a tensão à saída do conversor, e a resposta em frequência da função de transferência do conversor das baterias em malha aberta para  $G_{vu}(z)$  e  $G_{iu}(z)$  são diferentes, o tipo de controlador a aplicar também difere. Para controlar a tensão à saída do conversor é utilizado um controlador PID, enquanto no controlo de corrente na bobina é utilizado um controlador PI.

Considere-se que se abre a malha de controlo no sitio indicado pela linha a tracejado na Figura 2.9, assim a função de transferência em malha aberta é dada por:

$$T(z) \triangleq -\frac{\hat{u}_y(z)}{\hat{u}_x(z)} = G_c(z) \cdot H(z) \cdot G(z) \quad (2.21)$$

Do mesmo modo, quando o sistema não é compensado ( $G_c(z) = 1$ ) a função de transferência em malha aberta sem compensação corresponde a,

$$T_u(z) = H(z) \cdot G(z) \quad (2.22)$$

Com o propósito de aplicar a análise no domínio da frequência, a função de transferência em malha aberta e o controlador são mapeados do domínio discreto no plano  $z$  para o domínio contínuo no plano  $p$ . Quando o controlador estiver projetado será mapeado para o domínio discreto

de forma a ser implementado no controlador digital. Para tal, é utilizado o método de transformação bilinear, que consiste na transformação explícita entre o domínio contínuo no plano  $p$  e o domínio discreto no plano  $z$ . Para passar do plano  $z$  para o plano  $p$  é aplicado o mapeamento bilinear indicado por (2.23).

$$z(p) = \frac{1 + p \frac{T_s}{2}}{1 - p \frac{T_s}{2}} \quad (2.23)$$

O mapeamento inverso, consiste em passar do plano  $p$  para o plano  $z$  e é dada pela equação (2.24).

$$p(z) = \frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (2.24)$$

Com base na equação (2.23) é realizada a transformação da função de transferência  $G_c(z)$  do plano  $z$  para o plano  $p$ , definindo-se da seguinte forma,

$$G'_c(p) \triangleq G_c(z(p)) \quad (2.25)$$

A aplicação da transformação bilinear significa que quando a função de transferência  $G_c(z)$  é racional então  $G'_c(p)$  mantém a mesma característica. O círculo de raio unitário  $|z| < 1$  é mapeado na metade esquerda do plano real  $\Re[p] < 0$ . A parte instável  $|z| > 1$  é mapeada na metade direita do plano real  $\Re[p] > 0$ . O círculo de raio unitário  $z = e^{j\omega T_s}$  corresponde ao eixo imaginário  $p = j\omega'$ , onde  $\omega$  e  $\omega'$  representam a frequência angular no plano  $z$  e no plano  $p$ , respetivamente. A relação entre elas é dada por:

$$\omega' = \frac{2}{T_s} \tan\left(\omega \frac{T_s}{2}\right) \quad (2.26)$$

Assim,  $G'_c(j\omega') = G_c(e^{j\omega T_s})$ , o que significa que a resposta em frequência é mantida constante apesar da distorção no eixo da frequência, como indicado pela equação (2.26). De referir, que o facto de não ser usado o símbolo  $s$  que representa a transformada de Laplace no domínio do tempo, está relacionado com a distorção que ocorre na frequência, sendo por isso usado o símbolo  $p$ .

O controlador PID paralelo na forma aditiva correspondente ao método de Euler é dado pela seguinte equação,

$$G_{PID}(z) = K_p + \frac{K_i}{1 - z^{-1}} + K_d(1 - z^{-1}) \quad (2.27)$$

Analisando a equação (2.27), verifica-se que tem dois polos em  $z = 0$  e  $z = 1$ , e dois zeros que são determinados consoante os coeficientes  $K_p, K_i$  e  $K_d$ . Aplicando a equação (2.23) e com  $\omega_p \triangleq \frac{2}{T_s} = \frac{\omega_s}{\pi}$ , obtém-se,

$$G'_{PID}(p) = K_p + \frac{K_i}{T_s} \frac{1 + \frac{p}{\omega_p}}{p} + K_d \cdot T_s \cdot \frac{p}{1 + \frac{p}{\omega_p}} \quad (2.28)$$

O projeto do controlador é baseado na forma multiplicativa da equação (2.28), em que o termo proporcional integral (PI) multiplica pelo termo proporcional derivativo (PD),

$$G'_{PID}(p) = \underbrace{G'_{PI\infty} \cdot \left(1 + \frac{\omega_{PI}}{p}\right)}_{PI} \cdot \underbrace{G'_{PD0} \frac{1 + \frac{p}{\omega_{PD}}}{1 + \frac{p}{\omega_p}}}_{PD} \quad (2.29)$$

com  $G'_{PI\infty} > 0$  e  $G'_{PD0} > 0$ . Uma vez que os parâmetros  $G'_{PI\infty}, \omega_{PI}, G'_{PD0}$  e  $\omega_{PD}$  são determinados durante o projeto, os ganhos são calculados como nas seguintes equações,

$$\begin{aligned} K_p &= G'_{PI\infty} \cdot G'_{PD0} \cdot \left(1 + \frac{\omega_{PI}}{\omega_{PD}} - \frac{2 \cdot \omega_{PI}}{\omega_p}\right) \\ K_i &= 2 \cdot G'_{PI\infty} \cdot G'_{PD0} \cdot \frac{\omega_{PI}}{\omega_p} \\ K_d &= \frac{G'_{PI\infty} \cdot G'_{PD0}}{2} \cdot \left(1 - \frac{\omega_{PI}}{\omega_p}\right) \cdot \left(\frac{\omega_p}{\omega_{PD}} - 1\right) \end{aligned} \quad (2.30)$$

As equações apresentadas em (2.30) são válidas se  $K_p \geq 0, K_i \geq 0$  e  $K_d \geq 0$  o que é conseguido se as seguintes condições se verificarem,

$$\begin{aligned} 0 &\leq \omega_{PI} \leq \omega_p \\ 0 &\leq \omega_{PD} \leq \omega_p \end{aligned} \quad (2.31)$$

Na equação (2.28) fazendo  $K_d = 0$  obtém-se um controlador do tipo PI ou compensador de atraso dado pela função de transferência apresentada na equação (2.32) onde  $K_p$  e  $K_i$  são obtidos pela equação (2.33). De outra forma, fazendo  $K_i = 0$  o controlador que se obtém é do tipo PD ou compensador de avanço. A função de transferência para o controlador PD é apresentada na equação (2.34) e os parâmetros  $K_p$  e  $K_i$  são obtidos pela equação (2.35).

$$G'_{PI}(p) = K_p + \frac{K_i}{T_s} \cdot \frac{1 + \frac{p}{\omega_p}}{p} = G'_{PI\infty} \left( 1 + \frac{\omega_{PI}}{p} \right) \quad (2.32)$$

$$K_p = G'_{PI\infty} \cdot \left( 1 - \frac{\omega_{PI}}{p} \right) \quad (2.33)$$

$$K_i = 2 \cdot G'_{PI\infty} \cdot \frac{\omega_{PI}}{\omega_p}$$

$$G'_{PD}(p) = K_p + K_d \cdot T_s \cdot \frac{p}{1 + \frac{p}{\omega_p}} = G'_{PD0} \frac{1 + \frac{p}{\omega_{PD}}}{1 + \frac{p}{\omega_p}} \quad (2.34)$$

$$K_p = G'_{PD0} \quad (2.35)$$

$$K_d = \frac{G'_{PD0}}{2} \left( \frac{\omega_p}{\omega_{PD}} - 1 \right)$$

As equações (2.32), (2.33), (2.34) e (2.35) são casos particulares da equação (2.29) e (2.30), pois quando  $\omega_{PD}$  tende para  $\omega_p$  e  $G'_{PD0}$  tende para um, obtém-se a função transferência do controlador PI. De forma semelhante, quando  $\omega_{PI}$  tende para 0 e  $G'_{PD\infty}$  tende para um, obtém-se a função de transferência do controlador PD.

Neste trabalho apenas foi utilizado o controlador do tipo PI, por isso, é apresentado de seguida o método para calcular os parâmetros  $G'_{PI\infty}$  e  $\omega_{PI}$  que permitem determinar os parâmetros do controlador.

Começa-se por definir a frequência angular de corte no plano  $z$ ,  $\omega_c$ , e a margem de fase  $\varphi_m$  que se pretende alcançar para a função de transferência em malha aberta  $T(z)$ . Igualando na equação (2.26) a frequência angular no plano  $z$  à frequência angular de corte do mesmo plano, obtém-se a frequência angular de corte no plano  $p$ ,  $\omega'_c$ . Desenhando o diagrama de bode da função de transferência em malha aberta sem compensação,  $T_u(z)$ , com  $H(z) = 1$ , obtém-se o módulo e a fase para  $\omega_c$ , calculados através da equação (2.36). A margem de fase para  $T_u(z)$  é obtida pela equação (2.37). Como o controlador utilizado é do tipo proporcional-integral  $G'_c(p) = G'_{PI}(p)$ , a função de transferência em malha aberta com compensação no plano  $p$ , equação (2.38) é definida para ter módulo unitário e fase de acordo com as especificações do projeto para  $\omega'_c$ . Resolvendo a equação (2.38) em ordem a  $\omega_{PI}$  e  $G'_{PD\infty}$  obtém-se as equações (2.39) e (2.40). Para que os parâmetros  $K_p$  e  $K_i$  do controlador sejam maiores que zero, implica que a equação (2.39) esteja

dentro dos limites correspondentes à equação (2.31), o que resulta em que a margem de fase esteja dentro dos limites indicados na equação (2.41).

$$\begin{aligned} |T_u(e^{j\omega_c T_s})| &= |T'_u(j \cdot \omega'_c)| \\ \angle T_u(e^{j\omega_c T_s}) &= \angle T'_u(j \cdot \omega'_c) \end{aligned} \quad (2.36)$$

$$\varphi_{m,u} \triangleq \pi + \angle T'_u(j \cdot \omega'_c) = \pi + \angle T_u(e^{j\omega_c T_s}) \quad (2.37)$$

$$T'(j \cdot \omega'_c) \triangleq G'_{PI}(j \cdot \omega'_c) \cdot T'_u(j \cdot \omega'_c) = e^{j(-\pi + \varphi_m)} \quad (2.38)$$

$$\omega_{PI} = \omega'_c \tan(\varphi_{m,u} - \varphi_m) \quad (2.39)$$

$$G'_{PDO} = \frac{1}{|T'_u(j \cdot \omega'_c)|} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{PI}}{\omega'_c}\right)^2}} \quad (2.40)$$

$$\varphi_{m,u} - \arctan\left(\frac{\omega_{PI}}{\omega'_c}\right) < \varphi_m < \varphi_{m,u} \quad (2.41)$$

Considere-se que se pretende projetar o controlador do conversor das baterias (a funcionar em modo *Buck*), de forma a regular a corrente na bobina durante o período de descarga do banco de baterias (Figura 2.5). O dimensionamento dos parâmetros do controlador tendo em conta a explicação anterior está implementado em *Matlab/Simulink* no apêndice B.2. A frequência de corte habitualmente é inferior a  $\frac{f_s}{5}$  e superior a  $\frac{f_s}{30}$ . A margem de fase na maioria das aplicações que envolvem eletrónica de potência é escolhida numa gama entre os 30° a 60° [18]. As gamas de variações mencionadas não são uma regra, são apenas intervalos indicativos dos valores que a frequência de corte e a margem de fase podem tomar. Assim iniciou-se o projeto do controlador de corrente para obter  $\omega_c = 2\pi \cdot \frac{f_s}{10}$  e  $\varphi_m = \frac{\pi}{180} \times 45^\circ$ . A partir da variação da margem de fase ajustou-se o *overshoot*, o tempo de subida e o tempo de estabilização.

Pela observação da Figura 2.10 que apresenta a resposta a degrau para diferentes margens de fase mantendo constante a frequência de corte, verifica-se que quanto maior a margem de fase maior é o tempo de subida, menor é o *overshoot* e maior é o tempo de estabilização. Na Figura 2.11 é apresentado o módulo e a fase da função de transferência em malha aberta sem compensação  $T_u(z)$ , e o módulo e a fase da função de transferência em malha aberta com compensação  $T(z)$  para diferentes margens de fase. A margem de fase é definida como uma variação de fase em malha aberta, tal que o sistema se torna instável em malha fechada. Na Figura 2.11 as linhas pretas verticais a cheio representam a margem de fase, que corresponde à diferença entre a fase da curva



relativamente aos  $-180^\circ$  para a frequência em que o módulo corresponde a 0 dB. Ainda na mesma figura, verifica-se que o controlador PI altera o módulo e a fase, tal que a frequência de corte e a margem de fase da função de transferência em malha aberta com compensação, sejam as especificadas no projeto.

Pela observação da Figura 2.10 e Figura 2.11, pode-se dizer que a diminuição da margem de fase corresponde a um aumento do *overshoot*. Assim, projetou-se o controlador para que a resposta da função de transferência em malha aberta para a frequência de corte considerada tenha uma margem de fase de  $70^\circ$ , obtendo-se  $K_p = 27.1366$  e  $K_i = 0.6231$ .

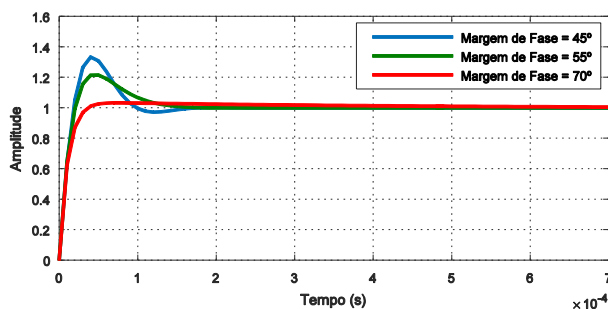


Figura 2.10: Resposta a degrau para a corrente na bobina.

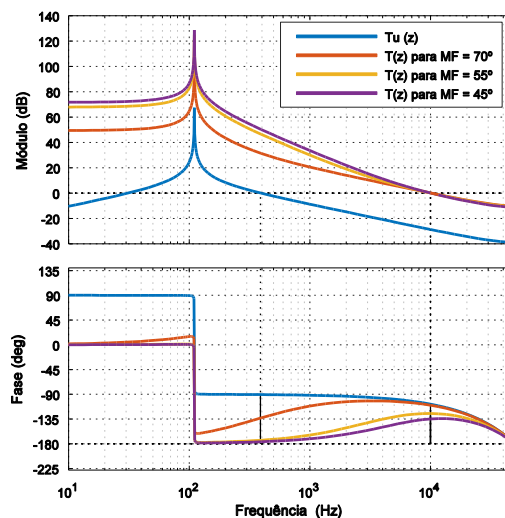


Figura 2.11: Diagrama de Bode da função transferência,  $T_u(z)$  e  $T(z)$ .

O modo de controlo de tensão utilizado neste trabalho consiste em colocar um *duty-cycle* fixo no conversor das baterias, de acordo com a tensão aos terminais do banco de baterias e do valor da tensão do barramento DC. Deste modo, é possível carregar a bateria lentamente até que atinga o estado de carga máximo.

## 2.3 Modelação e Controlo do Conversor da Rede

A estratégia de controlo implementada no controlador do conversor da rede, responsável por interligar o barramento DC ao barramento AC, designa-se por *VOC (Voltage Oriented Control)*. Esta estratégia contém duas malhas internas de controlo de corrente e uma malha externa de controlo de tensão. A malha de controlo de tensão é designada por malha externa e a malha de controlo de corrente por malha interna porque a saída do controlador de tensão corresponde à corrente de referência, ver Figura 2.12. O objetivo desta estratégia é controlar de forma

independente a potência ativa e reativa, de modo a regular o fator de potência e torná-lo unitário, por exemplo.

A partir da Figura 2.12 obtém-se o modelo matemático para um sistema trifásico, indicado na equação (2.42). A rede está ligada em estrela com neutro acessível e  $u_{an}$ ,  $u_{bn}$  e  $u_{cn}$  são as tensões medidas no ponto médio de cada braço do inversor relativamente ao neutro da rede. A resistência ( $R$ ) e a bobina ( $L$ ) correspondem à impedância equivalente do filtro colocado do lado AC (aos terminais do conversor) e da rede. De forma a projetar o sistema de controlo é realizada a transformação de coordenadas, “abc”, para um referencial, “dq0”, síncrono com a frequência da rede.

$$\begin{aligned} -v_{an}(t) + v_L(t) + v_R(t) + u_{an}(t) &= 0 \\ -v_{bn}(t) + v_L(t) + v_R(t) + u_{bn}(t) &= 0 \\ -v_{cn}(t) + v_L(t) + v_R(t) + u_{cn}(t) &= 0 \end{aligned} \quad (2.42)$$

Assim, de forma a conhecer o ângulo de fase da tensão da rede, utilizou-se um algoritmo designado por PLL (*Phase Locked Loop*) que consiste em alinhar o eixo  $d$  segundo a tensão da fase  $a$ . Este algoritmo aplica um controlo em malha fechada de modo a que a tensão segundo o eixo  $q$  seja nula,  $v_q^* = 0$ . A cada iteração o ângulo estimado é utilizado na matriz de Park permitindo que ao fim de algumas iterações o referencial “dq0” seja síncrono com a frequência da rede e esteja alinhado segundo a fase  $a$  [19].

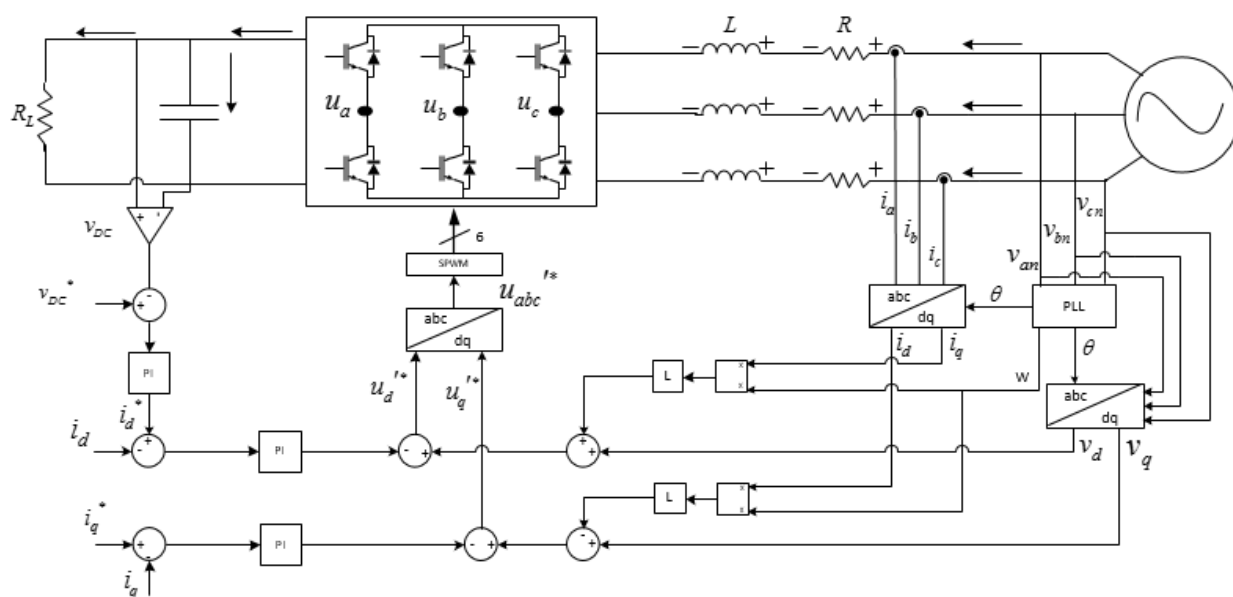


Figura 2.12: Diagrama de controlo do conversor que faz a ligação à rede.

Aplicando a matriz de Park e a transformada de Laplace ao sistema de equações (2.42) obtém-se,

$$\begin{aligned}
-U_d(s) + V_d(s) + w_g \cdot L \cdot I_q(s) &= L \cdot S \cdot I_d(s) + R \cdot I_d(s) \\
-U_q(s) + V_q(s) - w_g \cdot L \cdot I_d(s) &= L \cdot S \cdot I_q(s) + R \cdot I_q(s)
\end{aligned}
\tag{2.43}$$

onde  $w_g$  corresponde à frequência angular da rede,  $V_d$ ,  $V_q$  e  $U_d$ ,  $U_q$  são as tensões da rede e nos terminais de saída do conversor em eixos  $dq$  no domínio de Laplace, respetivamente. Este sistema de equações mostra a existência de acoplamento entre os eixos  $d$  e  $q$ . De forma a que se possa ter um controlo independente sobre as componentes  $d$  e  $q$ ,  $U_d(s)$  e  $U_q(s)$  são definidos como apresentado na equação (2.44). Esta equação inclui termos de desacoplamento que são definidos como na equação (2.45) e quando substituída na equação (2.43) permite eliminar os termos que estão a acoplar os eixos.

$$\begin{aligned}
U_d(s) &= -U_d'(s) + w_g \cdot L \cdot I_q(s) + V_d(s) \\
U_q(s) &= -U_q'(s) - w_g \cdot L \cdot I_d(s) + V_q(s)
\end{aligned}
\tag{2.44}$$

$$\begin{aligned}
U_d'^a &= V_d(s) + w_g \cdot L \cdot I_q(s) \\
U_q'^a &= V_q(s) - w_g \cdot L \cdot I_d(s)
\end{aligned}
\tag{2.45}$$

Como num sistema trifásico equilibrado em que  $v_q = 0$  ( tensão segundo o eixo  $d$  alinhada com a fase  $a$ ) as potências  $p_{rede}$  e  $q_{rede}$  são determinadas pelas equações (2.46) e (2.47), respetivamente, através do controlo das tensões à saída do conversor é possível controlar as correntes  $i_d$  e  $i_q$  que por sua vez permitem controlar a potência ativa e reativa.

$$p_{rede} = \frac{3}{2}(v_d \cdot i_d) \tag{2.46}$$

$$q_{rede} = -\frac{3}{2}(v_d \cdot i_q) \tag{2.47}$$

Na Figura 2.13 é representada a malha fechada simplificada de controlo de corrente para as componentes  $d$  e  $q$ . Neste sistema optou-se por utilizar controladores do tipo PI. Além do controlador e da planta de corrente é introduzido o atraso correspondente ao modulador PWM e ao controlador digital, onde  $T_c$  corresponde ao período de amostragem para a malha de controlo de corrente. A planta de corrente é obtida substituindo os termos  $U_d(s)$  e  $U_q(s)$  da equação (2.44) na equação (2.43) e resolvendo a equação para o eixo  $d$  e para o eixo  $q$  em ordem a  $I_d$  e  $I_q$ , respetivamente.

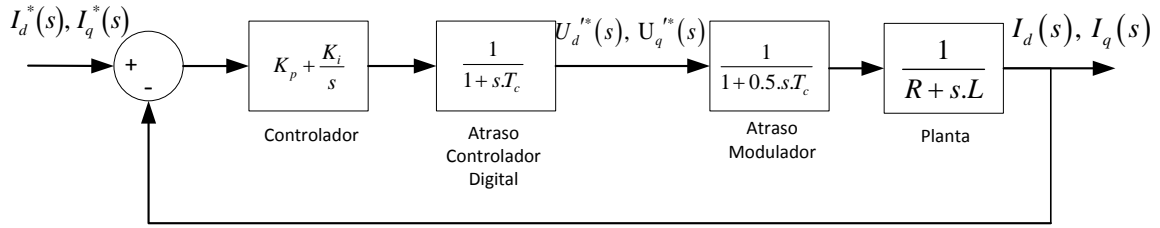


Figura 2.13: Malha interna de controlo de corrente com realimentação unitária.

A malha externa de controlo de tensão tem o objetivo de manter a tensão do barramento DC constante, tendo um papel importante no correto funcionamento do conversor. Considerando a Figura 2.12 é possível extrair a equação (2.48) que relaciona a tensão no condensador com a corrente segundo o eixo  $d$ .

$$v_{DC} \cdot C \cdot \frac{dv_{DC}}{dt} + \frac{v_{DC}^2}{R_L} = \frac{3}{2} \cdot v_d \cdot i_d \quad (2.48)$$

Linearizando a expressão em torno de um ponto de operação arbitrário, passando para o domínio de Laplace e tendo em conta que o ponto de operação que exige maior esforço do controlador de tensão ocorre quando o conversor está a trabalhar em vazio (quando  $R_L$  tende para infinito), é determinada a função de transferência  $\hat{V}_{DC}/\hat{I}_d$ , equação (2.49), em que  $\hat{V}_{DC}$  representa a perturbação de tensão e  $\hat{I}_d$  representa a perturbação de corrente [20].

$$\frac{\hat{V}_{DC}}{\hat{I}_d} = \frac{3}{2} \frac{V_d}{V_{DC} \cdot C \cdot s} \quad (2.49)$$

Na Figura 2.14 está representada a malha externa de controlo de tensão, que inclui um controlador do tipo PI, o atraso introduzido pelo controlador discreto, a função de transferência da malha de controlo de corrente e pela planta de tensão. A função de transferência da malha de controlo de corrente é aproximada pela função de transferência do filtro passa-baixo com constante de tempo  $T_{CL_c} = a^2 T_c$ . Nesta malha  $T_v$  é o período de amostragem da malha de controlo de tensão. A malha interna de controlo de corrente deve ter uma largura de banda superior à malha externa de controlo de tensão para que não ocorra interação entre elas.

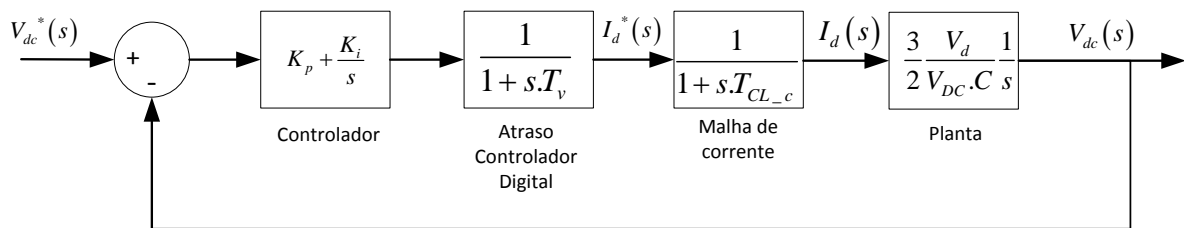


Figura 2.14: Malha externa de controlo de tensão com realimentação unitária.

No processo de sintonização dos controladores foi utilizado o método do simétrico ótimo, cujo nome provém da simetria apresentada na resposta em frequência de malha aberta. Se for possível aproximar a planta, incluindo os atrasos, pela função de transferência da equação (2.50) ou da equação (2.51), os parâmetros do controlador determinam-se de acordo com a Tabela 2.2.

$$G_1(s) = \frac{K_1}{(1+s.T_1)(1+s.T_2)}; T_1 \gg T_2 \quad (2.50)$$

$$G_2(s) = \frac{K_2}{s(1+s.T_2)} \quad (2.51)$$

Tabela 2.2: Parâmetros de  $K_p$  e  $K_i$  consoante o tipo da planta.

Tipo	Planta c/ Atrasos	Controlador	$K_p$	$T_i$
I	$G_1(s)$	PI (paralelo)	$\frac{T_1}{a.T_2.K_1}$	$a^2.T_2$
II	$G_2(s)$	PI (paralelo)	$\frac{1}{a.T_2.K_2}$	$a^2.T_2$

O parâmetro ‘ $a$ ’ dado pela equação (2.52) é escolhido de forma a estabelecer um compromisso entre o amortecimento dos polos e a resposta do sistema da função de transferência em malha fechada, sendo usualmente restringido ao intervalo de 2 a 4.

$$a = 2.\xi + 1 \quad (2.52)$$

A partir da Figura 2.13, para a malha de corrente, obtém-se a função de transferência em malha aberta indicada em (2.53). Desprezando o termo de segunda ordem que surge da multiplicação das funções de transferência correspondentes ao atraso do modulador e do controlador digital, obtém-se a equação (2.53) onde  $T_{sc} = T_c + 0.5T_c$ . Excluindo o controlador verifica-se que função de transferência em malha aberta da corrente é do tipo I, podendo-se calcular os parâmetros do controlador como indicado na Tabela 2.2.

$$G_{OL_c}(s) = \left( K_p + \frac{1}{s.T_i} \right) \left( \frac{1}{1+s.T_{sc}} \right) \left( \frac{\frac{1}{R}}{1+\frac{L}{R}s} \right) \quad (2.53)$$

Realizando um raciocínio idêntico para a malha externa de controlo de tensão, obtém-se a função de transferência de malha aberta indicada em (2.54), onde  $T_{sv} = T_v + T_{CL_c}$  [21]. Para este caso, verifica-se que a função de transferência em malha aberta da tensão é do tipo II.

$$G_{OL_v}(s) = \left( K_p + \frac{1}{sT_i} \right) \left( \frac{1}{1 + sT_{sv}} \right) \left( \frac{\frac{3 V_d}{2 V_{DC}} \frac{1}{C}}{s} \right) \quad (2.54)$$

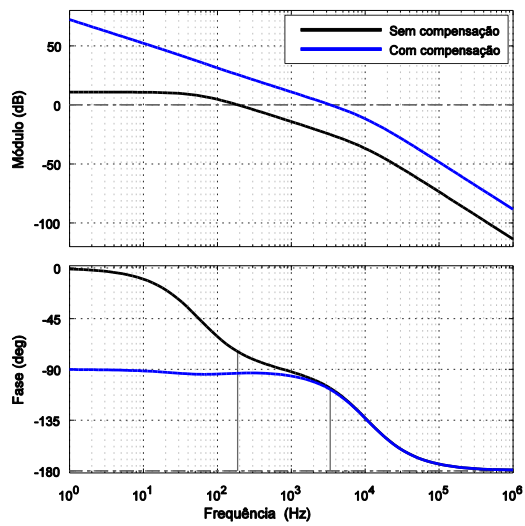
Com base na análise efetuada nesta secção desenvolveu-se o programa em *Matlab/Simulink* que se encontra no Apêndice C. Considerando os valores da Tabela 2.3 projetou-se o controlador de corrente e de tensão de forma a que a largura de banda da malha de controlo de corrente seja superior à malha de controlo de tensão (para garantir que não ocorre interação entre às duas malhas), assumindo um *overshoot* máximo de 10%. A partir da variação do coeficiente de amortecimento analisou-se a resposta a degrau da corrente e da tensão tendo-se projetado o controlador de corrente para um coeficiente de amortecimento  $\xi = 1$ , obtendo-se uma frequência de corte de 3.37 kHz. O controlador de tensão foi projetado para um coeficiente de amortecimento  $\xi = 0.75$  e obteve-se uma frequência de corte de 412 Hz. Assim, a largura de banda da malha de controlo de corrente é cerca de 8 vezes superior à malha de controlo de tensão.

Na Figura 2.15 está representada a resposta da função de transferência em malha aberta para a malha de controlo de corrente  $G_{OL_c}(s)$  e de tensão  $G_{OL_v}(s)$ , antes e depois de serem compensadas. Estes resultados permitem verificar que com compensação há um aumento da frequência de corte e a diminuição da margem de fase. A margem de fase está representada pelas linhas cinzentas verticais.

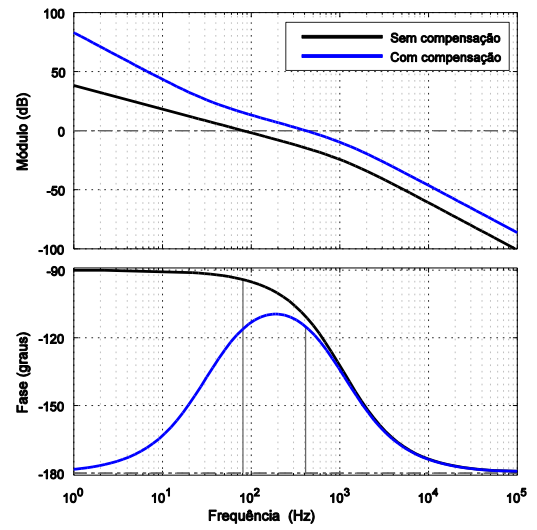
Por fim, na Figura 2.16 é mostrado o comportamento em malha fechada da corrente e da tensão perante uma resposta a degrau. Para os valores considerados no projeto, a resposta a degrau da corrente, ver Figura 2.16 (a), apresenta um *overshoot* de 0.67 % com um tempo de subida igual a 70.5  $\mu$ s. A resposta a degrau da tensão, ver Figura 2.16 (b), apresenta um *overshoot* de 8.73 % com um tempo de subida igual a 0.5 ms.

Tabela 2.3: Dados utilizados no projeto do controlador de corrente e de tensão.

Parâmetros	Valor	Unidades
$T_c = T_v$	1e-5	s
L	0.8	mH
R	0.2	$\Omega$
C	1e-3	mF
$v_d$	16.33	V
$v_{DC}$	48	V

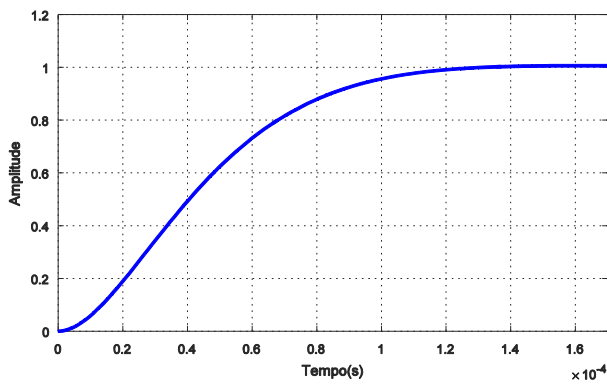


(a)

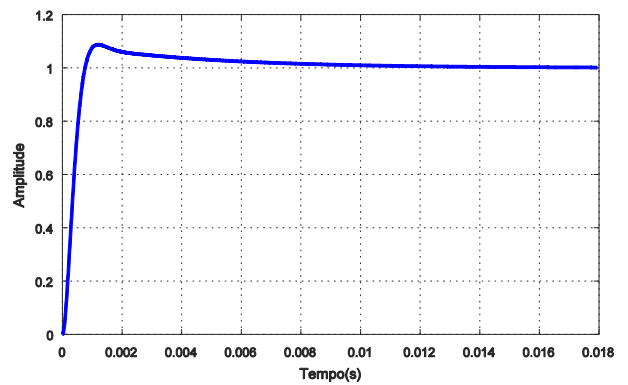


(b)

Figura 2.15: Resposta em frequência da função de transferência em malha aberta para a malha de controle de corrente (a) e para a malha de controle de tensão (b).



(a)



(b)

Figura 2.16: Resposta a degrau da corrente (a) e da tensão (b).

## Capítulo 3

### Simulação do comportamento dinâmico do sistema

Com vista a estudar o comportamento do sistema tendo em conta a análise efetuada nos pontos anteriores, foram realizadas simulações em *Matlab/Simulink v2015b* que são apresentadas neste capítulo. Inicialmente foi estudado de forma isolada o conjunto de sistemas que constituem o sistema híbrido. Por fim, é analisado o comportamento de todos os sistemas interligados. As convenções de medida utilizadas estão indicadas nos esquemas de cada sistema.

#### 3.1 Sistema Solar Fotovoltaico

O modelo do sistema solar fotovoltaico implementado em *Matlab/Simulink* é ilustrado na Figura 3.1. Depois de extraídas as curvas I-V referidas na secção 2.1 Figura 2.2 procedeu-se ao projeto do conversor dos painéis, assumindo uma tensão no barramento DC de 48 V. Para o conversor DC-DC utilizou-se o modo de condução contínuo. Considerando uma irradiância mínima de  $100 \text{ W/m}^2$  e que para este nível de irradiância no ponto de potência máxima a tensão é de 125 V foi utilizado um conversor redutor. De forma a garantir o modo de condução contínuo no conversor, a bobina foi dimensionada para uma frequência de comutação de  $1 \text{ kHz}$ , na situação em que o *duty-cycle* é menor, isto é, quando a irradiância é de  $1000 \text{ W/m}^2$ . A tensão constante no barramento DC foi imposta por um banco de baterias de chumbo - acido de 48 V, tendo-se utilizado o modelo existente no *Matlab/Simulink*. De forma a implementar o algoritmo P&O referido na secção 2.1, foram utilizados os blocos *matlab function* do *Matlab/Simulink*, cujo o código se encontra no apêndice A.2. As fórmulas utilizadas no dimensionamento da bobina e do condensador estão indicadas no Apêndice D.

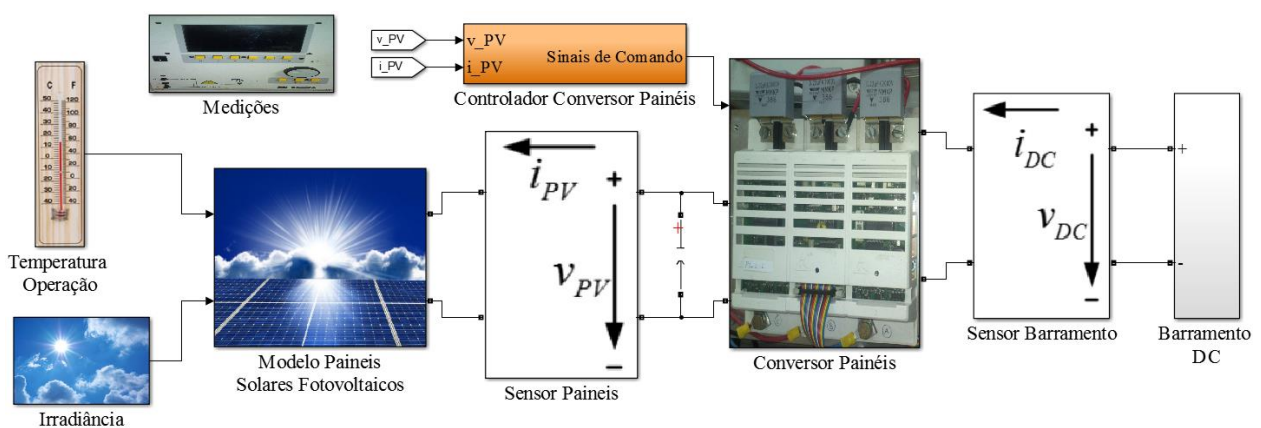
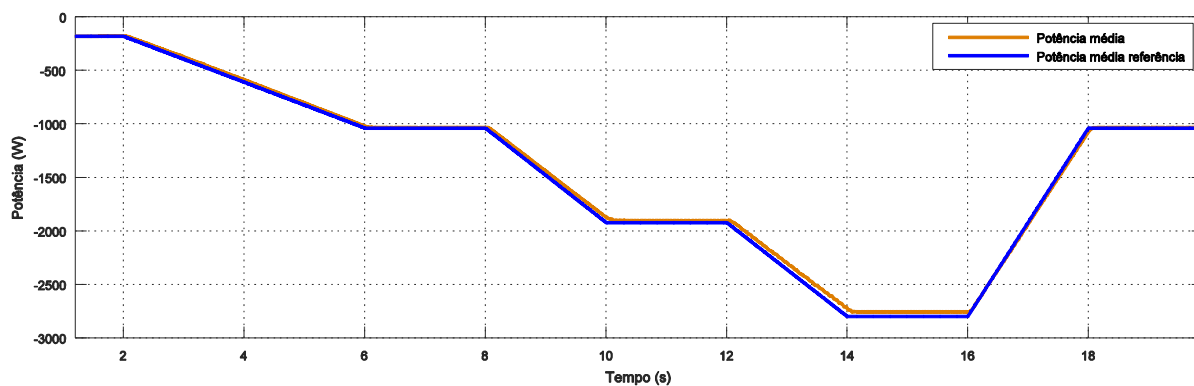


Figura 3.1: Esquema do sistema solar fotovoltaico.

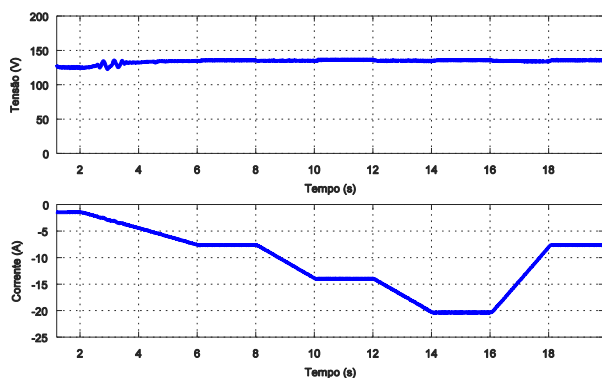
Como a tensão à saída do conversor dos painéis é imposta pelo banco de baterias, sempre que ocorre uma perturbação do *duty-cycle*, devido a uma alteração da irradiância, a corrente que está a ser extraída dos painéis é alterada. Devido a esta variação da corrente, o valor da tensão de



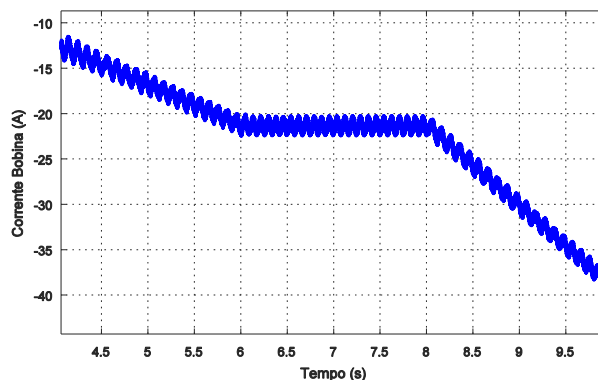
saída dos painéis também é alterado, passando a ter um valor de acordo com as curvas I-V, o que faz com que a potência fornecida pelos painéis possa aumentar ou diminuir, (ver secção 2.1). Desta forma, com sucessivas perturbações impostas pelo algoritmo P&O, a potência extraída varia em torno do ponto máximo, como se observa na Figura 3.2 (a), em que a potência média de referência extraída das curvas P-V para diferentes níveis de irradiância é aproximadamente igual à potência média na saída dos painéis. No conjunto de resultados obtidos, desprezou-se o transitório que ocorre inicialmente até que os condensadores fiquem carregados, o que corresponde ao aumento do *duty-cycle* desde zero até ao valor que permite extrair a potência máxima. Note-se que o valor médio da tensão na saída dos painéis é praticamente constante enquanto a corrente na saída dos painéis altera consoante a variação da irradiância, conforme a Figura 3.2 (b). Na Figura 3.2 (c) está representada a corrente na bobina, onde se pode observar a existência de uma componente harmónica de baixa frequência provocada pela variação do *duty-cycle*. Esta componente é tanto menor quanto menor a atualização da tensão de referência,  $v_{PV}$ , isto é, quanto menor a frequência de execução do algoritmo P&O.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.2 – Dinâmica do Sistema Solar Fotovoltaico: (a) Comparação entre o valor médio da potência à saída dos painéis e a potência média de referência. (b) Tensão e corrente à saída dos painéis; (c) Corrente na bobina para um dado intervalo de tempo;

## 3.2 Sistema de Armazenamento

Na secção 2.2 foi explicada a modelação e o controlo do conversor das baterias, o qual faz a interligação entre o barramento DC e o banco de baterias, permitindo que o fluxo de potência seja bidirecional. Para analisar o comportamento deste conversor, foi desenvolvido o seu modelo em *Matlab/Simulink*. Este modelo inclui ainda dois bancos de baterias, um é usado para simular o comportamento do barramento de 48 V, o segundo com uma tensão de 72 V é utilizado para simular o armazenamento de energia proveniente das fontes de energia renováveis e da rede (ver Figura 3.3). Desenvolvendo um raciocínio semelhante ao da secção anterior dimensionou-se o conversor das baterias para funcionar como conversor *Buck* e como conversor *Boost*, tendo-se escolhido os parâmetros que garantem uma condução contínua em ambos os casos.

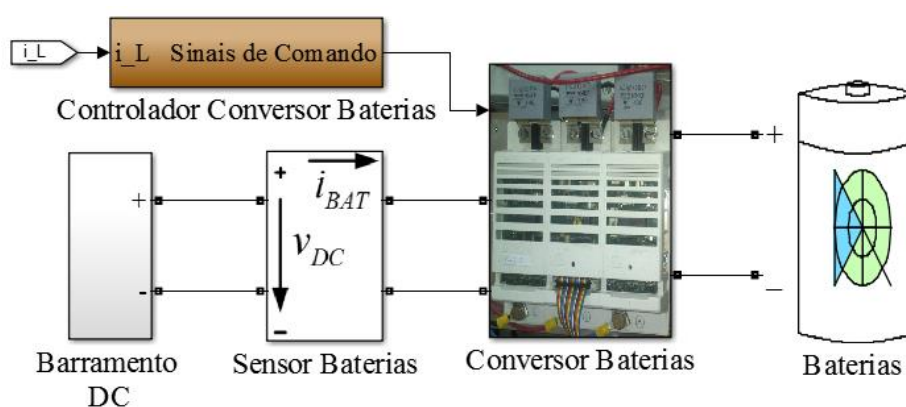


Figura 3.3: Esquema do sistema de armazenamento.

De forma a controlar a energia que é armazenada nas baterias ou fornecida ao barramento DC implementou-se em *Simulink* as malhas de controlo de corrente na bobina para o funcionamento do conversor das baterias como *Buck* e *Boost*, onde se utilizou o controlador projetado na subsecção 2.2.6 para o funcionamento do conversor das baterias como *Buck*. Realizando a mesma análise da subsecção 2.2.6 e utilizando a mesma margem de fase e frequência de corte projetou-se o controlador da malha de controlo de corrente na bobina para o funcionamento do conversor das baterias como *Boost*.

Na Figura 3.4 (a) está representada a evolução da corrente na bobina e do SOC (estado de carga das baterias) quando o conversor das baterias funciona como *Boost*. A corrente na bobina segue o valor de referência e é armazenada energia nas baterias. Aos 7s é atingido o estado de carga máximo (98.07%) para o qual é aplicado o controlo de corrente. Neste instante passa-se para um controlo de tensão onde é aplicado um *duty-cycle* fixo que impõe uma tensão de referência próxima do valor nominal do banco de baterias. Na Figura 3.4 (b) está representada a evolução da corrente na bobina e do SOC quando o conversor das baterias funciona como *Buck*. Para esta situação a corrente na bobina segue a corrente de referência e é fornecida energia ao barramento

DC. Conclui-se que para o funcionamento do conversor das baterias como *Buck* ou *Boost* o controlador apresenta um bom desempenho.

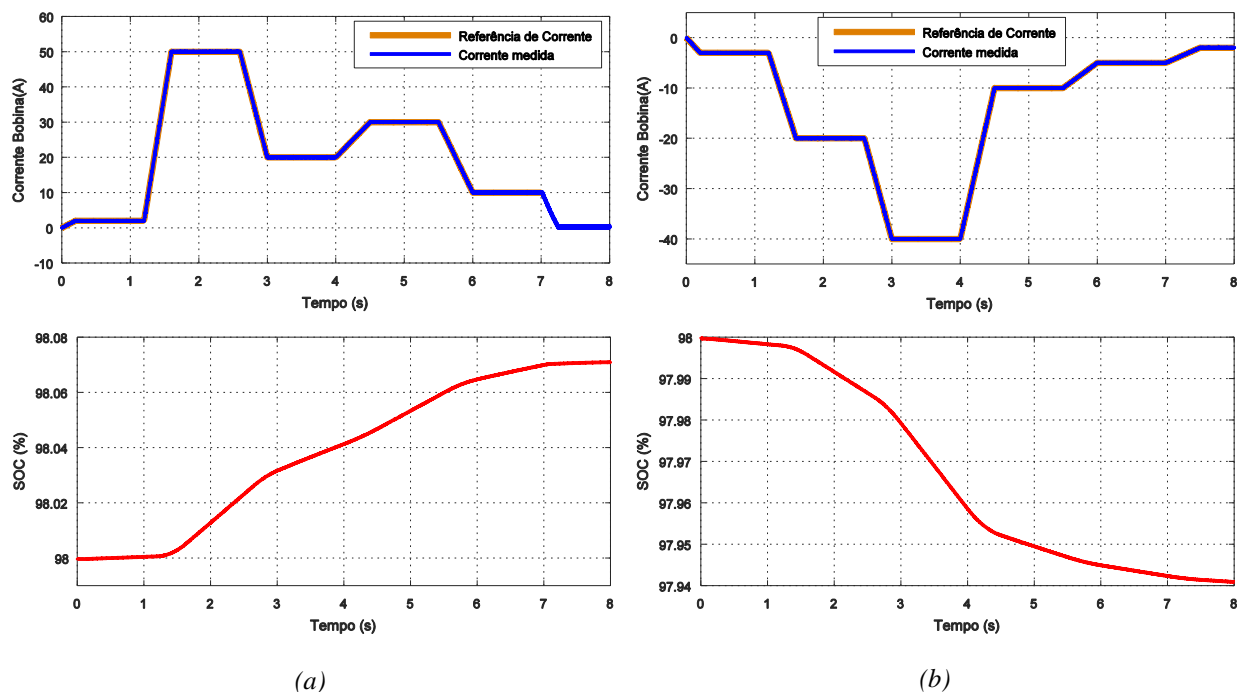


Figura 3.4 – Dinâmica do Sistema de Armazenamento: (a) Carga das baterias com controlo de corrente e de tensão. (b) Descarga das baterias com controlo de corrente.

### 3.3 Interligação entre o Barramento DC e o Barramento AC

A Figura 3.5 corresponde à implementação do diagrama de controlo com base nos controladores de tensão e de corrente projetados na secção 2.3. Realizou-se um conjunto de simulações de forma a estudar a dinâmica dos controladores para os casos em que a energia é enviada para a rede ou absorvida da rede.

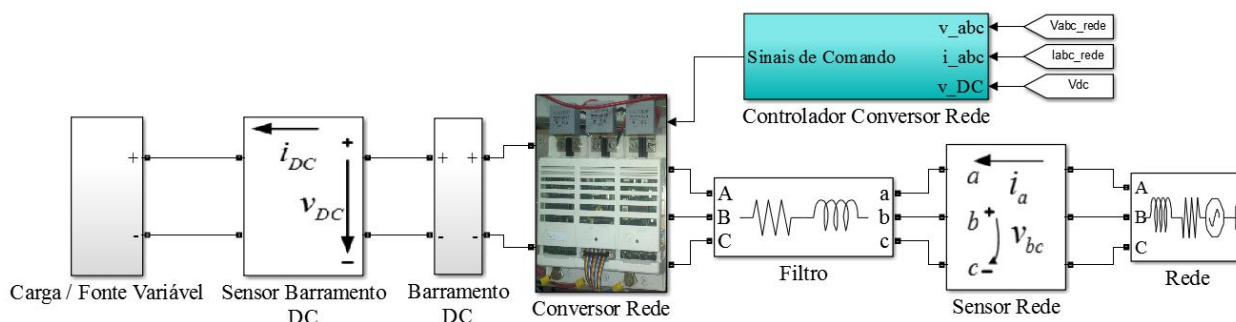


Figura 3.5: Esquema da interligação entre o barramento DC e o barramento AC.

Começou-se por analisar a dinâmica do controlador quando é absorvida energia da rede para alimentar uma carga variável. De acordo com a estratégia VOC implementada, a tensão do eixo  $d$  está alinhada com a tensão da rede segundo a fase  $a$ , sendo nula a componente do eixo  $q$ ,

tal como demonstra os resultados da Figura 3.6 (a). Com este alinhamento, o valor de pico da tensão simples da rede em coordenadas abc é igual ao valor de pico da tensão do eixo  $d$ . As variações na tensão da rede estão relacionadas com o aumento de energia consumida a partir da rede. Como o valor utilizado para simular a impedância da rede é elevado quando a corrente aumenta ou diminui a queda de tensão na impedância da rede varia e faz com que a tensão da rede altere. O objetivo da estratégia de controlo passa por regular de forma independente a potência ativa e reativa, tal que o fator de potência seja unitário. Assim,  $i_q^* = 0$  e o valor de  $i_d^*$  será fornecido pelo controlador de tensão. Na Figura 3.6 (b) verifica-se que as componentes  $d$  e  $q$  da corrente seguem o valor de referência. Observando a Figura 3.7 (a), verifica-se que a tensão simples e a corrente de linha da fase  $a$  estão em fase o que confirma o bom desempenho do controlador de corrente. A corrente de linha do lado da rede, Figura 3.7 (b), é proporcional à energia consumida pela carga. Na Figura 3.8, está apresentada a energia consumida na carga e a tensão do barramento DC, observa-se que a tensão se mantém em torno do valor de referência, ocorrendo variações quando a potência aumenta. Analisando para o pior caso, no instante  $t = 0.2$  s, a carga passa de 0 W para 78 W num intervalo de tempo de 0.1 s provocando uma variação na tensão de 3.5%.

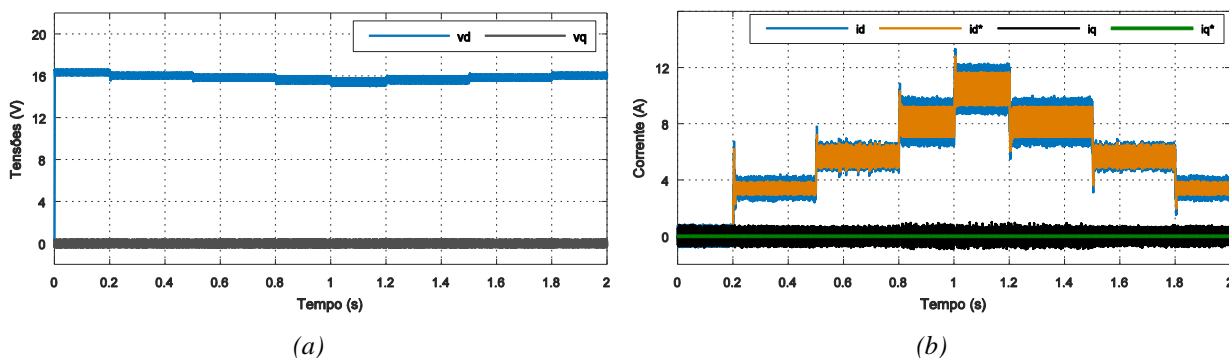


Figura 3.6 – Dinâmica do controlador do conversor da rede quando é absorvida energia da rede: (a) Tensão em eixos  $d$  e  $q$ . (b) Corrente em eixos  $d$  e  $q$  com os respetivos valores de referência.

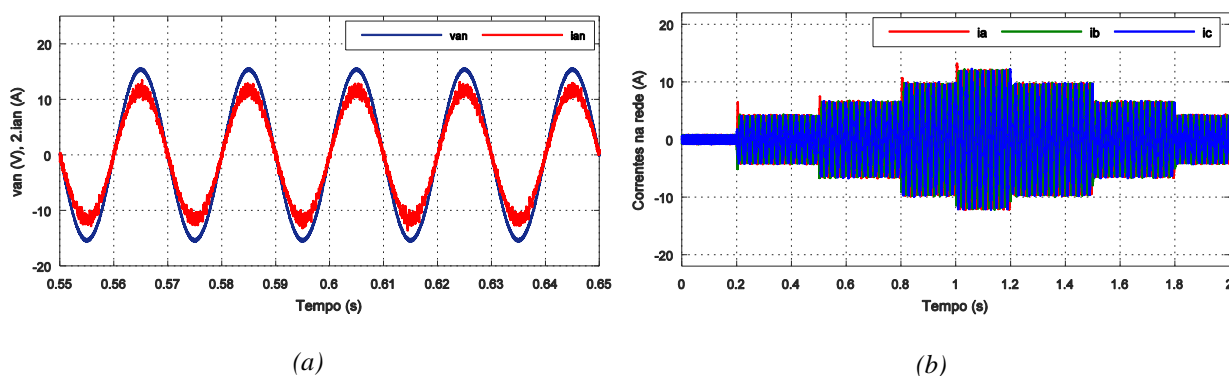


Figura 3.7 – Dinâmica do controlador do conversor da rede quando é absorvida energia da rede: (a) Tensão simples e corrente de linha da fase  $a$ . (b) Corrente de linha.

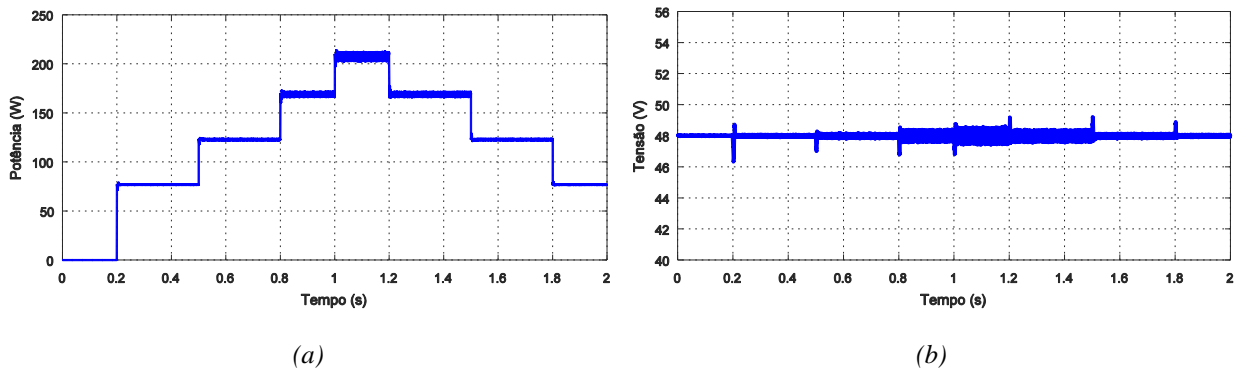


Figura 3.8 – Dinâmica do controlador do conversor da rede quando é absorvida energia da rede: (a) Potência na carga. (b) Tensão no barramento DC.

Com o propósito de estudar a dinâmica dos controladores utilizados nas malhas de controlo de corrente e de tensão quando é enviada energia para a rede, utilizou-se uma fonte de tensão variável ligada em paralelo com o barramento DC através de uma resistência. Considerando que a potência máxima enviada para a rede é de 1kW, construiu-se o perfil de potências da Figura 3.9 (a), de forma a ter grandes variações num curto intervalo de tempo. Observando a Figura 3.9 (b) onde está representada a tensão do barramento DC, verifica-se que o valor da maior variação de tensão em torno da tensão de referência é de 2.5%. Esta variação ocorre para  $t=0.2s$ , quando a potência aumenta de 10 W para 1kW num intervalo de tempo de 50 ms. A oscilação em torno da tensão de referência é tanto maior quanto maior a energia que se injeta para a rede. Apesar das variações apresentadas verifica-se que o controlador de tensão apresenta uma boa dinâmica. Na Figura 3.10 (a) estão apresentadas as componentes  $d$  e  $q$  da tensão medida do lado da rede. Tal como referido anteriormente para a Figura 3.6 (a) a tensão do eixo  $d$  está alinhada com a tensão da rede segundo a fase  $a$ , sendo nula a componente do eixo  $q$ . As oscilações na tensão do eixo  $d$  ocorrem devido ao valor elevado da impedância da rede que provoca uma elevação da tensão que é tanto maior quanto maior a energia fornecida à rede. Na Figura 3.10 (b) estão apresentadas as respetivas componentes  $d$  e  $q$  da corrente, onde se pode verificar que variam proporcionalmente com a potência enviada para a rede. De acordo com a estratégia VOC implementada, verifica-se o controlo independente dos eixos  $d$  e  $q$ , bem como, uma boa dinâmica do controlador de corrente, pois as correntes seguem os valores de referência sem provocar variações significativas. Na Figura 3.11 (a) constata-se que a corrente de linha e a tensão simples da fase  $a$  estão em oposição de fase, o que significa que está a ser enviada energia para a rede com um fator de potência unitário, comprovando o bom desempenho da estratégia VOC. As correntes do lado da rede aumentam ou diminuem consoante a energia enviada, conforme a Figura 3.11 (b). O seu pico é igual ao módulo da corrente segundo o eixo  $d$ .

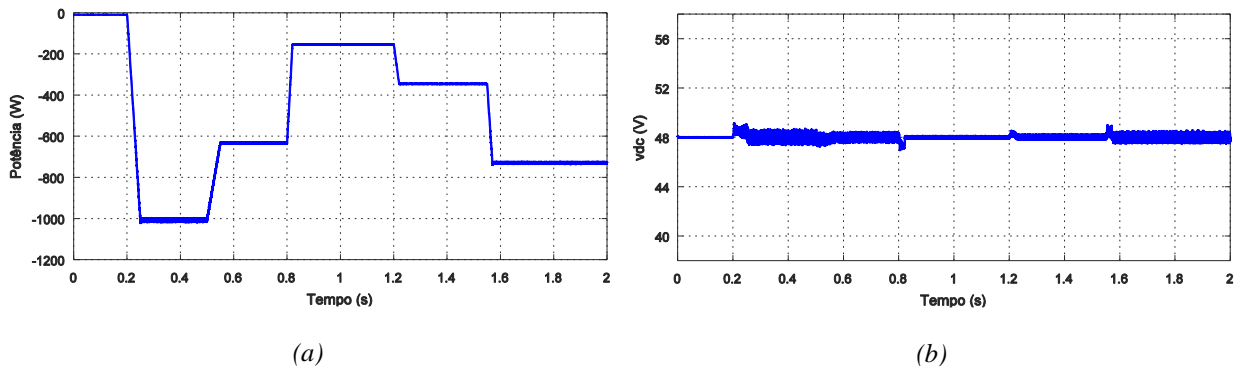


Figura 3.9 – Dinâmica do controlador do conversor da rede quando é enviada energia para a rede: (a) Potência medida no barramento DC. (b) Tensão no barramento DC.

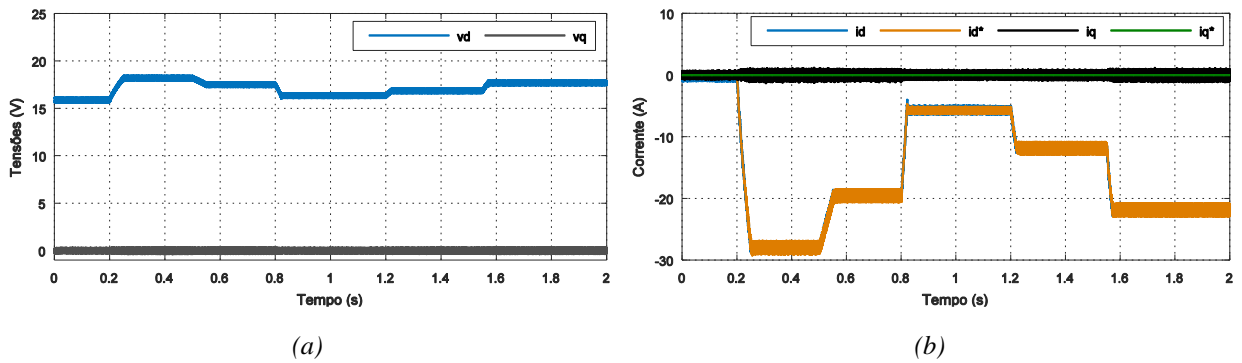


Figura 3.10 – Dinâmica do controlador do conversor da rede quando é enviada energia para a rede: (a) Tensão em eixos dq. (b) Corrente em eixos dq e respetivos valores de referência.

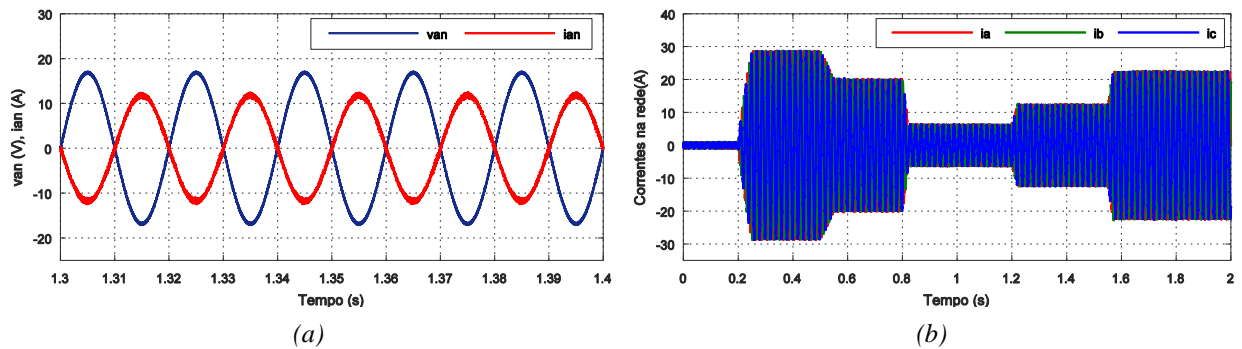


Figura 3.11 – Dinâmica do controlador do conversor da rede quando é enviada energia para a rede: (a) Tensão simples e corrente de linha da fase a. (b) Corrente de linha.

### 3.4 Análise dos Sistemas Interligados

Nas secções anteriores, analisou-se a dinâmica de cada sistema individualmente, validando os métodos de controlo aplicados a cada conversor. Nesta secção, é analisado o controlo do fluxo de potência e a dinâmica do sistema global, isto é, quando todos os sistemas parciais são interligados através do barramento DC, como ilustrado na Figura 1.1, excluindo o sistema eólico. O fluxo de potência deve ser controlado para satisfazer as necessidades da carga e minimizar o

custo com a energia consumida a partir da rede. Assim, o sistema híbrido, a partir do sistema solar fotovoltaico deve fornecer energia à carga e carregar as baterias nos períodos horários em que consumir energia a partir da rede é mais caro. Também a venda de energia à rede a partir do sistema híbrido minimiza o custo com a energia consumida a partir da rede [22]. Neste trabalho não foi implementado um algoritmo de gestão de energia que satisfaça esse objetivo. Contudo, foi implementado um algoritmo de forma a poder demonstrar os fluxos de potência entre os diferentes sistemas. Seguidamente é analisado o conjunto de cenários implementados.

Considerando o período horário de vazio em que o custo associado ao consumo de energia é menor relativamente ao período horário fora de vazio, e tendo em conta que neste período não existe produção de energia solar fotovoltaica e o consumo da carga é baixo, toda a energia absorvida da rede serve para alimentar a carga e carregar as baterias. Este cenário foi designado por Cenário 1. Na Figura 3.12 é apresentado o esquema do fluxo de potência para esse cenário, onde o X sobre a linha preta a tracejado significa que não existe produção de energia solar fotovoltaica. O X sobre a seta a verde com o sentido representado, significa que existe fluxo de potência entre o barramento DC e o sistema de armazenamento de energia enquanto as baterias não estiverem completamente carregadas. Assim, para simular o Cenário 1 considerou-se que quando a carga é inferior a 150 W é absorvida energia a partir da rede para a carga e para as baterias.

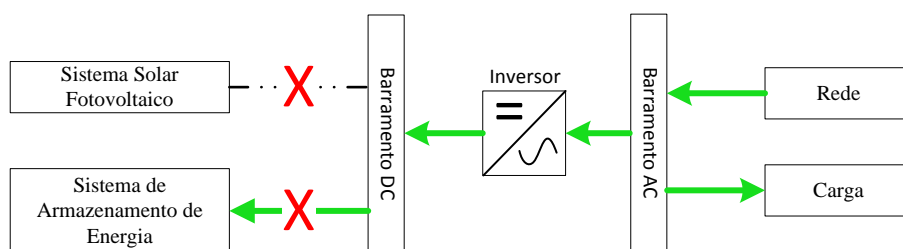


Figura 3.12: Esquema do fluxo de potência para o Cenário 1.

No período horário fora de vazio, os painéis fotovoltaicos produzem energia atingindo o pico quando a irradiância for máxima. Assim, foi considerado o Cenário 2 em que a energia produzida pelos painéis fotovoltaicos não é suficiente para fornecer energia à carga e de forma a não consumir energia da rede, as baterias fornecem a quantidade de energia necessária. Deste modo, o total da energia produzida é igual ao consumo da carga. Neste cenário, dependendo do preço de venda de energia à rede, pode compensar enviar alguma energia para a rede. Assim, é dada a possibilidade ao utilizador de selecionar o valor da potência que pretende enviar para a rede. A Figura 3.13 representa os fluxos de potência que podem ocorrer no Cenário 2. O X sobre a seta verde com o sentido representado, significa que existe fluxo de potência entre o sistema de

armazenamento de energia e o barramento DC enquanto as baterias não atingirem o estado de carga mínimo. O X sobre a seta verde com sentido bidirecional entre o barramento AC e a rede, significa que: a) não existe fluxo de potência; b) é enviada energia para a rede; c) é absorvida energia da rede. Assim, não existe fluxo de potência entre o barramento AC e a rede quando as baterias juntamente com os painéis fotovoltaicos conseguem entregar a energia necessária à carga e não é vantajoso enviar energia para a rede. É enviada energia para a rede quando é economicamente viável. Por último, é absorvida energia da rede quando a produção de energia pelos painéis fotovoltaicos é inferior à energia consumida pela carga e as baterias não conseguem entregar a energia necessária à carga por terem atingido o estado de carga mínimo.

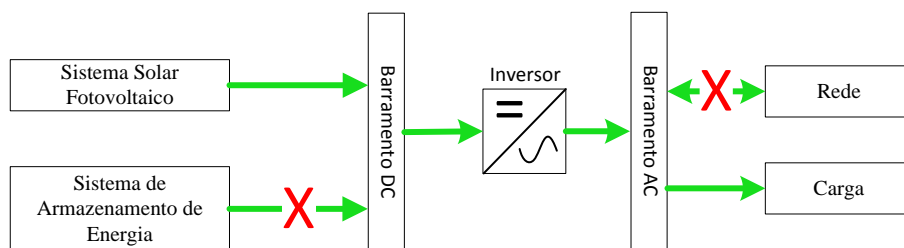


Figura 3.13: Esquema do fluxo de potência para o Cenário 2.

Quando no período horário fora de vazio a energia produzida pelos painéis fotovoltaicos é superior ao consumo de energia pela carga, a diferença entre a produção e o consumo de energia é enviada para as baterias até atingirem a carga máxima. Caso seja economicamente viável enviar energia para a rede o algoritmo que faz a gestão dos fluxos de potência permite regular essa energia de forma semelhante à referida para o Cenário 2. Assim obtém-se o Cenário 3 representado na Figura 3.14. O X sobre a seta verde unidirecional entre o barramento AC e a rede significa que quando a energia produzida é toda enviada para as baterias o fluxo de potência é nulo. E que é enviada energia a partir dos painéis fotovoltaicos para a rede quando é economicamente viável ou as baterias estão completamente carregadas. De forma semelhante o X sobre a seta verde entre o barramento DC e o sistema de armazenamento de energia significa que é armazenada energia nas baterias quando o controlo aplicado ao conversor das baterias está no modo de corrente ou de tensão. E que o fluxo de potência é nulo quando é atingido o estado de carga máximo. Quando o controlo das baterias passa para modo de tensão ou é atingido o estado de carga máximo, a energia absorvida pelas baterias é mínima ou nula, respetivamente, o que significa que toda a energia produzida pelos painéis fotovoltaicos é enviada para a carga e para a rede, não tendo qualquer controlo sobre ela. Então, de forma a possibilitar o controlo dessa energia, o algoritmo P&O foi alterado para que o utilizador possa introduzir o valor máximo de potência que pode ser enviado para a rede e assim a potência à saída dos painéis fotovoltaicos mantém-se em torno desse valor.



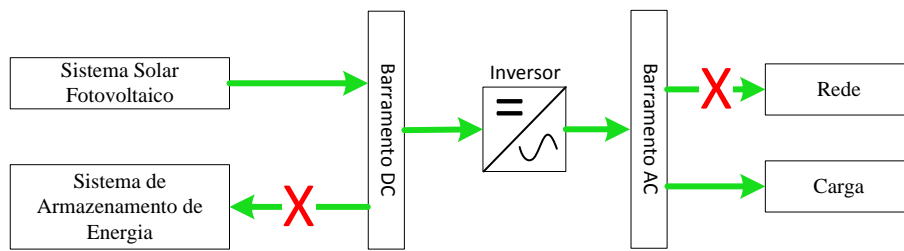


Figura 3.14: Esquema do fluxo de potência para o Cenário 3.

Por ultimo, foi previsto o Cenário 4 representado na Figura 3.15, em que não existindo produção de energia pelos painéis fotovoltaicos e não havendo energia disponível nas baterias, representado pelo X sobre a linha preta a tracejado, a rede mantém constante a tensão do barramento DC e fornece energia à carga.

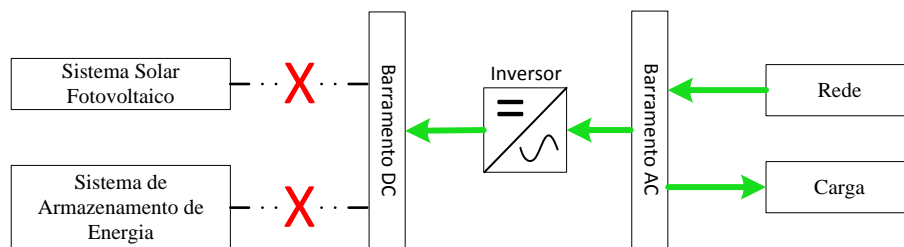


Figura 3.15: Esquema do fluxo de potência para o Cenário 4.

Com vista a controlar o fluxo de potência como descrito nos cenários anteriores foi implementado o algoritmo ilustrado na Figura 3.16, a qual indica o modo de funcionamento do conversor das baterias consoante as condições de operação impostas. O funcionamento do conversor das baterias como *Boost* corresponde ao Modo 3. Neste modo há armazenamento de energia nas baterias quando a energia fornecida pelos painéis é superior ao consumo da carga e superior à energia que o utilizador pretende enviar para a rede. O funcionamento do conversor das baterias como *Buck* corresponde ao Modo 2. Neste modo a energia que está armazenada nas baterias é enviada para o barramento DC. O Modo 0 ocorre quando as baterias estão completamente carregadas ou atingem o estado de carga mínimo. Neste modo não são enviados sinais de comando para os interruptores semicondutores controlados do conversor das baterias. O que leva a que não existam trocas de energia com o barramento DC, isto é, o conversor está desligado. No Modo 1 o conversor funciona do mesmo modo que no Modo 3, contudo a energia vem da rede e não dos painéis fotovoltaicos. Para cada modo de funcionamento do conversor das baterias, isto é, como *Boost*, *Buck* ou quando desligado, os impulsos para cada um dos quatro interruptores semicondutores controlados são configurados de acordo com o descrito na secção 2.2.1.

Relativamente ao controlo do conversor dos painéis, que tem o objetivo de adaptar a tensão à saída dos painéis fotovoltaicos à tensão do barramento DC e obter a máxima potência, foi incluída uma condição que permite ao utilizador seleccionar a potência máxima que pode ser produzida pelos painéis. Assim, quando a irradiância é elevada e a potência produzida é superior à potência que se pretende enviar para a rede o *duty-cycle* incrementa de modo a que a potência produzida pelos painéis seja inferior ao valor que se pretende.

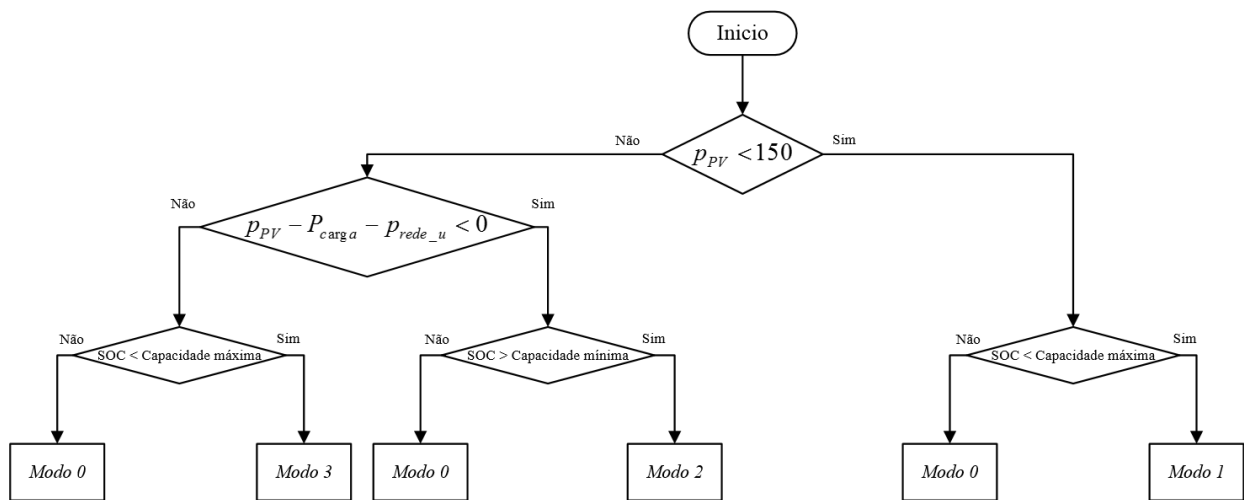


Figura 3.16: Fluxograma do algoritmo que indica o modo de funcionamento do conversor das baterias.

Na Figura 3.17 está representado o sistema híbrido de energia renovável implementado em *Matlab/Simulink*, onde se acrescentou uma carga do lado AC para representar, por exemplo, uma habitação. No Apêndice E estão apresentados os esquemas dos controladores do sistema híbrido de energia renovável. De forma a diminuir a variação da tensão no barramento DC, causada pela alteração do modo de funcionamento do conversor das baterias e pelas variações na carga do lado AC, foi necessário aumentar a largura de banda das malhas de controlo de tensão e de corrente

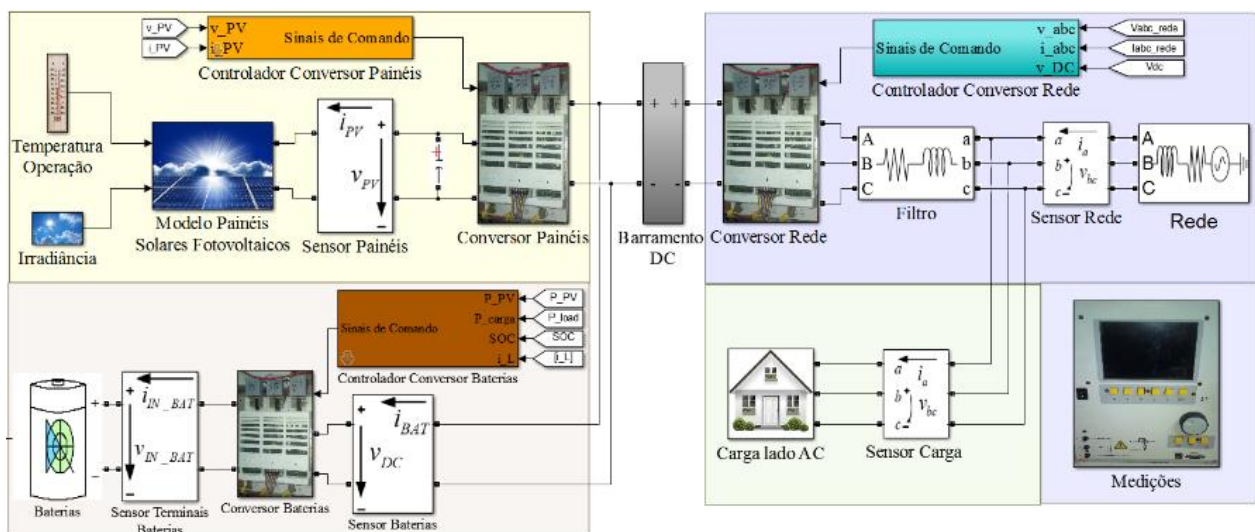


Figura 3.17: Esquema do sistema híbrido de energia renovável.

para 1.25 kHz e 8.34 kHz, respectivamente. De seguida será analisada a dinâmica do sistema para diferentes níveis de irradiância, variações na carga e diferentes modos de funcionamento do conversor das baterias, baseado nos cenários referidos anteriormente. As convenções de medida utilizadas estão indicadas na Figura 3.17, através dos blocos que representam os sensores.

Da observação da Figura 3.18 verifica-se que entre  $t = 0$  s e  $t = 0.1$  s o conversor das baterias está desligado, passando a funcionar como *Boost* a partir de  $t = 0.1$  s. Considerando que quando o SOC é superior a 97% as baterias são carregadas no modo de tensão constante e que quando o SOC é inferior é aplicado o modo de corrente constante, verifica-se pela Figura 3.19 (a) que é armazenada energia nas baterias no modo de corrente constante pois para  $t = 0.1$  s o SOC é inferior aos 97%. Como, pela Figura 3.18, entre  $t = 0.1$  s e  $t = 1.1$  s o consumo de energia pela carga é inferior a 150 W e não é produzida energia a partir dos painéis fotovoltaicos, situação idêntica ao Cenário 1, a energia proveniente da rede é armazenada nas baterias. A referência de corrente para a malha de controlo de corrente na bobina, do conversor das baterias, é fixa. Então, a partir do instante  $t = 1.1$  s até ao instante  $t = 2.5$  s, à medida que a energia proveniente dos painéis fotovoltaicos começa a aumentar a energia proveniente da rede diminui.

A partir do instante  $t = 2.5$  s, quando a carga aumenta acima dos 150 W as baterias continuam a carregar, mas agora a referência de corrente para as malhas de controlo de corrente, do conversor das baterias, é variável. A referência de corrente é dada de forma a que primeiro seja fornecida energia à carga e só depois às baterias. Tal como no Cenário 3, a potência dos painéis fotovoltaicos é superior à potência da carga pelo que é também possível fornecer energia às baterias. Corresponde ao funcionamento do conversor das baterias no Modo 3.

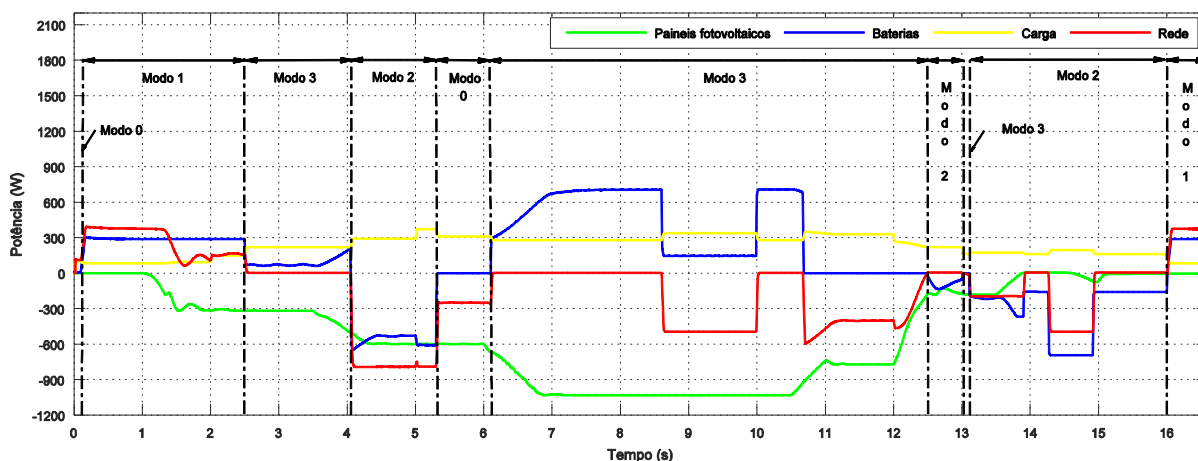


Figura 3.18: Comportamento do sistema híbrido de energia renovável, ao nível do fluxo de potências, de acordo com o modo de funcionamento do conversor das baterias.

Próximo do instante  $t = 4$  s, o utilizador deu ordem para que fosse enviado 80% dos 1000W (limite máximo) para a rede. Como neste momento a energia dos painéis não é suficiente para fornecer energia à carga e simultaneamente enviar energia para a rede, as baterias descarregam. O

que significa que o conversor das baterias passa a funcionar como *Buck*, o que é equivalente ao Modo 2 e ao Cenário 2.

Considerando que o SOC mínimo para o qual as baterias deixam de fornecer energia, e o conversor das baterias desliga, é de 96.98%, a partir da Figura 3.19 (a) verifica-se que esse limite é atingido aos  $t = 5.3$  s. Assim, pela Figura 3.18, a transição do Modo 2 para o Modo 0 ocorre porque no instante  $t = 5.3$  s o conversor das baterias foi desligado. Então, a partir desse instante até  $t = 6.1$  s apesar de não se conseguir satisfazer o pedido do utilizador, como a energia fornecida pelos painéis fotovoltaicos é superior à energia consumida pela carga, o excedente de energia é enviado para a rede.

No instante  $t = 6.1$  s o utilizador indica que não quer enviar energia para a rede. Como a energia dos painéis fotovoltaicos é superior à energia consumida na carga, as baterias carregam até ao instante  $t = 8.6$  s. O que corresponde ao funcionamento do conversor das baterias no Modo 3 e ao Cenário 3. Para o intervalo de tempo de  $t = 8.6$  s a  $t = 10$  s é seleccionado pelo utilizador o envio de 500 W para a rede. Nesse intervalo de tempo a potência produzida pelos painéis fotovoltaicos é de 1000 W, que é superior à potência da carga e à potência que o utilizador pretende enviar para a rede. Então, é enviada energia para as baterias, para a carga e para a rede.

Aproximadamente aos 10.6s as baterias passam a carregar com modo de controlo de tensão o que significa que existe uma corrente muito pequena que vai carregar as baterias muito lentamente, como se observa no SOC representado na Figura 3.19 (a).

Durante o intervalo de tempo de  $t = 14$  s a  $t = 14.3$  s a energia proveniente dos painéis fotovoltaicos é nula pelo que as baterias alimentam apenas a carga. A partir do instante  $t = 14.3$  s a  $t = 14.6$  s é enviada simultaneamente energia para a carga e para a rede porque o utilizador seleccionou uma potência de 500 W.

Note-se que os valores considerados para o estado de carga máximo e mínimo são aqui usados como exemplo e não correspondem à realidade, dada a necessidade de mostrar os diferentes modos de funcionamento do conversor das baterias num pequeno período de simulação.

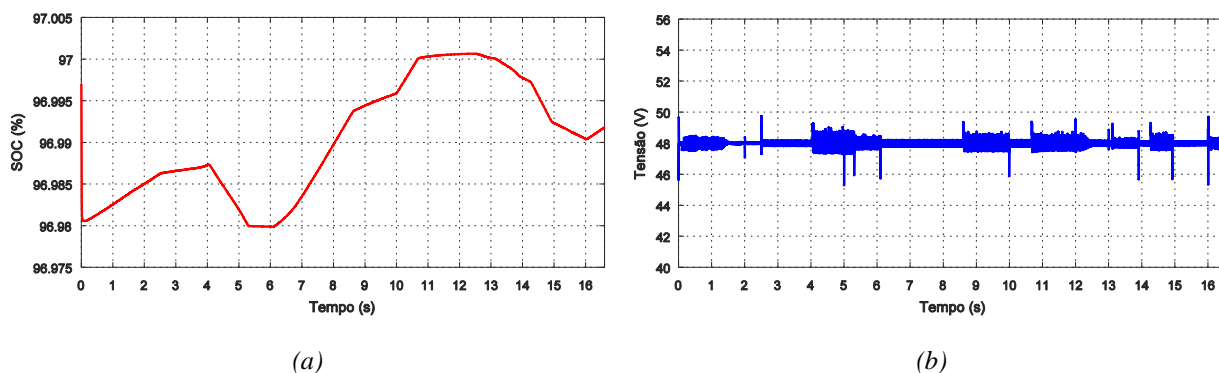


Figura 3.19: (a) Estado de carga das baterias. (b) Tensão no barramento DC.

Na Figura 3.19 (b) está representada a tensão do barramento DC que se mantém em torno do valor de referência, 48V. As variações observadas correspondem aos instantes em que a carga varia e o conversor das baterias altera o modo de funcionamento. A maior variação de tensão corresponde a cerca de 5%.

## Capítulo 4

### Implementação e Resultados Experimentais

*De forma a validar experimentalmente os métodos de controlo enunciados, bem como a dinâmica dos sistemas quando interligados pelo barramento DC, procedeu-se à montagem experimental e análise dos resultados.*

#### 4.1 Implementação Experimental

Com o objetivo de validar os métodos de controlo procedeu-se à montagem experimental como mostra a Figura 4.1. Os sensores de medida trifásicos e monofásicos da tensão e corrente foram ligados de forma a que as convenções de medida utilizadas na Figura 3.17 continuem válidas. De realçar que nesta figura o conjunto Sensor Rede foi deslocado para os terminais junto do Filtro. A ligação à rede foi efetuada através de um autotransformador de forma a adaptar a tensão da rede à tensão que se pretende. Entre o autotransformador e o retificador ativo encontra-se um filtro constituído por três bobinas monofásicas de 1.2 mH, uma por cada fase do autotransformador. Os conversores utilizados, isto é, o conversor da rede, o conversor das baterias e o conversor dos painéis fotovoltaicos foram implementados a partir de dois conversores de potência trifásicos da *Semikron*. Um dos conversores foi utilizado como conversor da rede e o outro foi utilizado como conversor das baterias e dos painéis. Neste último conversor, dois dos braços foram utilizados pelo conversor das baterias e o terceiro braço foi usado pelo conversor dos painéis. Utilizaram-se condensadores de 200V ligados no barramento DC e nos terminais das baterias, tendo sido utilizado à saída dos painéis fotovoltaicos um conjunto de condensadores para uma tensão de 900V e uma capacidade de 1000  $\mu F$ . O conversor das baterias utiliza uma bobina de 10 mH e o conversor dos painéis duas bobinas de 10 mH ligadas em serie. Tal como na simulação, considerou-se uma carga do lado AC constituída por três resistências de 100  $\Omega$ , ligadas em estrela na saída do autotransformador.

Na simulação, o *Simulink* apenas considera as quedas de tensão nos semicondutores e as quedas de tensão na resistência e condensador de *snubber*, não tendo em conta as perdas de comutação dos semicondutores. Assim, os rendimentos do sistema foram calculados apenas nos testes experimentais. Para tal, utilizou-se um analisador de potência da *Yokogawa* que mede tensões, correntes e potências com elevada precisão. Este equipamento é constituído por 4

elementos de medição, cada um com um sensor de tensão e outro de corrente. Assim, para as medidas trifásicas foram utilizados dois elementos para aplicação do método dos dois wattímetros, sendo os restantes elementos utilizados para medir a tensão e a corrente à saída dos painéis e à entrada do sistema de armazenamento de energia.

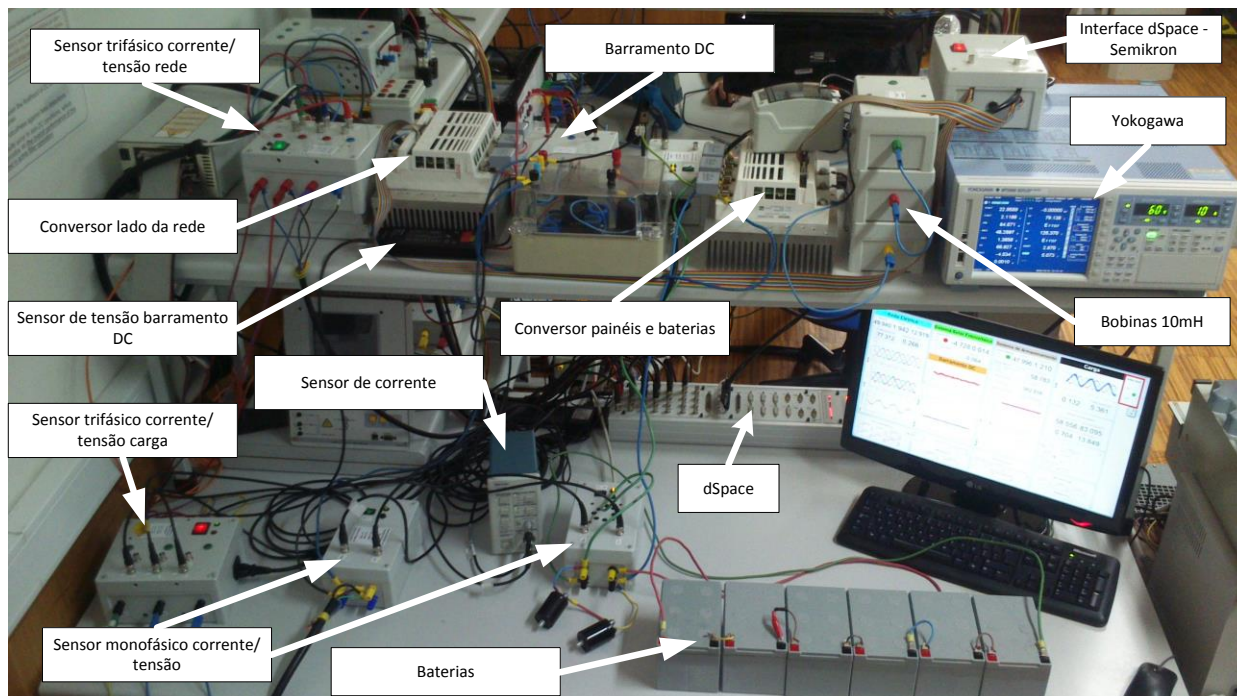


Figura 4.1: Montagem experimental.

A estratégia de controlo referida nos capítulos anteriores e implementada em *Simulink* foi compilada para a plataforma DS1103 da *dSpace*. O período de amostragem  $T_s$  utilizado foi  $30 \mu s$  de forma a conseguir executar todas as instruções. Deste modo, seguindo o raciocínio do Capítulo 2 foram redimensionados todos os controladores para o período de amostragem referido. A plataforma *dSpace* lê as tensões e correntes necessárias para o controlo do sistema híbrido de energia renovável e envia os sinais de comando para os *drivers* dos IGBT's dos conversores.

Na Figura 2.12, estão indicadas as variáveis que é necessário ler para a implementação da estratégia de controlo VOC. A plataforma *dSpace* lê os sinais da tensão do barramento DC e as componentes no sistema de eixos “abc” dos sinais da tensão e da corrente à saída do autotransformador. A partir do algoritmo PLL estas componentes são transformadas para novas componentes no sistema de eixos “dq0” a rodar de forma síncrona com a frequência da rede. De forma a controlar a tensão do barramento DC, o valor medido é comparado com o valor de referência. O sinal de erro entre estes dois valores é enviado para o controlador de tensão. A saída deste controlador dá um valor de referência para a corrente da rede segundo o eixo *d* e o valor de referência para a corrente da rede segundo o eixo *q* é nulo, de forma a manter o fator de potência

unitário. Os sinais de erro resultantes da comparação entre as correntes de referência e as correntes da rede segundo os eixos  $d$  e  $q$  é enviado para os controladores das malhas de controlo de corrente das componentes  $d$  e  $q$ , respetivamente. Da soma do valor à saída destes controladores com os respetivos termos de desacoplamento, resultam as tensões de referência segundo os eixos  $d$  e  $q$  que são moduladas a uma frequência de  $5\text{ kHz}$ . Do processo de modulação resultam os sinais de comando que são enviados para os drivers dos IGBT's do conversor do lado da rede.

Relativamente ao conversor das baterias, a corrente na bobina é lida pela plataforma *dSpace* e comparada com o valor de referência. Como se observa na Figura 4.2 o sinal de erro resultante da comparação é enviado para o respetivo controlador de corrente, obtendo-se o *duty-cycle*. Este é comparado com uma onda triangular com frequência de  $1\text{ kHz}$  produzindo os sinais de comando que são enviados para os drivers do IGBT's do conversor das baterias.

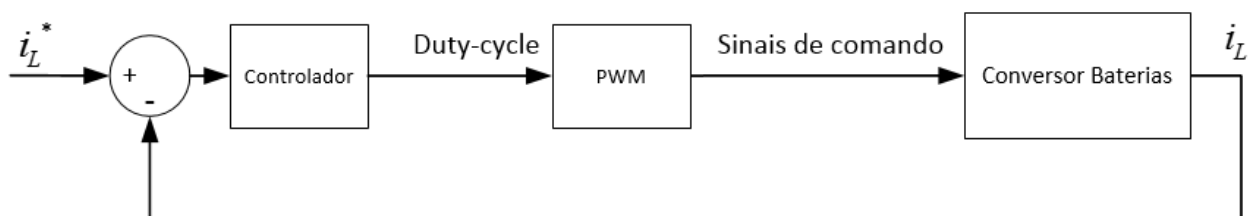


Figura 4.2: Diagrama de controlo do conversor das baterias.

Por fim, a plataforma *dSpace* lê os sinais da tensão e da corrente à saída dos painéis necessários ao funcionamento do algoritmo P&O. Deste algoritmo sai o *duty-cycle* que é comparado com uma onda triangular com frequência de  $1\text{ kHz}$  produzindo um sinal de comando que é enviado para o driver do IGBT do conversor dos painéis.

Com o intuito de validar as estratégias de controlo adotadas e o rendimento do sistema realizaram-se um conjunto de ensaios baseados nos cenários descritos na secção 3.4.

## 4.2 Resultados Experimentais

A visualização dos dados lidos pela plataforma *dSpace* é realizada no software *Control Desk*, com o qual foi desenvolvido o painel de controlo de interface com o utilizador representado na Figura 4.3. Este painel permite controlar e visualizar o comportamento do sistema híbrido e está dividido em cinco áreas principais e algumas auxiliares.

A primeira área corresponde às grandezas elétricas da rede, isto é, estão representadas as formas de onda da corrente de linha e da tensão simples da rede, a sua frequência e o valor eficaz de uma das fases, e as componentes segundo os eixos  $d$  e  $q$  da tensão e da corrente. A corrente de linha da fase  $a$  é comparada com a tensão simples da mesma fase para que o utilizador visualize

se o controlador do conversor da rede está a manter o fator de potência unitário. Nesta área é ainda apresentada a potência ativa e reativa que está a ser enviada ou absorvida pela rede.

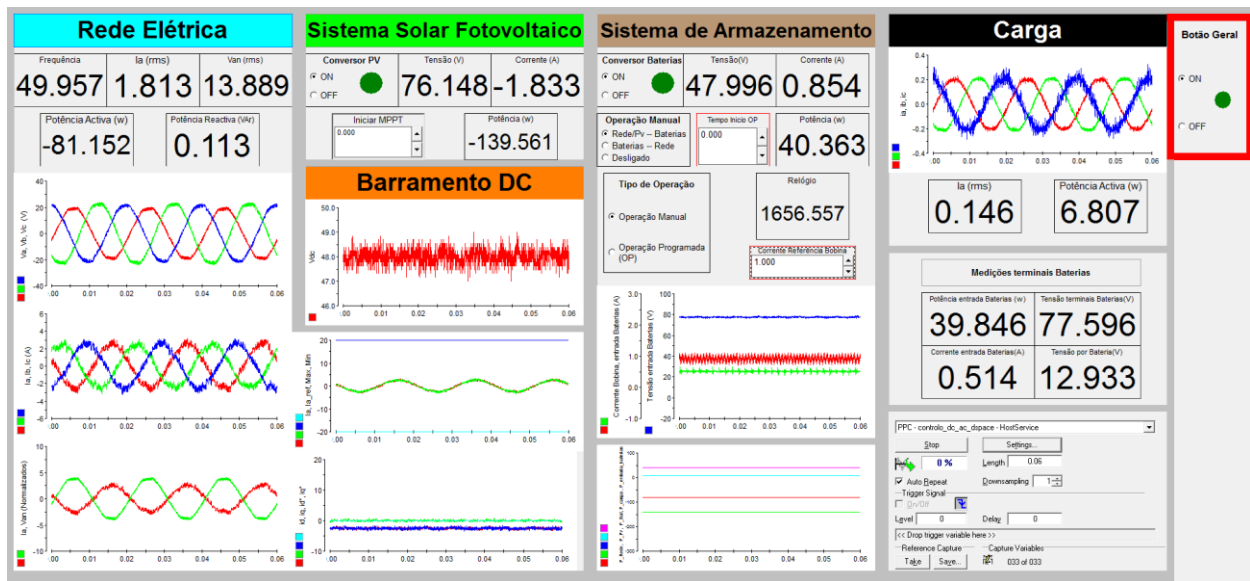


Figura 4.3: Painel de controlo do sistema híbrido.

A segunda área corresponde às grandezas elétricas do sistema solar fotovoltaico, isto é, é apresentado o valor médio da tensão e da corrente aos terminais dos painéis fotovoltaicos e a potência fornecida. Este sistema é ligado ou desligado através de um botão *on/off*. Quando o sistema liga, o *duty-cycle* do conversor dos painéis é fixo e igual a 0.7. Este valor foi escolhido de forma a que  $v_{PV}$  esteja próxima do ponto que permite extrair a potência máxima dos painéis fotovoltaicos. Através de um botão o utilizador dá indicação para que algoritmo P&O inicie o seu funcionamento e a tensão de referência  $v_{PV}$ , utilizada pelo algoritmo para incrementar ou decrementar o *duty-cycle*, é atualizada de 3 em 3 segundos.

Relativamente à tensão do barramento DC que está a ser controlada pelo conversor da rede, representada numa terceira área, possibilita ao utilizador verificar se a tensão está em torno do seu valor de referência e se o sistema híbrido está a funcionar corretamente.

A quarta área corresponde às grandezas elétricas do sistema de armazenamento. Tal como no sistema solar fotovoltaico, este sistema é ligado ou desligado através de um botão *on/off*. São apresentados os valores médios da tensão no barramento e da corrente que entra no sistema. É apresentada a potência que o sistema de armazenamento consome ou fornece e é permitido ao utilizador selecionar a corrente de referência na bobina do conversor das baterias. Nesta área o utilizador pode escolher o tipo de operação manual ou operação programada. Na operação manual o utilizador pode selecionar os modos de funcionamento, tal como referido na secção 3.4. A operação programada permite realizar ensaios com base em cenários pré-programados.



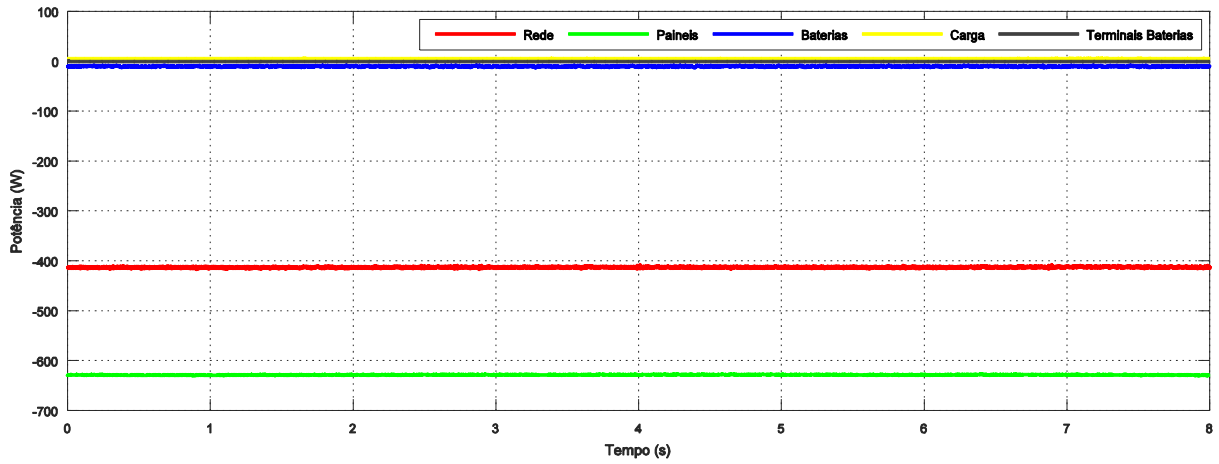
Na quinta área estão representadas as grandezas elétricas da carga, respectivamente as correntes de linha de cada fase. A tensão aplicada na carga corresponde à tensão representada na primeira área. É também apresentado o valor eficaz da corrente da fase *a* e a potência ativa consumida pela carga resistiva.

As áreas auxiliares dizem respeito às medições aos terminais das baterias de forma a saber, efetivamente, a potência que é fornecida ou absorvida. À representação gráfica dos fluxos de potências do sistema híbrido de energia renovável. Ao ajuste dos offsets dos sensores, ganho dos controladores, tensão de referência do barramento DC e valor máximo e mínimo de saturação à saída do controlador da malha de controle de tensão.

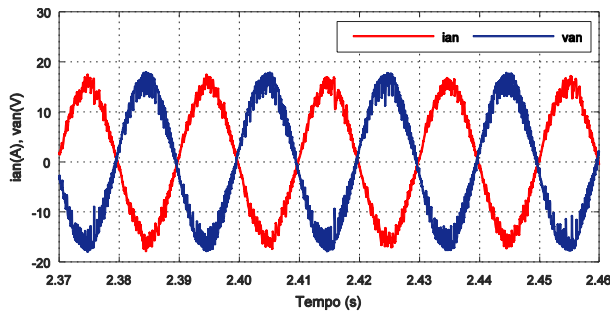
Com o objetivo de proteger o sistema híbrido de energia renovável incluíram-se proteções contra sobrecorrentes que desligam o sistema sempre que a corrente máxima admissível é alcançada. Considerou-se também um botão geral que em caso de necessidade permite ao utilizador desligar de imediato todo o sistema.

Para a implementação do conversor dos painéis, foram associados em série vários painéis fotovoltaicos de forma a que a tensão à entrada do conversor seja superior à do barramento DC. O objetivo do conversor dos painéis além de regular a tensão contínua dos painéis para a interligação com o barramento DC, é possibilitar a extração da potência máxima para a rede e/ou para o sistema de armazenamento. Então, para saber qual o ponto de potência máxima, em paralelo com um painel fotovoltaico fez-se variar uma resistência no sentido em que a potência aumenta. O ponto máximo encontrado foi comparado com a potência que estava a ser extraída através do algoritmo P&O. Assim, verificou-se o correto funcionamento do controlador do conversor dos painéis.

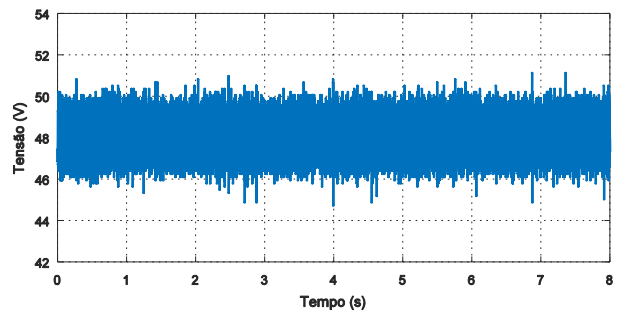
Na Figura 4.4 (a) está representado o fluxo de potências do Ensaio 1, em que está a ser enviada energia dos painéis fotovoltaicos para a rede e para a carga, e não existe fluxo de potência entre o barramento DC e as baterias. A carga manteve-se constante durante todo o ensaio. Este caso, corresponde ao Cenário 3 quando o conversor das baterias está no Modo 0. Os painéis estão a produzir cerca de 630 W e ao barramento AC chegam cerca de 415 W, o que corresponde a um rendimento de 66%. Este rendimento relativamente baixo justifica-se pelas perdas por comutação que ocorrem nos conversores, pelas perdas nas resistências das bobinas e pelas quedas de tensão nos cabos, que são tanto maiores quanto maior for a corrente. Uma vez que o sistema foi dimensionado para baixas tensões quanto maior a potência produzida maior será a corrente. Veja-se na Figura 4.4 (b) que o pico da corrente é de cerca de 17 A. Na mesma figura observa-se que a corrente e a tensão na rede estão em oposição de fase e a tensão no barramento DC, representada na Figura 4.4 (c), está em torno do valor de referência, pelo que se comprova que o controlo do conversor da rede está a funcionar de acordo com o projetado.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.4 – Ensaio 1: (a) Fluxos de potência. (b) Tensão simples e corrente de linha da fase a. (c) Tensão aos terminais do barramento DC.

De forma a obter valores mais precisos para o cálculo do rendimento e saber qual a distorção harmônica da corrente e da tensão na rede, recorreu-se a um analisador de potência da Yokogawa. Na Tabela 4.1 é apresentada a correspondência entre a notação utilizada ao longo desta dissertação e a notação utilizada pelo analisador de potência. A variável  $\eta_i, i \in \{1, 2, 3\}$  corresponde ao rendimento do sistema entre a rede e a entrada do sistema de armazenamento, entre os painéis fotovoltaicos e o conjunto rede – entrada do sistema de armazenamento e entre o conjunto painéis fotovoltaicos – entrada do sistema de armazenamento e a rede, respetivamente.

Tabela 4.1: Correspondência com a notação do analisador de potência da Yokogawa.

Analisador Potência	Urms1	Irms1	$P\Sigma A$	Udc4	Idc4	P4	Udc3	Idc3	P3
Notação Dissertação	$v_{ab}$	$i_a$	$p_{ac}$	$v_{DC}$	$i_{BAT}$	$p_{BAT}$	$v_{PV}$	$i_{PV}$	$p_{PV}$

Na Figura 4.5 estão apresentados os valores numéricos e a representação das formas de onda das tensões e correntes com a correspondência indicada pela Tabela 4.1. Quando os painéis fornecem energia à rede o rendimento é de 62% sendo inferior ao rendimento de 66% calculado a

partir dos valores da Figura 4.4 (a). Esta diferença é expectável uma vez que os dados não foram adquiridos no mesmo instante de tempo e a precisão dos equipamentos é diferente.

Foram também adquiridos dados quando a potência dos painéis fotovoltaicos era aproximadamente metade do valor da potência indicada na Figura 4.5, obtendo-se neste caso um rendimento de 72%, que se justifica pela diminuição da corrente para aproximadamente metade.

Relativamente à distorção harmónica da tensão e da corrente, apresentada na Figura 4.5, é de aproximadamente 2.45% e 3.65%, respetivamente.

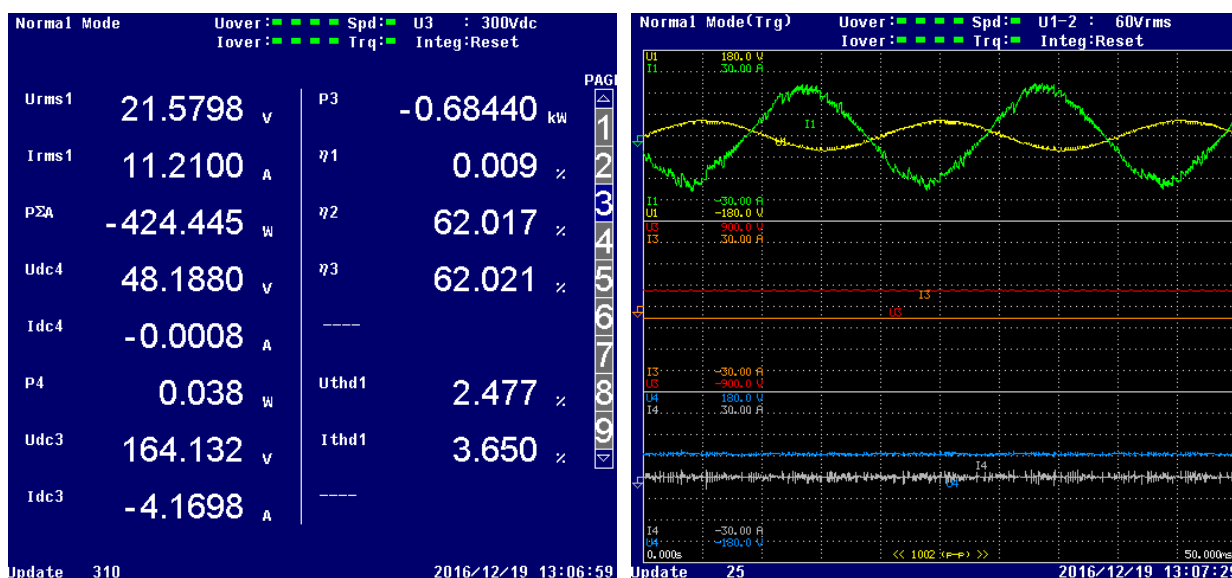


Figura 4.5: Resultados numéricos e formas de onda obtidos a partir do analisador de potência da Yokogawa.

Com base no Cenário 3 em que a energia produzida pelos painéis fotovoltaicos é superior ao consumo da carga e o conversor das baterias funciona no Modo 3, parte da energia é armazenada sendo a restante fornecida à rede. Este ensaio foi designado por Ensaio A e os resultados obtidos estão apresentados na Tabela 4.2. Para as duas situações seguintes, painéis a fornecer energia à rede e painéis a fornecer energia à rede e às baterias, o cálculo do rendimento foi efetuado pela expressão seguinte:

$$\eta_2 (\%) = \frac{|P_{\Sigma A}| + |P_4|}{|P_3|} \times 100 \quad (4.1)$$

De forma a representar o Cenário 2, foi realizado o Ensaio B, onde se forneceu energia à rede e à carga através das baterias e dos painéis fotovoltaicos. Os dados adquiridos estão na Tabela 4.2. O conversor das baterias para este cenário funcionou no Modo 2. O cálculo do rendimento efetuou-se a partir da expressão seguinte:

$$\eta_3 (\%) = \frac{|P_{\Sigma A}|}{|P_3| + |P_4|} \times 100 \quad (4.2)$$

Comparando os resultados dos dois ensaios registrados na Tabela 4.2 constata-se que o rendimento aumentou consideravelmente quando a potência no barramento AC diminuiu, consequência da redução da corrente do lado AC, devido ao armazenamento de parte da energia nas baterias.

Quando a energia é enviada da rede para as baterias o rendimento foi calculado de acordo com a expressão seguinte:

$$\eta_1 (\%) = \frac{|P_4|}{|P_{\Sigma A}|} \times 100 \quad (4.3)$$

Uma vez que as perdas e a distorção harmônica da tensão e da corrente são idênticas às já referidas anteriormente não são apresentadas.

Tabela 4.2: Aquisição de dados a partir do analisador de potência da Yokogawa para diferentes ensaios.

Medições/Cálculos	Ensaio A	Ensaio B
Urms1(V)	22.1575	20.5032
Irms1(A)	6.0902	10.9984
$P_{\Sigma A}(W)$	-242.559	-405.264
Udc4(V)	47.9428	48.7565
Idc4(A)	2.8484	-1.8369
$P_4(W)$	136.591	-89.471
Udc3(V)	123.891	136.992
Idc3(A)	-4.0146	-3.9396
$P_3(W)$	-497.37	-539.67
$\eta_2(\%)$	76.231	----
$\eta_3(\%)$	----	64.415
Uthd1(%)	3.104	3.220
Ithd1(%)	4.650	4.297

Com o propósito de saber se o sistema híbrido apresenta uma boa dinâmica realizaram-se ensaios experimentais em que durante um intervalo de tempo de 8s foram aplicados vários modos de funcionamento ao conversor das baterias.

Baseado nos Cenários 2 e 3, realizou-se o Ensaio 2 onde os resultados obtidos são mostrados nas Figuras 4.6 a 4.8. Pela Figura 4.6 verifica-se que a carga se manteve constante durante todo o ensaio. No intervalo de tempo de  $t = 0$  s a  $t = 0.2$  s os painéis fotovoltaicos enviam energia para a rede e para a carga e o conversor das baterias funciona no Modo 0. Durante o funcionamento no Modo 3 os painéis fotovoltaicos enviam energia para a rede e para as baterias, onde o valor de referência para a corrente na bobina do conversor das baterias é de 3 A, ver Figura

4.7 (a). No instante  $t = 3.2$  s, ocorre uma transição do funcionamento do conversor das baterias do Modo 3 para o Modo 2, e as baterias passam a armazenar energia com uma referência de corrente na bobina de  $-1.5$  A, ver Figura 4.7 (a). Por fim, a partir do instante  $t = 6.2$  s até  $t = 8$  s o conversor das baterias funciona no Modo 0 e a energia produzida pelos painéis fotovoltaicos é enviada para a rede, ver Figura 4.6. Na Figura 4.7 (b) verifica-se que a corrente segundo os eixos  $d$  e  $q$  seguem os respectivos valores de referência. As variações de  $i_d$  estão relacionadas com o intervalo de tempo em que as baterias estão a armazenar ou a fornecer energia. A Figura 4.8 (a) representa a corrente de linha e a tensão simples da fase  $a$  da rede. Verifica-se que as duas grandezas estão em oposição de fase, pois neste intervalo de tempo a rede está a receber energia. O controlo do conversor da rede garante assim o fator de potência unitário. As transições no modo de funcionamento do conversor das baterias provocam variações na tensão do barramento DC, como se observa pela Figura 4.8(b), no entanto, o valor médio da tensão está em torno do valor de referência com variações máximas a ocorrerem nas transições na ordem dos 7.5%.

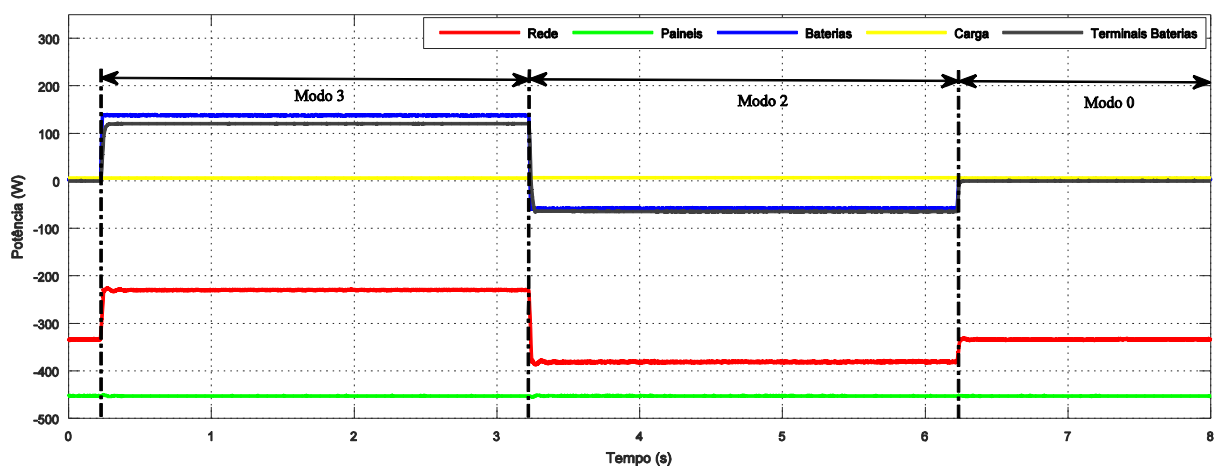


Figura 4.6 – Ensaio 2: Fluxos de potência.

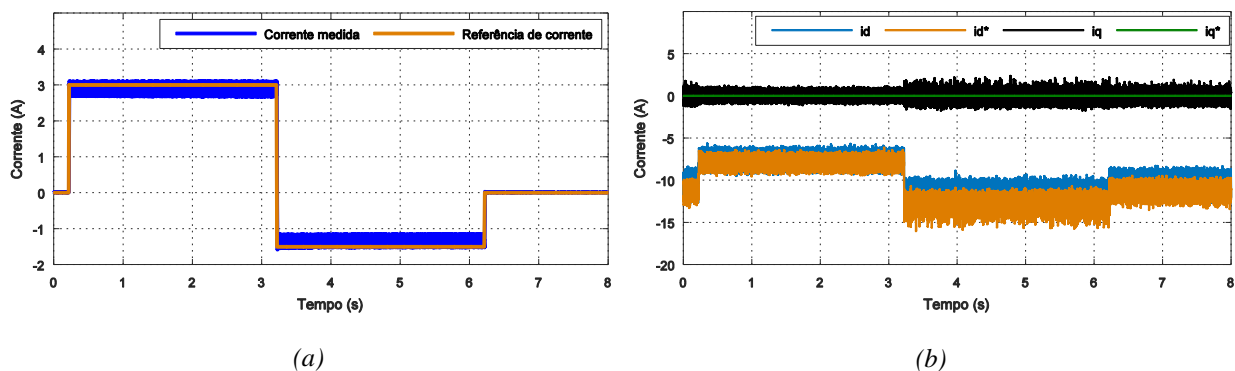


Figura 4.7 – Ensaio 2: (a) Corrente de referência e medida na bobina. (b) Corrente segundo os eixos  $d$  e  $q$  e respectivas componentes de referência.

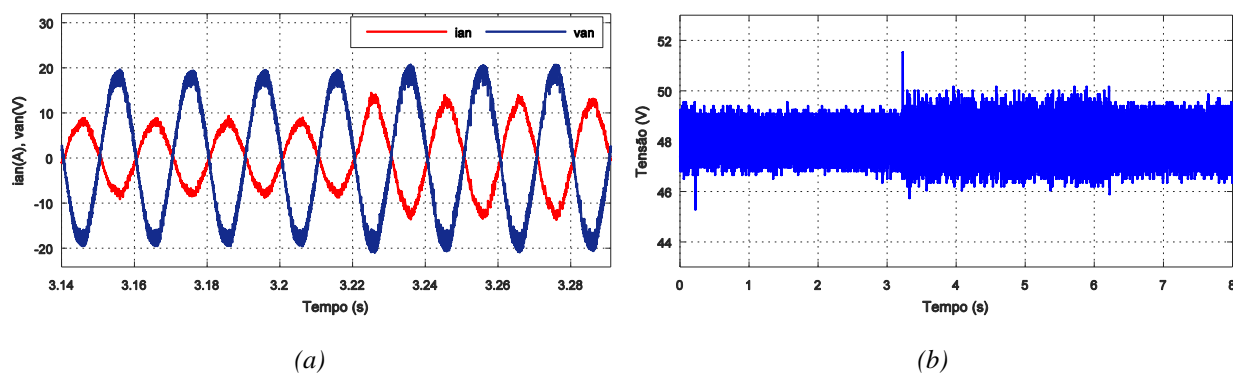


Figura 4.8 – Ensaio 2: (a) Corrente de linha e tensão simples da fase a. (b) Tensão no barramento DC.

Quando os painéis fotovoltaicos não produzem energia, são as baterias que fornecem a energia necessária à carga enquanto tiverem capacidade para tal. Assim baseado nos Cenários 1 e 4 realizou-se um ensaio, designado por Ensaio 3, cujos resultados obtidos são mostrados nas Figuras 4.9 a 4.11. Durante a realização deste ensaio a carga foi mantida constante. Da observação da Figura 4.9 verifica-se que não é produzida energia pelos painéis fotovoltaicos e que nos intervalos de tempo de  $t = 0$  s a  $t = 0.12$  s e  $t = 4.12$  s a  $t = 5.12$  s o conversor das baterias funciona no Modo 0. Nestes intervalos a rede fornece energia à carga e ao barramento DC, de forma a que a tensão do barramento DC, regulada pelo conversor da rede, se mantenha constante. No intervalo de tempo em que o conversor das baterias funciona no Modo 1, no instante  $t = 1.12$  s, houve um aumento do consumo de energia a partir da rede, que se deve à alteração na referência de corrente na bobina que passou de 2 A para 4 A, como se observa na Figura 4.10 (a). Ainda visualizando a mesma figura, no instante  $t = 3.12$  s foi selecionado um valor de referência nulo e a rede passa a enviar energia apenas para a carga, ver Figura 4.9. Quando o conversor das baterias passa do Modo 0 para o Modo 2, no instante  $t = 5.12$  s, o valor de referência para a corrente na bobina é de -3 A até ao instante  $t = 7.12$  s. A partir desse instante até  $t = 8$  s o valor de referência é de -1 A, ver Figura 4.10 (a).

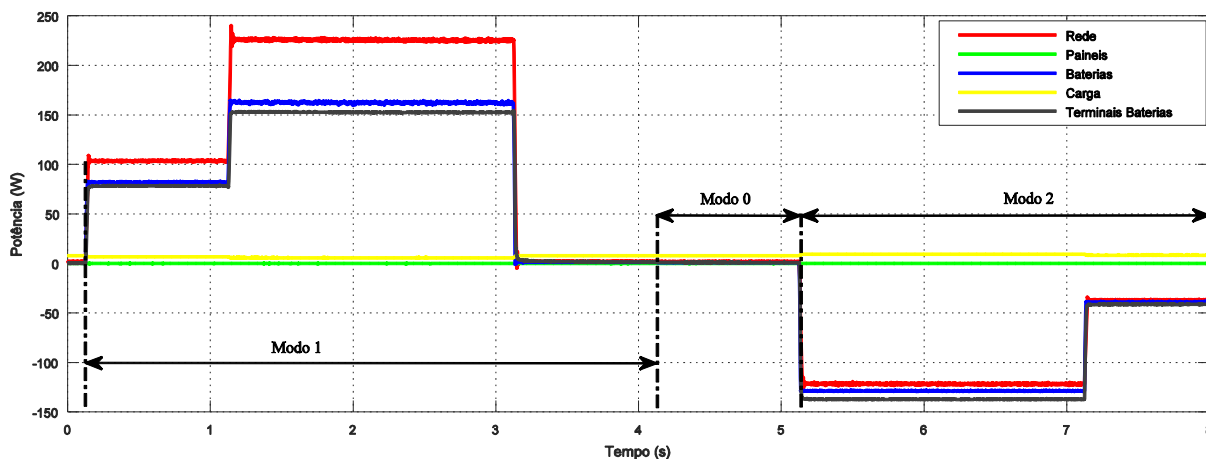


Figura 4.9 – Ensaio 3: Fluxos de potência.

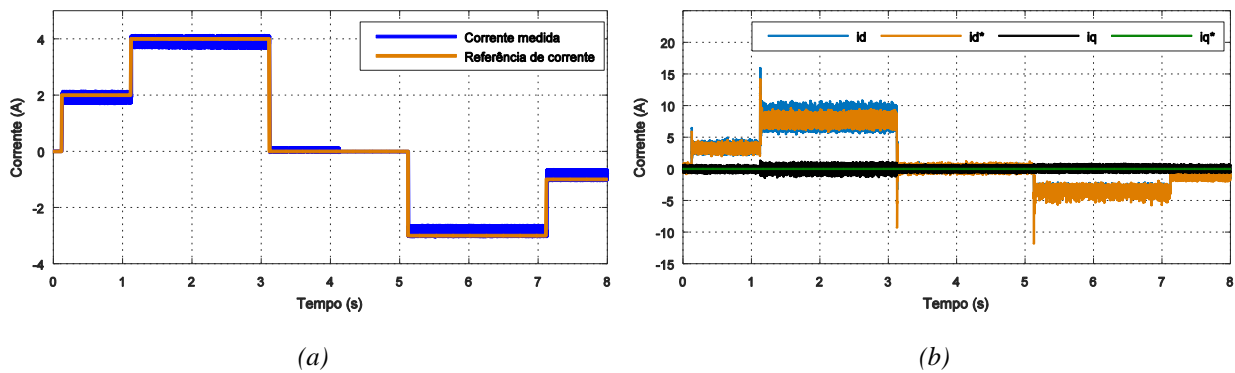


Figura 4.10 – Ensaio 3: (a) Corrente de referência e medida na bobina. (b) Corrente segundo os eixos  $d$  e  $q$  e respectivos valores de referência.

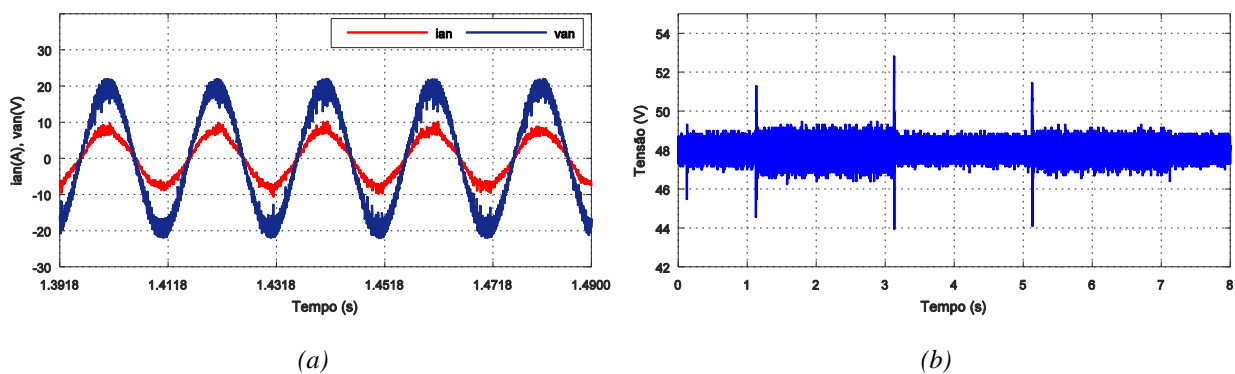


Figura 4.11 – Ensaio 3: (a) Corrente de linha e tensão simples da fase  $a$ . (b) Tensão no barramento DC.

Na Figura 4.10 (b), onde estão representadas as correntes segundo os eixos  $d$  e  $q$  é possível visualizar que seguem os respectivos valores de referência, fazendo com que o fator de potência seja unitário. Como a rede está a enviar energia para a carga e para o sistema híbrido, a corrente de linha e a tensão da fase  $a$  estão em fase, como se observa na Figura 4.11 (a). A tensão do barramento DC como mostrado na Figura 4.11 (b) mantêm-se em torno do valor de referência ocorrendo variações de tensão na ordem dos 10% quando o conversor das baterias altera o modo de funcionamento.

A Figura 4.12 corresponde a um zoom da Figura 4.9 para que seja possível observar reduzidos fluxos de potência, com especial ênfase para o fluxo de potência na carga, perante o envio ou absorção de energia no barramento AC. Nos intervalos de tempo de  $t = 0$  s a  $t = 0.12$  s e  $t = 3.12$  s a  $t = 5.12$  s não existe fluxo de potência entre o barramento DC e o sistema de armazenamento, e os painéis fotovoltaicos não produzem energia. Então a energia que é absorvida pela rede, cerca de 2 W, é para compensar as perdas que ocorrem no condensador que constitui o barramento DC. Visualizando o intervalo de tempo de  $t = 4.12$  s a  $t = 5.12$  s e tendo em conta que o conversor das baterias funciona no Modo 0, a potência à entrada do sistema de armazenamento e aos terminais das baterias deve ser nula, então a potência que se observa está associada a erros

de leitura relacionados com a imprecisão dos sensores de corrente e tensão. A carga de  $100 \Omega$  ligada em estrela aos terminais do autotransformador foi mantida constante durante todo o ensaio. As pequenas variações de potência na carga observadas ao longo dos 8 s, representadas na Figura 4.12, estão relacionadas com a queda de tensão provocada pela impedância interna do autotransformador, pois quando é absorvida energia a tensão aos terminais do transformador diminui e quando é enviada energia para a rede a tensão aos terminais do autotransformador aumenta.

Após a análise e discussão dos resultados experimentais verifica-se que a estratégia de controlo associada a cada um dos conversores apresenta uma boa dinâmica, pelo que é possível controlar o sistema híbrido de forma a satisfazer as necessidades do utilizador.

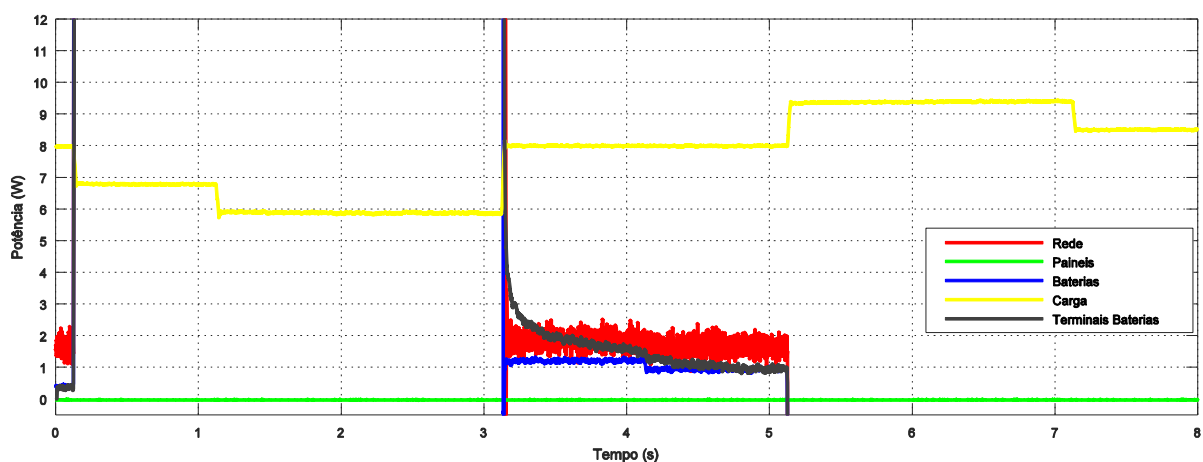


Figura 4.12: Fluxos de potência.

## Capítulo 5

### Conclusões e Sugestões para Trabalho Futuro

#### 5.1 Conclusões

Nesta dissertação, começou-se por estudar a constituição do sistema híbrido de energia renovável. Dividiu-se o sistema híbrido em 3 sistemas, o sistema eólico, o sistema solar fotovoltaico e o sistema de armazenamento de energia. Procedeu-se ao estudo de cada sistema, de forma, a poder extrair a máxima potência do vento e dos painéis fotovoltaicos. Estudou-se também como enviar os sinais de comando para o conversor das baterias de forma a funcionar como *Buck* ou *Boost*, de forma, a poder controlar o fluxo de potência entre o barramento DC e as baterias. O sistema híbrido implementado é com ligação à rede, então estudou-se uma estratégia de forma a controlar o fluxo de potência da rede e manter a tensão do barramento DC constante.



O conversor dos painéis faz a adaptação de tensão entre os painéis fotovoltaicos e o barramento DC, e extrai a potência máxima dos painéis a partir do algoritmo P&O. Verificou-se de acordo com as curvas características dos painéis fotovoltaicos que a potência máxima é extraída em função da alteração da irradiância e da temperatura de operação. A amplitude da perturbação na tensão introduzida pelo algoritmo P&O e o intervalo de tempo a que a tensão de referência é atualizada devem ser escolhidos cuidadosamente de forma a que o objetivo do algoritmo P&O seja alcançado sem interferir na tensão do barramento DC.

O conversor da rede, cujo objetivo é controlar a tensão do barramento DC e a potência ativa e reativa de forma independente tal que se obtenha um fator de potência unitário, foi modelado e controlado de acordo com a estratégia VOC (*Voltage Oriented Control*). Os controladores para a malha interna de controlo de corrente e para a malha externa de controlo de tensão foram projetados de acordo com o método do simétrico ótimo. Obteve-se a resposta em frequência da função de transferência em malha aberta para a tensão e para a corrente e através da resposta a degrau da tensão e da corrente verificou-se a sua estabilidade.

O conversor das baterias, cujo objetivo é controlar o fluxo de potência do sistema de armazenamento através de um controlo de corrente ou tensão constante, foi modelado pelo método de modulação discreta para pequenos sinais. Realizou-se o projeto dos controladores a partir da análise no domínio da frequência tendo em conta a frequência de corte e a margem de fase, verificando-se a estabilidade do sistema.

Depois de projetados os controladores o sistema híbrido foi implementado em *Matlab/Simulink*, de forma a estudar o seu comportamento. Verificou-se que a tensão do barramento DC se mantém na tensão de referência e que as tensões e correntes da rede estão em fase. A referência de corrente para as malhas de controlo de corrente do conversor das baterias quando é armazenada ou fornecida energia são seguidas, conseguindo-se controlar o fluxo de potência do sistema de armazenamento. Realizaram-se varias simulações que demonstraram a boa dinâmica do sistema híbrido perante variações na irradiância ou na temperatura de operação dos painéis fotovoltaicos e perante a alteração do funcionamento do conversor das baterias.

Por ultimo, para validar os métodos de controlo implementados procedeu-se à montagem experimental do sistema híbrido. Utilizando o controlo desenvolvido em *Simulink* e enviando para a plataforma DS1103 da *dSpace* controlou-se o sistema híbrido. Para ler os sinais utilizou-se o software *Control Desk* em que se desenvolveu um painel de controlo com os dados pertinentes de cada sistema, da rede e da carga. Através da análise dos resultados validou-se os métodos de controlo aplicados, pois extraiu-se a potência máxima dos painéis, foi armazenada energia nas baterias e fornecida energia a partir das baterias à rede. A tensão do barramento DC manteve-se

na tensão de referência e obteve-se um fator de potência unitário quando é enviada energia para a rede ou quando se absorve energia da rede para armazenar nas baterias.

## **5.2 Trabalho Futuro**

Como sugestões de trabalho futuro de complemento a esta dissertação apresentam-se os seguintes pontos:

- Implementação do sistema híbrido para níveis de tensão superiores.
- Implementação do sistema eólico de forma a ter além da produção de energia solar fotovoltaica a produção de energia eólica.
- Implementação de um método de estimação da carga das baterias.
- Implementação de um algoritmo que faça a gestão do sistema híbrido de forma a minimizar os custos associados ao consumo de energia.
- Implementação de um sistema híbrido isolado em que a tensão do barramento DC é controlada pelo sistema que estiver num dado instante a fornecer energia à carga.
- Estudo de avarias nos conversores que constituem o sistema híbrido.
- Implementação de tolerância a falhas.

## Referências

- [1] T. d. S. A. Luís, "Controlo do Gerador Eólico de Ímanes Permanentes," Master Thesis, DEEC, University of Coimbra, 2015.
- [2] R. Belfkira, O. Hajji, C. Nichita, and G. Barakat, "Optimal sizing of stand-alone hybrid wind/PV system with battery storage," in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2007, pp. 1-10.
- [3] H. Abu-Rub, M. Malinowski, and K. Al-Haddad, *Power electronics for renewable energy systems, transportation, and industrial applications*, 2014.
- [4] A. Kamjoo, A. Maheri, and G. A. Putrus, "Reliability criteria in optimal sizing of stand-alone hybrid wind-PV-battery bank system," in *Environment Friendly Energies and Applications (EFEA), 2012 2nd International Symposium on*, 2012, pp. 184-189.
- [5] M. Qiang, W. Wei-yang, and X. Zhen-lin, "A Multi-Directional Power Converter for a Hybrid Renewable Energy Distributed Generation System with Battery Storage," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International*, 2006, pp. 1-5.
- [6] S. N. Vikas Khare, Prashant Baredar, "Solar-wind hybrid renewable energy system: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2016.
- [7] W. Tong, *Wind power generation and wind turbine design*. Southampton; Boston: WIT Press, 2010.
- [8] F. P. D. Gonçalves, "Conversor Multinível Monofásico para Sistemas Fotovoltaicos," Master Thesis, DEEC, University of Coimbra, 2015.
- [9] M. H. Rashid, *Electric renewable energy systems*, 2015.
- [10] D. Linden and T. B. Reddy, *Handbook of batteries*. New York: McGraw-Hill, 2002.
- [11] G. A. Radacu, "Control of Grid Side Inverter in a B2B Configuration for WT Applications," Master Thesis, Institute of Energy Technology, Aalborg University, 2008.
- [12] S. L. Sanjuan, "Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost PWM Converters," Master of Science Thesis in Electric Power Engineering, Department of Energy and Environment, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2010.
- [13] H. Patsamatla, V. Karthikeyan, and R. Gupta, "Universal maximum power point tracking in wind-solar hybrid system for battery storage application," in *Embedded Systems (ICES), 2014 International Conference on*, 2014, pp. 194-199.
- [14] K. Kachhiya, M. Lokhande, and M. Patel, "MATLAB/Simulink Model of Solar PV Module and MPPT Algorithm," in *National Conference on Recent Trends in Engineering & Technology*, 2011.
- [15] D. Sera, R. Teodorescu, and P. Rodriguez, "PV panel model based on datasheet values," in *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, 2007, pp. 2392-2396.
- [16] R. Faranda, S. Leva, and V. Maugeri, "MPPT techniques for PV Systems: Energetic and cost comparison," in *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, 2008, pp. 1-6.
- [17] B. Subudhi and R. Pradhan, "A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems," *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, vol. 4, pp. 89-98, 2013.
- [18] M. Zarif and M. Monfared, "Step-by-step design and tuning of VOC control loops for grid connected rectifiers," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 64, pp. 708-713, 2015.
- [19] L. Hadjidemetriou, E. Kyriakides, and F. Blaabjerg, "A New Hybrid PLL for Interconnecting Renewable Energy Systems to the Grid," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, pp. 2709-2719, 2013.

- [20] J. S. Scholtz, "Projeto de um retificador trifásico regenerativo com elevado fator de potência e controle em coordenadas "dq0" implementado no DSP TMS320F2812," Universidade do Estado de Santa Catarina, 2006.
- [21] S. M. Tripathi, A. N. Tiwari, and D. Singh, "Optimum design of proportional-integral controllers in grid-integrated PMSG-based wind energy conversion system," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 26, pp. 1006-1031, 2016.
- [22] S. F. Phiri and K. Kusakana, "Demand Side Management of a grid connected PV-WT-Battery hybrid system," in *2016 International Conference on the Industrial and Commercial Use of Energy (ICUE)*, 2016, pp. 45-51.

## Bibliografia

- L. Corradini, D. Maksimovic, P. Mattavelli, and R. Zane, "Digital control of high-frequency switched-mode power converters," 2015.
- S. Bacha, I. Munteanu, and A. I. Bratcu, "Power electronic converters modeling and control: with case studies," 2014.
- S. Buso and P. Mattavelli, "Digital control in power electronics," 2006.
- C. Bong-Yeon, K. Young-Ho, J. Jin-Woo, J. Yong-Chae, and W. Chung-Yuen, "Power flow control strategy of PV hybrid module system with energy storage," in *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2013, pp. 178-183.
- J. Jin-Woo, Y. H. Kim, C. Bong-Yeon, Y. C. Jung, and C. Y. Won, "Control strategy of bidirectional converter for energy storage system in photovoltaic hybrid modules," in *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2013 International Conference on*, 2013, pp. 444-449.
- W. S. Levine, *The Control handbook*. Boca Raton, Fl.; [New York, NY]: CRC Press ; IEEE Press, 1996.
- B. Choi, "Pulsewidth modulated DC-to-DC power conversion : circuits, dynamics, and control designs," 2013.

# Apêndice A

## A.1 Modelo Painéis Fotovoltaicos

O modelo utilizado nesta dissertação foi implementado em [8] com base em [14] e [15] permitindo a associação de painéis fotovoltaicos em série, então adaptou-se o modelo para ser possível associar painéis em serie e paralelo.

Na Figura A.1 está representado o diagrama de blocos dos painéis fotovoltaicos em que a função “Modelo PV” corresponde ao modelo matemático do conjunto de painéis que se pretende associar em serie/paralelo.

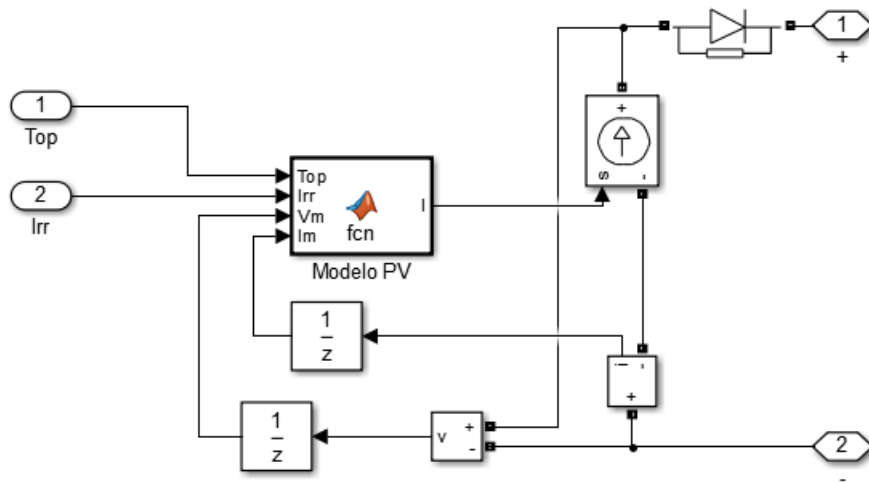


Figura A.1: Diagrama de blocos dos painéis fotovoltaicos.

O código da função “Modelo PV” é o seguinte:

```
function I = fcn(Top,Irr, Vm, Im)

% Dados iniciais
Panel_parallel=4; % N° de painéis em paralelo
Panel_serie=4; % N° de painéis em série
q=1.6e-19; % Carga do eletrão
A=1.2; % Fator de idealidade (=1,2 para painéis monocristalinos)
k=1.38e-23; % Constante de Boltzman (J/°K)
Tstc=25+273.15; % Temperatura de condições de teste
ki=6.5e-4; % Coeficiente de temperatura corrente curto-circuito
kv=-3.6e-3;% Coeficiente de temperatura tensão circuito aberto
Isc_0=5.45*Panel_parallel; % Corrente de curto-circuito
Voc_0=43.6*Panel_serie; % Tensão circuito aberto
Ns=72*Panel_serie; % Numero de células em série
Vt=(A*k*Tstc)/q;
Rs=0.4*Panel_serie/Panel_parallel; % Resistência série
Rp=186*Panel_serie/Panel_parallel; % Resistência paralelo
Top=Top+273.15;
Irr=Irr/1000;

% Equações iniciais do modelo matemático
```

```

I0_0=(Isc_0-((Voc_0-Isc_0*Rs))*exp((-Voc_0)/(Ns*Vt)));
Iph_0=I0_0*exp((Voc_0)/(Ns*Vt))+Voc_0/Rp;
Isc=Irr*Isc_0;
Iph=Irr*Iph_0;

% Método de Newton para resolver o loop algébrico
Voc = zeros(size(Voc_0));
for j=1:5;
Voc = Voc -((log(((Iph*Rp)-Voc)/(I0_0*Rp))*Ns*Vt)-Voc)/(((Ns*Vt)/(Voc-(Iph*Rp)))-1);
end

% Equações finais do modelo matemático
Voc=(Voc*(1+(kv*(Top-Tstc))));
Isc=Isc*(1+ki*(Top-Tstc));
I0=(Isc-(Voc-Isc*Rs)/Rp)*exp((-Voc)/(Ns*Vt));
Iph=I0*exp(Voc/(Ns*Vt))+Voc/Rp;
I = Iph-I0*(exp((Vm+Im*Rs)/(Ns*Vt))-1)-(Vm+Im*Rs)/(Rp);

```

## A.2 Algoritmo P&O

De forma a extrair a potência máxima dos painéis fotovoltaicos o algoritmo P&O foi implementado introduzindo-se algumas alterações de forma a limitar a energia produzida e poder abrir o circuito não enviando qualquer energia para o barramento DC. Assim implementou-se o código seguinte:

```

function D_PV = MPPT(conversor, v_pv_m, i_pv_m, p_rede_ref, ativar, on_off)
global Duty; % Duty-cycle
global v_pv_s; % Tensão da amostra anterior
global i_pv_s; % Corrente da amostra anterior
inc = 0.0004 % Variação imposta ao duty-cycle
p_pv = v_pv_m*i_pv_m; % Potência atual
p_pv_s = v_pv_s*i_pv_s; % Potência amostra anterior

% Abrir o semiconductor controlado não produzindo energia
if ( on_off == 1)
    Duty = 0;
end

% Limitar a potência produzida
if (conversor ~= 0 && ativar == 1)
    if (p_pv > p_rede_ref)
        Duty = Duty + inc;
    else
        Duty = Duty - inc;
    end
end

% Extração da potência máxima
if (conversor == 1 && ativar == 0)

```

```

if(p_pv > p_pv_s)
    if(v_pv_m > v_pv_s)
        Duty = Duty - inc;
    else
        Duty = Duty + inc;
    end
else
    if(v_pv_m > v_pv_s)
        Duty = Duty + inc;
    else
        Duty = Duty - inc;
    end
end
end
else
    if (conversor == 0 && ativar == 0)
        Duty = 0.5;
    end
end

if(Duty > 1)
    Duty = 1;
else
    if(Duty < 0)
        Duty = 0;
    end
end

D_PV = Duty;
v_pv_s = v_pv_m;
i_pv_s = i_pv_m;
end

```

## Apêndice B

### Modelação e Controlo do Conversor das Baterias

Neste apêndice são apresentadas as deduções das equações que permitem modular o conversor quando funciona como Buck ou Boost. Também é apresentado o código implementado em Matlab/Simulink para a modelação do conversor das baterias e para o projeto dos controladores PI utilizados na malha de controlo de corrente.

#### B.1 Modelação do Conversor das Baterias

As equações do esquema equivalente do conversor das baterias a funcionar como *Buck*, Figura 2.5, são obtidas considerando que a bobina e o condensador não são ideais. As variáveis de saída correspondem a  $i_L$  e  $v_{DC}$ , as variáveis de estado a  $i_L$  e  $v_L$  e as equações do circuito são obtidas relacionando as variáveis de estado com as variáveis de entrada ( $i_{DC}$ ,  $v_{IN\_BAT}$ ). Assim para o estado 1 e para o estado 0 obtêm-se:

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = -(r_C + r_L) \cdot i_L(t) + v_C(t) - v_{in\_BAT}(t) + r_C \cdot i_{DC}(t) \\ \frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} i_{DC}(t) - \frac{1}{C} i_L(t) \end{cases} \quad (B.1)$$

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = -(r_C + r_L) \cdot i_L(t) + v_C(t) + r_C \cdot i_{DC}(t) \\ \frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C} i_{DC}(t) - \frac{1}{C} i_L(t) \end{cases} \quad (B.2)$$

O sistema de equações (B.1) é obtido quando o conversor está no estado 1 e o sistema de equações (B.2) é obtido quando o conversor está no estado 0, independentemente do estado sabe-se que,

$$v_{DC}(t) = r_C (-i_L(t) + i_{DC}(t)) + v_C(t) \quad (B.3)$$

Relembrando a equação (2.7) e que a matriz  $E_e$  não é considerada no modelo para pequenos sinais, obtêm-se as matrizes de estado (B.4), entrada (B.5) e saída (B.6) para cada um dos estados de funcionamento.



$$A_1 = A_0 = \begin{bmatrix} -\frac{r_c + r_L}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (B.4)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & \frac{r_c}{L} \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix}; \quad B_0 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{r_c}{L} \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad (B.5)$$

$$C_1 = C_0 = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ -r_C & 1 \end{bmatrix} \quad (B.6)$$

Na situação em que é armazenada energia nas baterias o conversor das baterias funciona como *Boost*, Figura 2.4. Assim em paralelo com o condensador do lado onde se liga o banco de baterias considerou-se a resistência,  $r_0$ . Dimensionada de forma a que a potência aos seus terminais seja igual à potência que se pretende obter aos terminais do banco de baterias. Considerando um condensador ideal obtém-se as equações do circuito que relacionam as variáveis de estado com as variáveis de entrada para o estado 1 e para o estado 0,

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = -r_L \cdot i_L(t) + v_{DC}(t) \\ \frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{v_C(t)}{r_0} \end{cases} \quad (B.7)$$

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = -r_L \cdot i_L(t) - v_C(t) + v_{DC}(t) \\ \frac{dv_C(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_C(t)}{r_0 \cdot C} \end{cases} \quad (B.8)$$

O sistema de equações (B.7) é obtido quando o conversor está no estado 1 e o sistema de equações (B.8) quando o conversor está no estado 0. Tendo em conta as variáveis de saída ( $i_L, v_{IN\_BAT}$ ), as variáveis de estado ( $i_L, v_L$ ) e as variáveis de entrada ( $i_{IN\_BAT}, v_{DC}$ ) obtêm-se as matrizes de estado (B.9), entrada (B.10) e saída (B.11) para cada um dos estados de funcionamento.

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{r_o \cdot C} \end{bmatrix}; \quad A_0 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{r_o \cdot C} \end{bmatrix} \quad (B.9)$$

$$B_1 = B_0 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (B.10)$$

$$C_1 = C_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (B.11)$$

Tendo em conta a modulação simétrica representada na Figura B.1 têm-se que a matriz de estado, controlo de estado e saída para pequenos sinais são dadas por (B.12) onde  $F_\downarrow$  e  $F_\uparrow$  correspondem às equações (B.12) e (B.13), respetivamente.

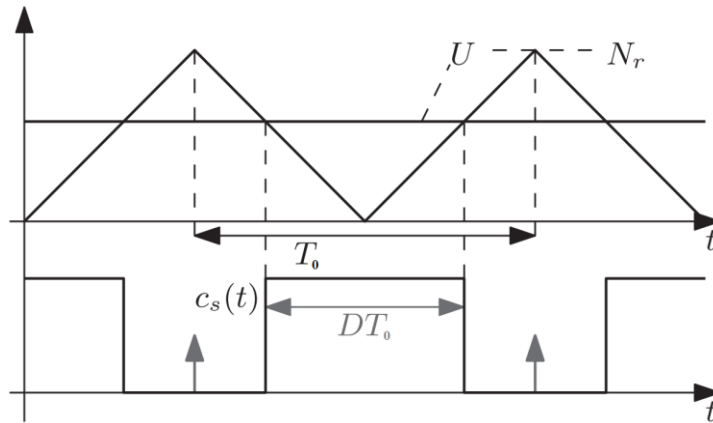


Figura B.1: Modulação Simétrica (comparação entre a entrada de controlo e a onda triangular simétrica) e sinal de gate.

$$\begin{aligned} \Phi &= e^{A_0 \cdot \frac{T_0}{2}(1-D)} e^{A_1 \cdot D \cdot T_s} e^{A_0 \cdot \frac{T_0}{2}(1-D)} \\ \gamma &= \frac{T_0}{2 \cdot N_r} e^{A_0 \cdot \frac{T_0}{2}(1-D)} \left[ F_\downarrow + e^{A_1 \cdot D \cdot T_0} \cdot F_\uparrow \right] \\ \delta &= C_0 \end{aligned} \quad (B.12)$$

$$F_{\downarrow} \triangleq (A_1 \cdot X_{\downarrow} + B_1 \cdot V) - (A_0 \cdot X_{\downarrow} + B_0 \cdot V)$$

$$X_{\downarrow} = \left( I - e^{A_1 \cdot D \cdot T_0} e^{A_0 \cdot (1-D) \cdot T_0} \right)^{-1} \cdot \left[ -e^{A_1 \cdot D \cdot T_0} A_0^{-1} \left( I - e^{A_0 \cdot (1-D) \cdot T_0} \right) B_0 - A_1^{-1} \left( I - e^{A_1 \cdot D \cdot T_0} \right) B_1 \right] V$$
(B.13)

De seguida é apresentado o código implementado em *Matlab/Simulink* para encontrar a matriz de transferência quando o conversor das baterias funciona como redutor e como elevador, respetivamente.

```
% -----Conversor Buck-----%
%Dados
Vo =48 ;
Vg = 72;
Io = 5;
D = Vo/Vg;
Dprime = 1-D;
Ts_controlo = 1e-5;
rC = 0.8e-3;
C = 65e-6;
rL = 30e-3;
L = 32e-3;

% Matrizes espaço de estados
A1 = [ -(rC+rL)/L 1/L; -1/C 0 ];
A0 = A1;
b1 = [ -1/L rC/L; 0 1/C ];
b0 = [ 0 rC/L; 0 1/C ];
c1 = [-1 0; -rC 1];
c0 = c1;

A1i = A1^-1;
A0i = A0^-1;
Xdown = ((eye(2)-expm(A1*D*Ts_controlo))*expm(A0*Dprime*Ts_controlo))^-1)*(-
expm(A1*D*Ts_controlo)*A0i*(eye(2)-expm(A0*Dprime*Ts_controlo))*b0-A1i*(eye(2)-
expm(A1*D*Ts_controlo))*b1)*[Vg;Io];
Xup = expm(A0*Dprime*Ts_controlo)*Xdown-A0i*(eye(2)-
expm(A0*Dprime*Ts_controlo))*b0*[Vg;Io];

Fdown = (A1-A0)*Xdown + (b1-b0)*[Vg;Io];
Fup = (A1-A0)*Xup + (b1-b0)*[Vg;Io];

% Matrizes espaço de estados modelo pequenos sinais
Phi =
expm(A0*Dprime*Ts_controlo/2)*expm(A1*D*Ts_controlo)*expm(A0*Dprime*Ts_controlo/2
);
```

```

gamma = (Ts_controlo/2)*expm(A0*Dprime*Ts_controlo/2)*(Fdown +
expm(A1*D*Ts_controlo)*Fup);
delta = c0;

```

```

% Funções transferência

```

```

sys = ss(Phi,gamma,delta(2,:),0,Ts_controlo);
Gvuz = tf(sys) % Tensão

```

```

sys = ss(Phi,gamma,delta(1,:),0,Ts_controlo);
Giuz = tf(sys) % Corrente

```

```

% -----Conversor Boost-----%

```

```

% Dados

```

```

Io = 5;
Vg = 48;
Vload = 72;
D = 1-(Vg/Vload);
Ts_controlo = 1e-5;
Dprime = 1-D;
rL = 30e-3;
L = 32e-3;
C = 1e-3;
rC = 0.8e-3;
Rsense = 0;
Ro = 30;

```

```

% Matrizes espaço de estados modelo pequenos sinais

```

```

A1 = [ -(rL+Rsense)/L 0; 0 -1/(Ro*C) ];
A0 = [ -(rL+Rsense)/L -1/L; 1/C -1/(Ro*C) ];
b1 = [ 1/L 0; 0 0];
b0 = b1;
c1 = [ 1 0; rC 1 ];
c0 = c1;

```

```

A1i = A1^-1;
A0i = A0^-1;

```

```

Xdown = ((eye(2)-expm(A1*D*Ts_controlo)*expm(A0*Dprime*Ts_controlo))^-1)*(-
expm(A1*D*Ts_controlo)*A0i*(eye(2)-expm(A0*Dprime*Ts_controlo))*b0-A1i*(eye(2)-
expm(A1*D*Ts_controlo))*b1)*[Vg;Io];
Xup = expm(A0*Dprime*Ts_controlo)*Xdown-A0i*(eye(2)-
expm(A0*Dprime*Ts_controlo))*b0*[Vg;Io];
Fdown = (A1-A0)*Xdown + (b1-b0)*[Vg;Io];
Fup = (A1-A0)*Xup + (b1-b0)*[Vg;Io];

```

```

% Matrizes modelo pequenos sinais

```

```

Phi =
expm(A0*Dprime*Ts_controlo/2)*expm(A1*D*Ts_controlo)*expm(A0*Dprime*Ts_controlo/2
);
gamma = (Ts_controlo/2)*expm(A0*Dprime*Ts_controlo/2)*(Fdown +
expm(A1*D*Ts_controlo)*Fup);
delta = c0;

```

```

% Funções transferência
sys = ss(Phi,gamma,delta(1,:),0,Ts_controlo);
Giuz = tf(sys) % Corrente

sys = ss(Phi,gamma,delta(2,:),0,Ts_controlo);
Gvuz = tf(sys) % Tensão

```

## B.2 Projeto Controlador PI

Nesta secção é apresentado o código *Matlab/Simulink* implementado no projeto dos controladores de corrente.

```

%----- Projeto controlador de corrente-----%
Ts_controlo = 1e-5; %Período de amostragem
fs = 1/Ts_controlo;

% Frequência de corte e margem de fase pretendida
fc = fs/10;
wc = 2*pi*fc;
wp = 2*pi*fs/pi;
mphi = (pi/180)*70;

% Amplitude e fase de Tuz para a frequência de corte
[m,p] = bode(Giuz,wc);
p = (pi/180)*p;

% Frequência angular no domínio do tempo
wcp = (2/Ts_controlo)*tan(wc*Ts_controlo/2);

wPI = wcp*tan(p+pi-mphi)
GPIinf = 1/(m*sqrt(1+(wPI/wcp)^2))

% Ganho proporcional e integral
Kp = GPIinf*(1-wPI/wp)
Ki = 2*GPIinf*wPI/wp

% Função transferência controlador
z = tf('z',Ts_controlo);
Gcz = Kp + Ki/(1-z^-1)

```

## Apêndice C

### Dimensionamento Controladores Rede

Neste apêndice é apresentado o código implementado em *Matlab/Simulink* para o dimensionamento do controlador de tensão e de corrente na estratégia de controlo VOC (*Voltage Oriented Control*).

```
%-----Dados-----%
Tc = 1e-5; %Período de amostragem controlador de corrente
Tv = Tc; % Período de amostragem controlador de tensão
Lg = 0.8e-3+1e-5;
Rg = 0.2+0.08929;
C = 1e-3;
Edg = 16.3299;
Vdc = 48;
Kgc = 1/Rg;
Tgc = Lg/Rg;
a = 3;
Tgcl = a^2*1.5*Tc;

s = tf('s');
%----Corrente----Metodo SO:%
Kpc = Tgc/(a*1.5*Tc*Kgc)
Tic = a^2*Tc*1.5;
Kic = 1/Tic
Planta_corrente_s = Kgc/(1+s*Tgc);
Atrasos_i_s = 1/(1+1.5*Tc*s);
Num_control_i_s = [Kpc Kic];
Den_control_i_s = [1 0];

Gcc_s = tf(Num_control_i_s, Den_control_i_s)
Gcc_z = c2d(Gcc_s, Tc, 'tustin')

%----Tensão----Metodo SO:%
a = 2.5;%a=4.5;
Kpv = 2*C*Vdc/(3*a*Edg*(Tv+Tgcl))
Tiv = a^2*(Tv+Tgcl);
Kiv = 1/Tiv
Planta_tensao_s = 1/(C*s);
Ganho = 3*Edg/(2*Vdc);
Atrasos_v_s = 1/(1+(Tv+Tgcl)*s);
Num_control_v_s = [Kpv Kiv];
Den_control_v_s = [1 0];

Gcv_s = tf(Num_control_v_s, Den_control_v_s)
Gcv_z = c2d(Gcv_s, Tc, 'tustin')
```

## Apêndice D

### Dimensionamento Conversor DC-DC

Nesta secção são apresentadas as formulas utilizadas no dimensionamento do conversor das baterias e dos painéis fotovoltaicos. O *duty-cycle* do conversor a funcionar como *Buck* é dado por (D.1) e do conversor a funcionar como *Boost* é dado por (D.2).

$$D = \frac{v_{DC}}{v_{PV}} \text{ ou } D = \frac{v_{DC}}{v_{IN\_BAT}} \quad (\text{D.1})$$

$$D = 1 - \frac{v_{DC}}{v_{IN\_BAT}} \quad (\text{D.2})$$

O dimensionamento da bobina e do condensador para o conversor a funcionar como *Buck* foi realizado a partir das expressões seguintes,

$$L = \frac{(1-D) \cdot v_{DC} \cdot T_0}{\Delta i_L} \quad (\text{D.3})$$

$$C = \frac{T_0^2 \cdot v_{DC} \cdot (1-D)}{\Delta v_{DC} \cdot 8 \cdot L} \quad (\text{D.4})$$

Para o conversor a funcionar como *Boost* o dimensionamento da bobina e do condensador foi realizado a partir das expressões seguintes,

$$L = \frac{v_{DC} \cdot D \cdot T_s}{\Delta i_L} \quad (\text{D.5})$$

$$C = \frac{i_{IN\_BAT} \cdot D \cdot T_0}{\Delta v_{IN\_BAT}} \quad (\text{D.6})$$

## Apêndice E

### Esquema do Sistema Híbrido de Energia Renovável

Neste apêndice são apresentados os esquemas dos controladores do sistema híbrido de energia renovável implementados em Matlab/Simulink.

#### E.1 Esquema do Controlador do Conversor dos Painéis

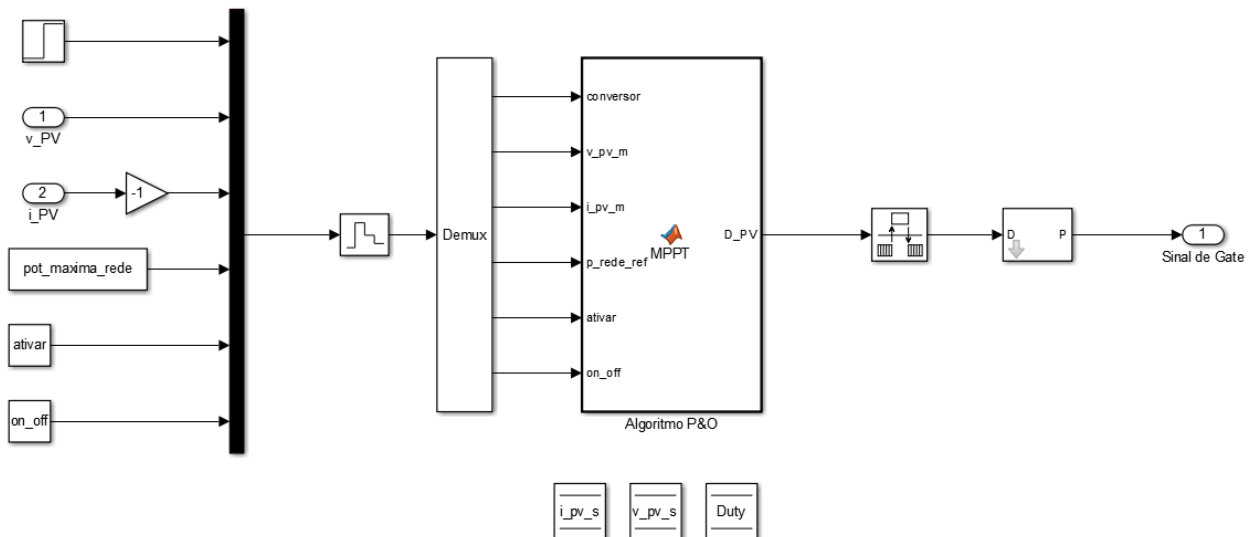


Figura E.1: Esquema do Controlador Conversor Painéis.

#### E.2 Esquema do Controlador do Conversor das Baterias

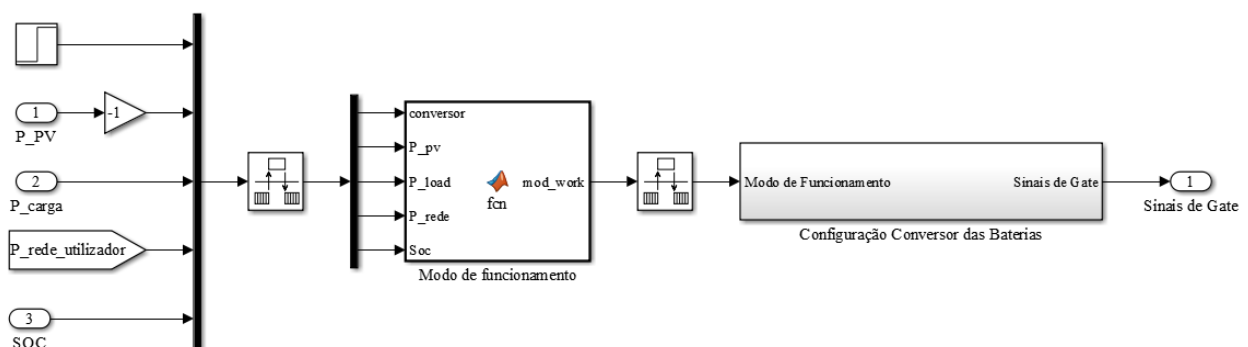


Figura E.2: Esquema do Controlador Conversor Baterias.



### E.2.1 Modo de funcionamento

```
function mod_work = fcn(conversor, P_pv, P_load, P_rede, Soc)
min_capacity = 30;
max_capacity = 98;
mod_work = 0;
if( conversor == 0)
    mod_work = 0;
else
    if(P_load < 150)
        if(Soc < max_capacity)
            mod_work = 1;
        else
            mod_work = 0;
        end
    end
    if(P_load > 150 && (P_pv - P_load - P_rede) < 0)
        if (Soc >= min_capacity)
            mod_work = 2;
        else
            mod_work = 0;
        end
    end
    if(P_load > 150 && (P_pv - P_load - P_rede) > 0)
        if(Soc < max_capacity)
            mod_work = 3;
        else
            mod_work = 0;
        end
    end
end
end
```

## E.2.2 Configuração Conversor das Baterias

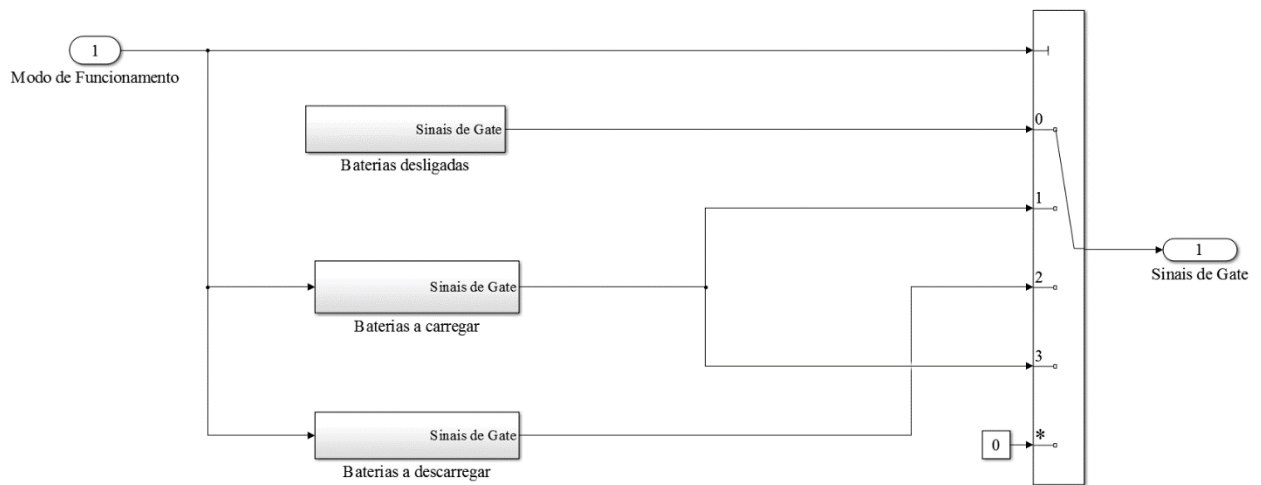


Figura E.3: Esquema do bloco Configuração Conversor das Baterias.

## E.2.3 Malhas de Controlo de Corrente

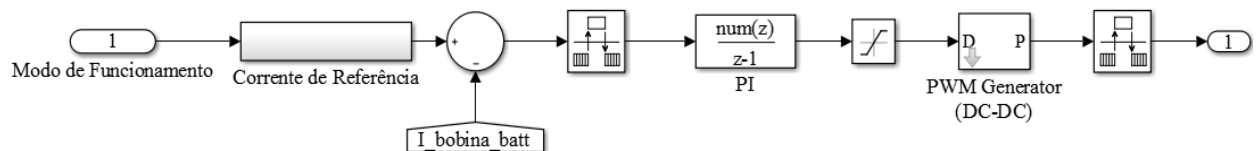


Figura E.4: Esquema da malha de controlo de corrente quando o conversor das baterias funciona como Boost.

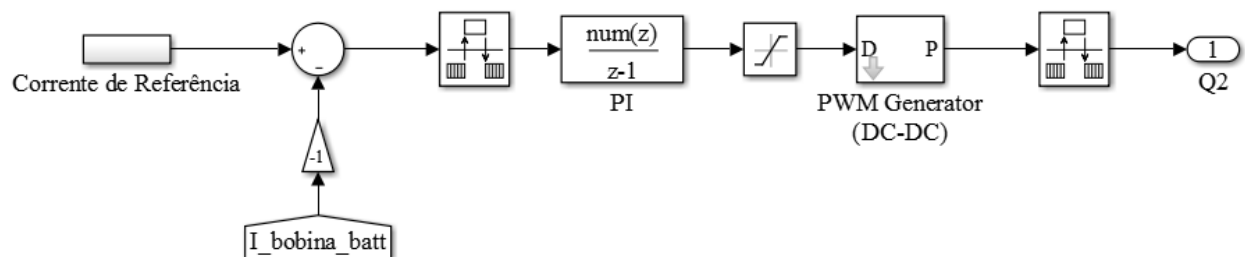


Figura E.5: Esquema da malha de controlo de corrente quando o conversor das baterias funciona como Buck.

### E.3 Esquema do Controlador do Conversor da Rede

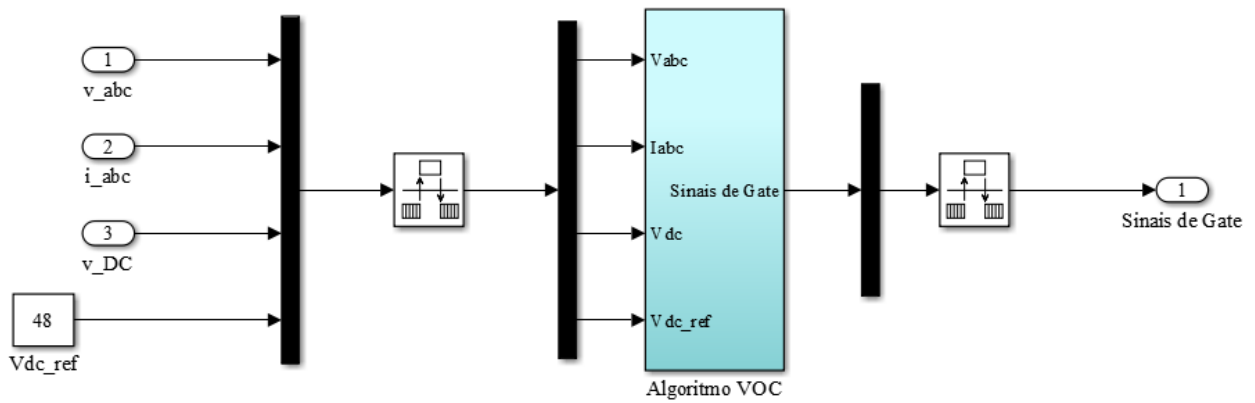


Figura E.6: Esquema do Controlador Conversor Rede.

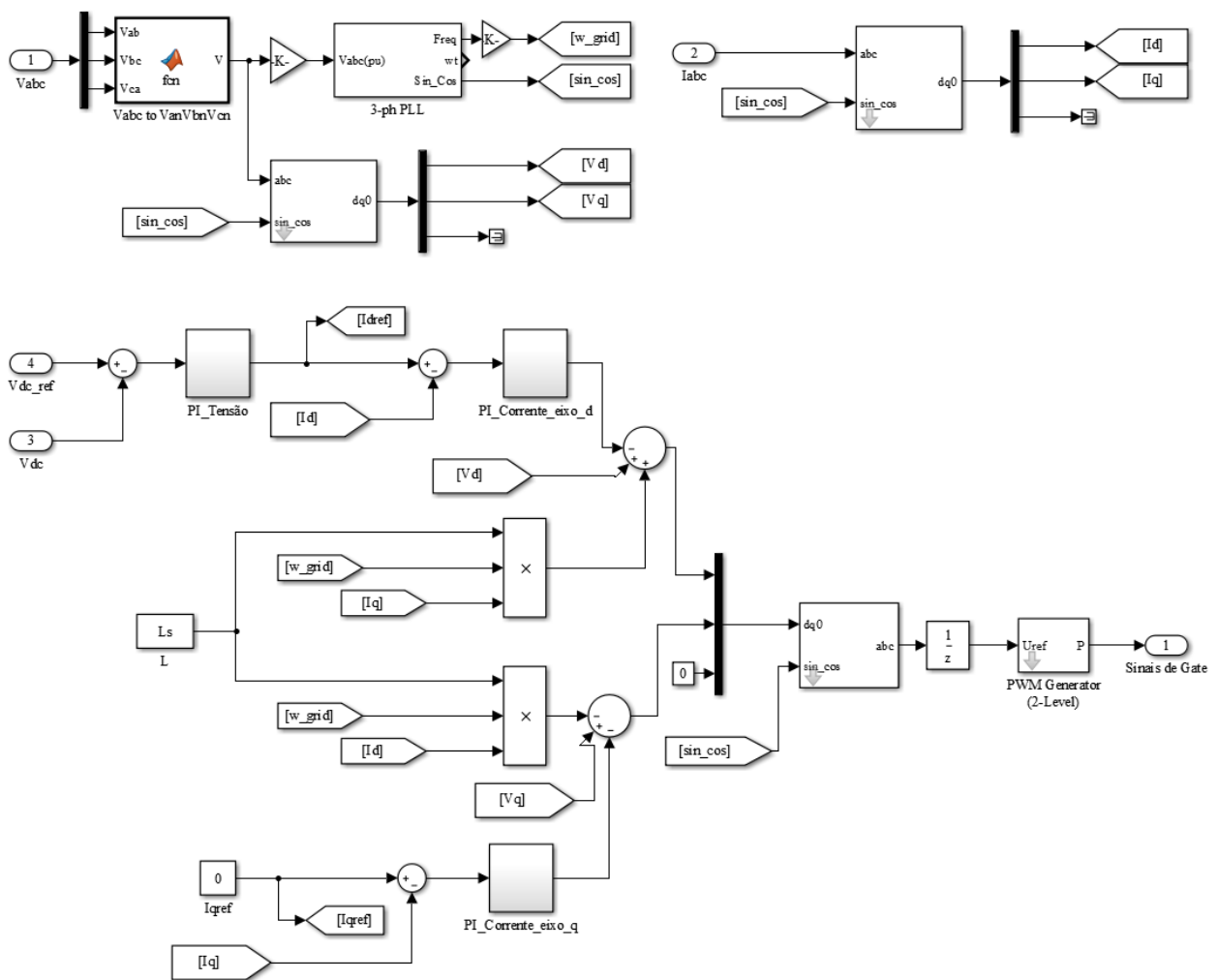


Figura E.7: Esquema do bloco Algoritmo VOC implementado em Simulink.

## Apêndice F

### Implementação Experimental

Neste apêndice é apresentado o material que foi utilizado e não foi identificado na Figura 4.1.



Figura F.1: Autotransformador usado para regular a tensão da rede.



Figura F.2: Resistências usadas como carga ( $3 \times 100\Omega$ ).



Figura F.3: Bobinas utilizadas como filtro do lado AC.

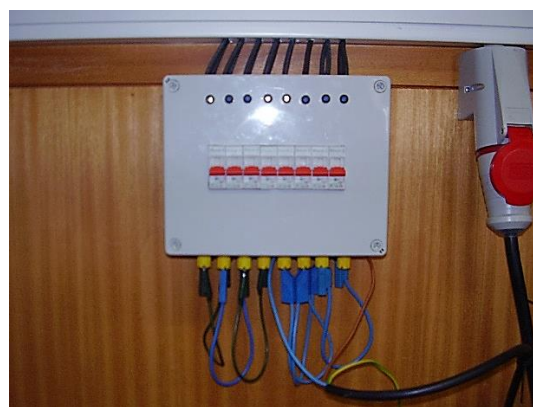


Figura F.4: Caixa de Terminais dos painéis fotovoltaicos.