

Utilização de Baterias de Iões de Lítio em Sistemas de Armazenamento de Energia

FLÁVIO JORGE DOS SANTOS LOPES

(Licenciado)

Dissertação de Mestrado para obtenção do grau de Mestre em Engenharia
Eletrotécnica – Ramo Energia

Orientadores:

Professor Doutor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa

Professor Doutor Miguel Cabral Ferreira Chaves

Júri:

Presidente: Professor Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo

1º Vogal: Professor Doutor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa

2º Vogal: Professor Doutor José Gabriel da Silva Lopes

Dezembro 2016

Resumo

A presente dissertação de Mestrado tem como objectivo fazer o estudo teórico e a respetiva avaliação por simulação de modelos de baterias para utilização em sistemas de armazenamento de energia não convencionais. Um sistema de armazenamento de energia não convencional utiliza baterias para o armazenamento de energia e um ondulador de tensão trifásico bidirecional em potência, como conversor de regulação do fluxo de energia entre a bateria e a rede elétrica. Este tipo de equipamento permite o socorro a cargas sensíveis, bem como o aperfeiçoamento de parâmetros relativos à qualidade de energia elétrica e o nivelamento de consumos.

Numa primeira fase foi feito o estudo teórico dos diferentes tipos de baterias a utilizar no sistema de armazenamento de energia não convencional, de modo a utilizar a bateria que melhor se adequa ao sistema, apresentando vantagens e desvantagens e as diferenças entre os diversos tipos de baterias. Assim sendo, a bateria escolhida a utilizar no sistema foi a bateria de Iões Lítio.

De seguida, foi efetuado a modelização do sistema da bateria, devidamente parametrizada, bem como a modelização do conversor estático de potência e do seu método de controlo. Este controlo do conversor é feito através das correntes trifásicas, comparando as mesmas, com as correntes de referência segundo o eixo direto (i_d) e de quadratura (i_q) utilizando a técnica de comando *PWM (Pulse Width Modulation)*.

De modo a implementar a simulação numérica do sistema, foram efetuadas as transformações de referenciais das tensões e correntes do lado *AC*. Desta forma conseguiu-se simular o funcionamento do conversor em cadeia aberta e em cadeia fechada. De forma a poder comparar os dois métodos distintos, foi utilizado um controlador PI (Proporcional-Integral) e um controlador histerético, no que diz respeito ao controlo das correntes do conversor. Esta implementação foi efetuada em *Matlab/Simulink*.

A implementação laboratorial teve como base a utilização de um protótipo experimental, constituído por um módulo trifásico de potência que funciona com tensões nominais da rede, sensores de corrente e tensão e acopladores óticos que disponibilizam os sinais de comando para o conversor. Os resultados obtidos experimentalmente utilizando os dois tipos de controladores validam os modelos teóricos obtidos pelo *Matlab/Simulink*.

Palavras-Chave: Sistema de armazenamento de energia, Bateria de Iões Lítio, Conversor AC/DC e DC/AC, Controlador PI, Modulador PWM.

Abstract

This Master's thesis aims to make the theoretical study and the respective evaluation by simulation models batteries for use in unconventional energy storage systems. An unconventional energy storage system uses batteries for energy storage and a two-way three-phase voltage inverter in power as regulating converter of energy flow between the battery and the electrical network. This type of equipment allows the relief to sensitive loads, as well as the improvement of parameters concerning the quality of electricity and leveling consumption.

In the first phase it was made the theoretical study on the types of batteries to be used in unconventional energy storage system in order to use the battery that best suit the model, with advantages and disadvantages and the differences between the various types of batteries. Thus, the battery selected for use in the system was Lithium ion battery.

Then, the battery system modeling has been carried out appropriately parameterized, as well as modeling of the static power converter and its control method. This control is done by the three-phase currents, comparing them with the reference current according to the direct axis (i_d) and quadrature (i_q) using PWM control technique (Pulse Width Modulation).

In order to implement the numerical simulation of the system were made transformations of reference voltage and current of the AC side. In this way it was possible to simulate the operation of converter in open chain and closed chain. In order to compare the two different methods was used a PI controller (Proportional-Integral), and a hysteric controller, with regard to the control of drive currents. This implementation was done in Matlab/Simulink.

The laboratory implementation was based on the use of an experimental prototype, consisting of a three-phase power module that works with the network nominal voltage, current and voltage sensors and optical couplers which provide control signals to the converter. The experimental results using the two types of controllers validate the theoretical models obtained by the Matlab/Simulink.

Keywords: energy storage system, Lithium Ion battery, AC/DC and DC/AC Converter, PI controller, PWM modulator.

Agradecimentos

Primeiramente, gostaria de expressar a minha profunda gratidão aos meus orientadores Doutor Miguel Chaves e Doutor Paulo Gambôa, por me darem a oportunidade de trabalhar sobre este tema, por toda a sua orientação, disponibilidade, conhecimento partilhado e pela incrível paciência demonstrada na realização desta dissertação.

Ao Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (ISEL) e à Área Departamental de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação (ADEEEA) por ter disponibilizado os meios necessários à realização da dissertação.

Agradecer também aos meus pais, Jorge Lopes e Hermínia Lopes, todo o suporte, carinho, amor e incentivo, ao longo do meu percurso académico, pois sem eles teria sido muito mais difícil. A minha irmã, Isa Lopes, pelo apoio incondicional e motivacional, e também ao meu sobrinho, Rodrigo Lopes, pelas constantes distrações e brincadeiras. Esta dissertação é dedicada também a eles.

A todos os meus amigos e professores de licenciatura e mestrado do ISEL, que em muitos aspetos, me ajudaram ao longo do meu percurso académico.

E por último, mas certamente não menos importante, ao Gonçalo Saraiva, André Duarte, João Castro, Gonçalo Mendes, Ricardo Pires, Joana Mendes, Miguel Morais, Diogo Marinho e Pedro Santos, pela sua amizade incondicional.

Abreviaturas

AC – Alternate Current

DC – Direct Current

GTO – Gate Turn-Off Thyristor

Hz – Hertz

IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor

ITAE – Integral of Time and Absolute Error

MOSFET – Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

PI – Proporcional Integral

PLL – Phase-Locked Loop

PWM – Pulse With Modulation

QEE – Qualidade Energia Elétrica

SMES – Superconducting Magnetic Energy Storage

SOC – State Of Charge

SRF – Synchronous Reference Frame

TBJ – Transistor Bipolar Juntion

THD – Total Harmonic Distortion

Simbologia

C – Matriz de transformação de Clarke - Concordia

C^T – Transposta da Matriz de transformação de Clarke - Concordia

dq - Sistema de coordenadas de Park

e_1, e_2, e_3 – Tensão da rede trifásica na primeira, segunda e terceira fases, respetivamente [V]

e_α, e_β – Tensão segundo a componente α e β [V]

e_d, e_q – Tensão segundo o eixo direto e quadratura [V]

f_1, f_2, f_3 – Funções de comando dos semicondutores no primeiro, segundo e terceiro ramos, respetivamente

f_α, f_β – Funções de comando dos semicondutores segundo a componente α e β , respetivamente

f_d, f_q – Funções de comando dos semicondutores segundo o eixo direto e quadratura, respetivamente

f_{port} – Frequência da onda da portadora [Hz]

F_1, F_2, F_3 – Matrizes das funções de comando dos semicondutores na primeira, segunda e terceira fases, respetivamente, das tensões à entrada dos semicondutores

F_α, F_β – Matrizes das funções de comando dos semicondutores segundo a componente α e β , respetivamente, das tensões à entrada dos semicondutores

F_d, F_q – Matrizes das funções de comando dos semicondutores segundo o eixo direto e quadratura, respetivamente, das tensões à entrada dos semicondutores

F_S – Fluxo numa bobine [Wb]

i - Corrente [A]

i_1, i_2, i_3 – Correntes na primeira, segunda e terceira fases, respetivamente [A]

i_{123} – Correntes no sistema de coordenadas 123 [A]

i_0 – Corrente de carga do barramento DC [A]

i_C – Corrente no Condensador do barramento DC [A]

i_R – Corrente à saída do conversor com sentido rede-barramento DC [A]

$i_{\alpha\beta}$ – Correntes no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ [A]

i_{dq} – Correntes no sistema de coordenadas dq [A]

i_d – Componente segundo o eixo direto da corrente [A]

i_q – Componente segundo o eixo quadratura da corrente [A]

L – Indutância [H]

L_1, L_2, L_3 – Indutância na primeira, segunda e terceira fases, respectivamente [H]

N_S – Número de espiras numa bobine

P – Potência Ativa [W]

P – Matriz de transformação de Park

P^T – Transposta da Matriz de transformação de Park

Q – Potência Reativa [VAr]

R – Resistência [Ω]

R_1, R_2, R_3 – Resistências na primeira, segunda e terceira fases, respectivamente [Ω]

S_1, S_2, S_3 – Semicondutores superiores para o primeiro, segundo e terceiro ramos, respectivamente.

S_1', S_2', S_3' – Semicondutores inferiores para o primeiro, segundo e terceiro ramos, respectivamente.

S – Potência Aparente [VA]

τ_e – Atraso Estatístico [s]

U_{dc} – Tensão no barramento DC [V]

u_α – Tensão segundo a componente α [V]

u_β – Tensão segundo a componente β [V]

u_d – Tensão segundo o eixo direto [V]

u_q – Tensão segundo o eixo quadratura [V]

V_1, V_2, V_3 – Tensão no ponto médio do primeiro, segundo e terceiro braço do conversor, respectivamente [V]

V_{s1}, V_{s2}, V_{s3} – Tensão à entrada do conversor na primeira, segunda e terceira fases, respectivamente [V]

V_{s12} – Tensão entre a primeira e segunda fases à entrada do conversor [V]

V_{s23} – Tensão entre a segunda e terceira fases à entrada do conversor [V]

V_{s13} – Tensão entre a primeira e terceira fases à entrada do conversor [V]

ω – Frequência angular [rad/s]

φ – Desfasamento entre a primeira harmónica da tensão e corrente [°]

$\alpha\beta$ – Sistema de coordenadas Alfa Beta

θ – Desfasamento entre grandezas

Índice

Capítulo 1 – Introdução.....	1
1.1. Motivação.....	1
1.2. Objetivos	3
1.3. Organização e Estrutura do Documento	3
Capítulo 2 – Estado de Arte.....	5
2.1. Tecnologias de Armazenamento de Energia Elétrica.....	5
2.2. Armazenamento de Energia em Baterias.....	7
2.2.1. Baterias de Chumbo Ácido	7
2.2.2. Baterias de Níquel Cádmio (NiCd).....	9
2.2.3. Baterias de Níquel Hidreto Metálico (NiMH)	10
2.2.4. Baterias de Iões de Lítio (Li-Ion).....	12
2.2.5. Comparação entre os diferentes tipos de Baterias.....	14
2.3. Conversores AC/DC	17
2.3.1. Qualidade da Energia Elétrica	18
Capítulo 3 – Modelo Dinâmico da Bateria	21
3.1. Rack da Bateria de Iões Lítio	22
3.1.1. Extração dos Parâmetros.....	24
3.1.2. Validação e Limitações do Modelo	31
3.2. Modelo da Bateria em <i>Matlab/Simulink</i>	31
Capítulo 4 – Modelo e Controlo do Conversor de Potência	34
4.1. Ondulador de Tensão Trifásico	34
4.1.1. Modelo no Sistema de Coordenadas 123	35
4.1.2. Modelo no Sistema de Coordenadas $\alpha\beta\gamma$	38
4.1.3. Modelo no Sistema de Coordenadas $dq0$	41
4.2. Método de Sincronismo com a Rede Elétrica	44
4.3. Modulador <i>PWM</i>	46
4.4. Controlo do Conversor	49
4.4.1. Cálculo de Potências	49
4.4.2. Controlo das Correntes AC na Saída do Inversor - Controlador Proporcional Integral	51
4.4.3. Controlo de Corrente por Histerese.....	54

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais	60
5.1. Modelo de Simulação Numérico	60
5.2. Caracterização do Protótipo Experimental	67
5.3. Implementação Laboratorial	70
5.3.1. Ensaio em Cadeia Aberta	71
5.3.2. Ensaio em Cadeia Fechada	71
5.3.3. Ensaio em Cadeia Fechada com Ligação à Rede Elétrica	72
5.4. Comparação e Análise de Resultados	73
5.4.1. Ensaio em Cadeia Fechada com Bateria de Iões de Lítio	73
5.4.1. Ensaio em Cadeia Aberta com Carga RL	73
5.4.2. Ensaio em Cadeia Fechada	75
5.4.3. Ensaio em Cadeia Fechada com Ligação à Rede Elétrica	82
Capítulo 6 – Conclusões	93
6.1. Conclusões Gerais	93
6.2. Perspetivas de Trabalhos Futuros	94
Bibliografia	95
Anexos	98
Anexo A – Transformação de Coordenadas 123 para $\alpha\beta$	98
Anexo B – Transformação de Coordenadas $\alpha\beta$ para $dq0$	102
Anexo C – Descrição do Bastidor de Baterias da LG Chem	104
Anexo D – Tabela de Correspondência do <i>DSP</i>	106
Anexo E – <i>Datasheet</i> Módulo Integrado de Potência	107
Anexo F – <i>Datasheet</i> Transdutor de Corrente	109
Anexo G – <i>Datasheet</i> Transdutor de Tensão	111
Anexo H – <i>Datasheet</i> Acoplador Ótico	113
Anexo I – <i>Datasheet</i> Controlador Digital <i>dSPACE</i>	114
Anexo J – <i>Datasheet</i> Fontes Comutadas	116
Anexo K – Ensaio em Cadeia Aberta – Simulação Experimental (DSP)	117
Anexo L – Ensaio em Cadeia Fechada (PI) – Simulação Experimental (DSP)	118
Anexo M – Ensaio em Cadeia Fechada (Histerético) – Simulação Experimental (DSP)	119

Índice de figuras

Figura 2.1 – Solução de um sistema de armazenamento de energia em baterias.	7
Figura 2.2 – Exemplo de uma bateria de Chumbo Ácido [5].....	8
Figura 2.3 – Exemplo de uma bateria de Níquel Cádmio [5].	9
Figura 2.4 – Exemplo de uma bateria de Níquel Hidreto Metálico [7].	11
Figura 2.5 – Exemplo de uma bateria de Iões de Lítio [5].....	13
Figura 2.6 – Melhoria exponencial do desempenho das baterias ao longo dos anos [4].	14
Figura 2.7 – Comparação de densidades específicas de energia e potência para as diferentes baterias [4].....	16
Figura 2.8 – Formas de onda típicas para diversos conteúdos harmônicos [11].....	19
Figura 3.1 – Circuito genérico equivalente do modelo da bateria [12].	21
Figura 3.2 – Constituição do rack de baterias.	23
Figura 3.3 – Variação da tensão em função do SOC – Fenómeno histerese [12].	24
Figura 3.4 – Curva de descarga típica de uma bateria [12].....	26
Figura 3.5 – Curva característica de carga, referência ao Help do Matlab.....	26
Figura 3.6 – Curva característica de descarga da bateria escolhida, fabricante LG Chem [Anexo C].	27
Figura 3.7 – Curva de descarga típica de uma bateria adaptado a curva de descarga do fabricante.	27
Figura 3.8 – Modelo bateria no software de simulação SimPowerSystems do Matlab/Simulink.....	32
Figura 3.9 – Parametrização do bloco da bateria no software de simulação SimPowerSystems do Matlab/Simulink.	33
Figura 3.10 – Curva de descarga do bloco da bateria no software de simulação SimPowerSystems do Matlab/Simulink.	33
Figura 4.1 – Esquema global do conversor com funções de comando.....	35
Figura 4.2 – Diagrama fasorial da posição relativa entre os referenciais 123 e $\alpha\beta$	39
Figura 4.3 – Diagrama fasorial da posição relativa entre os referenciais $\alpha\beta$ e dq0.....	42
Figura 4.4 – Diagrama fasorial da posição relativa entre os referenciais $\alpha\beta$ e dq0, sem posicionamento do vetor d sobre a tensão u.	45
Figura 4.5 – Diagrama fasorial da posição relativa entre os referenciais $\alpha\beta$ e dq0, com posicionamento do vetor d sobre a tensão u.	45
Figura 4.6 – Modulador PWM trifásico.....	47
Figura 4.7 – Modulador PWM com onda de portadora triangular [17].....	47

Figura 4.8 – Modulador PWM com onda de portadora dente serra [17].	48
Figura 4.9 – Modulador PWM com onda de portadora dente serra invertido [17].	48
Figura 4.10 – Esquema global da malha de controlo de corrente.	51
Figura 4.11 – Diagrama de blocos da malha interna de corrente.	52
Figura 4.12 – Esquema global do controlo de corrente por histerese.	54
Figura 4.13 – Circuito e característica do comparador com histerese não inversor.	55
Figura 4.14 – Modelo de simulação numérico do controlador histerético em Matlab/Simulink.	55
Figura 4.15 – Resposta da corrente i_d e i_q face um escalão de corrente $i_d = 1$ A aos 25 milissegundos.	56
Figura 4.16 – Resposta da corrente i_d e i_q face um escalão de corrente $i_q = 1$ A aos 25 milissegundos.	56
Figura 5.1 – Modelo utilizado para o controlo das correntes AC em Matlab/Simulink.	61
Figura 5.2 – Representação do Subsistema “Rede”.	62
Figura 5.3 – Representação do Subsistema “Carga RL”.	62
Figura 5.4 – Representação do Subsistema “Sen & Cos”.	63
Figura 5.5 – Equações da matriz concordia para passagem de 123 para $\alpha\beta$.	63
Figura 5.6 – Equações para obtenção de sincronismo com a rede, calculadas em (4.50).	63
Figura 5.7 – Representação do Subsistema “Calculo i_d & i_q (123/dq0)”.	64
Figura 5.8 – Equações das correntes para passagem de 123 para $\alpha\beta$.	64
Figura 5.9 – Equações das correntes para passagem de $\alpha\beta$ para dq.	64
Figura 5.10 – Controlador PI da corrente direta na rede trifásica.	65
Figura 5.11 – Controlador PI da corrente quadratura na rede trifásica.	65
Figura 5.12 – Geração das modulantes síncronas com a rede trifásica e controlo PWM – Subsistema “Calculo Um (dq0/123) e modulantes”.	66
Figura 5.13 – Transformação das modulantes síncronas com a rede trifásica de “dq” para “ $\alpha\beta$ ”.	66
Figura 5.14 – Transformação das modulantes síncronas com a rede trifásica de “ $\alpha\beta$ ” para “123”.	67
Figura 5.15 – Protótipo experimental [17].	67
Figura 5.16 – Configuração do ensaio experimental em cadeia aberta, adaptado de [17].	71
Figura 5.17 – Configuração do ensaio experimental em cadeia Fechada, adaptado de [17].	72
Figura 5.18 – Configuração do ensaio experimental em cadeia Fechada com ligação à REE, adaptado de [17].	73

Figura 5.19 – Correntes à saída do conversor (10 A/div) com controlador PI.....	74
Figura 5.20 – Correntes à saída do conversor (10 A/div) com controlador Histerético.	74
Figura 5.21 – Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -10$ A com controlador PI.....	72
Figura 5.22 – Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -10$ A com controlador histerético.	72
Figura 5.23 – Variação da corrente i_d e i_q com controlador PI.....	72
Figura 5.24 – Variação da corrente i_d e i_q com controlador histerético.....	72
Figura 5.25 – Sinal de comando f_1 e f_1 , para uma razão cíclica de $\delta=0,5$	73
Figura 5.26 – Tempos mortos dos sinais f_1 e f_1	74
De seguida, impôs-se a modulação sinusoidal, onde se obtém a resposta dos sinais para diferentes amplitudes da onda modulante, Figuras 5.27 e 5.28.	74
Figura 5.27 – Sinal PWM para $A_{mod}= 5V$	74
Figura 5.28 – Sinal PWM para $A_{mod}= 5V$	74
Figura 5.29 – Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div).	75
Figura 5.30 – Resultado de Experimental: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div).	75
Figura 5.31 – Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div).	75
Figura 5.32 – Resultado de Experimental: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div).	75
Figura 5.33 – Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -2$ A).....	76
Figura 5.34 – Resultado de Experimental: Correntes à saída do conversor (2 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -2$ A).....	76
Figura 5.35 – Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (1 A/div) com controlador Histerético.	77
Figura 5.36 – Resultado de Experimental: Correntes à saída do conversor (1 A/div) com controlador Histerético.	77
Figura 5.37 – Resultado de Simulação: Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -1$ A com controlador PI (0,5 A/div).....	78
Figura 5.38 – Resultado de Experimental: Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -1$ A com controlador PI (0,5 A/div).	78
Figura 5.39 – Resultado de Simulação: Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -1$ A com controlador Histerético (0,5 A/div).	78
Figura 5.40 – Resultado de Experimental: Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -1$ A com controlador Histerético (0,5 A/div).....	79
Figura 5.41 – Resultado de Simulação: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1$ A).....	79
Figura 5.42 – Resultado de Experimental: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1$ A).....	79

Figura 5.43 – Resultado de Simulação: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com histerético ($i_d^* = -1$ A).....	80
Figura 5.44 – Resultado de Experimental: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador histerético ($i_d^* = -1$ A).....	80
Figura 5.45 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1$ A).....	80
Figura 5.46 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1$ A).	80
Figura 5.47 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1$ A).....	81
Figura 5.48 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético($i_d^* = -1$ A).....	81
Figura 5.49 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = 1$ A).....	81
Figura 5.50 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = 1$ A).....	81
Figura 5.51 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = 1$ A).	82
Figura 5.52 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = 1$ A).	82
Figura 5.53 – Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1$ A).....	83
Figura 5.54 – Resultado de Experimental: Correntes à saída do conversor (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1$ A).....	83
Figura 5.55 – Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1$ A).....	83
Figura 5.56 – Resultado de Experimental: Correntes à saída do conversor (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1$ A).....	83
Figura 5.57 – Resultado de Simulação: Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -1$ A com controlador PI (0,5 A/div).....	84
Figura 5.58 – Resultado de Experimental: Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -1$ A com controlador PI (1 A/div).	84
Figura 5.59 – Resultado de Simulação: Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -1$ A com controlador Histerético (0,5 A/div).	85
Figura 5.60 – Resultado de Experimental: Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -1$ A com controlador Histerético (1 A/div).....	85
Figura 5.61 – Resultado de Simulação: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1$ A).....	86

Figura 5.62 – Resultado de Experimental: Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1$ A).....	86
Figura 5.63 – Resultado de Simulação: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com histerético ($i_d^* = -1$ A).....	86
Figura 5.64 – Resultado de Experimental: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador histerético($i_d^* = -1$ A).	86
Figura 5.65 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1$ A).....	87
Figura 5.66 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1$ A).	87
Figura 5.67 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1$ A).	87
Figura 5.68 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético($i_d^* = -1$ A).....	87
Figura 5.69 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = 1$ A).....	88
Figura 5.70 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = 1$ A).....	88
Figura 5.71 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = 1$ A).	88
Figura 5.72 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = 1$ A).	88
Figura 5.73 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_q^* = 0,5$ A).....	89
Figura 5.74 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI($i_q^* = 0,5$ A).	89
Figura 5.75 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_q^* = 0,5$ A).	89
Figura 5.76 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_q^* = 0,5$ A)....	89
Figura 5.77 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_q^* = -0,5$ A).....	90
Figura 5.78 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI($i_q^* = -0,5$ A).	90
Figura 5.79 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_q^* = 0,5$ A).	90
Figura 5.80 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético($i_q^* = 0,5$ A). ...	90

Figura 5.81 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_q^* = 0,5 \text{ A}$).....	90
Figura 5.82 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI($i_q^* = 0,5 \text{ A}$).	91
Figura 5.83 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_q^* = 0,5 \text{ A}$).....	91
Figura 5.84 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_q^* = 0,5 \text{ A}$)....	91
Figura 5.85 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_q^* = -0,5 \text{ A}$).....	92
Figura 5.86 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI($i_q^* = -0,5 \text{ A}$).	92
Figura 5.87 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_q^* = -0,5 \text{ A}$).	92
Figura 5.88 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_q^* = -0,5 \text{ A}$). 92	92
Figura anexos 1 – Referencial em coordenadas 123.....	98
Figura anexos 2 – Desfasamento de α e β	99
Figura anexos 3 – Referencial girante e estacionário.	102
Figura anexos 4 – Caraterísticas nominais do bastidor baterias.....	104
Figura anexos 5 – Curvas e especificações técnicas por célula.....	105

Índice de Tabelas

Tabela 2.1. – Características e valores típicos das baterias de chumbo ácido.	8
Tabela 2.2. – Características e valores típicos das baterias de Níquel Cádmio.	10
Tabela 2.3. – Características e valores típicos das baterias de Níquel Hidreto Metálico.	11
Tabela 2.4. – Características e valores típicos das baterias de Iões de Lítio.....	13
Tabela 2.5. – Comparação entre os diferentes tipos de baterias.	15
Tabela 2.6. – Valores das tensões harmônicas nos pontos de entrega [NP EN 50160:2001].	20
Tabela 3.1. – Características nominais de uma célula.....	22
Tabela 3.2. – Características nominais do rack de baterias.	22
Tabela 3.3. – Características nominais de um módulo de células.	23
Tabela 3.4. – Resumo da constituição do rack de baterias.....	23
Tabela 3.5. – Resumo dos cálculos efectuados.....	30
Tabela 4.1. – Tensões simples em função em função das funções de comando dos semicondutores.....	36
Tabela 4.2. – Parâmetros utilizados na simulação do controlo histerético.	56
Tabela 5.1. – Características do Módulo integrado de potência.	68
Tabela 5.2. – Características do Módulo aquisição de sinal.	68
Tabela 5.3. – Características do Transdutor de Corrente.	68
Tabela 5.4. – Características do Transdutor de Tensão DC.	69
Tabela 5.5. – Características do Acoplador Ótico.	70
Tabela 5.6. – Parâmetros utilizados na simulação em cadeia fechada com o controlador PI.....	74
Tabela 5.7. – Parâmetros utilizados na simulação em cadeia fechada com o controlador Histerético.	74
Tabela 5.8. – Parâmetros utilizados no ensaio em cadeia fechada com o controlador PI.....	76
Tabela 5.9. – Parâmetros utilizados no ensaio em cadeia fechada com o controlador Histerético.	76
Tabela 5.10. – Parâmetros utilizados no ensaio em cadeia fechada com o controlador PI – Resposta a um escalão.	77
Tabela 5.11. – Parâmetros utilizados no ensaio em cadeia fechada com o controlador Histerético – Resposta a um escalão.....	78

Tabela 5.12. – Parâmetros utilizados no ensaio em cadeia fechada interligado com a rede elétrica com o controlador PI.	82
Tabela 5.13. – Parâmetros utilizados no ensaio em cadeia fechada interligado com a rede elétrica com o controlador Histerético.....	83
Tabela 5.14. – Parâmetros utilizados no ensaio em cadeia fechada interligado com a rede elétrica com o controlador PI – Resposta a um escalão.....	84
Tabela 5.15. – Parâmetros utilizados no ensaio em cadeia fechada interligado com a rede elétrica com o controlador Histerético – Resposta a um escalão.	85
Tabela anexos 1 – Caraterísticas nominais por célula.....	104
Tabela anexos 2 – Caraterísticas nominais por módulo.....	105
Tabela anexos 3 – Tabela das equivalências da ficha D 37 para ficha IDC.....	106

Capítulo 1 – Introdução

Neste capítulo é descrita a motivação e objectivos pretendidos da dissertação, bem como a composição e conteúdos da mesma.

1.1. Motivação

Com a procura crescente de energia nos variados setores, os preços voláteis, as ruturas no aprovisionamento e a vontade de minimizar o impacto ambiental levaram a que a União Europeia defina-se objetivos energéticos e climáticos para 2020, 2030 e 2050. Estes objetivos reafirmam a vontade de mudança de paradigma europeu [1].

Os objetivos para 2020, “Pacote Energia-Clima 20/20/20”, consistem na redução em 20% de emissões de gases com efeito de estufa, face aos volumes emitidos em 1990, mais 20% de energias renováveis no consumo energético global, face aos 8,5% de quota renovável de 2005 e menos 20% de consumo energético graças ao aumento da eficiência [2]. Tendo em conta este contexto europeu, parece inevitável o aumento muito significativo da componente renovável na produção elétrica. De forma a respeitar as novas directrizes da União Europeia, Portugal comprometeu-se a aumentar o peso das energias renováveis de 20,5% em 2005, para 31% em 2020 [2]. Posto isto, aumenta a incerteza sobre a disponibilidade desta energia, criando por isso um problema de gestão da rede elétrica nomeadamente no encontro entre a procura e a oferta [2].

O armazenamento de energia é uma componente essencial para este novo paradigma de energia sustentável, muito baseado em energias renováveis, e em produção própria como a micro-geração (produzir eletricidade para vendê-la em pequena escala), que permite resolver o seu elevado grau de intermitência, pois armazena nas horas de vazio, para posteriormente ser utilizada nas horas de pico, ou seja, quando os recursos (ex: solar e eólico) não estão disponíveis.

Desta forma, o armazenamento de energia é uma das principais formas para resolver a principal lacuna das energias renováveis, ou seja, as intermitências na rede

Capítulo 1 - Introdução

elétrica. Estas são provocadas pela intermitência dos recursos renováveis, pois a sua disponibilidade não é constante, como acontece com os recursos fósseis. Tanto a energia eólica, como a energia solar, estão completamente dependentes dos recursos naturais existentes no meio em que estão inseridas. A velocidade do vento não é constante ao longo do dia, tal como de noite não existe radiação disponível para alimentar os painéis solares.

É esta instabilidade da produção que não permite equacionar a independência da energia obtida por fontes renováveis em relação à obtida por recursos fósseis, surgindo assim a oportunidade de evidenciar o armazenamento de energia elétrica como um método eficaz para ultrapassar as intermitências da rede elétrica.

Com o aumento de trânsito de energia na rede e uma vez que um grande número das cargas não lineares são sistemas elétricos e eletrónicos (Indústria e serviços), assiste-se ao crescimento da utilização de retificadores controlados do tipo AC/DC, uma vez que o controlo de equipamentos eletrónicos apresenta vantagens quando controlados no lado DC, tais como a redução significativa da distorção harmónica (através do controlo das corrente de entrada) ou o controlo do desfasamento das tensões da rede [3].

Existem quatro tipos de conversores, sendo estes e dependendo do modo de funcionamento, DC/DC, AC/DC, DC/AC e AC/AC. No que diz respeito aos conversores AC/DC, a topologia de rectificação controlada mais utilizada é constituída por dispositivos de comutação forçada, *TBJ*, *IGBT*, *MOSFET* e *GTO*, que quando controlados adequadamente, estes dispositivos de comutação permitem o controlo simultâneo de tensões de saída e correntes de entrada, podem assim reduzir a distorção harmónica, efetuar o controlo do desfasamento das tensões da rede ou o controlo do fator potência, como dito anteriormente. Desta forma, este tipo de equipamento permite efetuar inúmeras funcionalidades, tais como, o socorro de cargas sensíveis, a melhoria de parâmetros relativos à Qualidade da Energia Elétrica e o nivelamento de consumos.

Capítulo 1 - Introdução

1.2. Objetivos

A presente dissertação tem por objetivo fazer o estudo teórico e simulação numérica de um sistema de armazenamento de energia não convencional, com baterias, utilizando um ondulator de tensão trifásico, bidirecional em potência, como conversor de interligação com rede elétrica.

Numa primeira fase é feita a modelização do modelo dinâmico da bateria utilizada, seguindo-se a modelização do conversor utilizado no sistema, de forma a conseguir a interligação com a rede elétrica.

Este conversor é controlado com um dos métodos clássicos de controlo, o Modulador de Largura de Impulso, *PWM (Pulse Width Modulation)*. Neste método *PWM* as modulantes da tensão são obtidas a partir de controladores do tipo Proporcional Integral (PI). Estes controladores do tipo PI têm como entrada o erro que resulta das correntes trifásicas de referência e amostradas, segundo a componente direto (i_d) e de quadratura (i_q).

Para validação do sistema em simulação numérica, é utilizado *Matlab/Simulink*, com recurso a *toolbox SimPowerSystems*.

Os resultados da simulação numérica serão analisados e comparados com os resultados experimentais, tirando as conclusões necessárias à elaboração desta dissertação.

1.3. Organização e Estrutura do Documento

A escrita desta dissertação de mestrado encontra-se dividida em 6 capítulos, bibliografia e anexos, sendo que o primeiro capítulo é a **Introdução** ao tema abordado, contextualizando o mesmo e apresentando a motivação e objetivos para a realização da presente tese, assim como a sua organização e estrutura.

Quanto ao segundo capítulo, é referente ao **Estado da Arte**, onde é descrito os diferentes tipos de tecnologias de armazenamento de energia, onde as baterias são o

Capítulo 1 - Introdução

foco principal. São também abordados os conversores AC/DC e o seu impacto na Qualidade de Energia Elétrica.

No terceiro capítulo, será apresentado o **Modelo Dinâmico da Bateria** utilizada, bem como a sua topologia e o processo de cálculo para dimensionar os seus parâmetros.

Relativamente ao quarto capítulo, será apresentado o **Modelo e Controlo do conversor de potência**, onde é descrito os sistemas de coordenadas 123 , $\alpha\beta\gamma$ e $dq0$. Será também apresentado o ondulator utilizado, bem como os métodos de sincronismo com a rede. É também indicado o processo de cálculo dos ganhos dos controladores de corrente (controlador PI) e do controlo das mesmas através do controlador histerético, de forma a poder controlar o conversor de potência.

No quinto capítulo, são apresentados os **Resultados de Simulação Numérica e Experimentais**. Primeiramente é apresentado o modelo de simulação numérica, parâmetros, as suas funções e a implementação do sistema numa simulação numérica com recurso à *toolbox SimPowerSystems* do *Matlab/Simulink*. Seguidamente é caracterizado o protótipo experimental, onde são mostrados os seus componentes e as funções dos mesmos. Por fim é descrito a implementação laboratorial, onde são apresentados os ensaios realizados, onde os resultados experimentais e os resultados adquiridos no modelo de simulação numérica em *Matlab/Simulink*, são analisados e comparados.

No sexto e último capítulo, são apresentadas as **Conclusões**, no que diz respeito aos resultados obtidos, referindo as perspectivas de trabalhos futuros.

Capítulo 2 – Estado de Arte

No presente capítulo, são abordados os diferentes tipos de tecnologias de armazenamento de energia, onde a principal solução será os tipos de baterias e as suas principais diferenças. São também abordados os Conversores AC/DC, assim como a problemática relacionada com a Qualidade de energia Elétrica.

2.1. Tecnologias de Armazenamento de Energia Elétrica

Como foi dito anteriormente, os sistemas de armazenamento de energia elétrica são uma das principais formas para resolver a principal consequência de utilização das energias renováveis, pois armazena nas horas de vazio, para posteriormente utilizar nas horas de pico, ou seja, quando os recursos não estão disponíveis, conseguindo colmatar as intermitências na rede elétrica, devido a dependência dos recursos naturais existentes no meio em que estão inseridas.

Presentemente existe uma vasta gama de tecnologias com suporte mecânico, eletroquímico, eletromagnético e físico, que estão disponíveis para armazenar energia elétrica, fornecendo inúmeras capacidades para ambientes de diferentes escalas e aplicabilidades de armazenamento de energia elétrica.

Tecnologias de armazenamento de grande escala [4]:

- Centrais Hídricas equipadas com Bombagem, armazenando energia sob forma de potencial hidráulico. Atualmente é a tecnologia mais utilizada para aplicações que necessitam de elevada energia;
- Ar comprimido. A tecnologia de armazenamento de energia através de ar comprimido é usada em sistemas com turbinas a gás de alta potência;
- Térmico ou Sistemas solares fotovoltaicos. Armazena energia solar sob forma de calor;
- Baterias de Fluxo Regenerativo ou Pilhas de combustível reversível. Esta tecnologia liberta e armazena energia através de reações eletroquímicas reversíveis, que ocorrem por uma membrana da pilha de combustível, entre dois eletrólitos de soluções salinas;

Capítulo 2 – Estado de Arte

- Hidrogénio. Reconhecido como o portador de energia mais promissor para o futuro, visto ser um recurso aos combustíveis fósseis. A energia do hidrogénio é a energia que se obtém da combinação do hidrogénio com o oxigénio produzindo vapor de água e libertando energia que é convertida em eletricidade;
- Eólica. Esta tecnologia armazena energia através da transformação da energia do vento em energia útil.

Tecnologias de armazenamento de pequena escala [4]:

- Volante de inércia ou Flywheel. Consiste em fazer girar uma massa com elevada constante de inércia no veio de um motor ou gerador elétrico, promovendo assim o armazenamento de energia sob a forma de energia cinética durante variações de potência;
- Condensadores eletromecânicos ou Supercondensadores. Têm as mesmas funções do condensador e da bateria eletroquímica, apenas não têm reações químicas. O armazenamento de energia é efetuado na dupla camada eléctrica de dois condensadores em série, que é formada entre cada eléctrodo e electrólito de iões respetivamente;
- Químico (Baterias). Conjunto de duas ou mais células eletroquímicas (eléctrodo positivo e eléctrodo negativo em contato através de um electrólito) que permite obter energia eléctrica a partir de energia química;
- Supercondensadores Magnéticos (SMES). São sistemas que armazenam energia através de um campo magnético, criada circulação de corrente contínua numa indutância supercondutora, que foi criogenicamente arrefecida até uma temperatura abaixo da sua temperatura crítica supercondutora.

Embora o objetivo final de um sistema de energia seja o armazenamento da mesma durante um período de tempo para fornecer a mesma num período posterior, existem diversos modos de aplicação. Assim sendo, é possível escolher a tecnologia que melhor se adapta para cada situação, onde no nosso caso a tecnologia é uma bateria capaz de fornecer uma grande densidade de energia num curto espaço de tempo.

2.2. Armazenamento de Energia em Baterias

Na presente tese, as tecnologias de armazenamento de energia que são alvo de estudo e análise são as baterias, nomeadamente as baterias de Chumbo Ácido, Níquel Cádmio, Níquel Hidreto Metálico e Iões de Lítio.

A solução em estudo é caracterizada pelo conversor, onde este faz a interligação entre a rede e o sistema de armazenamento de energia, onde na presente dissertação esse sistema é uma bateria, Figura 2.1.

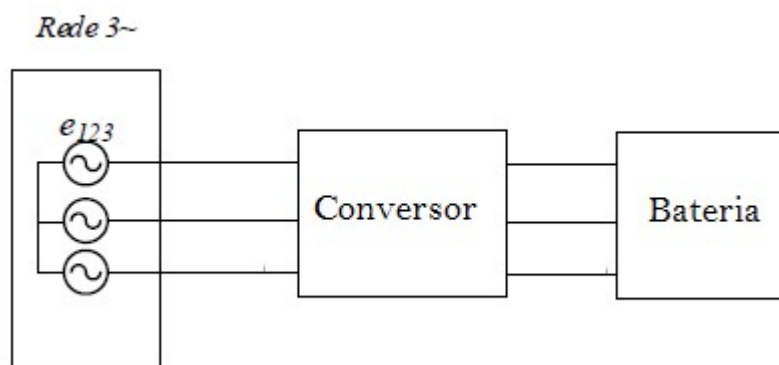


Figura 2.1 – Solução de um sistema de armazenamento de energia em baterias.

2.2.1. Baterias de Chumbo Ácido

O uso de baterias de chumbo ácido para o armazenamento de energia remonta a meados do século XIX, Figura 2.2. A célula da bateria de chumbo ácido consiste no ânodo (pólo negativo), neste caso o chumbo esponjoso, e o dióxido de chumbo como cátodo (pólo positivo). Estes estão imersos num eletrólito de ácido sulfúrico diluído, que conduz a corrente ao coletor. Durante a descarga, os dois elétrodos produzem sulfato de chumbo. Se as baterias estiverem totalmente descarregadas durante algum tempo, os cristais de sulfato tornam-se maiores e mais difíceis de se partir durante a recarga. Sendo assim, os cristais de sulfato de chumbo de grandes dimensões separam o material ativo das placas do coletor, o que provoca assim uma grande dificuldade na recarga da bateria à sua potência máxima [5].

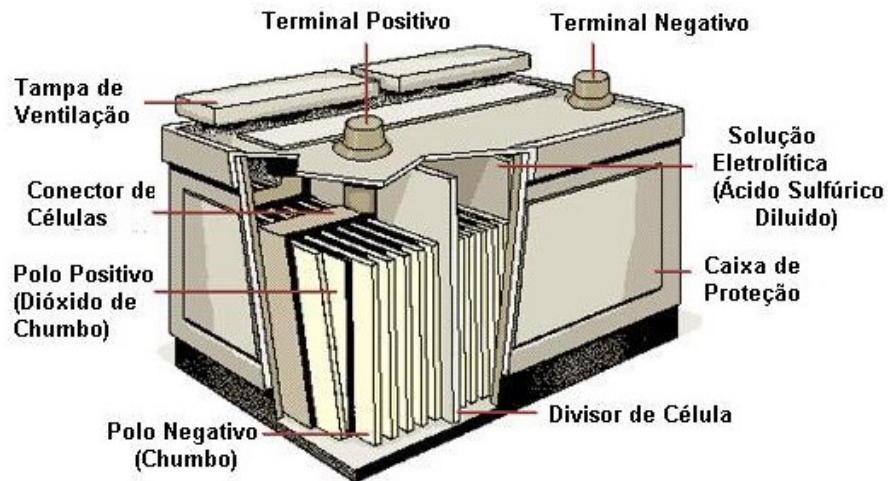


Figura 2.2 – Exemplo de uma bateria de Chumbo Ácido [5].

As baterias de chumbo ácido prevalecem ainda em aplicações sensíveis ao custo, onde a baixa densidade energética e o ciclo de vida limitado não são um problema (Luzes de emergência, alimentação ininterrupta de baterias de fontes de alimentação (UPS) ou equipamentos hospitalares), Tabela 2.1.

Caraterísticas	Valores Típicos
Densidade de energia (Wh/kg)	25 – 70
Densidade de potência (W/kg)	80 – 150
Rendimento (%)	70 – 90
Capacidade cíclica (nº ciclos)	2000 – 2500
Tempo de vida útil (Anos)	5 – 15

Tabela 2.1. – Caraterísticas e valores típicos das baterias de chumbo ácido.

Vantagens [6]:

- Baixo custo;
- Tecnologia confiável e bem compreendida;
- Exigências de manutenção baixas – Sem efeito memória e nenhum eletrólito para encher;
- Auto-Descarga baixa – Entre as mais baixas em sistemas de baterias recarregáveis;
- Capaz de taxas de descarga elevadas.

Desvantagens [6]:

- Não pode ser armazenada em uma condição descarregada – Tensão da célula não pode estar abaixo de 2,1 V;
- Densidade de energia baixa;
- Somente permite um número limitado de ciclos cheios de descarga – Adequado para aplicações de espera que requerem descargas profundamente ocasionais.

2.2.2. Baterias de Níquel Cádmio (NiCd)

A célula de Níquel Cádmio é composta por um cátodo (pólo positivo) de hidróxido de níquel, um ânodo (pólo negativo) de hidróxido metálico de cádmio e eletrólito alcalino como separador, Figura 2.3. Este tipo de bateria contém uma densidade energética superior á da bateria de chumbo ácido, na ordem dos 50 Wh/kg, mas inferior às de Iões de Lítio e de Níquel Hidreto Metálico, Tabela 2.2. Já em relação à variação de temperatura, esta é menor, quando comparadas com a bateria de chumbo ácido.

O seu ciclo de vida é bastante elevado, esta longa durabilidade deve-se ao material utilizado no fabrico das placas (aço sólido), ser relativamente imune aos agentes químicos onde estão imersas, mantendo inalterada a integridade mecânica e a condutividade eléctrica da célula [6].

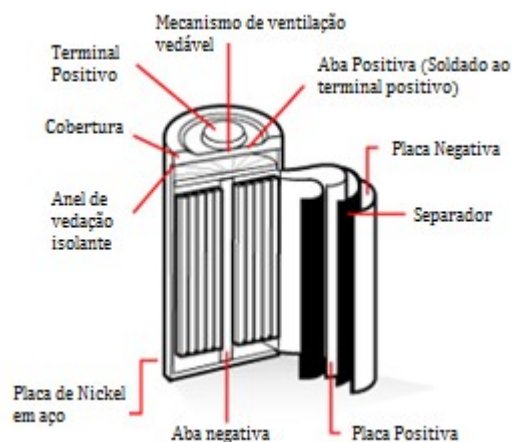


Figura 2.3 – Exemplo de uma bateria de Níquel Cádmio [6].

Capítulo 2 – Estado de Arte

A maior desvantagem das baterias é a redução da capacidade de recarga ao longo do seu tempo de vida útil, sendo afetadas pelo “efeito de memória”, o que obriga à utilização de carregadores com controlo de carga bastante dispendiosos. A elevada toxicidade do cádmio, também é um grande inconveniente, pois o seu uso tem vindo a ser questionado por razões ambientais, sendo a principal razão para que cada vez mais esteja em desuso.

Caraterísticas	Valores Típicos
Densidade de energia (Wh/kg)	50 – 75
Densidade de potência (W/kg)	200 – 500
Rendimento (%)	70 – 90
Capacidade cíclica (nº ciclos)	2000 – 3500
Tempo de vida útil (Anos)	10 - 15

Tabela 2.2. – Caraterísticas e valores típicos das baterias de Níquel Cádmio.

Vantagens [6]:

- Baixo Custo;
- Leve – Facilmente transportável.

Desvantagens [6]:

- Toxicidade do Cádmio;
- Tempo de vida útil reduzido;
- Efeito de memória;
- Menor capacidade.

2.1.3. Baterias de Níquel Hidreto Metálico (NiMH)

As baterias de Níquel Hidreto Metálico são consideradas uma extensão das baterias de Níquel Cádmio, com a diferença que em vez de cádmio, o seu ânodo é constituído por um hidreto metálico, Figura 2.4. O sucesso deste tipo de baterias é devido ao uso de metais não tóxicos e a sua alta densidade de energia, oferecendo até 100% a mais em relação as baterias de Níquel Cádmio [6]. Ambas as baterias têm uma

Capítulo 2 – Estado de Arte

auto descarga elevada, embora as baterias de Níquel hidreto metálico seja de 1,5 a 2 vezes a auto descarga das baterias de Níquel Cádmio, Tabela 2.3.

Estas baterias, tem vindo a substituir as baterias de Níquel Cádmio nos mercados de comunicações sem fios e computação móvel, isto deve-se a um aproximar de preços entre ambas e essencialmente devido a preocupações ambientais.

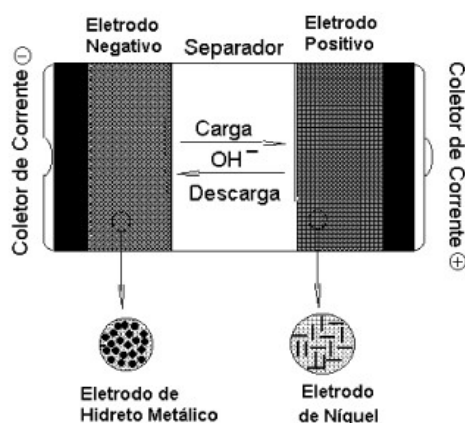


Figura 2.4 – Exemplo de uma bateria de Níquel Hidreto Metálico [7].

A grande vantagem desta bateria é que não possui “efeito de memória”. Quanto às desvantagens, o risco elevado de ficar inutilizável devido a sobrecargas, a baixa capacidade de fornecer picos de corrente e uma taxa de auto descarga relativamente elevada.

As desvantagens da bateria de Níquel Cádmio em relação à de Níquel Hidreto Metálico são o baixo ciclo de vida, possuírem “efeito de memória”, a toxicidade do cádmio que requer um complexo procedimento de reciclagem, a densidade de energia mais baixa e a curva de descarga plana e um coeficiente de temperatura negativo [7].

Caraterísticas	Valores Típicos
Densidade de energia (Wh/kg)	75 - 150
Densidade de potência (W/kg)	250 - 400
Rendimento (%)	70 – 90
Capacidade cíclica (nº ciclos)	1000 – 1500
Tempo de vida útil (Anos)	8 – 13

Tabela 2.3. – Caraterísticas e valores típicos das baterias de Níquel Hidreto Metálico.

Vantagens [6]:

- Maior capacidade de armazenamento de carga em relação as baterias de Níquel Cádmio (Entre 50% a 100%);
- Sem necessidade de manutenção;
- Menor “efeito memoria”;
- Isenta de Cádmio – Não é tóxica e os problemas ambientais ficam bastante reduzidos;
- Rápida capacidade de recarga.

Desvantagens [6]:

- Alta taxa de auto descarga – Auto descarregam em torno de 50% mais rápido que as baterias de Níquel Cádmio;
- Ainda que o preço se tenha aproximado, continuam a ser mais dispendiosas que as baterias de Níquel Cádmio;
- Repetidos ciclos de carga e descarga reduzem a vida útil da bateria – desempenho degrada-se após 200 a 300 ciclos;
- Corrente limitada na descarga – Melhores resultados são obtidos com correntes de descarga de 0,2 C a 0,5 C (20% a 50% da corrente nominal).

2.2.4. Baterias de Iões de Lítio (Li-Ion)

Este tipo de baterias, são constituídas por um elétrodo positivo (cátodo) com óxido de lítio metálico, um elétrodo negativo (ânodo) feito de carbono poroso e um eletrólito feito de uma solução aquosa de lítio, Figura 2.5. No que diz respeito ao seu processo de carga, os iões de lítio movem-se do cátodo para o ânodo e assim produzem um fluxo de corrente [5]. O processo reverso acontece durante a descarga.

A densidade da célula e a sua tensão são duas das características técnicas deste tipo de baterias, que dependem do tipo de material químico utilizado. A densidade energética específica é de cerca de 350 Wh/kg, o dobro da densidade energética da bateria de Níquel Hidreto Metálico ou da bateria de Níquel Cádmio, Tabela 2.4.

A célula desta bateria pode funcionar com uma corrente mais elevada que noutros tipos de baterias, desde que sejam resolvidos problemas relacionados com a resistência

Capítulo 2 – Estado de Arte

interna, pois pode ocorrer um sobreaquecimento interno e uma consequente falha do sistema [8]. Para que tal não aconteça, é obrigatório que exista um sistema de manutenção que atue de modo a evitar problemas de excesso e déficit de tensão e de temperatura.

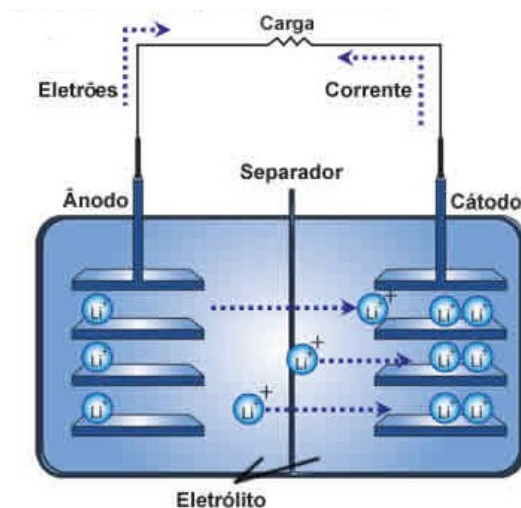


Figura 2.5 – Exemplo de uma bateria de Íons de Lítio.

Algumas das suas aplicações incluem equipamentos portáteis, *laptops*, máquinas de filmar, telemóveis e ferramentas portáteis. Dada a sua elevada densidade energética, este tipo de baterias pode ser muito útil no avanço de tecnologia para os híbridos e carros elétricos.

A questão do preço pode-se tornar mais controversa dada a escassez do lítio. Atualmente a escassez do lítio no nosso planeta é motivo de discussão, mas com o aumento progressivo da sua utilização para o fabrico de baterias automóveis, a sua procura vai aumentar, levando a um aumento do custo da matéria-prima [8].

Caraterísticas	Valores Típicos
Densidade de energia (Wh/kg)	350 – 600
Densidade de potência (W/kg)	150 – 230
Rendimento (%)	75 – 90
Capacidade cíclica (nº ciclos)	2500 – 4500
Tempo de vida útil (Anos)	12 – 20

Tabela 2.4. – Caraterísticas e valores típicos das baterias de Íons de Lítio.

Capítulo 2 – Estado de Arte

Vantagens [6]:

- Densidade de energia elevada e com potencial para capacidades ainda maiores;
- Auto-Descarga baixa – Conseguir ser menor do que metade da NiCd e NiMH;
- Não é afetada pelo “Efeito memória”;
- Manutenção baixa.

Desvantagens [6]:

- Escassez do lítio;
- Preço;
- Requer circuito de proteção – Bateria segura se não sobrecarregada ou sobreaquecida (risco de explosão ou incêndio);
- Não fazer curto-circuitos, não sobrecarregar, não esmagar, não bater, não expor a altas temperaturas devido a sua alta densidade de energia.

2.2.5. Comparação entre os diferentes tipos de Baterias

As baterias têm sido durante os últimos anos a solução do armazenamento de energia, pelo que a densidade energética das baterias tem sido melhorada ao longo dos anos, Figura 2.6 [4].

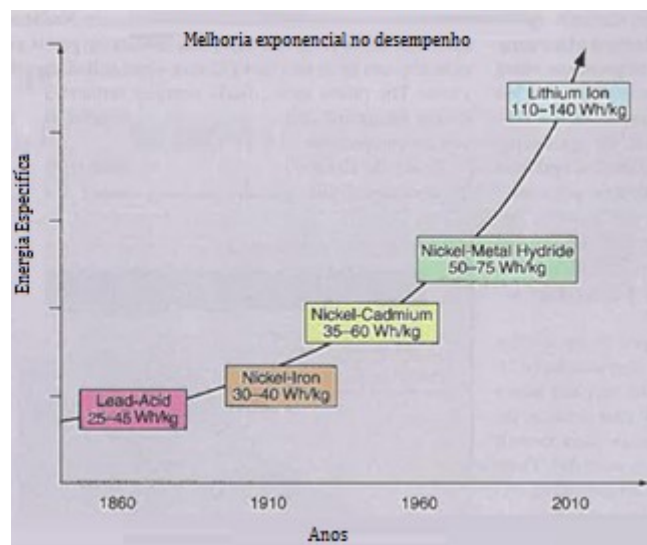


Figura 2.6 – Melhoría exponencial do desempenho das baterias ao longo dos anos [4].

Capítulo 2 – Estado de Arte

Atualmente as baterias têm inúmeras aplicações de grande e pequena escala, que vão desde soluções armazenamento de grandes quantidades de energia, aos pequenos equipamentos portáteis.

Deste modo a procura pela evolução e desenvolvimento desta tecnologia tem sido uma constante, de maneira a introduzir melhoramentos tanto nas aplicações em sistemas móveis, como em sistemas permanentes, como é o caso do armazenamento de energia renovável em áreas isoladas, Tabela 2.5.

Caraterísticas	Valores Típicos das Baterias			
	Chumbo Ácido	Níquel Cádmio	Níquel Hidreto Metálico	Iões Lítio
Densidade de energia (Wh/kg)	25 – 70	50 – 75	75 - 150	350 – 600
Densidade de potência (W/kg)	80 – 150	200 – 500	250 - 400	150 – 230
Rendimento (%)	70 – 90	70 – 90	70 – 90	75 – 90
Capacidade cíclica (nº ciclos)	2000 – 2500	2000 – 3500	1000 – 1500	2500 – 4500
Tempo de vida útil (Anos)	5 – 15	10 - 15	8 – 13	12 – 20
Custo (USD/kW)	1740 – 2580*	1900 – 2300*	2500 – 3500**	4000 – 5000*
Custo ¹ (€/kW)	1578 – 2339	1723 – 2085	2267 – 3174	3627 – 4534

Tabela 2.5. – Comparação entre os diferentes tipos de baterias.

*Valores baseados no estudo “Prospects for Large-Scale Energy Storage in Decarbonised Power Grids” [9];

**Valor estimado pelo estudo “Heat Tolerant NiMH Batteries for Stationary power” [10];

¹ Taxa de câmbio de referência diária (15 Julho 2016) 1 USD – 0,9067 €

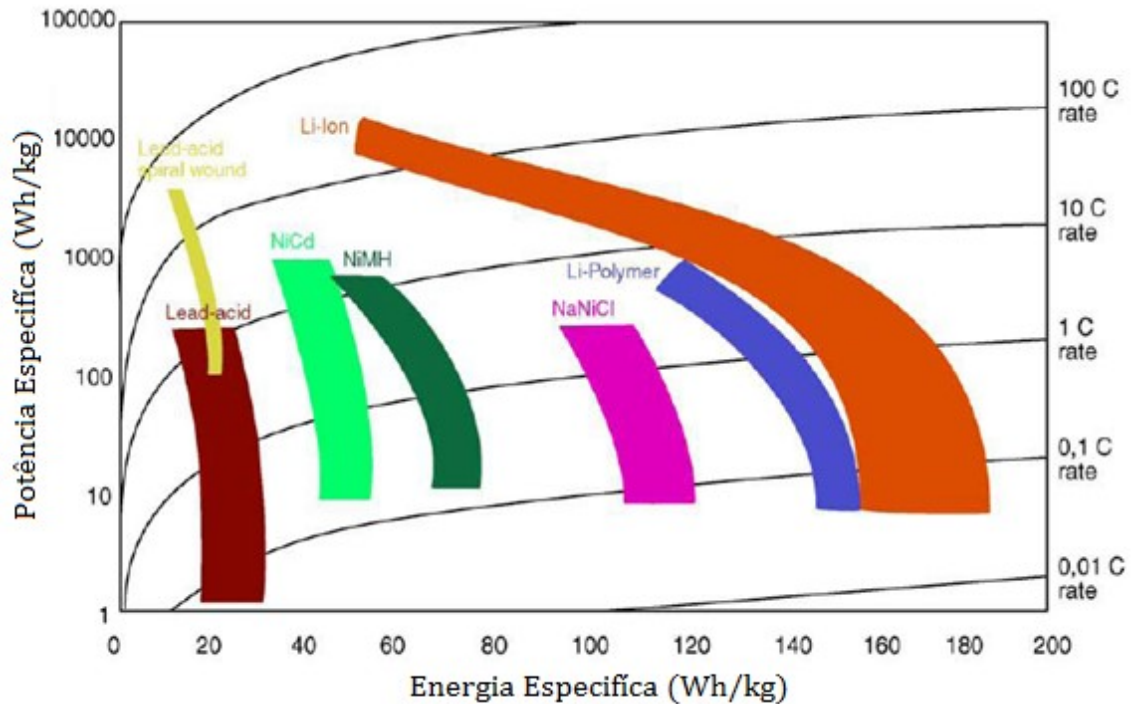


Figura 2.7 – Comparação de densidades específicas de energia e potência para as diferentes baterias [4].

A grande vantagem desta tecnologia de armazenamento está na sua elevada densidade de potência, Figura 2.7. Desta forma, os diferentes tipos de baterias conseguem ser aplicadas em sistemas que requerem grande densidade de energia num curto espaço de tempo, onde neste caso as mais adequadas são as baterias de Iões de lítio. Podem também ser aplicadas em sistemas que necessitem de energia durante períodos de tempo mais longos, onde as baterias de Chumbo Ácido se adequam melhor. Uma grande desvantagem desta tecnologia assenta no baixo tempo de vida útil para aplicações de ciclos de grande amplitude, onde o número de ciclos é relativamente baixo, Tabela 2.5.

O custo total de produção de energia do sistema é afetado pelo custo de investimento inicial, uma vez que o tempo de vida da bateria tem de ser tido em conta [4]. Um bom exemplo são as baterias de Chumbo Ácido que apesar do seu custo ser relativamente baixo, o seu tempo de vida útil é igualmente baixo, não sendo desta forma a melhor opção numa aplicação de gestão de energia. Ainda assim este tipo de bateria pode oferecer melhores compromissos na relação custo/desempenho, quando aplicada em sistemas de pequena escala, por exemplo aplicações residenciais onde os sistemas de armazenamento são de pequena dimensão e estão localizados no lado do cliente, apesar de poderem ser geridos pela empresa de eletricidade ou por um prestador de serviços.

Capítulo 2 – Estado de Arte

Em relação as baterias de Níquel Cádmio, estas têm caído em desuso por razões ambientais, uma vez que o cádmio apresenta uma elevada taxa de toxicidade, sendo muitas vezes substituídas pelas baterias de Níquel Hidreto Metálico.

As aplicações para os veículos referem-se principalmente aos veículos elétricos e aos veículos híbridos elétricos. As tecnologias mais procuradas são as baterias, pois são os sistemas mais maduros e tradicionais, sendo as mais utilizadas as baterias de Iões de Lítio e as de Níquel Hidreto Metálico (preferencialmente nos veículos híbridos elétricos). As baterias de chumbo ácido são as mais estudadas até ao momento, mas não são as mais aconselháveis para este tipo de aplicação devido ao seu “efeito de memória”, ou seja, caso estas baterias sejam descarregadas a uma percentagem superior de 20% da sua capacidade nominal, o seu ciclo de vida fica limitado e não regressam à sua capacidade original, ficando viciadas.

As baterias de Iões de lítio apesar de terem um melhor desempenho ainda são algo dispendiosas, Tabela 2.5. Outras soluções, além de também serem dispendiosas têm um menor índice de eficiência, o que leva a que as baterias de Iões de lítio se tornem na escolha mais fiável quando aplicadas em sistemas que requerem grande densidade de energia num curto espaço de tempo. Em aplicações permanentes de baixa potência a característica mais importante está associada ao valor das perdas por auto-descarga, pelo que para este tipo de aplicações as baterias de lítio levam vantagem também.

Da análise individual e comparativa dos diferentes tipos de baterias apresentados, a bateria de iões de lítio é a escolha para o estudo na presente tese, permitindo obter uma eficiente gestão de energia.

2.3. Conversores AC/DC

O fornecimento de energia elétrica é feito, essencialmente, a partir de uma rede de distribuição em corrente alternada, devido à facilidade de adaptação do nível de tensão por meio de transformadores. No entanto, em muitas aplicações a carga alimentada exige normalmente apelidados de retificadores, é o método utilizado para essa transformação.

Capítulo 2 – Estado de Arte

Essencialmente estes retificadores podem ser classificados como controlados ou não controlados, dependendo a sua classificação segundo a sua capacidade de regular o valor de tensão de saída.

Os retificadores não controlados são os que utilizam diodos como elementos de retificação, enquanto os retificadores controlados utilizam tiristores, transístor, IGBT's, MOSFET's ou GTO's.

Os retificadores não controlados, não permitem o controlo da tensão no barramento DC devido à ausência de interruptores controláveis. Desta forma estes controladores não permitem o trânsito bidirecional de energia, o que impede a regulação do fator potência na ligação a rede.

Os retificadores controlados, usualmente utilizados na indústria no acionamento de motores de corrente contínua, no acionamento de locomotivas, etc. Estes retificadores apresentam inúmeras vantagens com o seu uso, uma vez que permitem o funcionamento nos quatro quadrantes (inversor ou retificador), permitem o controlo da tensão no barramento DC, permite também o controlo do fator potência e ainda a baixa injeção de distorção harmónica nas correntes de fase, *THD (Total Harmonic Distortion)*, quando utilizados semicondutores de alta frequência, IGBT's, MOSFET's ou GTO's por exemplo.

Este fenómeno, injeção de correntes com distorção harmónica na rede, é indesejado nos sistemas de potência, uma vez que degrada a qualidade de energia da rede causando quedas de tensão ao longo da linha de distribuição que resulta nas distorções das formas de onda da tensão na rede e aumentam o consumo de potência reativa [11].

2.3.1. Qualidade da Energia Elétrica

A Qualidade de Energia Elétrica (QEE) tem vindo a sofrer alterações sucessivas com a evolução tecnologia, sendo que as principais preocupações da QEE residem na continuidade de serviço, ou seja, na duração e no número de interrupções da tensão, na amplitude e frequência da tensão, o desequilíbrio de tensões e a distorção harmónica [11].

Capítulo 2 – Estado de Arte

Para estas consequências negativas, muito tem contribuído o desenvolvimento das tecnologias de micro-geração e a sua consequente implementação nas redes de distribuição. Devido a esta implementação a distorção harmónica da tensão tornou-se num dos principais problemas, no que diz respeito à gestão na rede, uma vez que gera grandes problemas económicos e afeta a QEE.

Os problemas resultantes da falta de QEE, surgem associados a qualidade da forma de onda da tensão e corrente, que idealmente seriam puramente sinusoidais e sempre com a frequência nominal desejada (50 Hz), contudo surgem sob forma de distorção e tremulação (problemas de regulação da tensão ao longo das linhas), tipicamente causadas pelo uso de conversores [5], Figura 2.8. De notar, que vários elementos presentes nas redes eléctricas como geradores, cargas e outros equipamentos podem contribuir para distorções nas ondas de tensão e corrente.

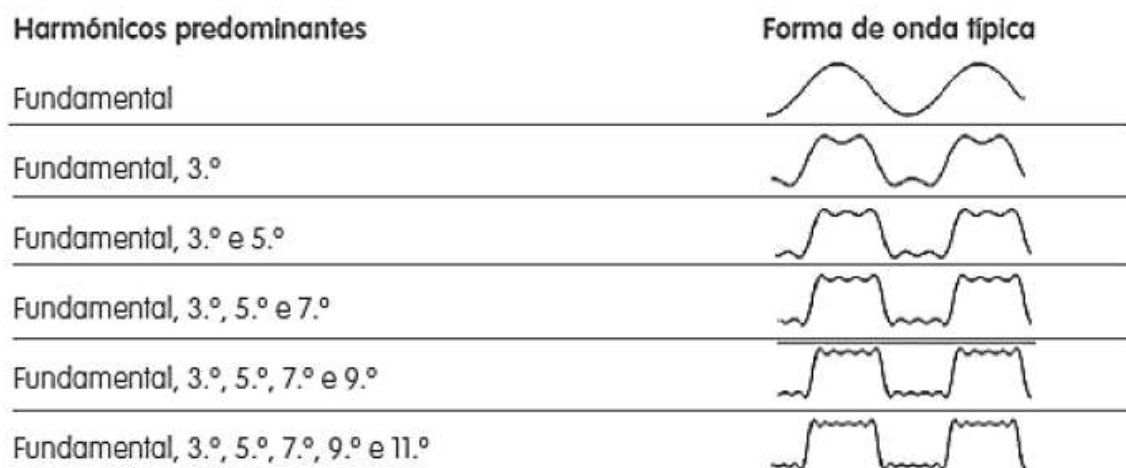


Figura 2.8 – Formas de onda típicas para diversos conteúdos harmónicos [9].

Estas formas de onda não sinusoidais a entrada do conversor, causado pelo retificador de diodos ou tiristores, provocam um aumento da taxa de potência reativa admissível nos geradores, linhas de transmissão e transformadores. Deste modo a questão da QEE entregue aos consumidores é objeto de grande preocupação.

Normas internacionais como *IEC 61000*, *EN 50160* ou *IEEE 519*, definem os limites de distorção harmónica nas tensões com os quais os sistemas eléctricos podem funcionar, impedindo a introdução de harmónicas de corrente com amplitudes superiores ao limite estabelecido, por parte de novos equipamentos.

Capítulo 2 – Estado de Arte

Harmônicas ímpares				Harmônicas pares	
Não múltiplas de 3		Múltiplas de 3		Ordem h	Tensão relativa (%)
Ordem h	Tensão relativa (%)	Ordem h	Tensão relativa (%)		
5	6,0	3	5,0	2	2,0
7	5,0	9	1,5	4	1,0
11	3,5	15	0,5	6..24	0,5
13	3,0	21	0,5		
17	2,0				
19	1,5				
23	1,5				
25	1,5				

Nota: Não são indicados valores para harmônicas de ordem superior a 25, por serem em geral de pequena amplitude, mas muito imprevisíveis devido a efeitos de ressonância

Tabela 2.6 – Valores das tensões harmônicas nos pontos de entrega [NP EN 50160:2001].

Como foi descrito anteriormente, com a utilização de semicondutores que comutam a altas frequências, a título de exemplo IGBT's, MOSFET's ou GTO's, e com o uso da técnica *PWM (Pulse Width Modulation)*, o conversor de potência AC/DC adequadamente controlado, permite a redução significativa do conteúdo harmônico das correntes injetadas na rede elétrica.

Este tipo de solução (utilização de IGBT's), permite desempenhar diversas funcionalidades, entre as quais, o socorro de cargas sensíveis, nivelamento de consumos, melhoramento de cavas de tensão e a melhoria de parâmetros relativos à QEE.

Capítulo 3 – Modelo Dinâmico da Bateria

Neste capítulo será apresentado e descrito o modelo matemático da bateria de Iões Lítio, Figura 3.1. Uma característica importante deste modelo é a simplicidade para obter os parâmetros do mesmo, uma vez que são apenas necessários três pontos na curva de descarga do fabricante no estado estacionário, Figura 3.3, para obter e calcular os parâmetros da bateria [12].

No atual estado da arte existem três tipos de modelos matemáticos de baterias na literatura, especificamente: experimental, eletroquímica e baseado num circuito elétrico [13]. Os modelos eletroquímico e experimental não são adequados para representar a dinâmica das células com o propósito de estimativas do Estado de Carga (*SOC*, *State-of-charge*) das baterias [12]. No entanto, os modelos baseados num circuito elétrico podem representar as características elétricas da bateria. Este modelo consiste numa fonte de tensão controlada em série com uma resistência interna, Figura 3.1. Este modelo é aplicado para a carga e descarga da bateria, sendo que o *SOC* é tido em consideração. A particularidade deste modelo está no uso de uma corrente filtrada, Figura 3.1, que flui através da resistência de polarização, Figura 3.1, circuito filtro passa baixo. Esta corrente filtrada permite a resolução do loop algébrico existente na simulação numérica de sistemas elétricos em *Matlab/Simulink* [12].

Finalmente, o modelo da bateria utilizada na presente tese está incluído na *toolbox* de simulação *SimPowerSystems*, onde é utilizada numa simulação de demonstração com o objetivo de fornecer energia a um veículo elétrico.

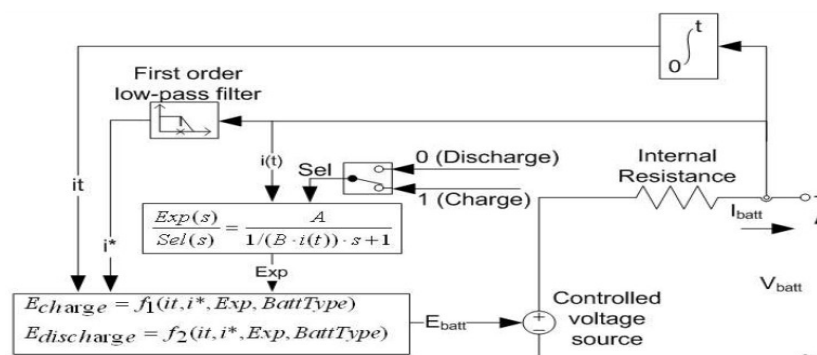


Figura 3.1 – Circuito genérico equivalente do modelo da bateria [12].

Capítulo 3 – Modelo Dinâmico da Bateria

3.1. Rack da Bateria de Iões Lítio

O rack de baterias *R800* do fabricante *LG Chem*, foi o escolhido para a construção do modelo matemático, a ficha de descrição com os seus parâmetros encontra-se no Anexo C.

Um rack de baterias é composto por n módulos, onde cada módulo é composto por m células. As características nominais de cada célula, de cada módulo e do rack de baterias, estão descritas respetivamente nas Tabelas 3.1., 3.2. e 3.3.

Características nominais – Uma Célula	
Tensão Nominal (V)	3,7 V
Capacidade Nominal (Ah)	15,9 Ah
Corrente Nominal (A)	6,92 A

Tabela 3.1 – Características nominais de uma célula.

Características - Rack de Baterias	
Tensão Nominal (V)	725 V
Capacidade Nominal (Ah)	60 Ah
Corrente Nominal (A)	27,67 A

Tabela 3.2 – Características nominais do rack de baterias.

De modo a obter aos terminais da bateria uma tensão nominal de 725 V, garantindo o correto funcionamento do conversor de potência dentro dos valores nominais e uma capacidade nominal de 60 Ah, o rack é composto por catorze módulos em série de 51,8 V cada e com uma capacidade de 60 Ah, Tabela 3.3. Desta forma, cada módulo é composto por quatro braços de catorze células em série de 3,7 V e de 15,9 Ah. Em resumo, o rack de baterias contém quatro braços de células em paralelo, em que cada braço tem cento e noventa e seis células em série, com uma corrente nominal de 6,92 A por braço.

Capítulo 3 – Modelo Dinâmico da Bateria

Características nominais – Um Módulo de células	
Tensão Nominal (V)	51,8 V
Capacidade Nominal (Ah)	60 Ah
Corrente Nominal (A)	6,92 A

Tabela 3.3 – Características nominais de um módulo de células.

Resumo da constituição do rack de baterias	
Nº módulos no rack	14 módulos em série
Nº Células por módulo	4 braços em paralelo de 14 células em série cada
Nº Células por rack	784 células

Tabela 3.4 – Resumo da constituição do rack de baterias.

Na Figura 3.2 está representada a constituição do rack de baterias com 14 módulos em série, em que cada módulo é composto por 4 paralelos de 14 células em série, conforme descrito anteriormente.

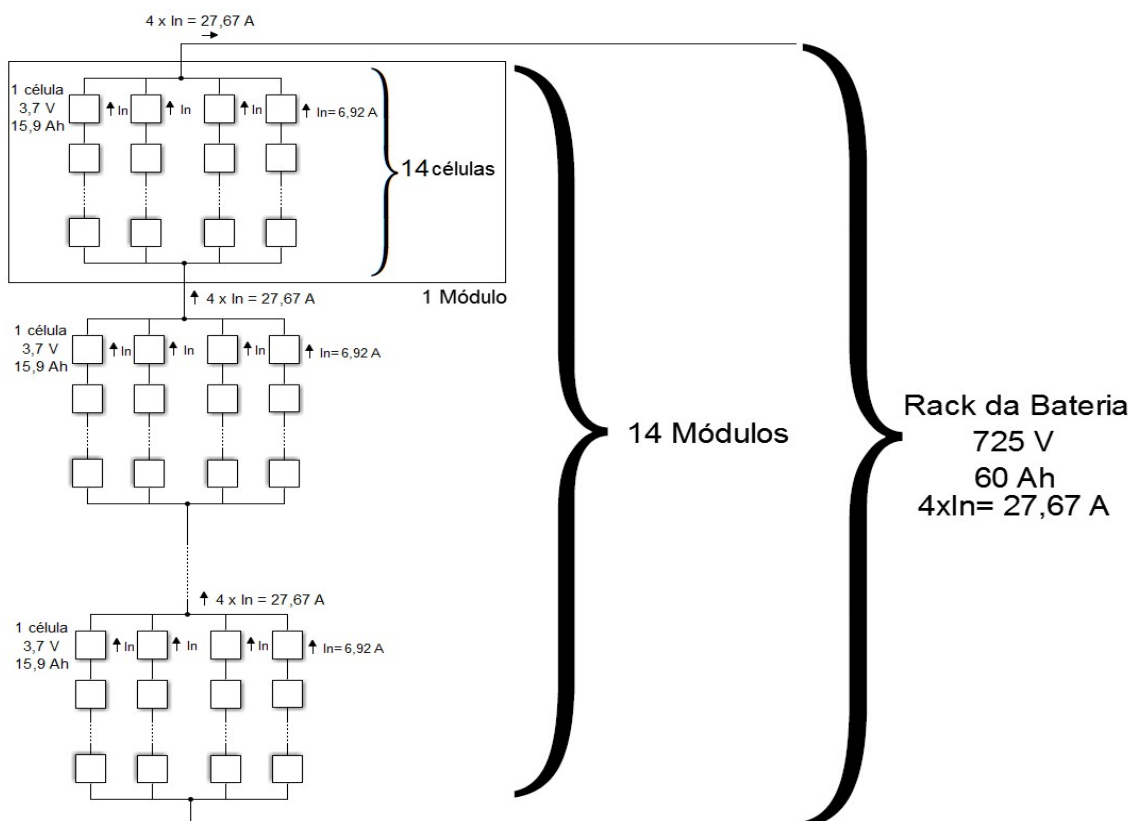


Figura 3.2 – Constituição do rack de baterias.

Capítulo 3 – Modelo Dinâmico da Bateria

3.1.1. Obtenção dos Parâmetros

Conforme descrito anteriormente a bateria é modelizada utilizando uma fonte de tensão controlada, E_0 , em série com uma resistência interna, Figura 3.1, onde este modelo representa com relativa precisão a dinâmica de tensão da bateria quando a corrente varia. A tensão de polarização é adicionada ao modelo para que esta represente melhor o comportamento da tensão em circuito aberto em função do *SOC* [12].

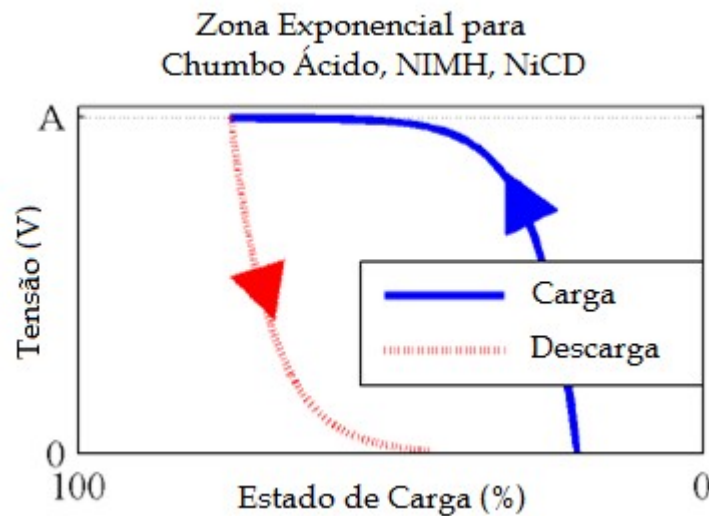


Figura 3.3 – Variação da tensão em função do *SOC* – Fenômeno histerese [12].

Na Figura 3.3, está representado o efeito de histerese. Este efeito é modelado pela tensão de polarização, uma vez que a tensão de circuito aberto varia não linearmente com o *SOC*.

No caso das baterias de íões de lítio a equação (3.1) referente a zona exponencial é válida, no entanto para outro tipo de baterias (Chumbo Ácido, Níquel Hidreto Metálico e Níquel-Cádmio) existe um efeito de histerese entre a carga e descarga, apenas na zona exponencial, não importando o *SOC* da bateria. De referir que o cálculo da tensão da bateria é diferente na carga e na descarga, equações (3.1) e (3.2) respetivamente, Figura 3.1 [12]:

$$V_{\text{Bat}} = E_0 - Ri - K \frac{Q}{Q-i_t} i_t - K \frac{Q}{i_t - 0,1Q} i^* + Ae^{-Bi_t} \quad (3.1)$$

$$V_{\text{Bat}} = E_0 - Ri - K \frac{Q}{Q-i_t} (i_t + i^*) + Ae^{-Bi_t} \quad (3.2)$$

Capítulo 3 – Modelo Dinâmico da Bateria

Os parâmetros e variáveis das equações (3.1) e (3.2) são:

V_{Bat} : Tensão da Bateria (V);

E_0 : Tensão Constante da Bateria (V);

$K \frac{Q}{Q-i_t} i_t$: Tensão de Polarização (V/Ah);

Q : Capacidade da Bateria (Ah);

i_t : $\int i dt$ = Carga atual da Bateria (Ah);

A : Amplitude da Zona Exponencial (V);

B : Capacidade Exponencial (Ah^{-1});

R : Resistência Interna (Ω);

i : Corrente na Bateria (A);

i^* : Corrente filtrada (A);

A Figura 3.4 representa uma curva de descarga típica de uma bateria. A primeira secção representa a queda de tensão exponencial quando a bateria está carregada, onde esta área é mais ou menos larga, dependendo do tipo de bateria. A segunda secção representa a carga que pode ser extraída da bateria, até a tensão começar a cair abruptamente abaixo da tensão nominal da bateria. Por fim a terceira secção diz respeito a descarga total da bateria.

Quando a corrente da bateria é negativa, a bateria recarrega seguindo uma curva característica de carga, Figura 3.5. Deste modo conclui-se que a tensão disponível pela bateria depende do *SOC* e da corrente.

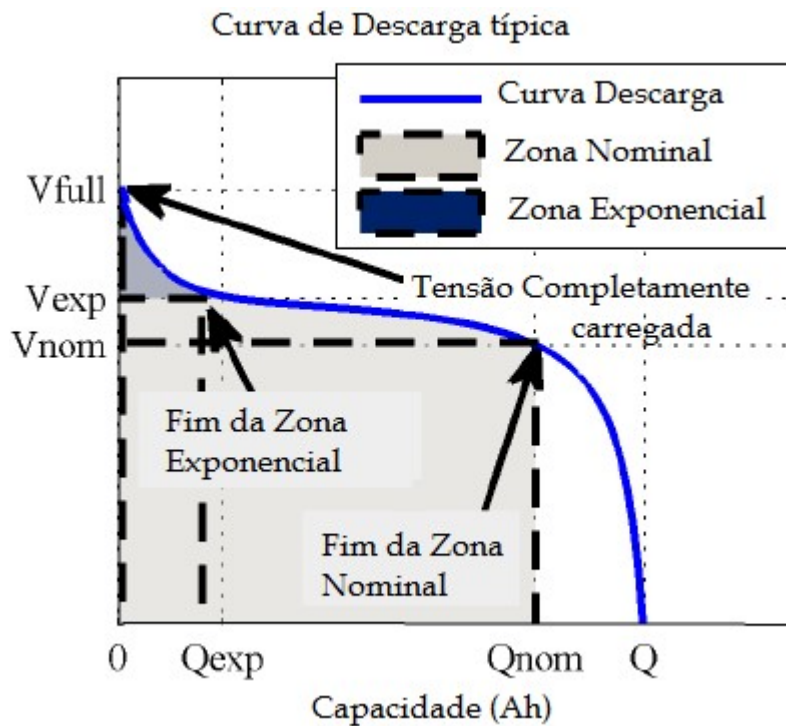


Figura 3.4 – Curva de descarga típica de uma bateria [12].

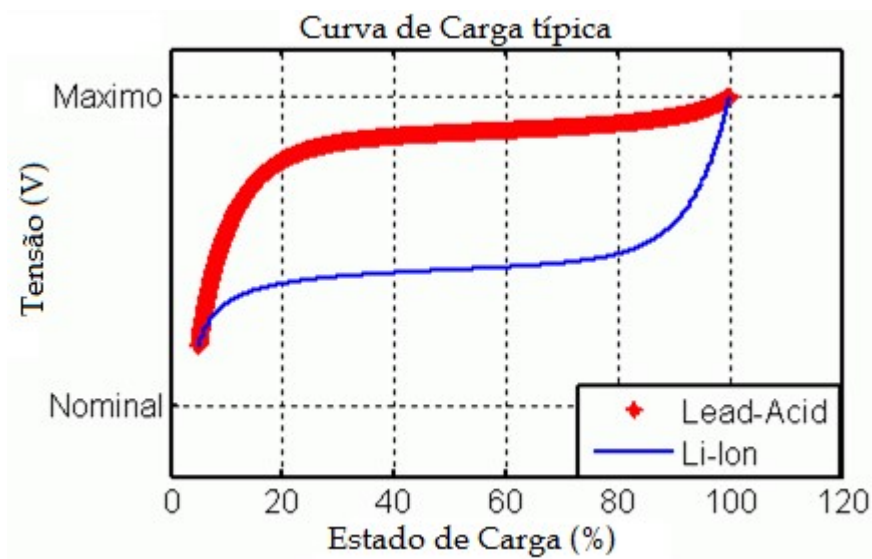


Figura 3.5 – Curva característica de carga, referência ao *Help* do *Matlab*.

Como explicado anteriormente, uma característica importante do modelo matemático proposto é a simplicidade com que os parâmetros do modelo dinâmico são extraídos e calculados, equação (3.2), não sendo necessário realizar ensaios experimentais adicionais sobre a bateria [12]. São apenas necessários três pontos na curva de descarga fornecida pelo fabricante, em regime permanente. Desta forma, para

Capítulo 3 – Modelo Dinâmico da Bateria

efeitos de construção do modelo matemático, simulação numérica e estudo, os parâmetros da bateria foram obtidos.

Através da curva de descarga do fabricante da bateria escolhida, *LG Chem*, Figuras 3.6 e 3.7, é possível extrair a tensão completamente carregada, V_{Full} , o limite da zona exponencial, V_{exp} e Q_{exp} , o limite da zona nominal, V_{nom} e Q_{nom} , e a sua capacidade máxima, Q . A obtenção dos vários parâmetros está identificada e resumida na Figura 3.7, segundo os eixos x e y, com referência e analogia à Figura 3.4.

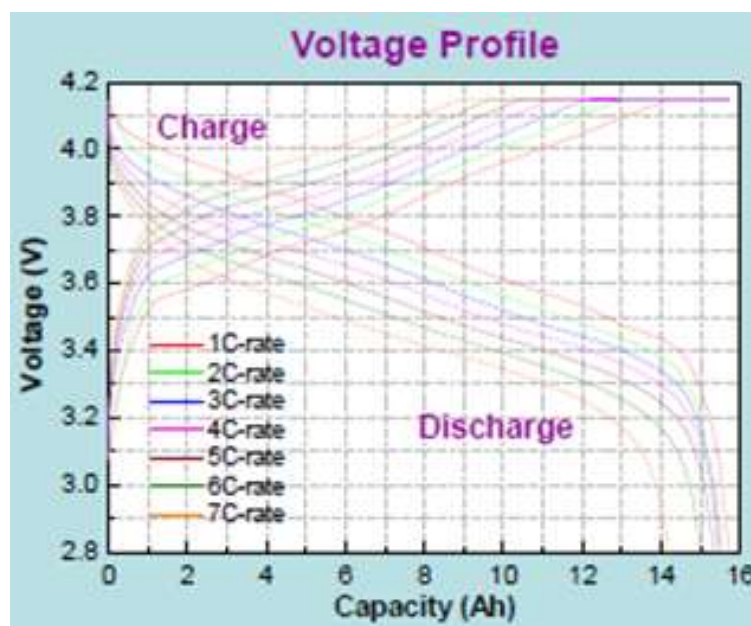


Figura 3.6 – Curva característica de descarga da bateria escolhida, fabricante *LG Chem* [Anexo C].

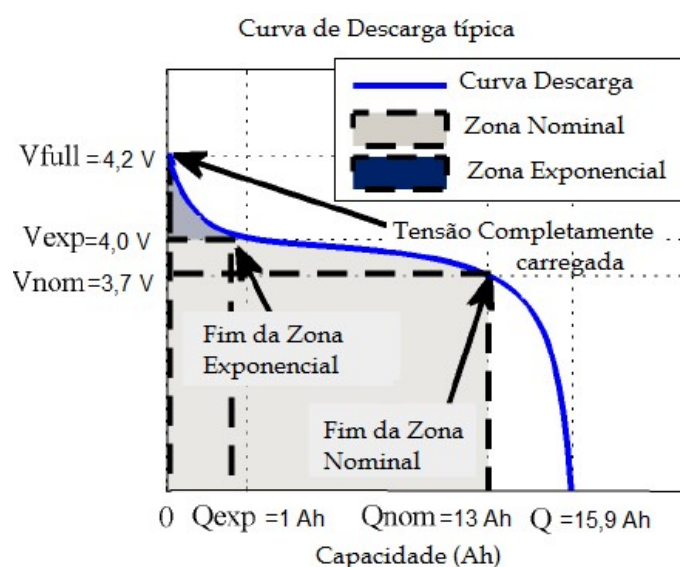


Figura 3.7 – Curva de descarga típica de uma bateria adaptado a curva de descarga do fabricante.

Capítulo 3 – Modelo Dinâmico da Bateria

Primeiramente a amplitude da zona exponencial, A , conforme Figura 3.3 e 3.5, obtém-se segundo (3.3):

$$A = V_{Full} - V_{exp} = 4,2 - 4,0 = 0,2 \text{ V} \quad (3.3)$$

Seguidamente é possível calcular a capacidade exponencial, B , segundo (3.4) uma vez que a energia do termo exponencial é quase zero (5%) após três constantes de tempo [10]:

$$B = \frac{3}{Q_{exp}} = \frac{3}{1} = 3 \text{ Ah}^{-1} \quad (3.4)$$

A tensão de polarização, K , pode ser deduzida a partir da tensão completamente carregada, V_{Full} , e o fim da zona nominal, V_{nom} e Q_{nom} . Obtém-se (3.5), onde substituindo os valores respetivos dos parâmetros, obtém-se (3.6):

$$K = \frac{V_{Full} - V_{exp} + A(e^{-BQ_{nom}} - 1)(Q - Q_{nom})}{Q_{nom}} \quad (3.5)$$

$$K = \frac{4,2 - 4,0 + 0,2(e^{-3 \times 13} - 1)(15,9 - 13)}{13} = 0,00392 \text{ V} \quad (3.6)$$

A corrente filtrada, i^* , é igual a corrente da bateria, uma vez que a corrente está no estado estacionário. A corrente filtrada tem um constante de tempo de 30 segundos [12] imposta pela resposta do filtro passa baixo de primeira ordem. A corrente nominal, para o qual a curva de descarga foi medida, é tipicamente 20% da capacidade nominal da bateria (por exemplo, baterias de Acido-Chumbo, Níquel-Metal-Hidreto e Níquel-Cadmio). No caso das baterias de Iões de Lítio essa percentagem é sensivelmente o dobro, 43,5% respetivamente [12]. Dessa forma obtém-se (3.7):

$$I_{nom} = Q \times \frac{0,435}{1 \text{ hr}} = 15,9 \times 0,435 = 6,917 \text{ A} \quad (3.7)$$

A resistência interna, R , é um parâmetro muito importante uma vez que representa a queda de tensão causada pela variação de corrente na bateria. Genericamente a resistência interna corresponde a 1% da potência nominal da bateria (3.8) [12]. De referir que esta deve ser constante durante os ciclos de carga e descarga e não varia com a amplitude da corrente.

$$R = 1\% \times P_{nom} \quad (3.8)$$

Capítulo 3 – Modelo Dinâmico da Bateria

$$P_{\text{nom}} = V_{\text{nom}}Q_{\text{nom}} \quad (3.9)$$

$$P = \frac{U^2}{R} \Leftrightarrow R = \frac{U^2}{P} \quad (3.10)$$

Aplicando (3.8) e (3.9) a (3.10) e simplificando obtém-se (3.11):

$$R = 0,01 \times \frac{V_{\text{nom}}^2}{V_{\text{nom}}Q_{\text{nom}}} = 0,01 \times \frac{3,7^2}{3,7 \times 15,9} = 0,002327 \, \Omega \quad (3.11)$$

Por último, calcula-se a tensão constante da bateria (3.12), E_0 , que representa a tensão da bateria adicionada à queda de tensão na resistência. Substituindo os valores calculados anteriormente obtém-se (3.13):

$$E_0 = V_{\text{Full}} + K + Ri - A \quad (3.12)$$

$$E_0 = 4,2 + 0,00392 + 0,002327 \times 6,917 - 0,2 = 4,02 \, \text{V} \quad (3.13)$$

Os parâmetros anteriormente calculados são relativamente aproximados e o nível de precisão do modelo depende da precisão dos pontos extraídos a partir da curva de descarga fornecida pelo fabricante.

Existindo cento e noventa e seis células em série, como explicado e calculado anteriormente, Tabelas 3.1 a 3.4, os valores obtidos terão de ser multiplicados por esse mesmo valor, para obter os parâmetros globais para o rack da bateria. Como exemplo, no caso da resistência interna, esta vem dividida por quatro, uma vez que são quatro braços em paralelo:

$$V_{\text{nom}} = 196 \times 3,7 \approx 725 \, \text{V} \quad (3.14)$$

$$R = 0,002327 \times \frac{196}{4} = 0,1140 \, \Omega \quad (3.15)$$

$$I_{\text{nom}} = 6,917 \times 4 = 27,67 \, \text{A} \quad (3.16)$$

$$E_0 = 196 \times 4,02 \approx 788 \, \text{V} \quad (3.17)$$

Anteriormente na Figura 3.1, foi apresentado o circuito genérico equivalente do modelo da bateria. Igualmente como explicado e descrito, o cálculo da tensão da bateria é diferente para a carga (3.1) e descarga (3.2).

Capítulo 3 – Modelo Dinâmico da Bateria

O comportamento de carga depende do tipo de bateria. Nas baterias de Iões de lítio, este comportamento é devido ao rápido aumento de tensão quando a bateria está totalmente carregada [12]. Este fenómeno é modelado pelo termo resistência de polarização. No modo de carga, a resistência de polarização aumenta até que a bateria esteja quase totalmente carregada ($i_t = 0$). Acima deste ponto, a resistência de polarização aumenta abruptamente [12].

Teoricamente quando a bateria está completamente carregada ($i_t = 0$), a resistência de polarização é infinita. Em termos práticos a resistência de polarização não é infinita, uma vez que a contribuição da resistência de polarização é afectada em cerca de 10% da capacidade da bateria [12].

Na Tabela 3.5 apresenta-se o resumo dos cálculos efectuados anteriormente. Existe a identificação da variável, o número da equação e o valor obtido.

Variável	Número da Equação	Valor Calculado
Por Célula		
A [V]	(3.3)	0,2 V
B [Ah ⁻¹]	(3.4)	3 Ah ⁻¹
K [V]	(3.6)	0,00392 V
I _{nom} [A]	(3.7)	6,917 A
R [Ω]	(3.11)	0,002327 Ω
E ₀ [V]	(3.13)	4,02 V
Rack		
V _{nom} [V]	(3.14)	725 V
I _{nom} [A]	(3.16)	27,67 A
R [Ω]	(3.15)	0,1140 Ω
E ₀ [V]	(3.17)	788 V

Tabela 3.5. – Resumo dos cálculos efetuados.

Capítulo 3 – Modelo Dinâmico da Bateria

3.1.2. Validação e Limitações do Modelo

O modelo matemático apresentado é válido cumprindo as condições específicas e limitações referidas seguidamente [12].

Condições:

- A resistência interna é constante tanto no ciclo de descarga como no ciclo de carga e não varia com a amplitude da corrente;
- Os parâmetros são retirados da curva característica de descarga fornecida pelo fabricante e assume-se que seja o mesmo para a carga;
- A capacidade da bateria não muda com a amplitude da corrente, ou seja, sem efeito *Peukert* [12];
- A temperatura não é considerada, sendo que não afeta o modelo;
- A auto-descarga da bateria não está representada. Pode ser representada com a adição de uma resistência em paralelo com os terminais da bateria [10];
- A bateria não tem efeito memória.

Limitações:

- A tensão mínima da bateria sem carga é 0 V e a tensão máxima da bateria é $2 \times E_0$;
- A capacidade mínima da bateria é 0 Ah e a capacidade máxima é Q . Portanto, o máximo *SOC* não pode ser superior a 100% se a bateria estiver sobrecarregada.

3.2. Modelo da Bateria em *Matlab/Simulink*

O modelo da bateria utilizada na presente tese está incluído no software de simulação da *toolbox SimPowerSystems* - “*Matlab R2016a*”, Figura 3.6. Este bloco contém o modelo matemático da bateria que foi modelizada pelas equações (3.1) e (3.2) e a Figura 3.1.

Recorreu-se a utilização do bloco da bateria existente na *toolbox SimPowerSystems* porque com a sua utilização permite uma redução da carga

Capítulo 3 – Modelo Dinâmico da Bateria

computacional, existindo também uma melhor convergência nos métodos de integração numérica utilizados na simulação pelo software *Matlab/Simulink*. A utilização igualmente desta *toolbox* permite implementar os modelos de simulação (conversores, controladores e carga) e também facilitar a parametrização da bateria, uma vez que o bloco tem por base o estado de arte com a última versão do modelo matemático para baterias, artigo da referência [12].

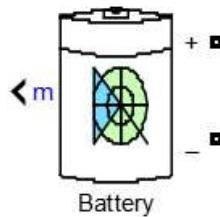


Figura 3.8 – Bloco da bateria no software de simulação *SimPowerSystems* do *Matlab/Simulink*.

É possível reproduzir e validar as curvas do fabricante do modelo, *LG Chem*, e verificar-se que tanto os parâmetros anteriormente calculados, da equação (3.3) até a equação (3.17), como os parâmetros fornecidos pelo fabricante, Anexo C, são relativamente iguais aos apresentados no modelo de simulação, Figura 3.10.

A Figura 3.9 representa a parametrização do bloco da bateria no software de simulação *SimPowerSystems* do *Matlab/Simulink*.

Capítulo 3 – Modelo Dinâmico da Bateria

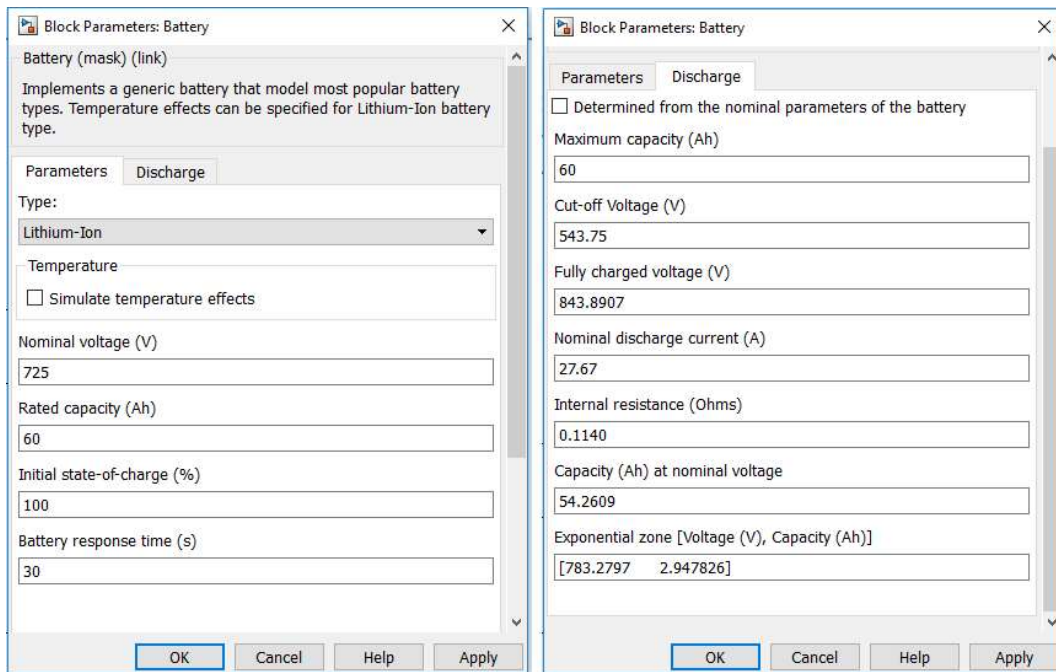


Figura 3.9 – Parametrização do bloco da bateria no software de simulação *SimPowerSystems* do *Matlab/Simulink*.

Na Figura 3.10 apresenta-se as curvas de descarga obtidas com o modelo da bateria existente na *toolbox SimPowerSystems* e que valida o modelo e os cálculos matemáticos feitos anteriormente, da equação (3.3) até a equação (3.17).

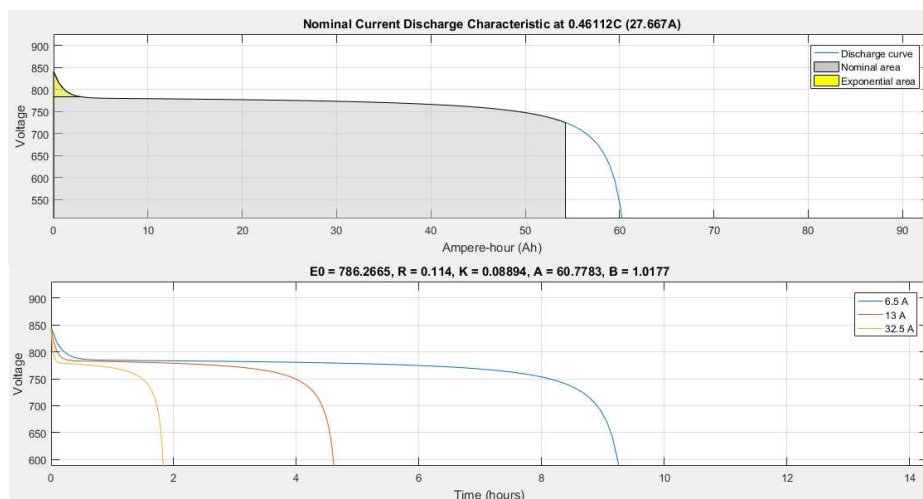


Figura 3.10 – Curva de descarga do bloco da bateria no software de simulação *SimPowerSystems* do *Matlab/Simulink*.

O bloco da bateria existente na *toolbox SimPowerSystem* com a parametrização calculada anteriormente, será utilizada no Capítulo 5, permitindo obter os resultados de simulação numérica para validar as várias técnicas de controlo em estudo.

Capítulo 4 – Modelo e Controle do Conversor de Potência

No presente capítulo será apresentado o modelo do conversor de potência em sistemas de coordenadas 123, em coordenadas $\alpha\beta\gamma$ e em coordenadas $dq0$, e as respectivas transformações.

É também apresentado o método de controle do conversor, *PWM (Pulse Width Modulation)*, um Modulador de Largura de Impulso e por último o método de sincronismo com a rede elétrica.

4.1. Ondulador de Tensão Trifásico

O conversor utilizado é um conversor AC/DC totalmente comandado a alta frequência, de modo a permitir o trânsito bidirecional de potência [3]. Este tipo de conversores utiliza semicondutores de potência, por exemplo IGBT's ou MOSFET's, de modo a controlar a tensão no barramento DC. Através da permuta de estado dos semicondutores de potência, à condução ou ao corte, obtêm-se as combinações possíveis de funcionamento dos semicondutores, que caracterizam as funções de comando f_1 , f_2 e f_3 . Estas funções de comando caracterizam o estado lógico de cada um dos três braços de potência do ondulador [14].

A figura 4.1.1 representa o esquema global do conversor com as funções de comando. Este esquema global é constituído pela rede elétrica, linha, conversor estático de potência e barramento DC. A rede elétrica é representada pelas tensões trifásicas e_1 , e_2 e e_3 . A linha pelas resistências e indutâncias, $R_1=R_2=R_3=R$ e $L_1=L_2=L_3=L$ respetivamente. O barramento DC pelo condensador C. O conversor estático de potência está representado pelos seis IGBT's. Este foi o conversor estático escolhido uma vez que apresenta tempos de comutação relativamente baixos e facilidade no comando de *gate*, e suporta grandes tensões e correntes [3].

Os sentidos das correntes que foram adotados na linha (i_1 , i_2 e i_3) e no barramento DC (i_R , i_C e i_0) está também representado na figura 4.1.1.

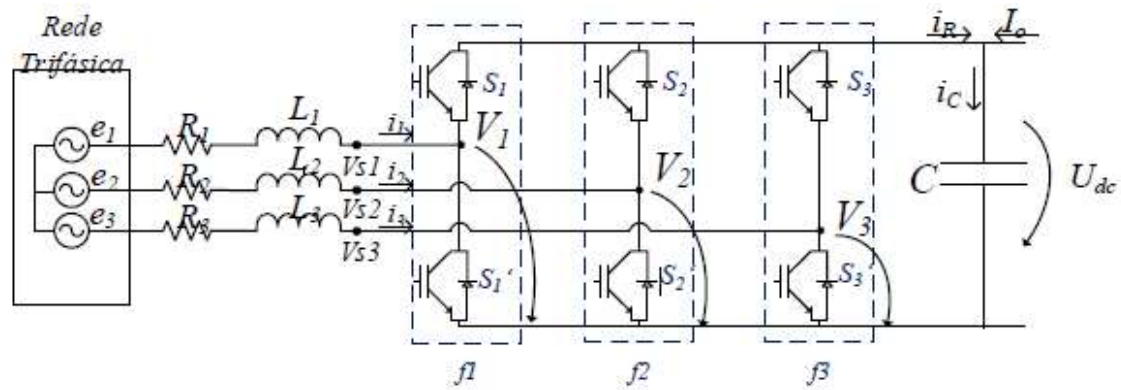


Figura 4.1 – Esquema global do conversor com funções de comando.

4.1.1. Modelo no Sistema de Coordenadas 123

As funções de comando f_1 , f_2 e f_3 do conversor, representadas na Figura 4.1, resultam do estado dos três semicondutores, S_1 , S_2 e S_3 , e dos seus respectivos complementares, S_1' , S_2' e S_3' .

De referir que para cada semicondutor o estado de condução é “on” e ao corte é “off” e por questões de facilidade de cálculos são considerados ideais. Posto isto, as funções de comando são dadas em (4.1):

$$\begin{aligned}
 f_1 &\rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow S_1 \text{ on}; S_1' \text{ off}; \\ 0 \rightarrow S_1 \text{ off}; S_1' \text{ on}; \end{cases} \\
 f_2 &\rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow S_2 \text{ on}; S_2' \text{ off}; \\ 0 \rightarrow S_2 \text{ off}; S_2' \text{ on}; \end{cases} \\
 f_3 &\rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow S_3 \text{ on}; S_3' \text{ off}; \\ 0 \rightarrow S_3 \text{ off}; S_3' \text{ on}; \end{cases}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

As tensões de cada ponto médio do braço do conversor são dadas em (4.2):

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} U_{dc} \tag{4.2}$$

Considerando as tensões compostas em (4.3), e uma vez que as tensões simples verificam a igualdade em (4.4), obteve-se (4.5):

$$\begin{cases} V_{s12} = V_{s1} - V_{s2} \\ V_{23} = V_{s2} - V_{s3} \\ V_{31} = V_{s3} - V_{s1} \end{cases} \tag{4.3}$$

Capítulo 4 – Modelo e Controle do Conversor de Potência

$$V_{s1} + V_{s2} + V_{s3} = 0 \quad (4.4)$$

$$\begin{cases} V_{s12} - V_{s31} = V_{s1} - V_{s2} - (V_{s3} - V_{s1}) \\ V_{s12} - V_{s23} = V_{s1} - V_{s2} - (V_{s2} - V_{s3}) \\ V_{s23} - V_{s31} = V_{s2} - V_{s3} - (V_{s3} - V_{s1}) \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} V_{s1} = \frac{1}{3}(2V_{s1} - V_{s2} - V_{s3}) \\ V_{s2} = \frac{1}{3}(-V_{s1} + 2V_{s2} - V_{s3}) \\ V_{s3} = \frac{1}{3}(-V_{s1} - V_{s2} + 2V_{s3}) \end{cases} \quad (4.5)$$

Substituindo (4.2) em (4.5), obtemos as tensões simples em função das funções de comando f_1, f_2 e f_3 , tabela 4.1.

f_1	f_2	f_3	V_{s1}	V_{s2}	V_{s3}
0	0	0	0	0	0
0	0	1	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
0	1	0	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
0	1	1	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
1	0	0	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
1	0	1	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
1	1	0	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$
1	1	1	0	0	0

Tabela 4.1. – Tensões simples em função das funções de comando dos semicondutores.

Utilizando (4.5) e a tabela 4.1 é possível obter as tensões simples na forma matricial em função de f_1, f_2 e f_3 (4.6):

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}f_1 & -\frac{1}{3}f_2 & -\frac{1}{3}f_3 \\ -\frac{1}{3}f_1 & \frac{2}{3}f_2 & -\frac{1}{3}f_3 \\ -\frac{1}{3}f_1 & -\frac{1}{3}f_2 & \frac{2}{3}f_3 \end{bmatrix} U_{dc} \quad (4.6)$$

Simplificando a matriz (4.6) obtemos (4.7):

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} U_{dc} \Leftrightarrow [V_{s123}] = [F_{123}]U_{dc} \quad (4.7)$$

Capítulo 4 – Modelo e Controle do Conversor de Potência

No barramento DC, pela aplicação da lei dos nós, concluímos (4.8):

$$i_C = I_0 + i_R \quad (4.8)$$

Uma vez que a corrente i_C é a corrente que passa no condensador e que i_R é a soma das três correntes do lado AC e que o contributo das mesmas é dado apenas quando a respetiva função de comando está ativa, concluímos (4.9) e (4.10):

$$i_C = C \frac{d}{dt} [U_{dc}] \Leftrightarrow \frac{d}{dt} [U_{dc}] = \frac{i_C}{C} \Leftrightarrow \frac{d}{dt} [U_{dc}] = \frac{I_0 + i_R}{C} \quad (4.9)$$

$$i_R = f_1 i_1 + f_2 i_2 + f_3 i_3 \Leftrightarrow i_R = [f_1 \quad f_2 \quad f_3] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Substituindo (4.10) em (4.9) obtemos a variação da tensão no condensador na forma matricial (4.11):

$$\frac{d}{dt} [U_{dc}] = \frac{1}{C} [f_1 \quad f_2 \quad f_3] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{C} I_0 \quad (4.11)$$

Aplicando lei das malhas, e considerando os sentidos das correntes na Figura 4.1, obteve-se a equação (4.12):

$$\begin{cases} -e_1 + L \frac{d}{dt} [i_1] + R i_1 + V_{s1} = 0 \\ -e_2 + L \frac{d}{dt} [i_2] + R i_2 + V_{s2} = 0 \\ -e_3 + L \frac{d}{dt} [i_3] + R i_3 + V_{s3} = 0 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt} [i_1] = \frac{e_1 - R i_1 - V_{s1}}{L} \\ \frac{d}{dt} [i_2] = \frac{e_2 - R i_2 - V_{s2}}{L} \\ \frac{d}{dt} [i_3] = \frac{e_3 - R i_3 - V_{s3}}{L} \end{cases} \quad (4.12)$$

Passando (4.12) para a forma matricial e aplicando a matriz (4.2) obteve-se a matriz simplificado em ordem as variáveis de estado $\frac{d}{dt} [i_1]$, $\frac{d}{dt} [i_2]$ e $\frac{d}{dt} [i_3]$ (4.13) e (4.14):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \Leftrightarrow$$

$$\frac{d}{dt} [i_{123}] = -\left[\frac{R}{L}\right] [i_{123}] + \left[\frac{1}{L}\right] [e_{123}] - \left[\frac{1}{L}\right] [V_{s123}] \quad (4.13)$$

Capítulo 4 – Modelo e Controle do Conversor de Potência

$$\frac{d}{dt} [i_{123}] = - \left[\frac{R}{L} \right] [i_{123}] + \left[\frac{1}{L} \right] [e_{123}] - \left[\frac{1}{L} \right] [F_{123}] U_{dc} \quad (4.14)$$

Em suma, o modelo global para o sistema de coordenadas 123 (4.15), pode ser representado, tendo em conta as transformações em (4.7) e as matrizes (4.11) e (4.13), obtendo (4.15):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{R1} \\ i_{R2} \\ i_{R3} \\ U_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{F_{R1}}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{F_{R2}}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{F_{R3}}{L} \\ \frac{f_{R1}}{C} & \frac{f_{R2}}{C} & \frac{f_{R3}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R1} \\ i_{R2} \\ i_{R3} \\ U_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Desta forma o modelo global para o sistema de coordenadas 123 (4.15), fica concluído.

4.1.2. Modelo no Sistema de Coordenadas $\alpha\beta\gamma$

A modelização do sistema de coordenadas $\alpha\beta$, consiste na transformação do modelo no referencial 123 num referencial bifásico equivalente. Este referencial bifásico é um conjunto de dois eixos desacoplados, defasamento de 90° entre eixos, em que a sua componente homopolar é nula, γ , o que permite a representação de um sistema trifásico de três eixos não desacoplados (defasamento entre eixos de 120°). Este referencial é apropriado para a síntese de controladores.

Para isso, recorre-se aplicação da matriz de *concordia*, calculada no Anexo A, (A.13), e a sua transposta, calculada no Anexo A, (A.14), de modo a definir o modelo do sistema em coordenadas $\alpha\beta$.

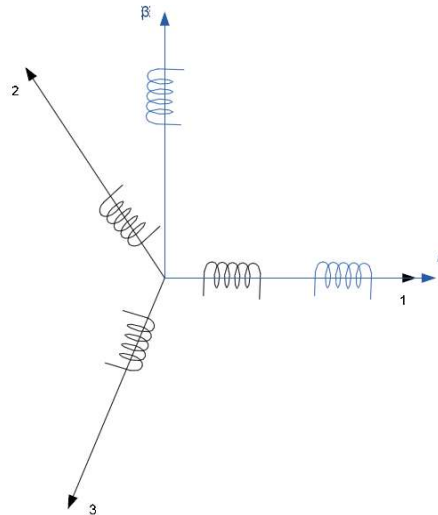


Figura 4.2 – Diagrama fasorial da posição relativa entre os referenciais 123 e $\alpha\beta$.

Verificando-se as relações (4.16) e (4.17), e utilizando a matriz de transformação de *concordia* (4.18), é possível definir-se o modelo do sistema nas coordenadas $\alpha\beta$ (4.20), partindo de (4.13):

$$X_{123} = CX_{\alpha\beta 0} \quad (4.16)$$

$$X_{\alpha\beta 0} = C^T X_{123} \quad (4.17)$$

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$C^{-1} = C^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$[C] \frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta 0}] = - \left[\frac{R}{L} \right] [C] [i_{\alpha\beta 0}] + \left[\frac{1}{L} \right] [C] [e_{\alpha\beta 0}] - \left[\frac{1}{L} \right] [V_{s123}] \quad (4.20)$$

Multiplicando (4.20) por a matriz transposta $[C^T]$, e sabendo que $[C^T][C] = [I]$, assumindo ainda que as matrizes de resistências e indutâncias são constantes, obteve-se a simplificação (4.21):

Capítulo 4 – Modelo e Controle do Conversor de Potência

$$\frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta 0}] = -\left[\frac{R}{L}\right] [i_{\alpha\beta 0}] + \left[\frac{1}{L}\right] [e_{\alpha\beta 0}] - [C^T] \left[\frac{1}{L}\right] [V_{s123}] \quad (4.21)$$

De modo a obter as tensões no referencial $\alpha\beta$ (4.23), foi multiplicada a tensão da rede no referencial 123 (4.22) pela matriz *concordia*:

$$\begin{cases} e_1 = \sqrt{2}U \cos \omega t \\ e_2 = \sqrt{2}U \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ e_3 = \sqrt{2}U \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \rightarrow [e_{123}] = \sqrt{2}U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$[u_{\alpha\beta 0}] = [C^T][V_{s123}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \sqrt{2}U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} = \sqrt{3}U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$[u_{\alpha\beta 0}] = \sqrt{3}U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Substituindo (4.23) em (4.21) e considerando um sistema trifásico equilibrado, onde componente homopolar é nula, o que permite simplificar o modelo, obteve-se (4.24):

$$\frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta}] = -\frac{R}{L} [i_{\alpha\beta}] + \frac{1}{L} [e_{\alpha\beta}] - \frac{1}{L} [u_{\alpha\beta}] \quad (4.24)$$

Definindo as funções de comando no referencial $\alpha\beta$, (4.25) e aplicando a igualdade (4.26) em (4.25), obtém-se as funções de comando no referencial $\alpha\beta$, (4.27):

$$[f_{\alpha\beta 0}]^T = [f_{123}]^T [C] \quad (4.25)$$

$$([A][B])^T = [B]^T [A]^T \quad (4.26)$$

$$[f_{\alpha\beta 0}] = ([f_{123}]^T [C])^T = [C]^T ([f_{123}]^T)^T = [C]^T [f_{123}] \quad (4.27)$$

Aplicando a matriz *concordia* transposta em (4.27), foi obtido a matriz das funções de comando para o conversor, (4.28):

$$[F_{\alpha\beta 0}] = [C]^T [F_{123}] \quad (4.28)$$

Utilizando a igualdade (4.7) em (4.24) obteve-se (4.29).

$$\frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta}] = -\frac{R}{L} [i_{\alpha\beta}] + \frac{1}{L} [e_{\alpha\beta}] - \frac{1}{L} [C]^T [F_{123}] U_{dc} \quad (4.29)$$

Aplicando (4.28) em (4.29) é obtida (4.30):

$$\frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta}] = -\frac{R}{L} [i_{\alpha\beta}] + \frac{1}{L} [e_{\alpha\beta}] - \frac{1}{L} [F_{\alpha\beta 0}] U_{dc} \quad (4.30)$$

Em suma, e seguindo a mesma lógica desenvolvida em (4.15), obtemos o modelo global para o sistema de coordenadas $\alpha\beta$, demonstrado em (4.31)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ u_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{F_{\alpha}}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{F_{\beta}}{L} \\ \frac{f_{\alpha}}{c} & \frac{f_{\beta}}{c} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Desta forma o modelo global para o sistema de coordenadas $\alpha\beta$ (4.31), fica concluído.

4.1.3. Modelo no Sistema de Coordenadas $dq0$

A modelização do sistema de coordenadas $dq0$ corresponde a um referencial girante relativamente ao referencial $\alpha\beta\gamma$, uma vez que as grandezas AC no referencial $\alpha\beta$ passam a ser consideradas como estacionárias no referencial dq . O referencial dq é síncrono com a tensão da rede, rodando a uma velocidade angular ω e com um ângulo θ segundo o eixo α , como demonstra a Figura 4.3. Este referencial é igualmente apropriado para a síntese de controladores e apresenta grandes vantagens na simplificação matemática da manipulação das tensões e correntes, uma vez que estes valores são contínuos e invariantes no tempo.

Para esta modelização, recorre-se a aplicação da matriz de rotação ou matriz de transformação de Park, calculada no Anexo B, (B.3), de modo a definir o modelo do sistema em coordenadas $dq0$.

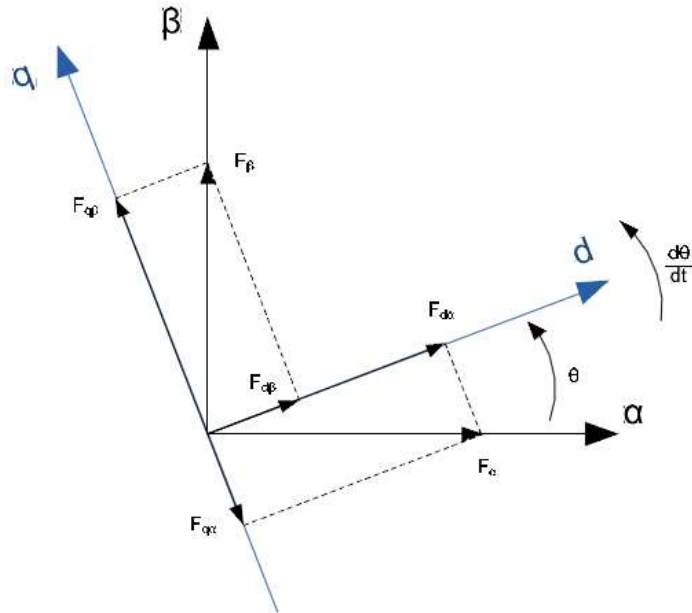


Figura 4.3 – Diagrama fasorial da posição relativa entre os referenciais $\alpha\beta$ e $dq0$.

Verificando-se as relações (4.32) e (4.33), e utilizando a matriz de transformação de *Park* (4.34), é possível definir-se o modelo do sistema nas coordenadas dq (4.36), partindo de (4.24):

$$X_{\alpha\beta 0} = P X_{dq0} \quad (4.32)$$

$$X_{dq0} = P^T X_{\alpha\beta 0} \quad (4.33)$$

$$P = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

$$P^T = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

$$[P]^T \frac{d}{dt} ([P][i_{dq}]) = [P]^T \left[-\frac{R}{L} [P][i_{dq}] + [P]^T \left[\frac{1}{L} \right] [P][e_{dq}] - [P]^T \left[\frac{1}{L} \right] [P][u_{dq}] \right] \Leftrightarrow$$

$$[P]^T \frac{d}{dt} ([P][i_{dq}]) = -\frac{R}{L} [i_{dq}] + \frac{1}{L} [e_{dq}] - [P]^T [u_{\alpha\beta}] \quad (4.36)$$

Cálculo auxiliar da derivada da matriz de transformação de *Park*, (4.37) e (4.38):

$$\frac{d}{dt} [P] = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega \sin \theta & -\omega \cos \theta & 0 \\ \omega \cos \theta & -\omega \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

$$[P]^T \frac{d}{dt}([P]) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\omega \sin \theta & -\omega \cos \theta & 0 \\ \omega \cos \theta & -\omega \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[P]^T \frac{d}{dt}([P]) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

Aplicando a regra das derivadas em (4.36), obtém-se (4.39), que simplificando obtém-se (4.40):

$$[P]^T [P] \frac{d}{dt} [i_{dq}] + [P]^T \frac{d}{dt} ([P]) [i_{dq}] = -\frac{R}{L} [i_{dq}] + \frac{1}{L} [e_{dq}] - [P]^T [u_{\alpha\beta}] \quad (4.39)$$

$$\frac{d}{dt} [i_{dq}] = -\frac{R}{L} [i_{dq}] + \frac{1}{L} [e_{dq}] - [P]^T [u_{\alpha\beta}] - [P]^T \frac{d}{dt} ([P]) [i_{dq}] \quad (4.40)$$

De modo a obter as tensões da rede no referencial dq (4.41), foi aplicada a matriz transposta da transformação de *Park* a (4.23):

$$[u_{dq}] = [P^T] [u_{\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \sqrt{3}U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{3}U \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta) \\ \sin(\omega t - \theta) \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$[u_{dq}] = \sqrt{3}U \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta) \\ \sin(\omega t - \theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

Utilizando a igualdade da matriz transposta das funções de comando no referencial dq , (4.42), e através de alguma manipulação matemática, (4.43) e (4.44), obtém-se a igualdade da tensão $\alpha\beta$, (4.45). Por fim, aplicando (4.45) em (4.40), obteve-se (4.46):

$$[f_{dq}]^T = [f_{\alpha\beta}]^T [P] \Leftrightarrow ([f_{dq}]^T)^T = ([f_{\alpha\beta}]^T [P])^T \quad (4.42)$$

$$[f_{dq}] = [P]^T ([f_{\alpha\beta}]^T)^T = [P]^T [f_{\alpha\beta}] \quad (4.43)$$

$$[F_{dq}] = [P]^T [F_{\alpha\beta}] \quad (4.44)$$

$$[u_{\alpha\beta}] = [P]^T [F_{\alpha\beta}] U_{dc} = [F_{dq}] U_{dc} \quad (4.45)$$

$$\frac{d}{dt} [i_{dq}] = -\frac{R}{L} [i_{dq}] + \frac{1}{L} [e_{dq}] - [P]^T \frac{d}{dt} ([P]) [i_{dq}] - [F_{dq}] U_{dc} \quad (4.46)$$

Capítulo 4 – Modelo e Controle do Conversor de Potência

Em suma, e seguindo a mesma lógica desenvolvida em (4.15) e (4.31), obteve-se o modelo global para o sistema de coordenadas dq , demonstrado em (4.47)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{f_d}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{f_q}{L} \\ f_d & f_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

Desta forma o modelo global para o sistema de coordenadas dq (4.47), fica concluído. Os três modelos calculados anteriormente, são utilizados nas simulações numéricas.

4.2. Método de Sincronismo com a Rede Elétrica

Neste subcapítulo é demonstrado como se obteve o sincronismo com a rede.

O principal objetivo da utilização do método de sincronismo da rede é a obtenção do correcto ângulo de fase da rede de forma a poder sincronizar a corrente produzida pelo conversor com a rede elétrica.

O método mais comum é *SRF* (*Synchronous Reference Frame*), onde este transforma as correntes de acordo com referencial dq , ajustando o seu ângulo θ , de maneira a que o eixo d e o vetor de tensão u coincidam, e se consiga realizar o sincronismo [15]. Outro método comum é *PLL* (*Phase-Locked loop*), onde este compara do sinal de entrada com o sinal de saída e calcula a diferença existente, ou seja, o erro. Seguidamente são removidas as componentes de alta frequência, ficando apenas a frequência estimada e é produzido um ângulo de fase através de um integrador [16]. Normalmente quando o método *SRF* é o escolhido como método de sincronismo, outros métodos também têm de ser utilizados, de forma a obter uma melhor performance.

Na presente dissertação, o método utilizado foi baseado no método *SRF*, sem o uso do *PLL*, obtendo a posição angular diretamente das tensões da rede, independentemente da frequência.

Utilizando a Transformação de *Park*, é possível sincronizar as tensões de referência da rede com as tensões de saída do conversor. O ângulo θ , está representado

Capítulo 4 – Modelo e Controle do Conversor de Potência

na Figura 4.4, onde este expressa o desfasamento entre a componente direta do sistema de coordenadas móveis e a componente α do sistema de coordenadas estáticas.

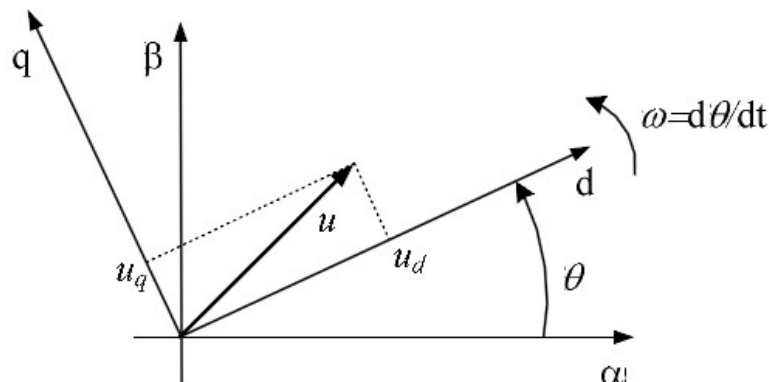


Figura 4.4 – Diagrama fasorial da posição relativa entre os referenciais $\alpha\beta$ e $dq0$, sem posicionamento do vetor d sobre a tensão u .

Considerando condições iniciais nulas, temos que:

$$\int \frac{d\theta}{dt} = \int \omega \Leftrightarrow \theta = \int \omega t \quad (4.48)$$

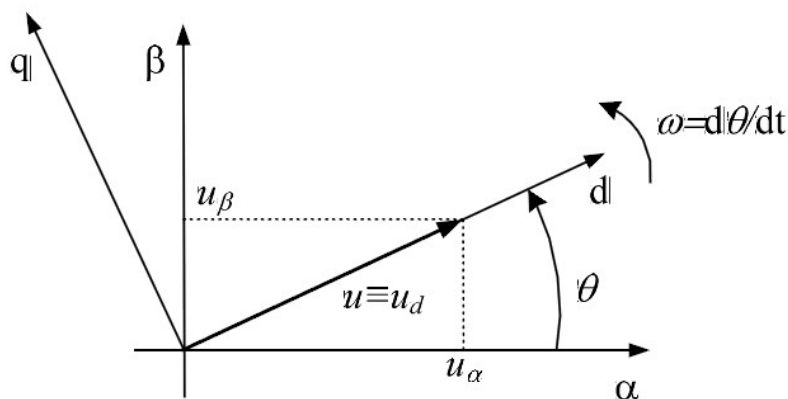


Figura 4.5 – Diagrama fasorial da posição relativa entre os referenciais $\alpha\beta$ e $dq0$, com posicionamento do vetor d sobre a tensão u .

Para realizar o sincronismo com a rede, é necessário saber o valor do ângulo θ . Para tal utiliza-se o vetor de tensão u que é obtido da composição dos vetores u_α e u_β , representado na Figura 4.5 e (4.49).

$$u = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \quad (4.49)$$

Capítulo 4 – Modelo e Controlo do Conversor de Potência

Através da Figura 4.5 e de manipulação matemática, é possível efetuar o cálculo do $\sin \theta$ e $\cos \theta$, (4.50):

$$\begin{cases} \sin \theta = \frac{u_\beta}{u} \\ \cos \theta = \frac{u_\alpha}{u} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \sin \theta = \frac{u_\beta}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \\ \cos \theta = \frac{u_\alpha}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \end{cases} \quad (4.50)$$

Desta forma é obtido o ângulo necessário para efetuar o sincronismo com a rede. Tendo em consideração a necessidade de fazer os disparos a saída dos *IGBT's* numa determinada ordem, será usada a função trigonométrica $\sin \theta$ e $\cos \theta$ (4.50), conseguindo obter o sincronismo com a rede. Assim sendo, são obtidas duas ondas sinusoidais de amplitude unitária e defasamento de 90° com a frequência da rede. Estas duas funções trigonométricas, $\sin \theta$ e $\cos \theta$, são necessárias para a transformação das grandezas no referencial *dq*.

4.3. Modulador *PWM*

A técnica de modulação de Largura de Impulso *PWM* (*Pulse Width Modulation*), permite o controlo da amplitude da tensão eficaz da onda de saída e da frequência. O funcionamento desta técnica consiste na comparação de um sinal triangular da portadora de alta frequência e amplitude fixa, f_{port} e A_{port} , com o sinal de referência do modulador de frequência muito menor, usualmente igual à da rede, f_{mod} , e com amplitude variável ao longo do tempo (por exemplo uma onda sinusoidal), A_{mod} .

A frequência do sinal modulador define a frequência fundamental da tensão de saída do conversor, enquanto o sinal triangular da portadora define a frequência de comutação [16]. A saída *PWM* resultante desta comparação, segue a amplitude e frequência do sinal de referência modulador, e deste modo são gerados os sinais de comando que controlam a comutação dos semicondutores, ou seja, os disparos dos seis *IGBT's* presentes no conversor (Figura 4.6). Desta forma, obtém-se a amplitude de tensão desejada, assim como a frequência. A utilização de maiores frequências de comutação face a frequência fundamental permite deslocar o conteúdo harmónico da corrente produzida para frequências mais elevadas, facilitando a sua filtragem [16].

Capítulo 4 – Modelo e Controle do Conversor de Potência

Em suma, Esta técnica de comando permite variar o intervalo de tempo em que os dispositivos de potência estão a conduzir mantendo constante a frequência de comutação.

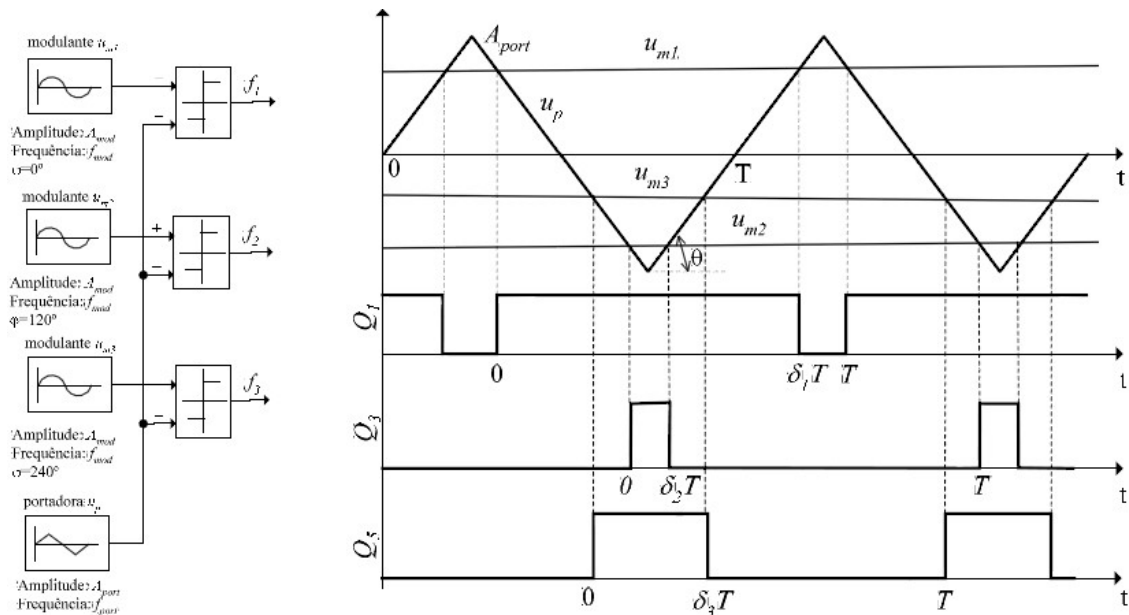


Figura 4.6 – Modulador PWM trifásico.

No que diz respeito a onda da portadora, tipicamente são utilizados três tipos de geração de sinal *PWM* com frequência constante:

- Onda Triangular (Figura 4.7)

Ambos os flancos, subida e descida, do sinal *PWM* são modulados. Uma vez que a portadora triangular é normalmente simétrica e se a referência se mantiver constante, verifica-se que o impulso do *PWM* é centrado na portadora. Este método é usualmente chamado de modulação triangular (*double-edge modulation*).

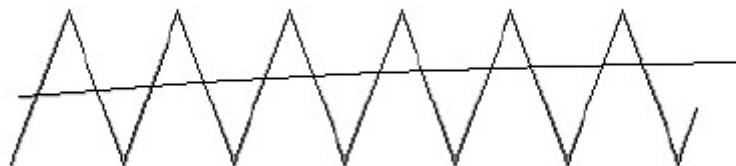


Figura 4.7 – Modulador *PWM* com onda de portadora triangular [17].

- Onda dente serra (Figura 4.8)

O flanco ascendente do sinal *PWM* produzido ocorre em instantes de tempo fixos, enquanto o que o momento em que ocorre o flanco descendente é modulado com a variação da onda de referência. Este método é usualmente chamado de modulação dente de serra (*trailing-edge modulation*).

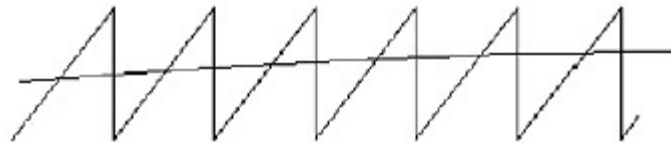


Figura 4.8 – Modulador *PWM* com onda de portadora dente serra [17].

- Onda dente de serra invertido (Figura 4.9)

O flanco descendente do sinal *PWM* produzido ocorre em instantes de tempo fixos, enquanto que o momento em que ocorre o flanco ascendente é modulado com a variação da onda de referencia. Este método é usualmente chamado de modulação dente de serra invertido (*leading-edge modulation*).

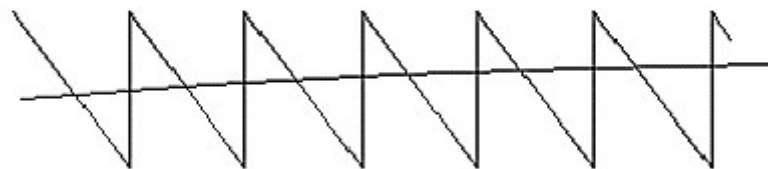


Figura 4.9 – Modulador *PWM* com onda de portadora dente serra invertido [17].

A modulação dente de serra é mais usual em conversores DC-DC, enquanto que a modulação triangular é mais aplicada nos conversores DC-AC, porque permitem eliminar certas harmónicas e conseguir obter menor *THD* (*Total Harmonic Distortion*) na saída do conversor [18].

Como explicado anteriormente, para ser possível disparar os semicondutores, existem 3 modulantes que são comparadas com uma outra onda de frequência inferior (onda da portadora) à frequência máxima de comutação dos *IGBT's*. De forma a

Capítulo 4 – Modelo e Controlo do Conversor de Potência

diminuir o *ripple* da corrente injetada na rede ao máximo, a frequência da portadora tem de ser a mais elevada possível (mas sempre inferior à frequência máxima de comutação dos *IGBT's*). Para a presente tese foi escolhida uma portadora com uma forma de onda triangular.

As ondas modulantes devem sempre estar compreendidas na amplitude máxima das ondas da portadora, de forma a evitar a sobremodulação em que não existe comparação entre as ondas, criando maiores distorções nas tensões e correntes.

4.4. Controlo do Conversor

Neste subcapítulo é descrito como foram projetados e dimensionados os controladores de corrente do conversor, bem como a relação das potências ativa e reativa em função das correntes de referência segundo o eixo direto (i_d) e de quadratura (i_q). É também abordado o controlo de corrente por histerese.

4.4.1. Cálculo de Potências

Considerando um sistema trifásico obtém-se um sistema de tensões e correntes definidos por (4.51) e (4.52), respetivamente:

$$\begin{cases} u_1 = \sqrt{2}U \sin \omega t \\ u_2 = \sqrt{2}U \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ u_3 = \sqrt{2}U \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (4.51)$$

$$\begin{cases} i_1 = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \varphi) \\ i_2 = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \\ i_3 = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi) \end{cases} \quad (4.52)$$

A potência da fonte fornecida à carga é obtida por, (4.53):

$$P = u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3 \quad (4.53)$$

Substituindo (4.51) e (4.52), em (4.53) e simplificando obtém-se (5.54):

$$P = 3UI \cos \varphi \quad (4.54)$$

$$Q = 3UI \sin \varphi \quad (4.55)$$

Capítulo 4 – Modelo e Controlo do Conversor de Potência

A potência trifásica instantânea é constante e igual a três vezes a potência ativa por fase. A potência reativa é designada, por analogia com a potência ativa, três vezes a potência reativa por fase (4.55). As potências são muitas vezes escritas em função das tensões compostas, (4.56) e (5.57):

$$P = \sqrt{3}U_c I \cos \varphi \quad (4.56)$$

$$Q = \sqrt{3}U_c I \sin \varphi \quad (4.57)$$

Como explicado no Capítulo 4, usualmente utiliza-se uma transformação de coordenadas variáveis no tempo para coordenadas invariantes no tempo, referencial dq , de forma a efetuar o controlo do trânsito de potências.

Utilizando a notação complexa em coordenadas dq , Figura 4.4, obtém-se (4.58) e a potência aparente é dada por (4.59):

$$\begin{cases} u = u_d + ju_q \\ i = i_d + ji_q \end{cases} \quad (4.58)$$

$$S = ui^* \quad (4.59)$$

$$S = (u_d + ju_q)(i_d + ji_q) \quad (4.60)$$

Simplificando (4.60), e considerando um referencial síncrono com a rede, em que o eixo d coincide com u , Figura 4.5, obtém-se (4.62):

$$S = u_d i_d - ju_d i_q + u_q i_q + ju_q i_d \quad (4.61)$$

$$S = u_d i_d - ju_d i_q \quad (4.62)$$

Posto isto, para controlar a potência ativa é necessário controlar a componente d da corrente na linha i_d . Da mesma forma que para controlar a potência reativa é necessário controlar a componente q da corrente na linha i_q , (4.63):

$$\begin{cases} P = u_d i_d \\ Q = -u_d i_q \end{cases} \quad (4.63)$$

Capítulo 4 – Modelo e Controlo do Conversor de Potência

4.4.2. Controlo das Correntes AC na Saída do Inversor - Controlador Proporcional Integral

O controlo das correntes AC na saída do conversor pode ser feito através de técnicas de controlo de corrente que atuam num referencial bifásico, referencial $\alpha\beta$. Usualmente, este tipo de controlo das correntes é implementado analogicamente.

Outra forma de efetuar o controlo das corrente AC na saída do conversor, é através de todos os métodos de controlo, onde os controladores atuam num referencial girante, referencial dq .

Este método de controlo consiste em aplicar a transformada de *Park* nas correntes de saída da rede, tornando estas grandezas sinusoidais em valores contínuos e invariantes no tempo. Assim, para o controlo de potência ativa é necessário controlar a componente d da corrente na linha i_d , e para o controlo da potência reativa é necessário controlar a componente q da corrente na linha i_q . Normalmente anula-se a componente i_q , de forma a maximizar o fator potência.

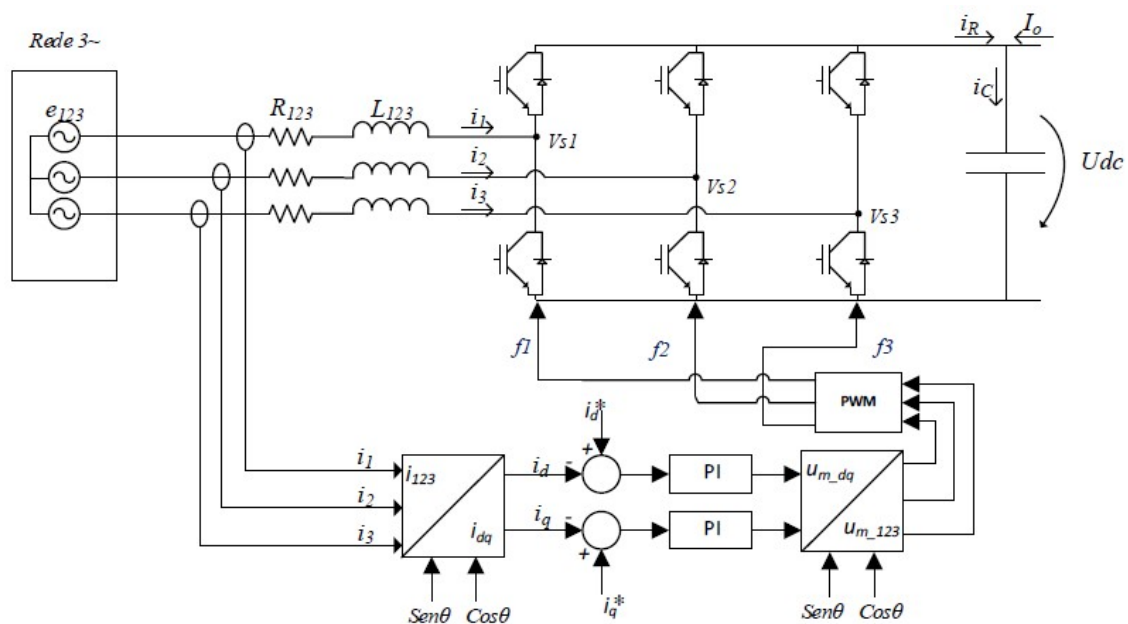


Figura 4.10 – Esquema global da malha de controlo de corrente.

Na Figura 4.10 está representado o esquema global da malha de controlo das correntes, onde numa primeira fase é aplicada a transformada de Park, transformação do referencial 123 para dq , e é feito o sincronismo com a rede utilizando as funções $\sin \theta$ e

Capítulo 4 – Modelo e Controlo do Conversor de Potência

$\cos \theta$, (4.50). Posto isto, é calculado o erro das correntes, subtraindo as referências das mesmas, respetivamente, para que se possa atuar em função do erro com um controlador do tipo PI. À saída do controlador as modulantes geradas em dq são transformadas em 123 , de forma a poder atuar sobre os ramos dos semicondutores.

Para análise da malha interna de corrente, é usado um diagrama de blocos genérico com um controlador PI, Figura 4.11. A tensão E_{dq} é considerada como perturbação, para efeito de cálculos.

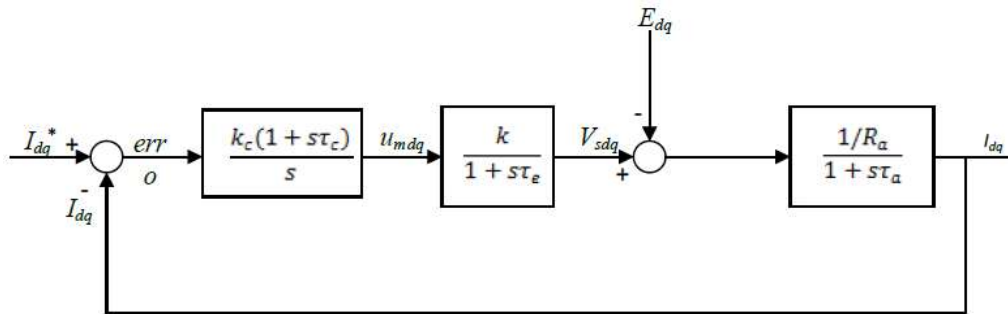


Figura 4.11 – Diagrama de blocos da malha interna de corrente.

Do diagrama de blocos obtém-se as igualdades (4.64), (4.65), (4.66) e (4.67):

$$\frac{u_{mdq}(s)}{\text{erro}_{I_{dq}}(s)} = \frac{k_c(1+s\tau_c)}{s} \quad (4.64)$$

$$\frac{V_{sdq}(s)}{u_{mdq}(s)} = \frac{k}{1+s\tau_e} \quad (4.65)$$

$$k = \frac{u_{dc}}{u_m} \wedge u_m = u_{m\acute{a}x} = A_{mod} \quad (4.66)$$

$$\frac{I_{dq}(s)}{V_{sdq}(s) - E_{dq}(s)} = \frac{\frac{1}{R_a}}{1+s\tau_a} \quad (4.67)$$

Sabendo que o atraso estatístico, τ_e , será metade do tempo de comutação dos semicondutores obtém-se (4.68):

$$\tau_e = \frac{1}{2f_{comutação}} \quad (4.68)$$

De forma a anular o pólo dominante com o zero do conversor, obtém-se (4.69), onde R_a representa a resistência da rede e L_a a indutância da rede.

Capítulo 4 – Modelo e Controlo do Conversor de Potência

$$1 + s\tau_c = 1 + s\tau_a \Leftrightarrow \tau_c = \tau_a = \frac{L_a}{R_a} \quad (4.69)$$

Tendo em conta todas as considerações, do diagrama de blocos retiramos função transferência global (4.70), que simplificando obtém-se (4.71):

$$\frac{I_{dq}(s)}{I_{dq}^*(s)} = \frac{\frac{\frac{k_c k}{R_a}}{s(1+s\tau_e)}}{1 + \frac{\frac{k_c k}{R_a}}{s(1+s\tau_e)}} = \frac{\frac{k_c k}{R_a}}{s(1+s\tau_e) + \frac{k_c k}{R_a}} = \frac{\frac{k_c k}{R_a}}{s^2\tau_e + s + \frac{k_c k}{R_a}} \quad (4.70)$$

$$\frac{I_{dq}(s)}{I_{dq}^*(s)} = \frac{\frac{k_c k}{\tau_e R_a}}{s^2 + s\frac{1}{\tau_e} + \frac{k_c k}{\tau_e R_a}} \quad (4.71)$$

Pela aplicação do critério ITAE de 2ª ordem (4.72), para que seja possível calcular os ganhos das constantes proporcional e integral, (4.74):

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n + \omega_n^2} \wedge \xi = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (4.72)$$

$$\begin{cases} \omega_n^2 = \frac{k_c k}{\tau_e R_a} \\ 2\xi\omega_n = \frac{1}{\tau_e} \\ \tau_c = \tau_a = \frac{L_a}{R_a} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} k_c = \frac{R_a}{4\xi^2\tau_e k} \\ \omega_n = \frac{1}{2\xi\tau_e} \\ \tau_c = \tau_a = \frac{L_a}{R_a} \end{cases} \quad (4.73)$$

$$\begin{cases} k_I = k_c = \frac{R_a}{4\xi^2\tau_e k} = \frac{R_a}{4\xi^2 \frac{1}{2 \times f_{comutação}} \frac{u_{dc}}{u_m}} \\ k_p = k_c \tau_c = \frac{R_a}{4\xi^2\tau_e k} \times \frac{L_a}{R_a} = \frac{L_a}{4\xi^2\tau_e k} \end{cases} \quad (4.74)$$

Deste modo o controlador PI está dimensionado para correto funcionamento do sistema, onde a ação integral anula o erro em regime permanente, colocando um pólo na origem. Quanto a ação proporcional, esta aplica a energia necessária para a resposta do sistema e é utilizada para contrabalançar o facto da ação integral tender a piorar a estabilidade relativa do sistema quando aplicada isoladamente [19].

4.4.3. Controlo de Corrente por Histerese

Este método de controlo consiste no controlo de corrente por comparação por histerese com larguras de banda Δ_i . Deste modo, o controlador, fecha os dispositivos semicondutores superiores quando a corrente ultrapassa o limite superior estabelecido, de maneira a que o valor de corrente não ultrapasse este limite. Da mesma maneira, fecha os dispositivos semicondutores inferiores quando a corrente ultrapassa o limite inferior estabelecido, de maneira a que o valor de corrente seja sempre compreendido entre estes dois limites [20].

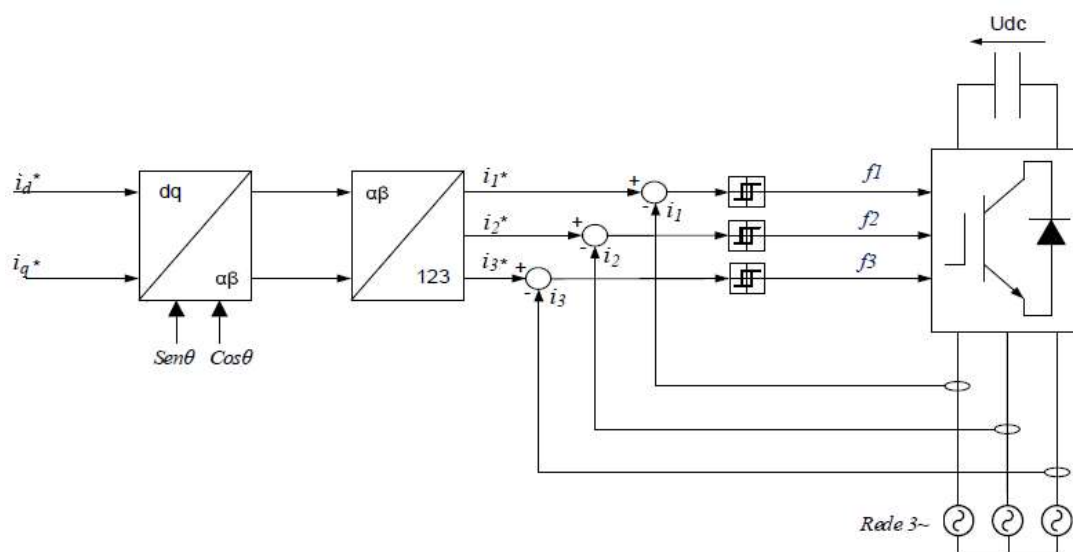


Figura 4.12 – Esquema global do controlo de corrente por histerese.

O comparador com histerese não inversor resulta da montagem inversora e está representado na Figura 5.4. Aplicando o teorema da sobreposição ao circuito obtém-se (4.75):

$$V_x = \frac{R_6}{R_5+R_6} V_1 + \frac{R_5}{R_5+R_6} V_0 \quad (4.75)$$

Quando $V_x > V_{ref}$ tem-se (4.76):

$$V_0 = V_{SAT}^+ \Rightarrow V_1 > -\frac{R_5}{R_6} V_{SAT}^+ + \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) V_{ref} \quad (4.76)$$

Quando $V_x < V_{ref}$ tem-se (4.77):

$$V_0 = V_{SAT}^- \Rightarrow V_1 < -\frac{R_5}{R_6} V_{SAT}^- + \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) V_{ref} \quad (4.77)$$

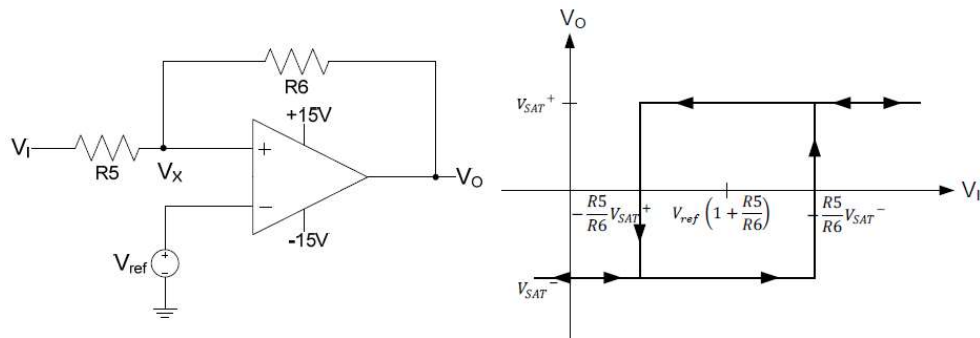


Figura 4.13 – Circuito e característica do comparador com histerese não inversor.

Este método de controle, apesar de simples e robusto, apresenta algumas desvantagens, nomeadamente à sua frequência de comutação variável, sendo também dependente dos parâmetros da carga e da posição angular da rede.

É possível calcular a frequência de amostragem, para uma dada banda de histerese da corrente, sabendo o valor da indutância. A relação que permite este cálculo vem dado por (4.78):

$$\Delta_i = \frac{u_{dc}}{2Lf_{amostragem}} \quad (4.78)$$

Na Figura 4.14 está representado o esquema geral do modelo de simulação numérica do controlador histerético em *Matlab/Simulink*. Os subsistemas estão representados no capítulo 5.

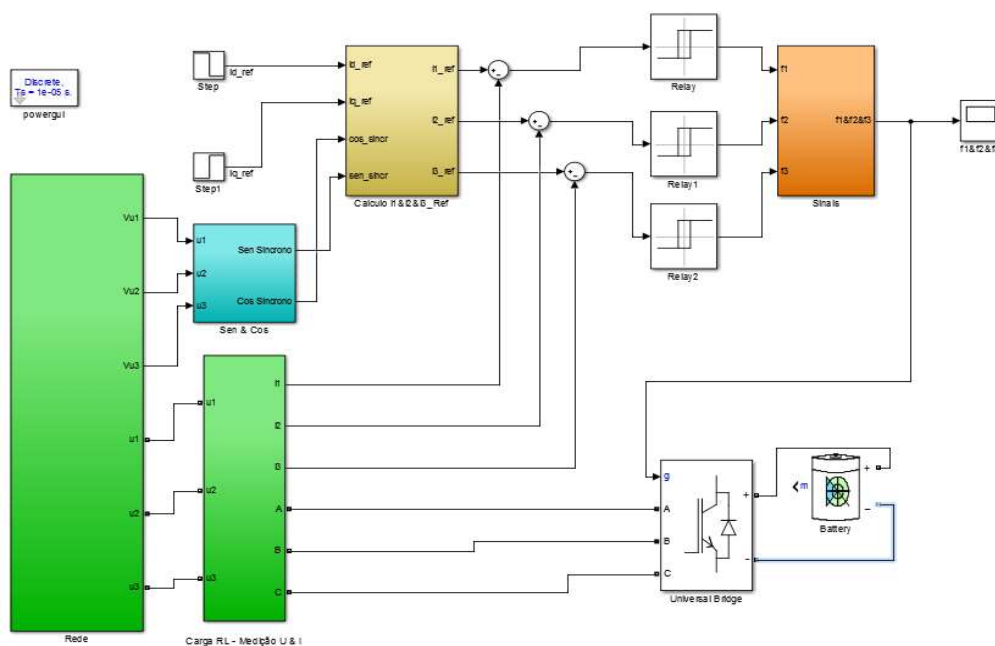


Figura 4.14 – Modelo de simulação numérico do controlador histerético em *Matlab/Simulink*.

Capítulo 4 – Modelo e Controle do Conversor de Potência

Parâmetros	Descrição	Valor
U_{ef} (V)	Tensão Eficaz	10
u_{dc} (V)	Tensão no Barramento DC	30
R (Ω)	Resistência de interligação	0,1
L (mH)	Indutância de interligação	15
Δ_i	Banda de Histerese	[-0,01;0,01]

Tabela 4.2. – Parâmetros utilizados na simulação do controle histerético.

As Figuras 4.15 e 4.16 apresentam as respostas temporais das correntes i_d e i_q a um escalão aos 25 milissegundos. O modelo utilizado na simulação está ilustrado na Figura 4.14.

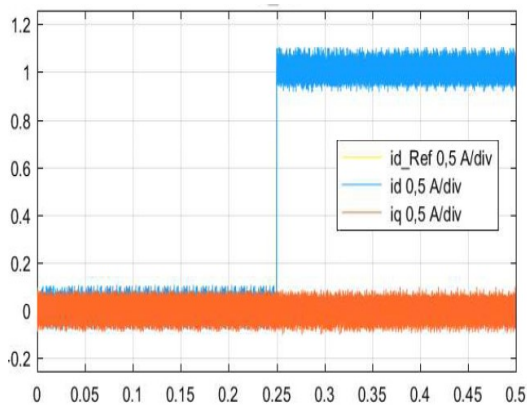


Figura 4.15 – Resposta da corrente i_d e i_q face um escalão de corrente $i_d = 1$ A aos 25 milissegundos.

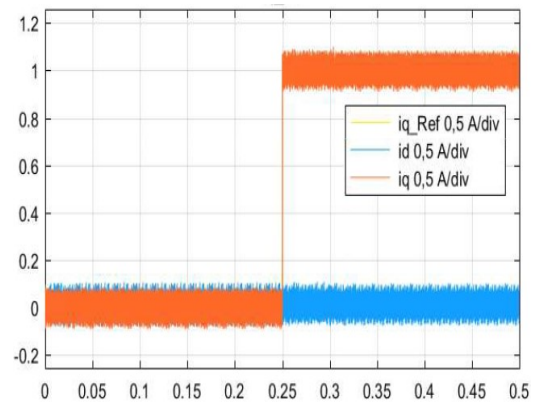


Figura 4.16 – Resposta da corrente i_d e i_q face um escalão de corrente $i_q = 1$ A aos 25 milissegundos.

Nas Figuras 4.15 e 4.16 verifica-se que o transitório da corrente i_d é corrigido de imediato. A velocidade de resposta das correntes pode ser aumentada, caso se reduza a largura de histerese.

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

No presente capítulo é apresentado o modelo de simulação e os seus componentes, onde a *toolbox SimPowerSystems* do *Matlab/Simulink* servirá de recurso.

É também apresentado neste capítulo uma breve explicação do protótipo experimental utilizado, assim como os seus componentes e características.

Este protótipo foi construído no âmbito da dissertação “Sistema de Armazenamento de Energia com Base em Baterias e no Ondulador de Tensão Trifásico” [17], onde este servirá de validação do modelo de simulação numérica.

5.1. Modelo de Simulação Numérico

Para a simulação do sistema descrito na presente tese foi utilizado o software *Matlab/Simulink*, onde este software computacional permite realizar testes e ensaios, em diversas condições e exigências de funcionamento difíceis de realizar laboratorialmente.

Na figura 5.1, está representado o esquema geral do modelo de simulação para o controlo das correntes AC do conversor interligado com a rede elétrica.

De referir que os resultados são apresentados no Subcapítulo 5.3.

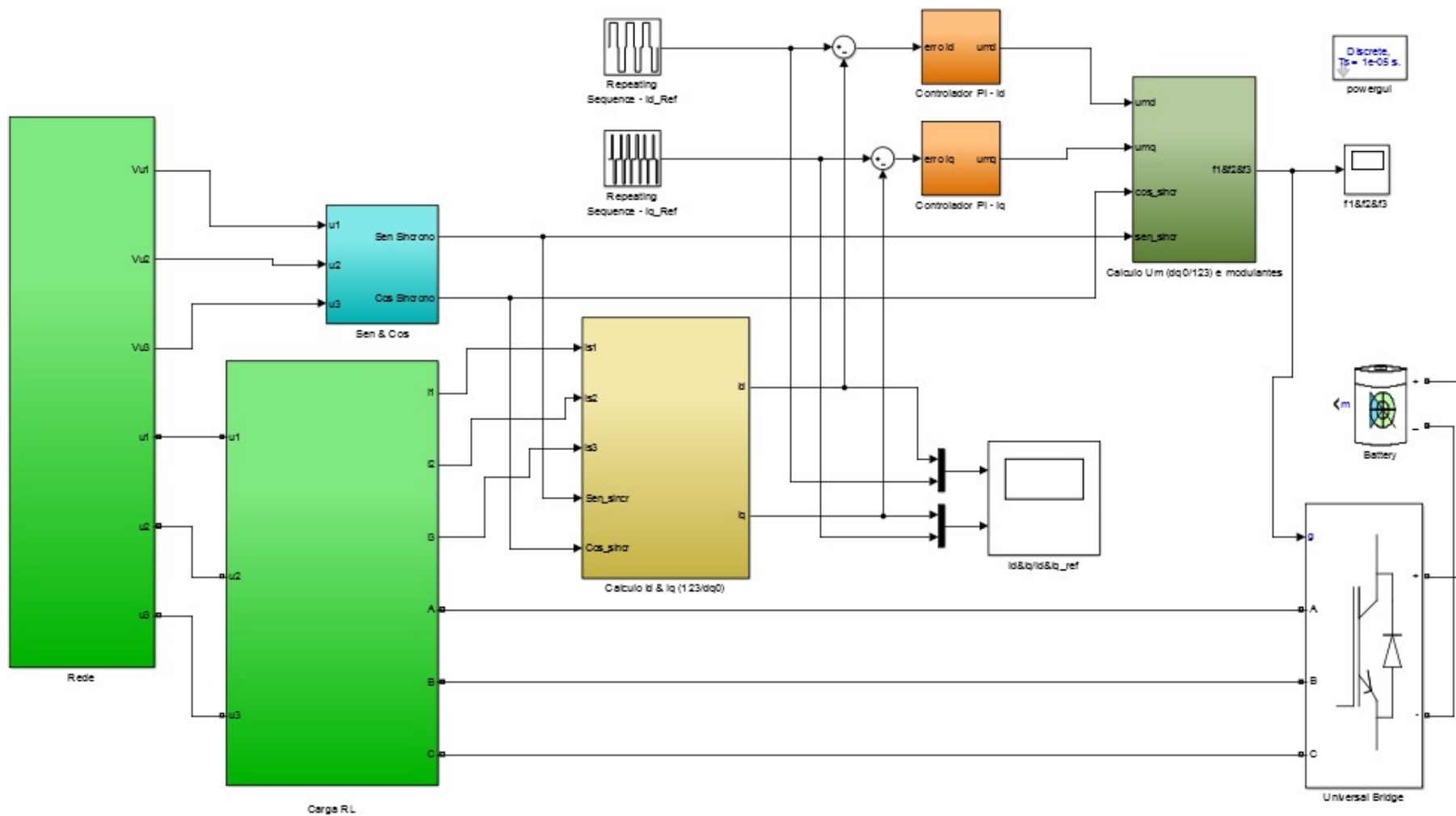


Figura 5.1 – Modelo utilizado para o controlo das correntes AC em *Matlab/Simulink*.

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

Na Figura 5.2 e 5.3, estão representados os blocos respectivos aos subsistemas da rede elétrica e ao barramento DC – Carga RL, respectivamente.

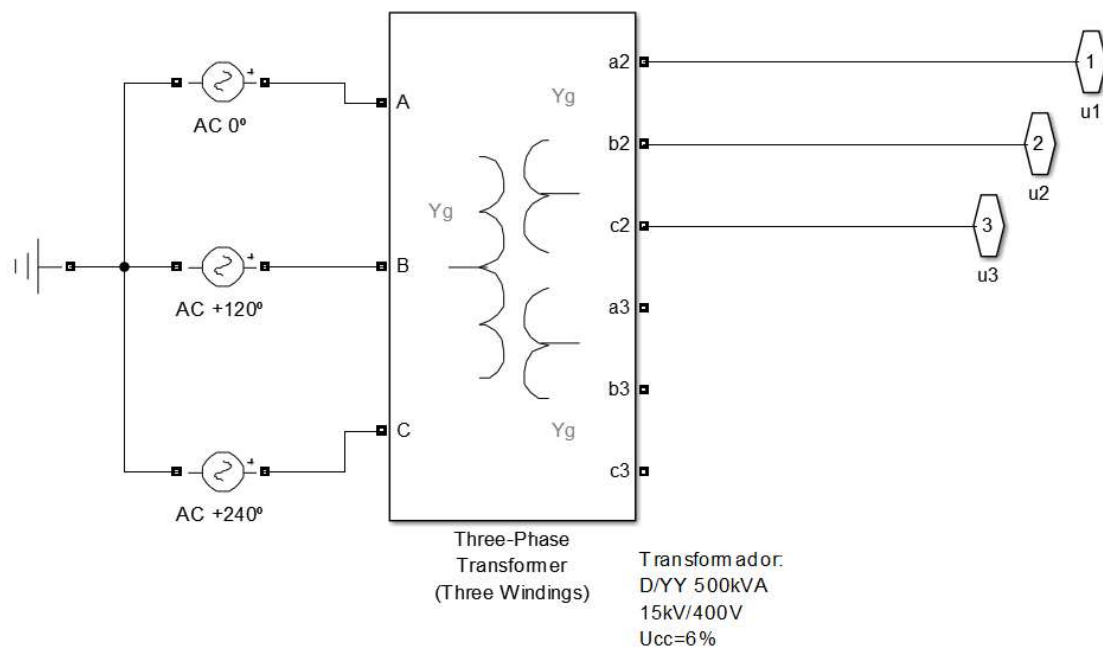


Figura 5.2 – Representação do Subsistema “Rede”.

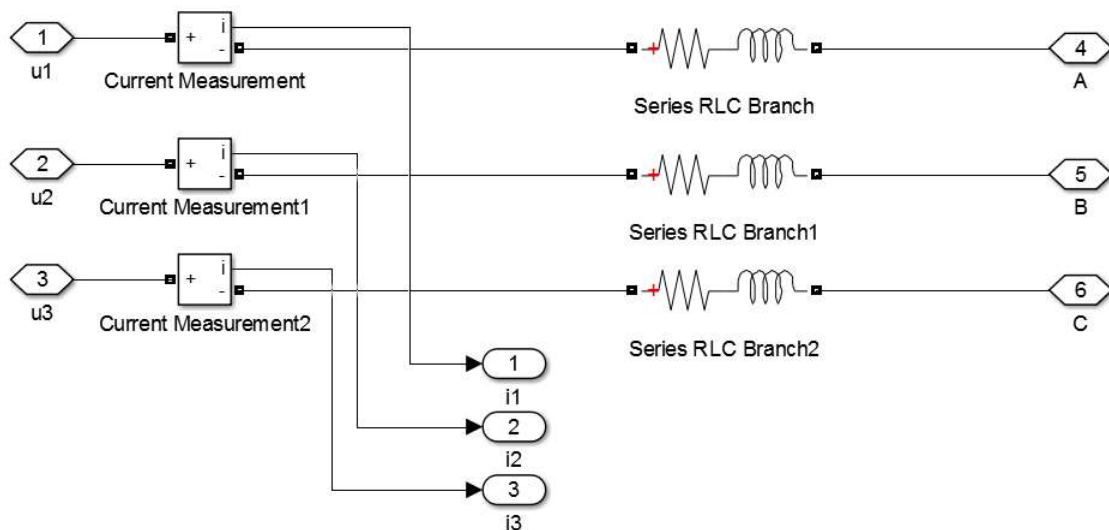


Figura 5.3 – Representação do Subsistema “Carga RL”.

Em relação ao subsistema “rede” este é composto por três tensões trifásicas desfasadas 120° entre si. No que diz respeito ao subsistema “Carga RL”, este interliga com a rede e é composto por uma resistência de $0,5 \Omega$ e por uma indutância de $4e^{-3}H$.

O subsistema responsável pelo sincronismo com a rede é o subsistema “Sen & Cos” e está representado na Figura 5.4.

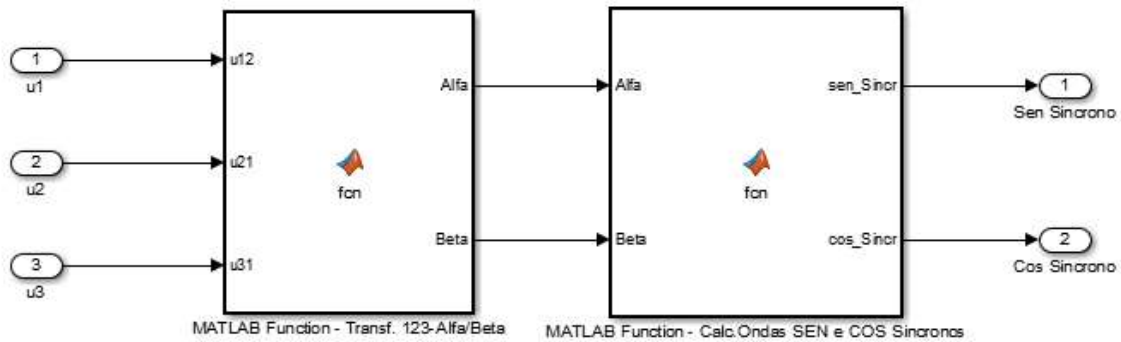


Figura 5.4 – Representação do Subsistema “Sen & Cos”.

As equações com as transformações representadas na Figura 5.4 estão nas Figuras 5.5 e 5.6. Estas equações podem ser vistas no Anexo A, onde é calculada a matriz de *concordia* e no subcapítulo 4.2, nomeadamente em (4.50).

```
function [Alfa,Beta]= fcn(u12,u21,u31)
%#codegen
Alfa = sqrt(2/3)*(u12-u21/2-u31/2);
Beta = sqrt(2/3)*(u21*sqrt(3)/2-u31*sqrt(3)/2);
```

Figura 5.5 – Equações da matriz concordia para passagem de 123 para $\alpha\beta$.

```
function [sen_Sincro,cos_Sincro]= fcn(Alfa,Beta)
%#codegen
sen_Sincro = Beta/(sqrt(Alfa^2+Beta^2));
cos_Sincro = Alfa/(sqrt(Alfa^2+Beta^2));
```

Figura 5.6 – Equações para obtenção de sincronismo com a rede, calculadas em (4.50).

O subsistema responsável pelo cálculo das correntes segundo o eixo direto (i_d) e de quadratura (i_q), é denominado por “Calculo i_d & i_q (123/dq0)”, Figura 5.7. Seguidamente estas correntes são subtraídas as correntes de referência segundo o eixo direto (i_d) e de quadratura (i_q), respetivamente, obtendo assim o erro associado a cada corrente.

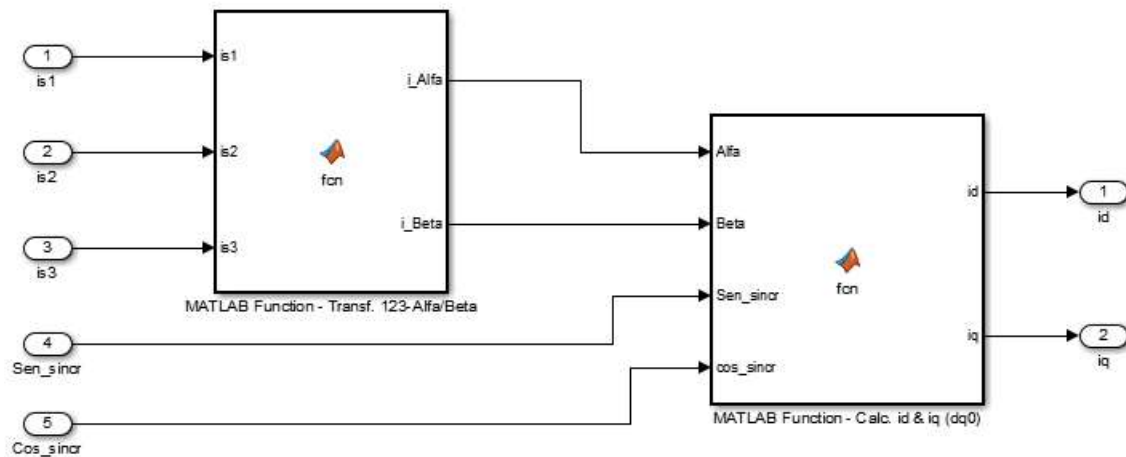


Figura 5.7 – Representação do Subsistema “Calculo id & iq (123/dq0)”.

As equações com as transformações representadas na Figura 5.7 estão nas Figuras 5.8 e 5.9. Estas equações podem ser vistas no Anexo A e no Anexo B, (A.15) e (B.3) respetivamente.

```
function [i_Alfa,i_Beta]= fcn(is1,is2,is3)
%#codegen
i_Alfa = sqrt(2/3)*(is1-is2/2-is3/2);
i_Beta = sqrt(2/3)*(is2*sqrt(3)/2-is3*sqrt(3)/2);
```

Figura 5.8 – Equações das correntes para passagem de 123 para $\alpha\beta$.

```
function [id,iq]= fcn(Alfa,Beta,Sen_sincr,cos_sincr)
%#codegen
id = Alfa*cos_sincr+Beta*Sen_sincr;
iq = -Alfa*Sen_sincr+Beta*cos_sincr;
```

Figura 5.9 – Equações das correntes para passagem de $\alpha\beta$ para dq .

Os blocos respeitantes aos controladores PI estão representados nas Figuras 5.10 e 5.11.

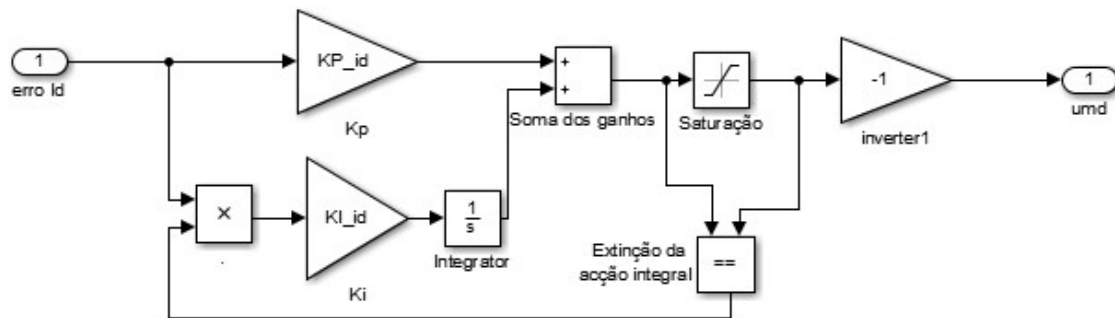


Figura 5.10 – Controlador PI da corrente direta na rede trifásica.

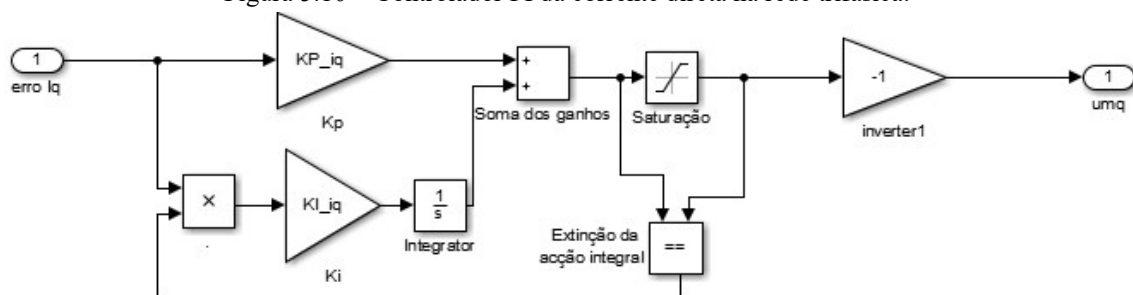


Figura 5.11 – Controlador PI da corrente quadratura na rede trifásica.

Estes controladores são responsáveis pelo controle de potência ativa e reativa.

A corrente i_d de referência é subtraída da corrente i_d , gerando o erro desta corrente. Seguidamente este erro passa pelo controlador PI, onde se faz o controle da corrente segundo o eixo direto na rede trifásica, gerando uma modulante u_{md} . Idem para a corrente segundo o eixo quadratura i_q .

Nestes controladores o sinal de saída é invertido uma vez que quando o erro da corrente é positivo existe necessidade de diminuir a tensão. Isto deve-se porque a tensão é diretamente proporcional ao valor das modulantes, ou seja, quanto maior for o valor das modulantes mais elevada será a tensão.

O bloco “Saturação” contido nos PI's, Figuras 5.10 e 5.11, tem os valores máximo e mínimo definidos, sendo que estes são respetivamente, $A_{maximo_{dq}}$ e $-A_{maximo_{dq}}$. Estes valores impõem a amplitude das ondas modulantes, $A_{maximo_{123}}$.

Uma vez que a amplitude da portadora é A_{port} , iremos usar como amplitude máxima para “123” o mesmo valor para que possa utilizar toda a escala da portadora, (5.1):

$$A_{maximo_{dq}} = \sqrt{\frac{2}{3}} A_{maximo_{123}} = \sqrt{\frac{2}{3}} A_{port} \quad (5.1)$$

O subsistema responsável pela transformação das modulantes “dq” em “123” e pelo controlo PWM é denominado por “Calculo Um (dq0/123) e modulantes”. Este subsistema está representado na Figura 5.12.

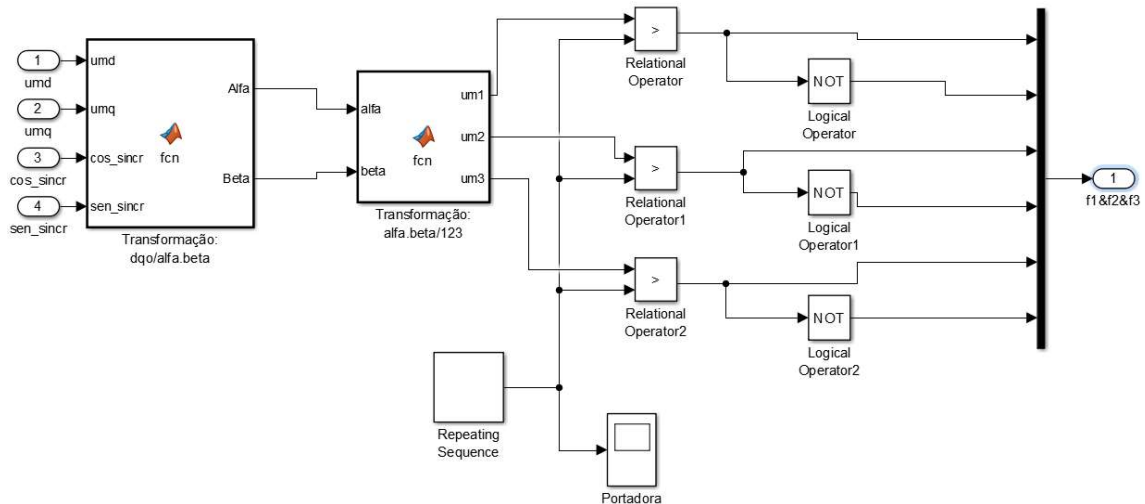


Figura 5.12 – Geração das modulantes síncronas com a rede trifásica e controlo PWM – Subsistema “Calculo Um (dq0/123) e modulantes”.

As equações com as transformações representadas na Figura 5.12 estão nas Figuras 5.13 e 5.14. Estas equações são deduzidas no Anexo A e no Anexo B, (A.13) e (B.3) respetivamente.

```
function [Alfa,Beta] = fcn(umd,umq,cos_sincr,sen_sincr)
Beta=umd*sen_sincr+umq*cos_sincr;
Alfa=umd*cos_sincr-umq*sen_sincr;
```

Figura 5.13 – Transformação das modulantes síncronas com a rede trifásica de “dq” para “αβ”.

```
function [um1,um2,um3] = fcn(alfa,beta)
gama=0;
um1=sqrt(2/3)*(alfa+gama*sqrt(1/2));
um2=sqrt(2/3)*(-alfa/2+beta*sqrt(3)/2+gama*sqrt(1/2));
um3=sqrt(2/3)*(-alfa/2-beta*sqrt(3)/2+gama*sqrt(1/2));
```

Figura 5.14 – Transformação das modulantes síncronas com a rede trifásica de “αβ” para “123”.

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

Posto isto, é possível gerar as modulantes no referencial 123 , onde estas serão comparadas com a portadora, gerando assim os sinais de disparo dos semicondutores.

5.2. Caracterização do Protótipo Experimental

Como referido no início do presente capítulo, o protótipo utilizado foi construído no âmbito da dissertação “Sistema de Armazenamento de Energia com Base em Baterias e no Ondulador de Tensão Trifásico” [17], onde este servirá de validação do modelo de simulação numérica da presente dissertação.

Este protótipo é constituído por um inversor de tensão que constitui o módulo de potência e pelo módulo de comando constituído pelo controlador digital de sinal do fabricante *dSPACE* em conjunto com o modelo elaborado no *software Matlab/Simulink* e ainda pelos circuitos de desacoplamento dos sinais de comando.

O controlador digital de sinal do fabricante *dSPACE* foi utilizado como processador e interface entre as grandezas elétricas e o algoritmo, onde este foi implementado com recurso ao *software Matlab/Simulink*.

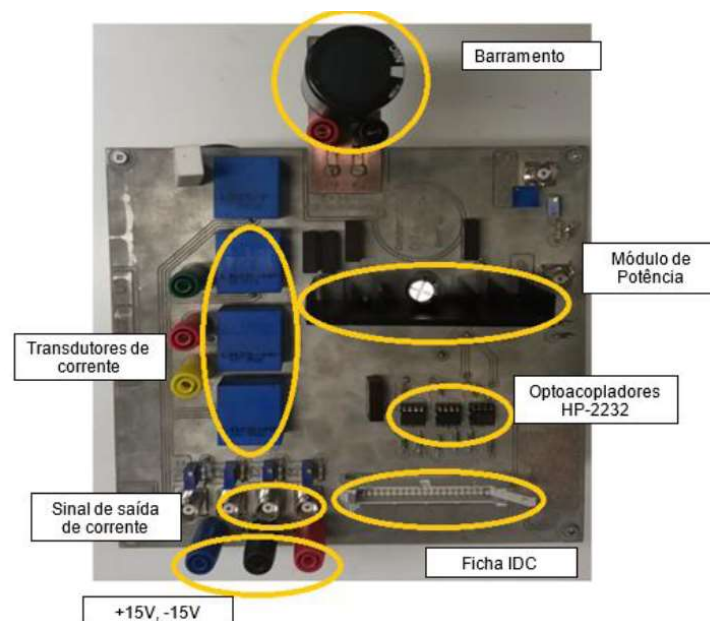


Figura 5.15 – Protótipo experimental [17].

Seguidamente, são apresentados os componentes que constituem o protótipo experimental e as suas características.

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

Caraterísticas do Módulo Integrado de Potência	
Modelo	IRAMS10UP60B
V_{CE} máximo	600 V
$I_{máxima}$	10 A
$f_{máxima}$ comutação dos IGBT's	20 kHz

Tabela 5.1. – Caraterísticas do Módulo integrado de potência.

O *datasheet* deste dispositivo encontra-se no Anexo E.

Caraterísticas do Módulo de Aquisição de Sinal	
Gama de tensão suportada pelo <i>DSP</i> (<i>Digital Signal Processor</i>)	De 0 V a 10 V

Tabela 5.2. – Caraterísticas do Módulo aquisição de sinal.

A tabela de correspondência do *DSP* encontra-se no Anexo D.

Caraterísticas do Transdutor de Corrente	
Modelo	LA 25-NP da LEM
Tensão de Isolamento	2,5 kV
I_{PN} *	12 A
R_P *	1,1 m Ω
L_P *	0,09 μ H
Relação Transformação	2/1000
I_{SN} *	24 mA
U_S *	10 V
$T_{máxima}$ *	70 °C com $\Delta = \pm 25$ °C
Alimentação	± 15 V
R_M *	416,6 Ω

Tabela 5.3. – Caraterísticas do Transdutor de Corrente.

* I_{PN} – Corrente nominal no primário;

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

- * R_P – Resistência no primário;
- * L_P – Indutância no primário;
- * I_{SN} – Corrente nominal no secundário;
- * U_S – Tensão saída do secundário;
- * $T_{máxima}$ – Temperatura máxima;
- * R_M – Resistência de medida.

O *datasheet* deste dispositivo encontra-se no Anexo F.

Caraterísticas do Transdutor de Tensão DC	
Modelo	LV 25-P da LEM
Tensão de Isolamento	2,5 kV
I_{PN} *	10 mA
V_M *	10 V
R_1 *	33 k Ω
U_{DC} *	330 V
I_{SN} *	25 mA
U_S *	± 15 V
R_M *	400 Ω

Tabela 5.4. – Caraterísticas do Transdutor de Tensão DC.

- * I_{PN} – Corrente nominal no primário;
- * V_M – Tensão de saída do sensor de tensão;
- * R_1 – Resistência medida no primário;
- * U_{DC} – Tensão imposta pela fonte DC;
- * I_{SN} – Corrente nominal no secundário;
- * U_S – Tensão saída do secundário;
- * R_M – Resistência de medida.

O *datasheet* deste dispositivo encontra-se no Anexo G.

Caraterísticas do Acoplador Ótico (Desacoplamento dos sinais de Comando)	
Modelo	HCPL-2232 da <i>Hewlett Packard</i>
CMR *	10 kV/ μ s até $V_{CM} = 1000$ V
$I_{entrada}$	1,6 mA até 1,8 mA
Performance Garantida	- 40 °C até 85 °C

Tabela 5.5. – Caraterísticas do Acoplador Ótico.

*CMR – Mínimo comum no modo rejeição;

O *datasheet* deste dispositivo encontra-se no Anexo H.

O *datasheet* com as caraterísticas do Controlador Digital de Sinal (DSP), modelo *ds1104* do fabricante *dSPACE*, encontra-se no Anexo I.

5.3. Implementação Laboratorial

Neste subcapítulo são apresentados os diversos equipamentos utilizados, assim como os ensaios experimentais realizados que servem de validação ao modelo de simulação numérica. Os resultados das simulações serão apresentados no subcapítulo 5.4 e as simulações utilizadas para os ensaios encontram-se nos Anexos K, L e M.

5.3.1. Ensaio em Cadeia Aberta

Primeiramente realizou-se o ensaio em cadeia aberta com uma carga RL de forma a testar o correto funcionamento do conversor de potência, Figura 5.16.

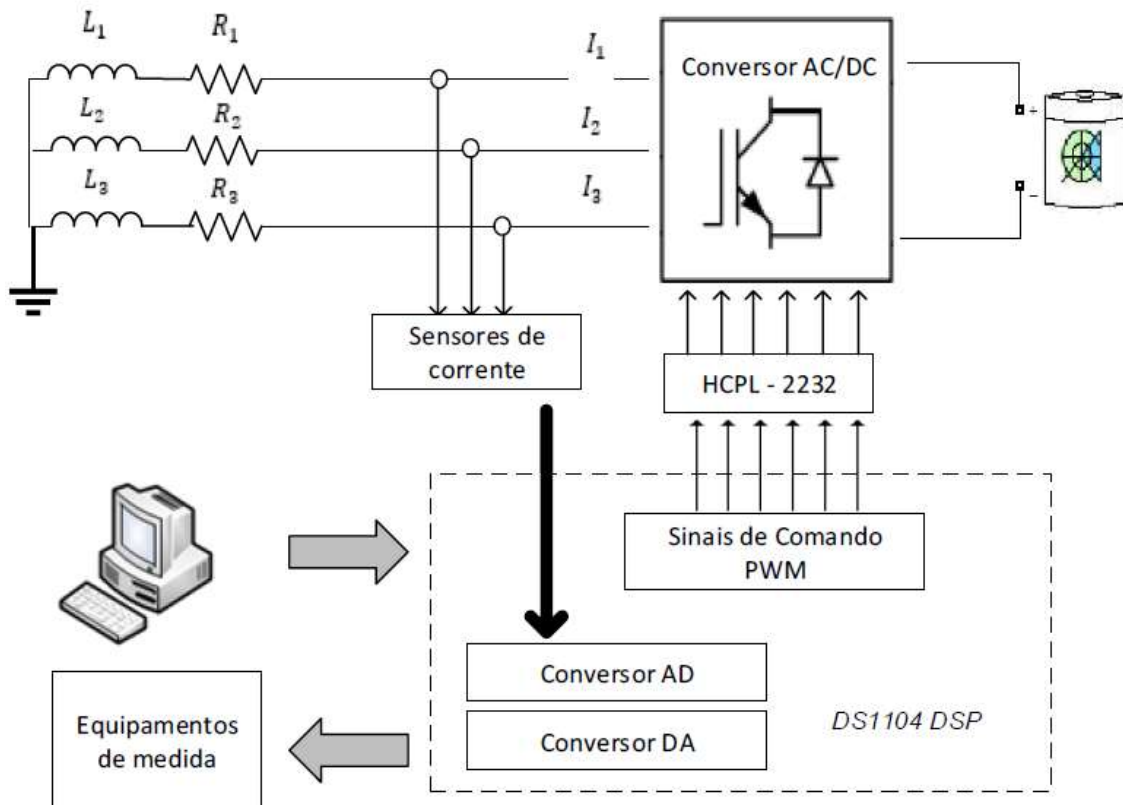


Figura 5.16 – Configuração do ensaio experimental em cadeia aberta, adaptado de [17].

O controlador *dSPACE* tem a função de enviar os sinais de disparo dos semicondutores do conversor de potência definindo as amplitudes das modulantes e da portadora, fazendo desta forma a interligação entre o *software* e o circuito de potência.

5.3.2. Ensaio em Cadeia Fechada

Utilizou-se o controlador *dSPACE* e a interface gráfica *ControlDesk* para variar as correntes de referências i_d^* e i_q^* , onde estas são comparadas com as correntes i_d e i_q , respetivamente, de forma a gerar as modulantes que irão comandar o conversor de potência. Este ensaio tem como objetivo o controlo das correntes i_d e i_q do conversor, o ajuste dos ganhos dos controladores e ainda a verificação do sentido das correntes de forma a fazer a ligação a rede de energia elétrica em segurança.

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

Na Figura 5.17 está a configuração do ensaio experimental realizado laboratorialmente.

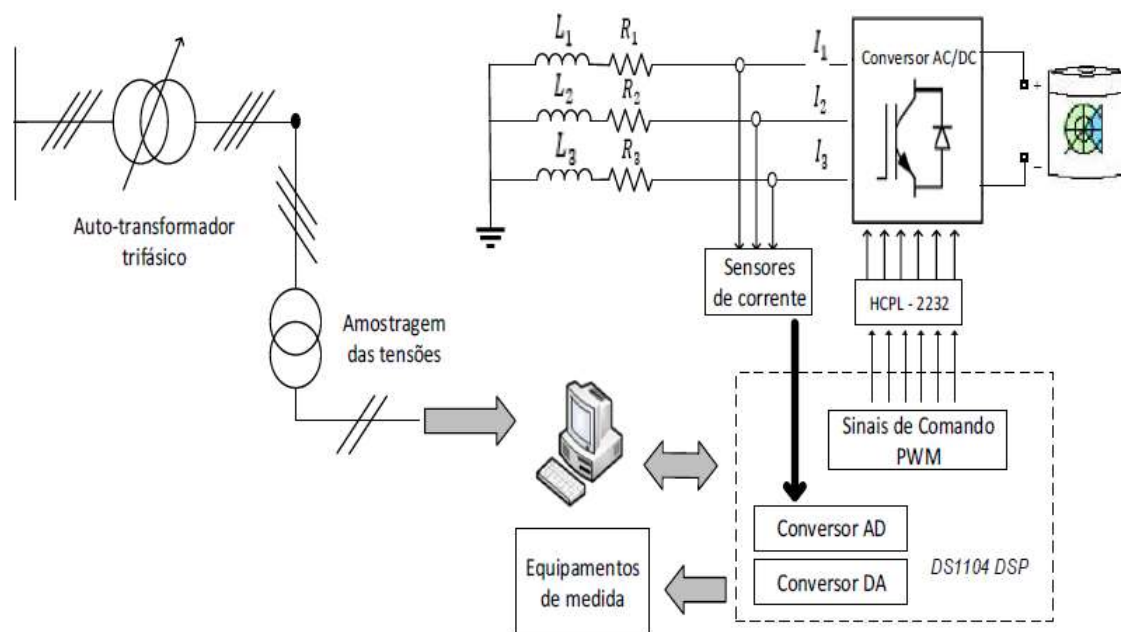


Figura 5.17 – Configuração do ensaio experimental em cadeia Fechada, adaptado de [17].

5.3.3. Ensaio em Cadeia Fechada com Ligação à Rede Elétrica

A diferença deste ensaio com o do subcapítulo anterior está no facto do sincronismo ser feito com recurso à rede elétrica e não a uma rede virtual.

Assim o *dSPACE* recebe dois sinais de tensão, obtendo-se o terceiro a partir destes dois sinais. Estes sinais são essenciais para efetuar o cálculo dos ângulos de forma a obter sincronismo com a rede elétrica.

Na Figura 5.18 está a configuração do ensaio experimental realizado laboratorialmente.

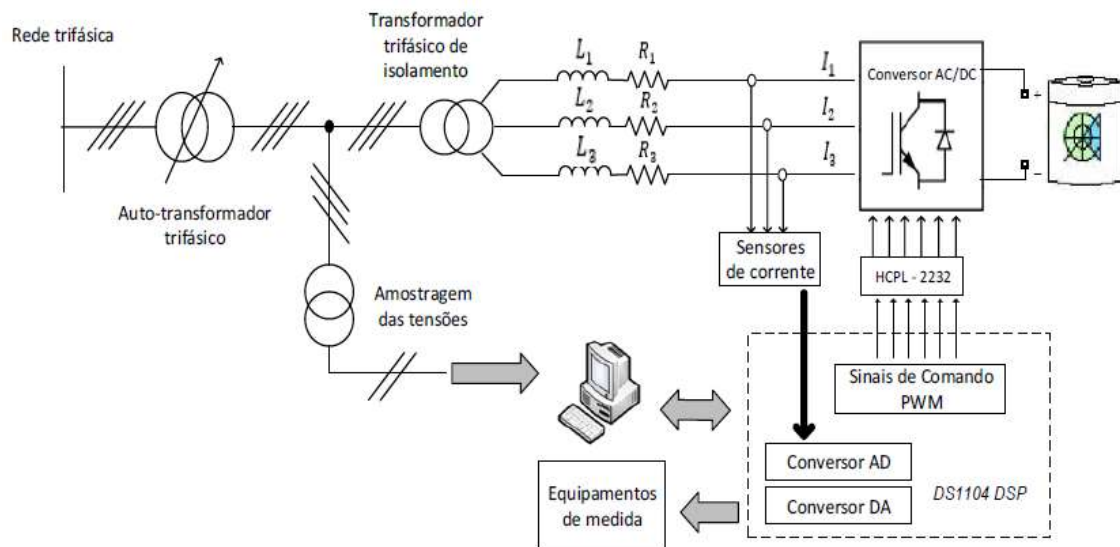


Figura 5.18 – Configuração do ensaio experimental em cadeia Fechada com ligação à REE, adaptado de [17].

Tal como no ensaio anterior, variou-se as correntes de referências i_d^* e i_q^* e registou-se os respetivos resultados obtidos de forma a compara-los com o modelo de simulação numérica, subcapítulo 5.4.3.

5.4. Comparação e Análise de Resultados

Neste subcapítulo são apresentados os resultados obtidos em simulação numéricos e experimentais, descritos no subcapítulo anterior. Para cada ensaio será descrito as condições e parâmetros utilizados, assim como conclusões.

5.4.1. Ensaio em Cadeia Fechada com Bateria de Iões de Lítio

O presente ensaio, foi realizado com recurso à *toolbox SimPowerSystems* do *Matlab/Simulink* de forma a poder realizar os ensaios para valores de tensão mais elevados, uma vez que não é possível impor estas tensões ao protótipo.

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

Assim sendo, esta simulação foi feita com recurso a uma rede “Virtual”, como demonstrado na Figura 5.2, interligada com a bateria devidamente parametrizada, como demonstrado no capítulo 3.

Primeiramente, as Figuras 5.19 e 5.20 ilustram as correntes de saída do conversor, utilizando os controladores PI e histerético respetivamente, onde os parâmetros utilizados nas simulações estão descritos nas Tabelas 5.6 e 5.7 respetivamente.

Parâmetros utilizados – Controlador PI							
u_{dc}	R_{carga}	L_{carga}	f_s	k_p	k_I	i_d^*	i_q^*
725 V	15 Ω	4 mH	2 kHz	0,5	500	- 20 A	0 A

Tabela 5.6. – Parâmetros utilizados na simulação em cadeia fechada com o controlador PI.

Parâmetros utilizados – Controlador Histerético					
u_{dc}	R_{carga}	L_{carga}	Δ_i	i_d^*	i_q^*
725 V	15 Ω	4 mH	[-0,01; 0,01]	- 20 A	0 A

Tabela 5.7. – Parâmetros utilizados na simulação em cadeia fechada com o controlador Histerético.

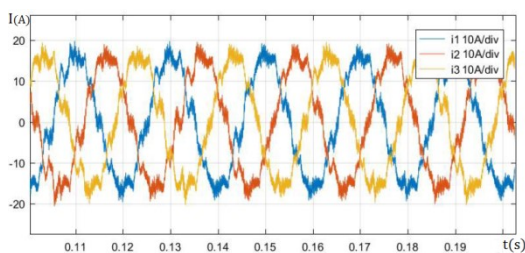


Figura 5.19 – Correntes à saída do conversor (10 A/div) com controlador PI.

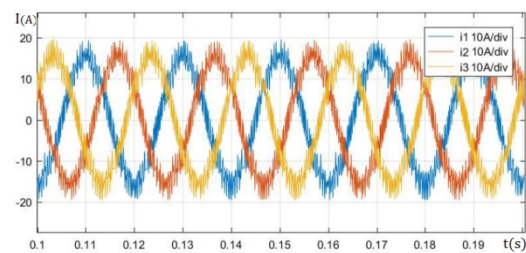


Figura 5.20 – Correntes à saída do conversor (10 A/div) com controlador Histerético.

Através da análise das Figuras 5.19 e 5.20, observa-se uma maior deformação nas correntes à saída do conversor com o controlador PI em relação ao controlador histerético, devendo-se isto à robustez do controlador histerético e também porque o controlador PI é mais sensível aos parâmetros da rede.

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

De forma a observar o comportamento do sistema a uma perturbação impôs-se um escalão de corrente i_d de maneira a observar a sua evolução temporal, Figuras 5.21 e 5.22. Os parâmetros utilizados nestas simulações estão nas Tabelas 5.6 e 5.7, para o controlador PI e histerético, respetivamente.

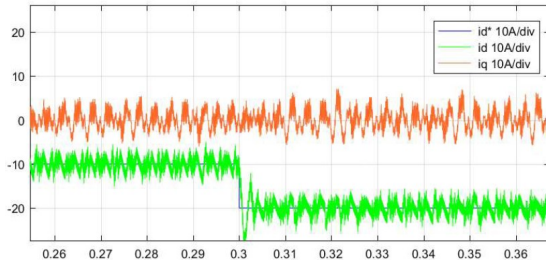


Figura 5.21 – Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -10$ A com controlador PI.

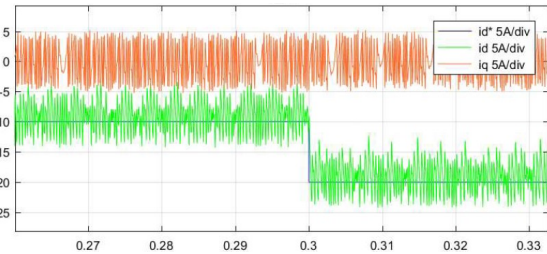


Figura 5.22 – Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -10$ A com controlador histerético.

Comparando as respostas a um escalão de corrente i_d , verifica-se uma resposta mais rápida por parte do controlador histerético devido a sua robustez, embora esta seja também mais ruidosa comparativamente ao controlador PI.

De forma a poder observar o funcionamento nos quatro quadrantes, variou-se a potência ativa e reativa, registando-se a evolução temporal das correntes, Figuras 5.23 e 5.24.

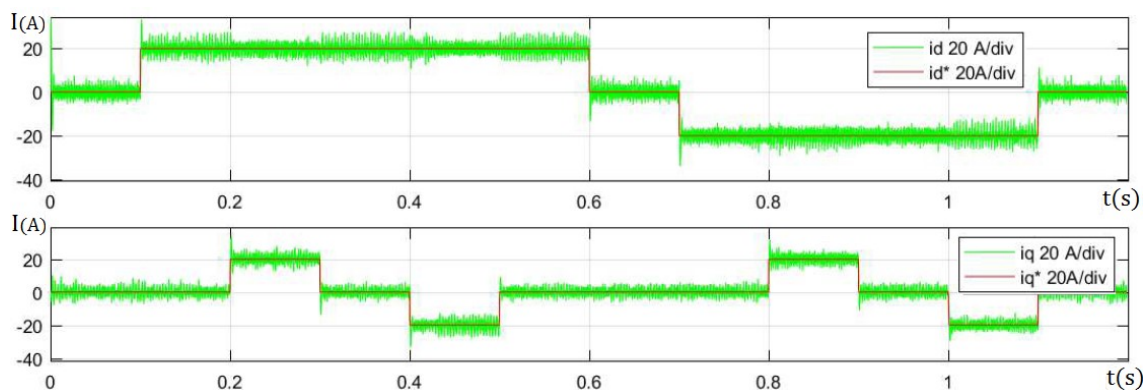


Figura 5.23 – Variação da corrente i_d e i_q com controlador PI.

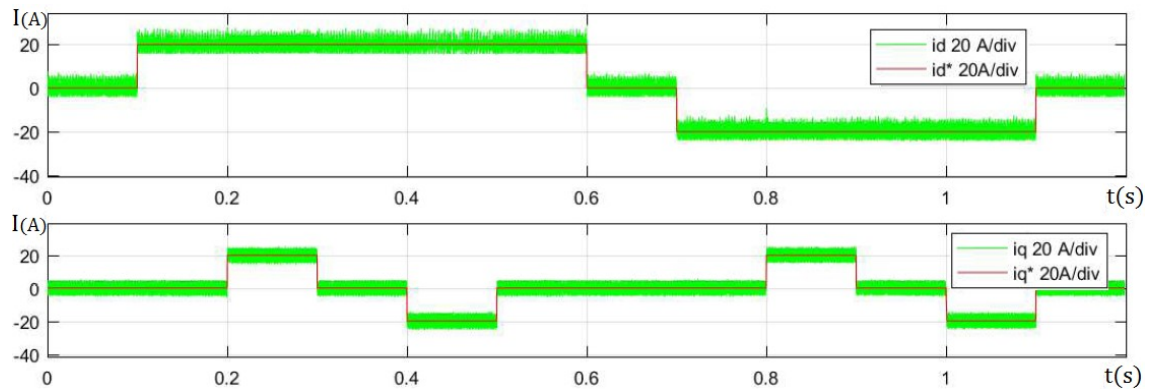


Figura 5.24 – Variação da corrente i_d e i_q com controlador histerético.

Neste caso podemos verificar que os controladores conseguem acompanhar a referência, tanto quando a potência instantânea é positiva (corrente i_d positiva) bem como quando a potência instantânea é negativa (corrente i_d negativa), permitindo assim o funcionamento nos quatro quadrantes, onde o conversor é capaz de atuar como compensador de potência reativa (corrente em atraso em relação a tensão da rede – carácter indutivo) assim como funcionar em carácter capacitivo (corrente em avanço em relação a tensão da rede).

Numa análise aos controladores, estes acompanham mais uma vez as referências de i_d e i_q , onde o controlador histerético têm uma resposta mais rápida em relação ao controlador PI, devido a sua robustez e apresenta maior ruído uma vez que o controlador PI tem um bloco dedicado que calcula o seu passo de cálculo e tem uma frequência de comutação mais elevada.

5.4.1. Ensaio em Cadeia Aberta com Carga RL

De maneira a analisar o envio dos sinais de comando para o conversor, verificou-se os sinais à saída dos optoacopladores, Figuras 5.25 e 5.26. Nestas Figuras podemos verificar o sinal de comando que diz respeito ao primeiro braço de potência, f_1 e \bar{f}_1 , circuito da Figura 5.16.

Primeiramente, os sinais foram observados para uma razão cíclica de 0,5, Figura 5.26. Na Figura 5.27, podemos observar o tempo morto existente na passagem dos sinais ao seu complementar.

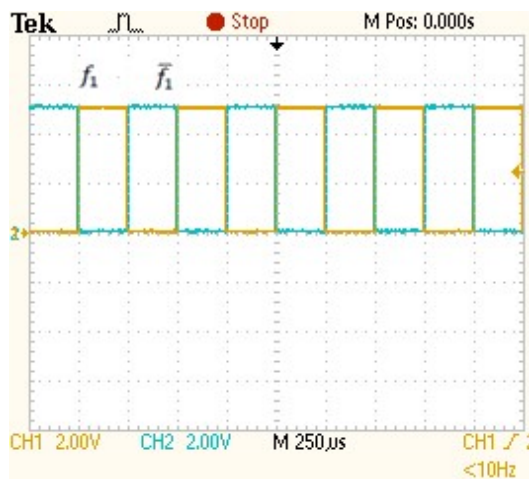


Figura 5.25 – Sinal de comando f_1 e \bar{f}_1 , para uma razão cíclica de $\delta=0,5$.

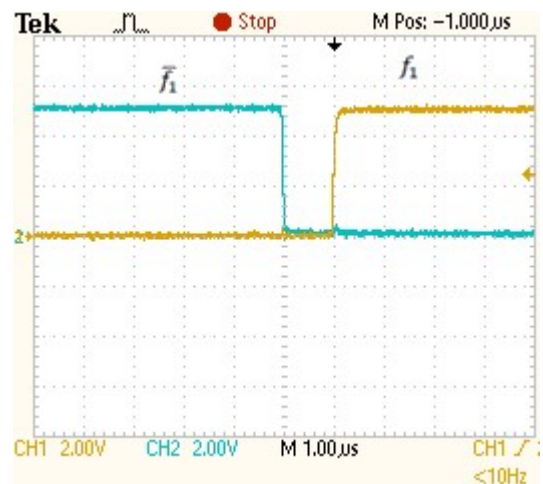


Figura 5.26 – Tempos mortos dos sinais f_1 e \bar{f}_1 .

De seguida, impôs-se a modulação sinusoidal, onde se obtém a resposta dos sinais para diferentes amplitudes da onda modulante, Figuras 5.27 e 5.28.

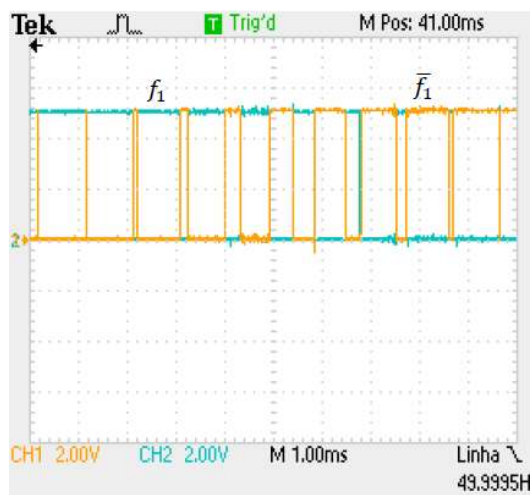


Figura 5.27 – Sinal PWM para $A_{mod} = 5V$.

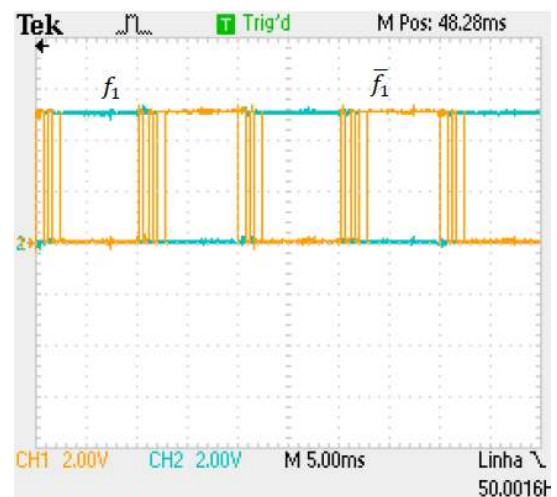


Figura 5.28 – Sinal PWM para $A_{mod} = 5V$.

Por último, foi imposto uma tensão no barramento DC de 30 V, uma carga composta por resistências $R_{carga} = 15 \Omega$ e $L_{carga} = 12 mH$ e uma frequência de

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

comutação da portadora $f_s = 1$ kHz, Figuras 5.29 e 5.30, e $f_s = 2$ kHz, Figuras 5.31 e 5.32.

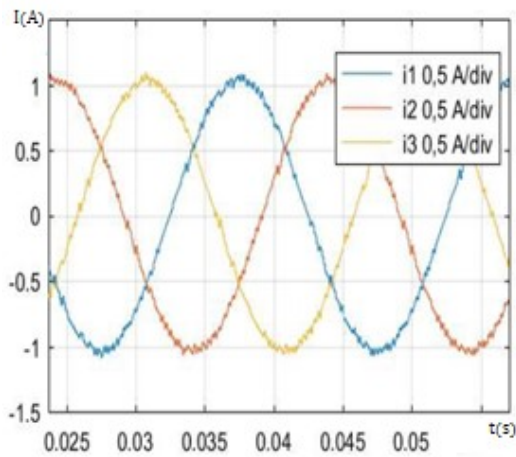


Figura 5.29 – Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div).

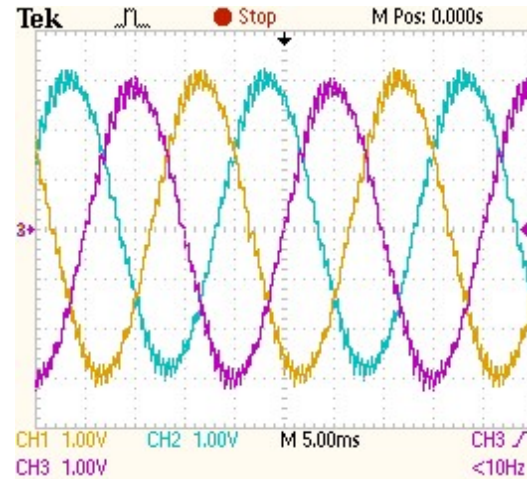


Figura 5.30 – Resultado de Experimental: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div).

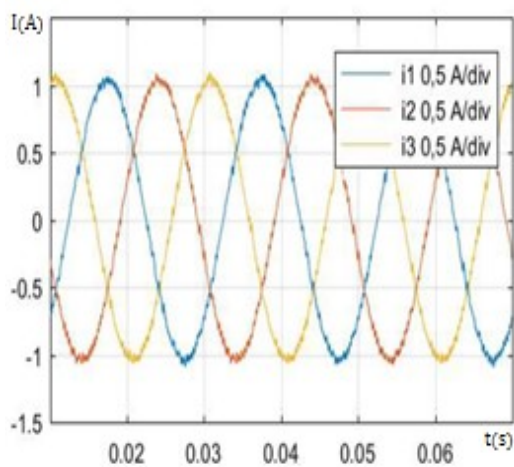


Figura 5.31 – Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div).

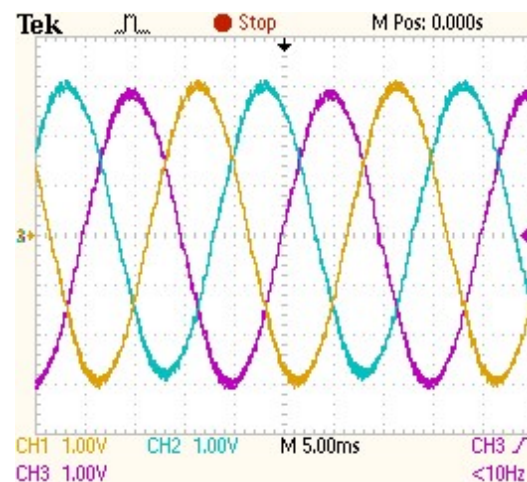


Figura 5.32 – Resultado de Experimental: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div).

Podemos verificar, comparando o resultado obtido experimentalmente e o resultado obtido por simulação numérica, que as formas de onda da corrente apresentam uma forma sinusoidal distorcida. Esta distorção (ripple) da forma de onda da corrente resulta da comutação dos IGBT's, onde esta é diminuída com o aumento da frequência

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

de comutação dos semicondutores, obtendo sinusóides praticamente perfeitas, Figura 5.32.

5.4.2. Ensaio em Cadeia Fechada

No presente ensaio, pretende-se observar o controlo interno de corrente, numa primeira fase, com ambos os controladores (PI e Controlador histerético). Desta forma foram utilizadas as tensões da rede, afim de calcular o ângulo θ , conforme descrito no subcapítulo 4.2 e demonstrado na Figura 5.17.

As correntes de saída do conversor estão ilustradas nas Figuras 5.34 e 5.36, utilizando os controladores PI e histerético respetivamente, e os parâmetros utilizados nos ensaios estão descritos nas Tabelas 5.8 e 5.9 respetivamente.

Parâmetros utilizados – Controlador PI							
u_{dc}	R_{carga}	L_{carga}	f_s	k_p	k_I	i_d^*	i_q^*
50 V	0,1 Ω	12 mH	2 kHz	0,1	100	- 2 A	0 A

Tabela 5.8. – Parâmetros utilizados no ensaio em cadeia fechada com o controlador PI.

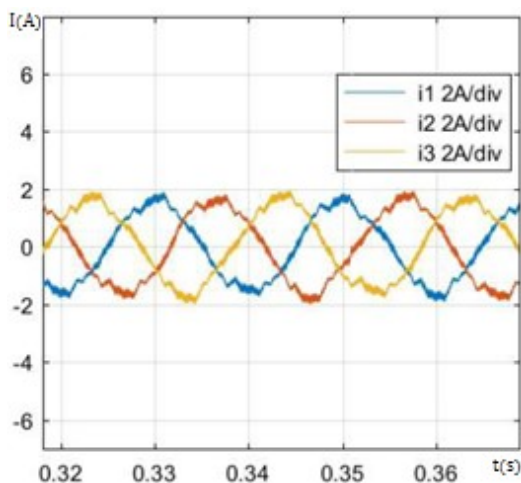


Figura 5.33 – Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -2$ A).

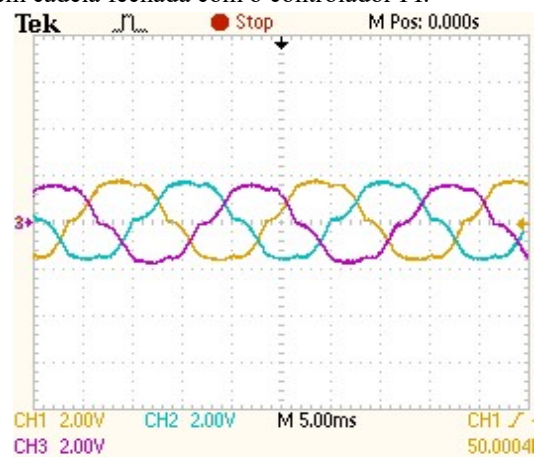


Figura 5.34 – Resultado de Experimental: Correntes à saída do conversor (2 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -2$ A).

Podemos verificar, comparando o resultado obtido experimentalmente e o resultado obtido por simulação numérica que as formas de onda das correntes à saída do conversor (i_1 , i_2 e i_3) apresentam uma forma sinusoidal com um período de 20

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

milissegundos. Para a referência de $i_d^* = -1 A$ os valores das amplitudes das correntes obtidas coincidem com os da simulação.

Parâmetros utilizados – Controlador Histerético					
u_{dc}	R_{carga}	L_{carga}	Δi	i_d^*	i_q^*
50 V	0,1 Ω	12 mH	[-0,01; 0,01]	- 1 A	0 A

Tabela 5.9. – Parâmetros utilizados no ensaio em cadeia fechada com o controlador Histerético.

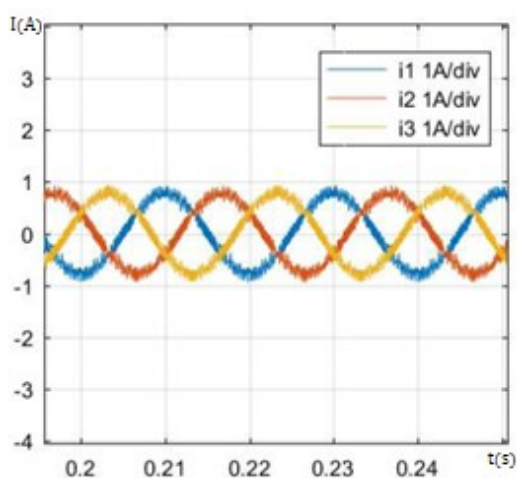


Figura 5.35 – Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (1 A/div) com controlador Histerético.

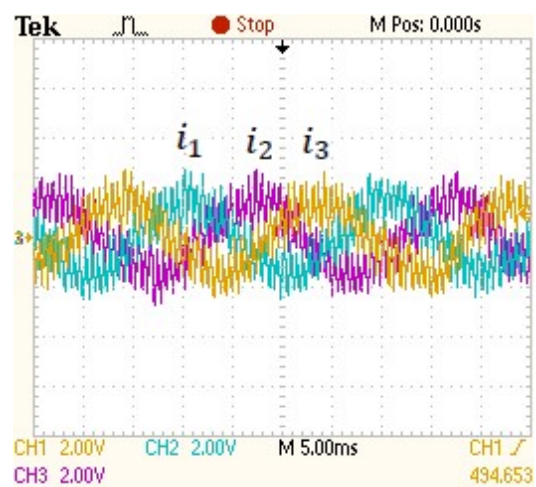


Figura 5.36 – Resultado de Experimental: Correntes à saída do conversor (1 A/div) com controlador Histerético.

Com a utilização do controlador PI, este consegue impor um controlo mais preciso que o controlador histerético, garantindo formas de onda da corrente à saída do conversor com menor ruído.

Por outro lado, as formas de onda obtidas com o controlador PI apresentam uma ligeira deformação ao contrário das formas de onda obtidas pelo controlador histerético, demonstrando uma maior robustez na variação de parâmetros ou outras perturbações dinâmicas, por parte do controlador histerético.

Uma forma de observar o controlo interno de corrente será impor um escalão na entrada de referência de corrente i_d e observar a sua evolução temporal, Figuras 5.37,

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

5.38, 5.39 e 5.40. Os parâmetros utilizados nestes ensaios estão nas Tabelas 5.10 e 5.11, para o controlador PI e histerético, respetivamente.

Estes ensaios permitem ajustar minuciosamente os controladores de forma a obter a melhor resposta possível.

Parâmetros utilizados – Controlador PI							
u_{dc}	R_{carga}	L_{carga}	f_s	k_p	k_I	i_d^*	i_q^*
50 V	0,1 Ω	12 mH	2 kHz	0,1	100	0 -> -1	0

Tabela 5.10. – Parâmetros utilizados no ensaio em cadeia fechada com o controlador PI – Resposta a um escalão.

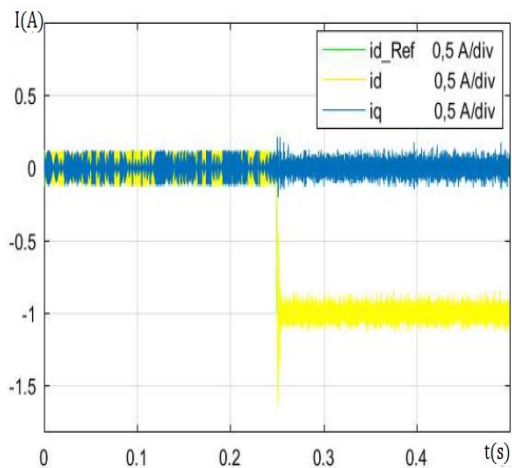


Figura 5.37 – Resultado de Simulação: Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -1 A$ com controlador PI (0,5 A/div).

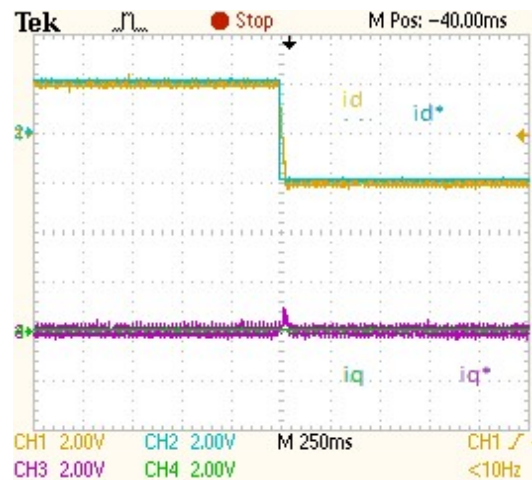


Figura 5.38 – Resultado de Experimental: Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -1 A$ com controlador PI (0,5 A/div).

Parâmetros utilizados – Controlador Histerético					
u_{dc}	R_{carga}	L_{carga}	Δ_i	i_d^*	i_q^*
50 V	0,1 Ω	12 mH	[-0,01; 0,01]	0 -> -1 A	0 A

Tabela 5.11. – Parâmetros utilizados no ensaio em cadeia fechada com o controlador Histerético – Resposta a um escalão.

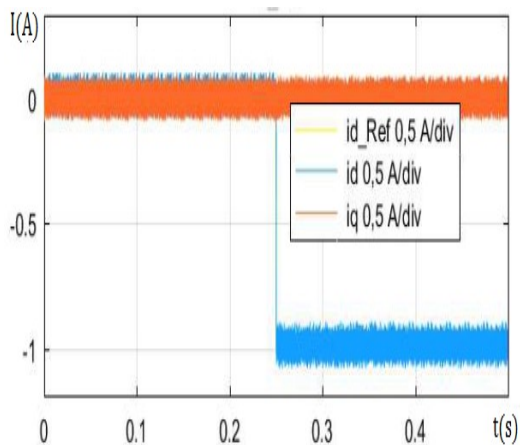


Figura 5.39 – Resultado de Simulação: Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -1 A$ com controlador Histerético (0,5 A/div).

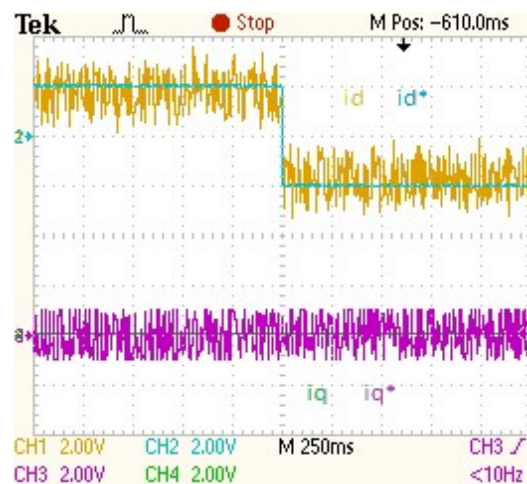


Figura 5.40 – Resultado de Experimental: Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -1 A$ com controlador Histerético (0,5 A/div).

Comparando as respostas a um escalão de corrente i_d , observa-se uma resposta mais rápida por parte do controlador histerético. No entanto esta resposta é também mais ruidosa comparativamente ao controlador PI.

Resultante das respostas dos dois controladores, estão representadas nas Figuras 5.42 e 5.44 as respostas das correntes na fase 1 do conversor de potência para uma referência de corrente $i_d^* = -1 A$. Os parâmetros utilizados são os da Tabela 5.10 e 5.11.

Controlador PI:

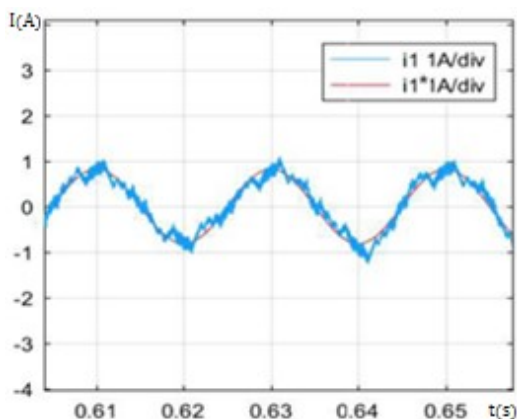


Figura 5.41 – Resultado de Simulação: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).

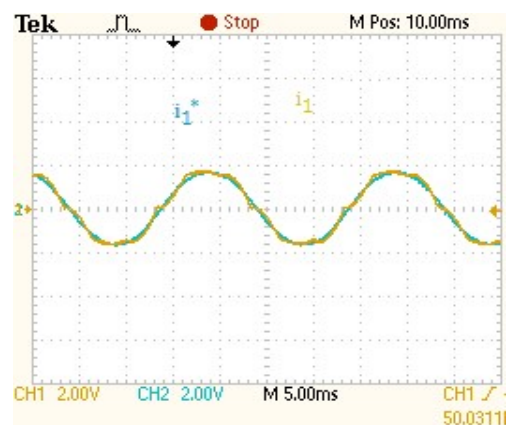


Figura 5.42 – Resultado de Experimental: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).

Controlador Histerético:

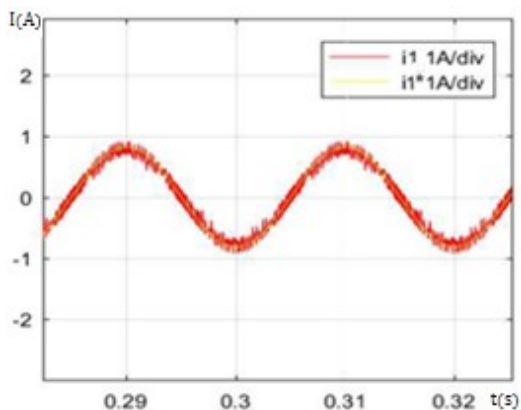


Figura 5.43 – Resultado de Simulação: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com histerético ($i_d^* = -1 A$).

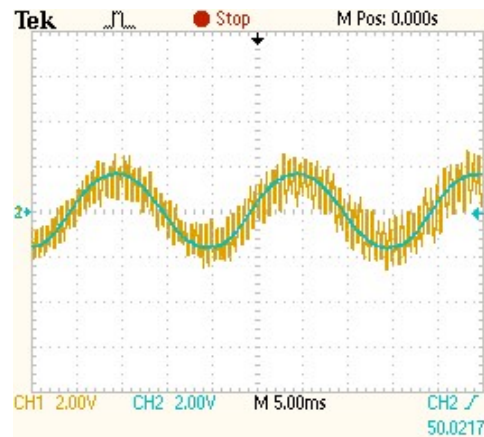


Figura 5.44 – Resultado de Experimental: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador histerético ($i_d^* = -1 A$).

De maneira a validar o sentido convencionado das correntes, isto é, quando a corrente i_d^* for negativa a corrente flui do lado DC para a rede, quando a corrente i_d^* for positiva a corrente flui da rede para o lado DC. Nas Figuras 5.46 e 5.48 pode observar-se as fases de corrente face à tensão da rede. Quanto aos parâmetros, estes foram mantidos do ensaio anterior, Tabelas 5.10 e 5.11.

Controlador PI:

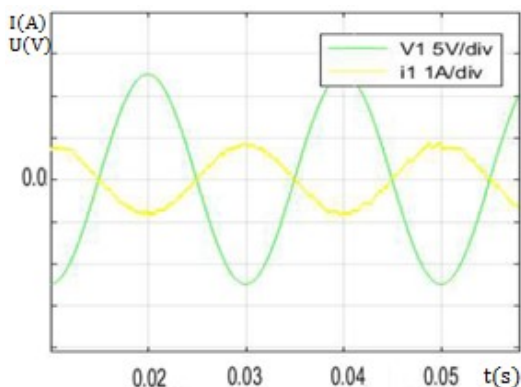


Figura 5.45 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).

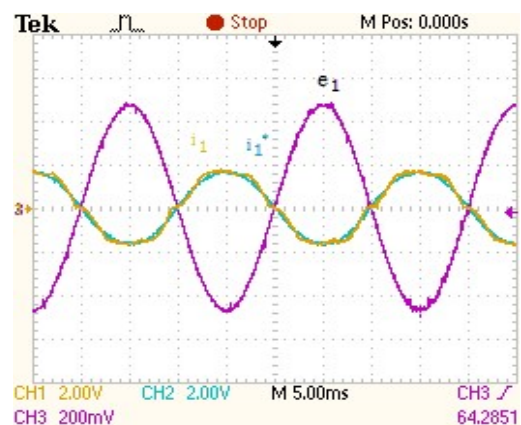


Figura 5.46 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).

Controlador Histerético:

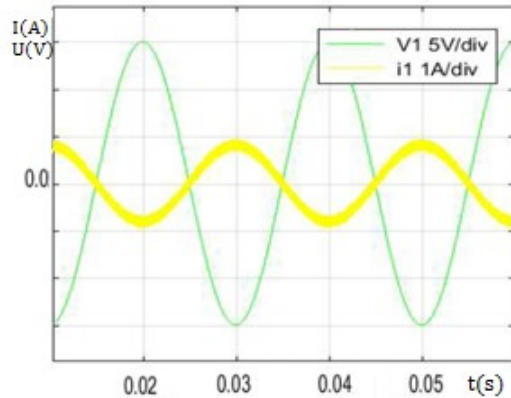


Figura 5.47 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1 A$).

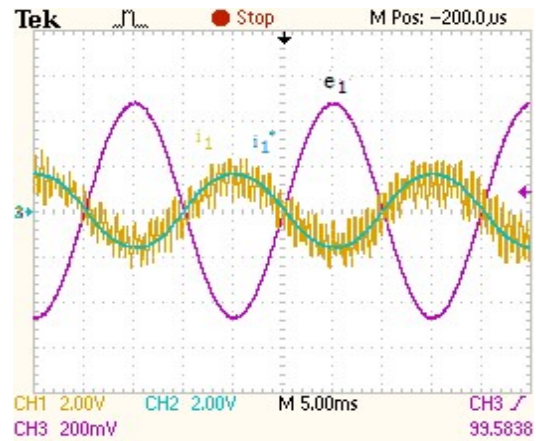


Figura 5.48 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1 A$).

Para uma corrente i_d negativa (potência instantânea negativa) observa-se uma oposição de fase face à tensão da rede (da Figura 5.45 até a 5.48), ou seja, a energia flui do lado DC para a rede.

Controlador PI:

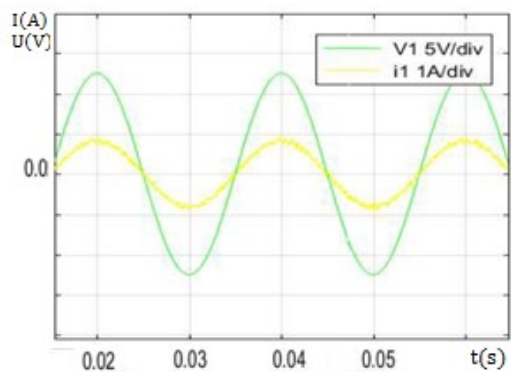


Figura 5.49 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = 1 A$).

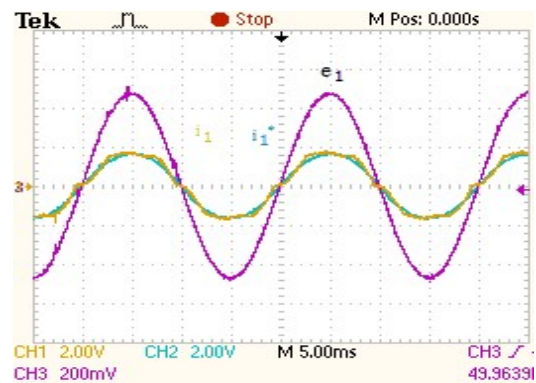


Figura 5.50 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = 1 A$).

Controlador Histerético:

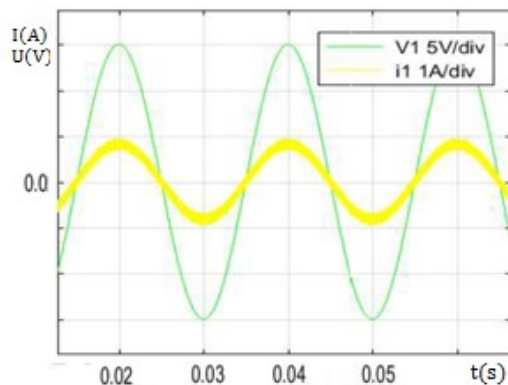


Figura 5.51 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = 1 A$).

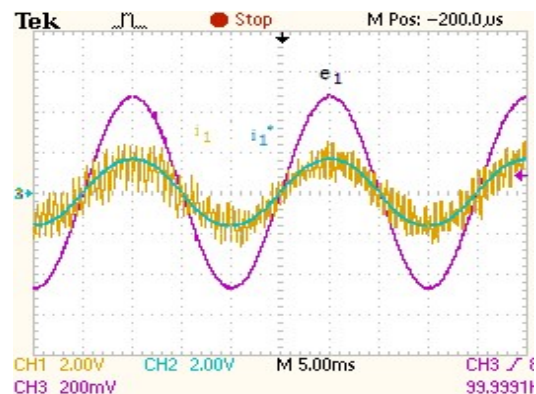


Figura 5.52 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = 1 A$).

Para uma corrente i_d positiva (potência instantânea positiva) observa-se que esta está em fase com a tensão da rede (da Figura 5.49 até a 5.52), ou seja, a rede está a fornecer energia ao lado DC.

5.4.3. Ensaio em Cadeia Fechada com Ligação à Rede Elétrica

Os ensaios realizados no presente subcapítulo são idênticos ao subcapítulo anterior, onde os resultados obtidos eram exatáveis face às simulações obtidas. As correntes de saída do conversor estão ilustradas nas Figuras 5.54 e 5.56, utilizando os controladores PI e histerético respetivamente, e os parâmetros utilizados nos ensaios estão descritos nas Tabelas 5.11 e 5.12 respetivamente.

Parâmetros utilizados – Controlador PI							
u_{dc}	R_{carga}	L_{carga}	f_s	k_p	k_I	i_d^*	i_q^*
50 V	0,1 Ω	12 mH	2 kHz	0,1	100	- 1 A	0 A

Tabela 5.12. – Parâmetros utilizados no ensaio em cadeia fechada interligado com a rede elétrica com o controlador PI.

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

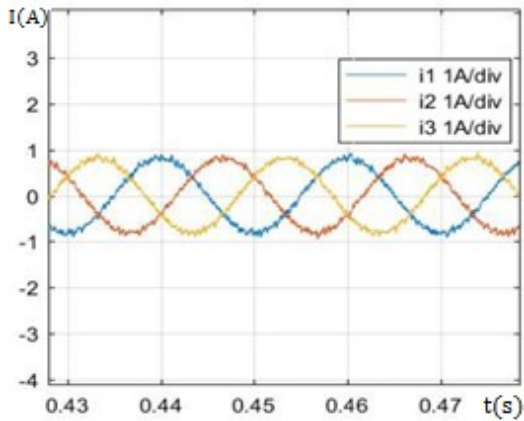


Figura 5.53 – Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).

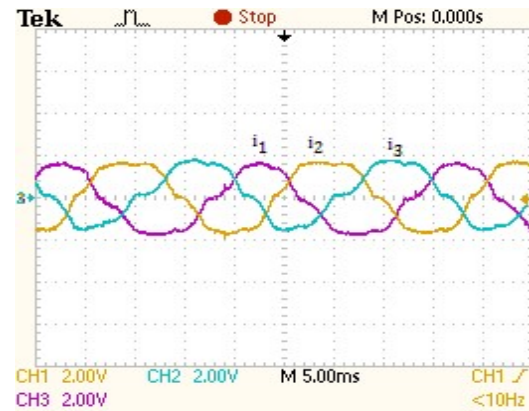


Figura 5.54 – Resultado de Experimental: Correntes à saída do conversor (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).

Parâmetros utilizados – Controlador Histerético					
u_{dc}	R_{carga}	L_{carga}	Δ_i	i_d^*	i_q^*
50 V	0,1 Ω	12 mH	[-0,01; 0,01]	- 1 A	0 A

Tabela 5.13. – Parâmetros utilizados no ensaio em cadeia fechada interligado com a rede elétrica com o controlador Histerético.

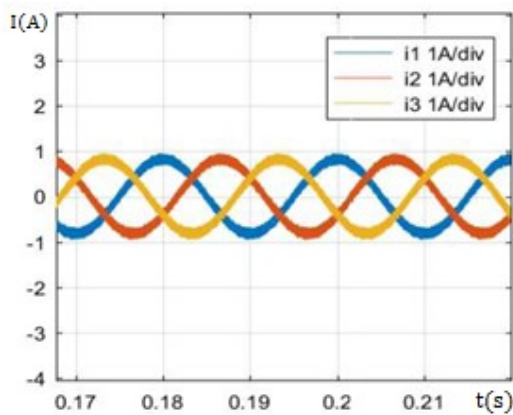


Figura 5.55 – Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1 A$).

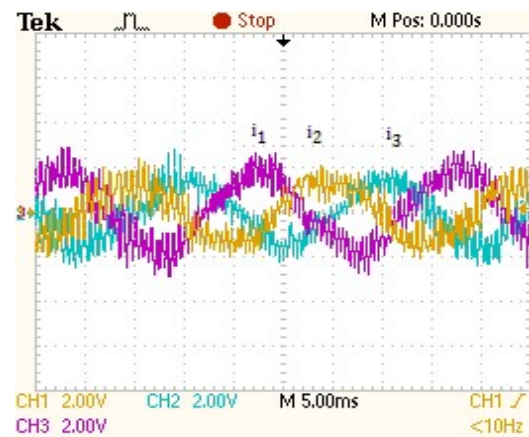


Figura 5.56 – Resultado de Experimental: Correntes à saída do conversor (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1 A$).

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

Para a referência $i_d^* = -1A$, os valores das amplitudes das correntes obtidas, na simulação numérica e experimental, são coincidentes, Figuras 5.53, 5.54, 5.55 e 5.56. De notar que com a ligação do conversor a rede as formas de onda apresentam uma maior distorção.

De forma a observar o comportamento do sistema a uma perturbação impôs-se um escalão de corrente i_d de maneira a observar a sua evolução temporal, Figuras 5.57, 5.58, 5.59 e 5.60. Os parâmetros utilizados nestes ensaios estão nas Tabelas 5.14 e 5.15, para o controlador PI e histerético, respetivamente.

Estes ensaios permitem ajustar minuciosamente os controladores de forma a obter a melhor resposta possível.

Parâmetros utilizados – Controlador PI							
u_{dc}	R_{carga}	L_{carga}	f_s	k_p	k_I	i_d^*	i_q^*
50 V	0,1 Ω	12 mH	2 kHz	0,1	100	0 -> -1 A	0 A

Tabela 5.14. – Parâmetros utilizados no ensaio em cadeia fechada interligado com a rede elétrica com o controlador PI – Resposta a um escalão.

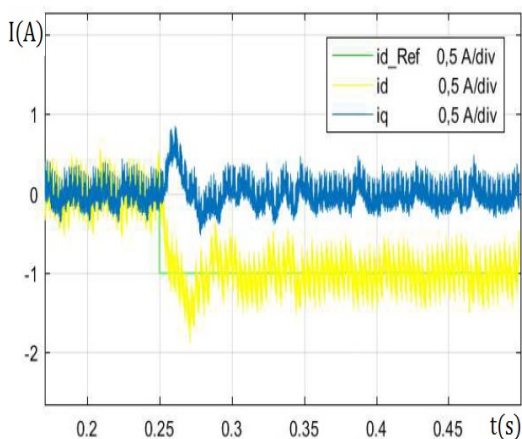


Figura 5.57 – Resultado de Simulação: Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -1 A$ com controlador PI (0,5 A/div).

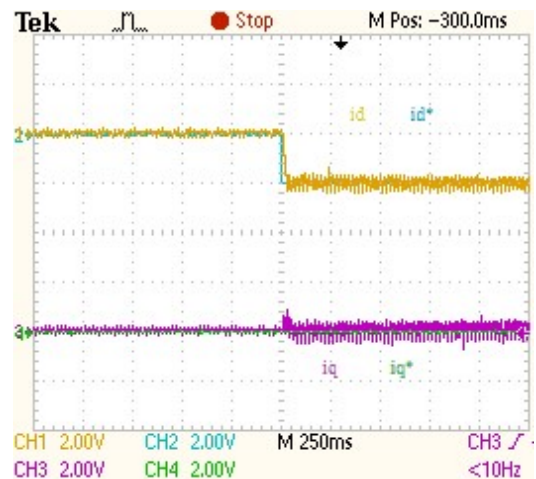


Figura 5.58 – Resultado de Experimental: Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -1 A$ com controlador PI (1 A/div).

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

Parâmetros utilizados – Controlador Histerético					
u_{dc}	R_{carga}	L_{carga}	Δ_i	i_d^*	i_q^*
50 V	0,1 Ω	12 mH	[-0,01; 0,01]	0 -> -1 A	0 A

Tabela 5.15. – Parâmetros utilizados no ensaio em cadeia fechada interligado com a rede elétrica com o controlador Histerético – Resposta a um escalão.

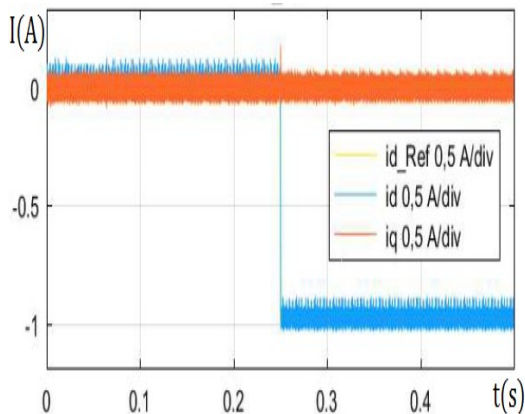


Figura 5.59 – Resultado de Simulação: Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -1 A$ com controlador Histerético (0,5 A/div).

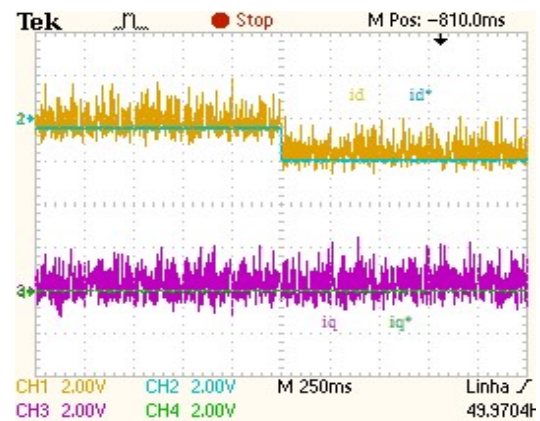


Figura 5.60 – Resultado de Experimental: Resposta a um escalão de corrente $i_d^* = -1 A$ com controlador Histerético (1 A/div).

Com os parâmetros dos controladores do ensaio apresentado no subcapítulo 5.3.2, observa-se uma maior distorção nas correntes i_d e i_q , Figuras 5.58 e 5.60. Visto existir mais um transformador interligado com o sistema, Auto-transformador, os parâmetros envolvidos inerentes à construção do transformador contribuem para uma maior distorção das ondas de corrente. Os resultados obtidos validam os resultados experimentais.

Resultante das respostas dos dois controladores, estão representadas nas Figuras 5.62 e 5.64 as respostas das correntes na fase 1 do conversor de potência para uma referência de corrente $i_d^* = -1 A$. Os parâmetros utilizados são os da Tabela 5.14 e 5.15.

Controlador PI:

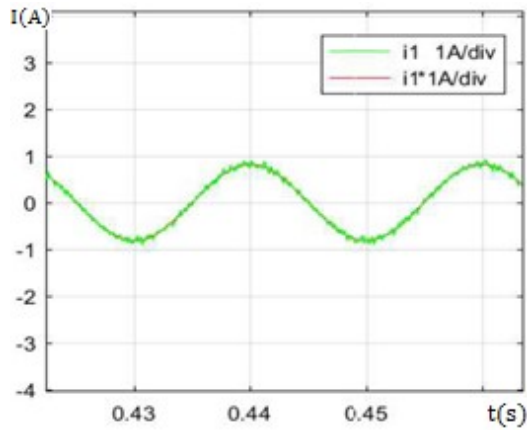


Figura 5.61 – Resultado de Simulação: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).

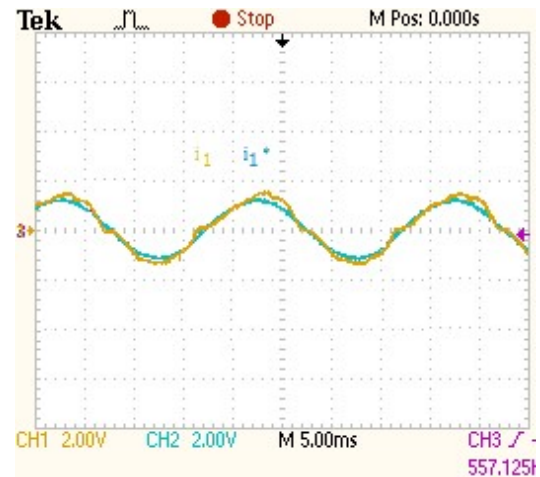


Figura 5.62 – Resultado de Experimental: Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).

Controlador Histerético:

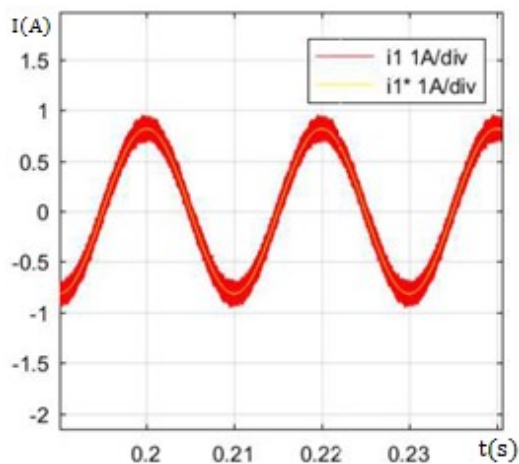


Figura 5.63 – Resultado de Simulação: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com histerético ($i_d^* = -1 A$).

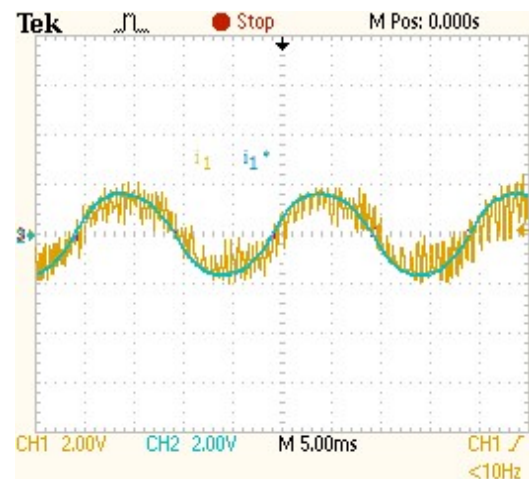


Figura 5.64 – Resultado de Experimental: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador histerético ($i_d^* = -1 A$).

De maneira a validar o sentido convencional das correntes, isto é, quando a corrente i_d^* for negativa a corrente flui do lado DC para a rede, quando a corrente i_d^* for positiva a corrente flui da rede para o lado DC. Nas Figuras 5.66 e 5.68 pode

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

observar-se as fases de corrente face à tensão da rede. Quanto aos parâmetros, estes foram mantidos do ensaio anterior, Tabelas 5.14 e 5.15.

Controlador PI:

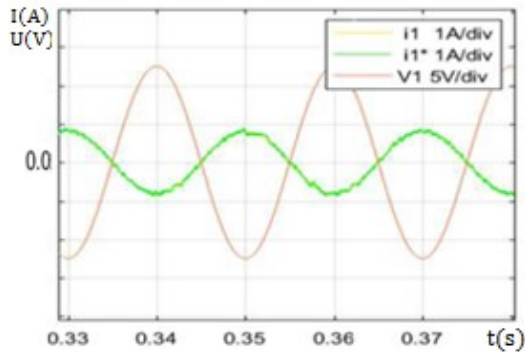


Figura 5.65 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).

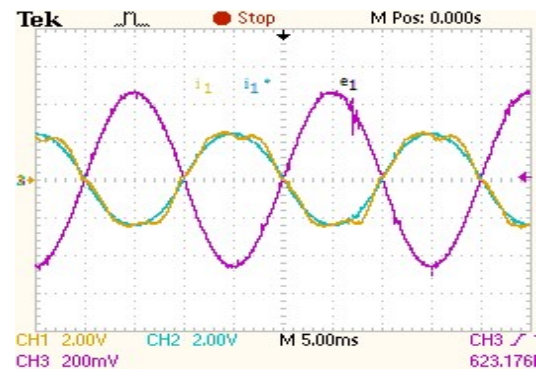


Figura 5.66 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).

Controlador Histerético:

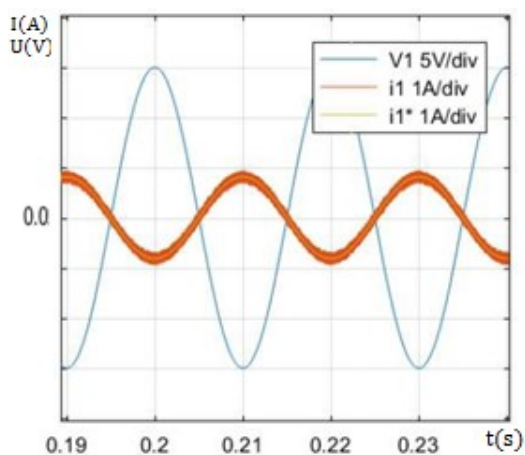


Figura 5.67 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1 A$).

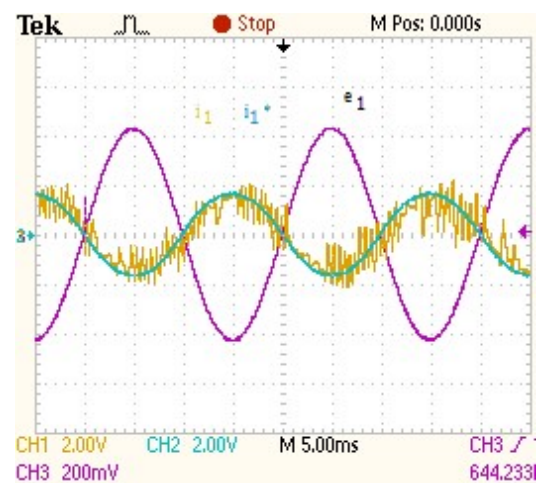


Figura 5.68 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1 A$).

Tal como se verificou no ensaio realizado no subcapítulo 5.4.2, para uma corrente i_d negativa (potência instantânea negativa) observa-se um desfasamento de corrente face à tensão da rede (da Figura 5.65 até a 5.68), ou seja, a energia flui do lado DC para a rede.

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

Para uma corrente i_d positiva (potência instantânea positiva) observa-se que esta está em fase com a tensão da rede (da Figura 5.69 até a 5.72), ou seja, a rede está a fornecer energia ao lado DC.

Controlador PI:

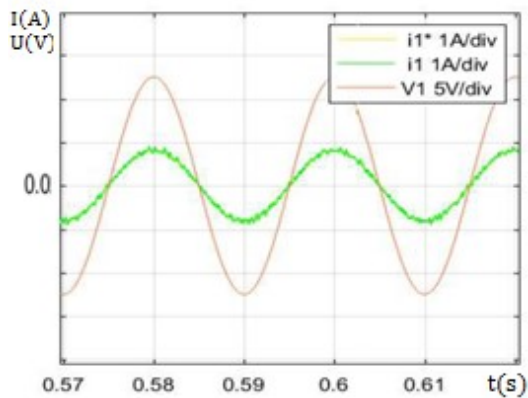


Figura 5.69 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = 1 A$).

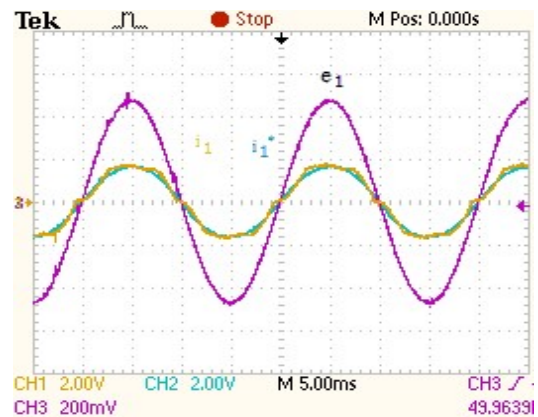


Figura 5.70 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = 1 A$).

Controlador Histerético:

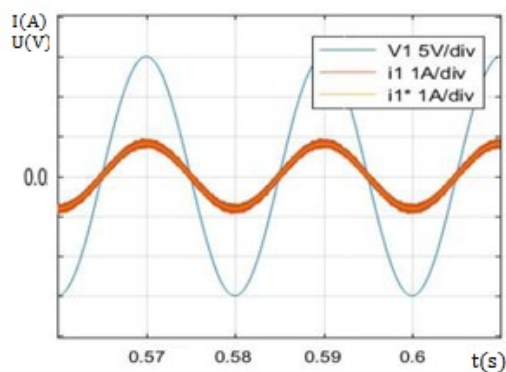


Figura 5.71 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = 1 A$).

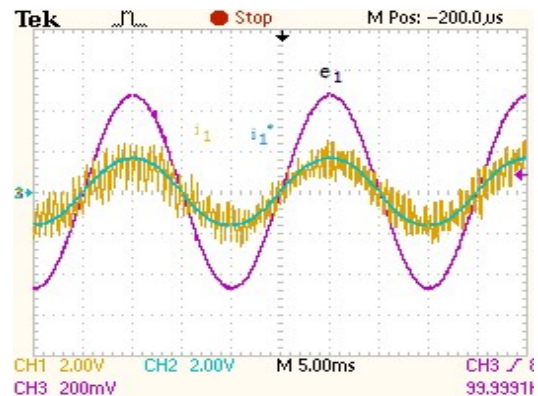


Figura 5.72 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = 1 A$).

Com a finalidade de poder observar o funcionamento nos quatro quadrantes, variou-se a potência reativa para uma potência ativa fixa (positiva e negativa) e registou-se a evolução temporal das correntes para fatores de potência não unitários,

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

Figuras 5.74, 5.76, 5.78 e 5.80, para potência ativa positiva, e Figuras 5.82, 5.84, 5.86 e 5.88 para potência ativa negativa.

Para uma corrente $i_q^* = 0,5 A$ e $i_d^* = 1 A$ obteve-se:

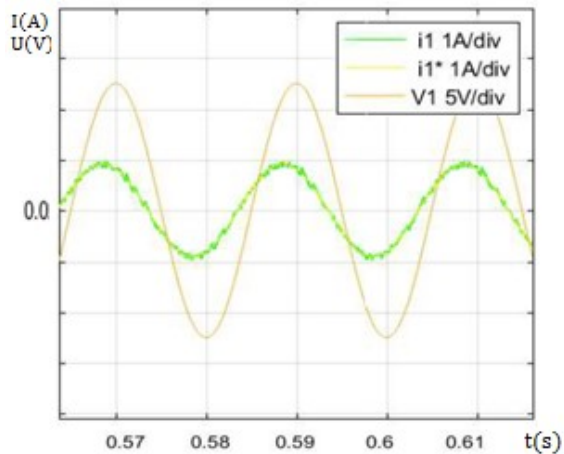


Figura 5.73 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_q^* = 0,5 A$).

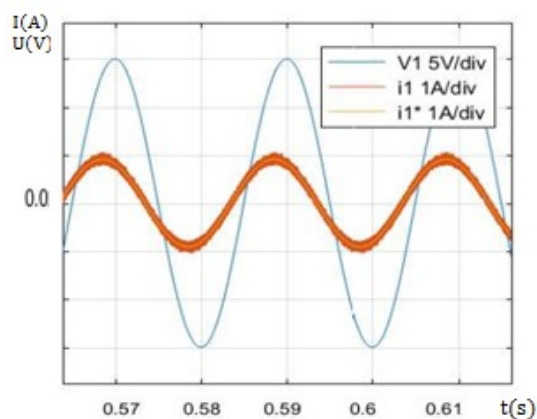


Figura 5.75 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_q^* = 0,5 A$).

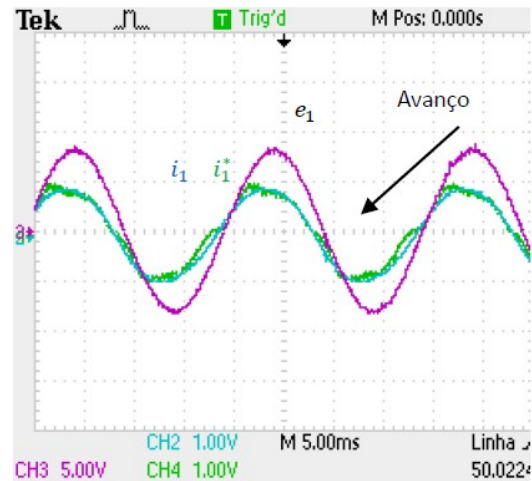


Figura 5.74 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_q^* = 0,5 A$).

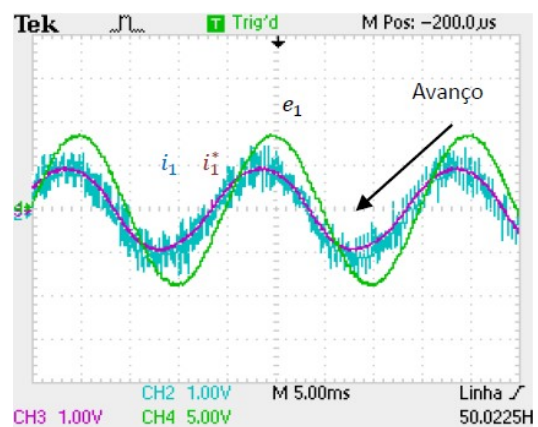


Figura 5.76 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_q^* = 0,5 A$).

Neste caso, podemos observar que o conversor de potência atua como compensador de potência reativa, uma vez que a corrente está em atraso em relação a tensão da rede (caráter indutivo), Figuras 5.73, 5.74, 5.75 e 5.76.

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

No caso da corrente i_q^* ser negativa, verifica-se um avanço da corrente face a tensão da rede (caráter capacitivo), Figuras 5.77, 5.78, 5.79 e 5.80.

Para uma corrente $i_q^* = -0,5 A$ e $i_d^* = 1 A$ obteve-se:

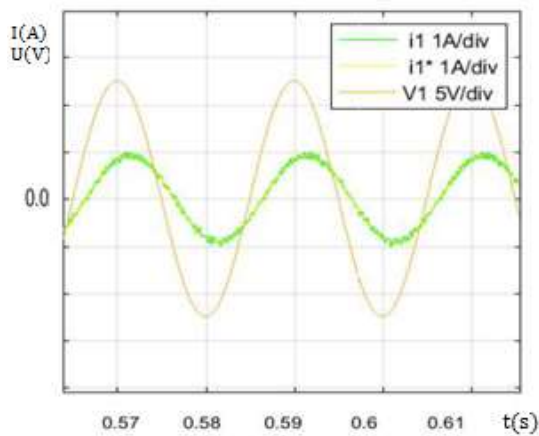


Figura 5.77 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_q^* = -0,5 A$).

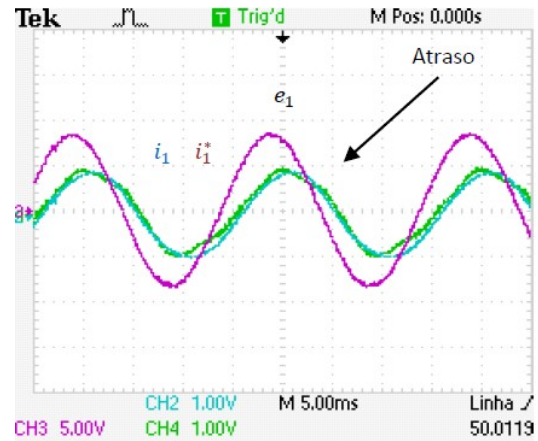


Figura 5.78 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_q^* = -0,5 A$).

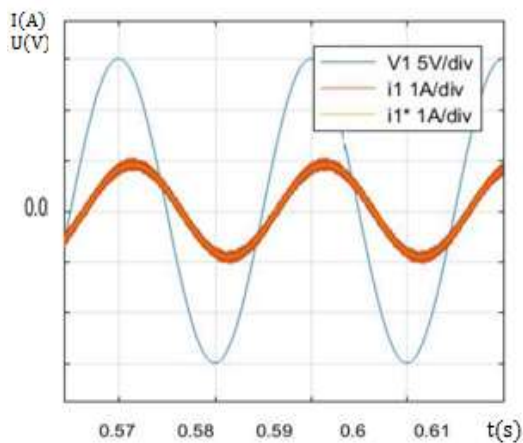


Figura 5.79 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_q^* = 0,5 A$).

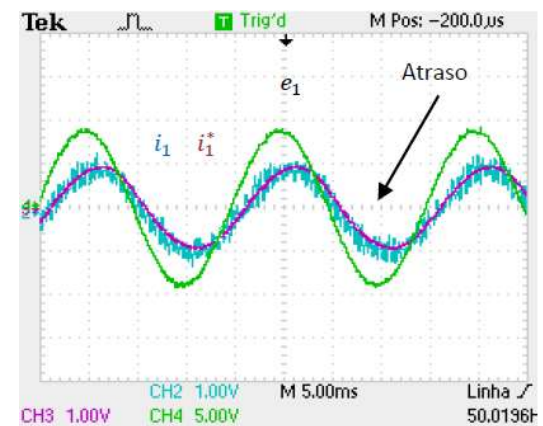


Figura 5.80 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_q^* = 0,5 A$).

Para uma corrente $i_q^* = 0,5 A$ e $i_d^* = -1 A$ obteve-se:

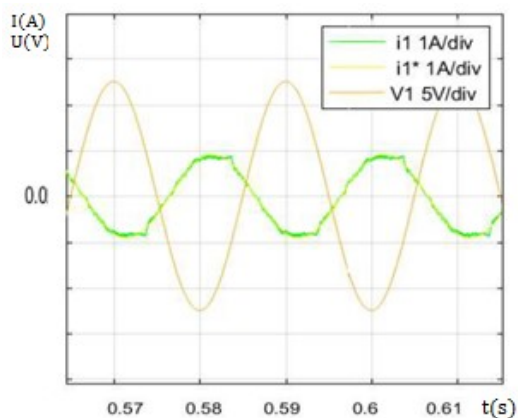


Figura 5.81 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_q^* = 0,5 A$).

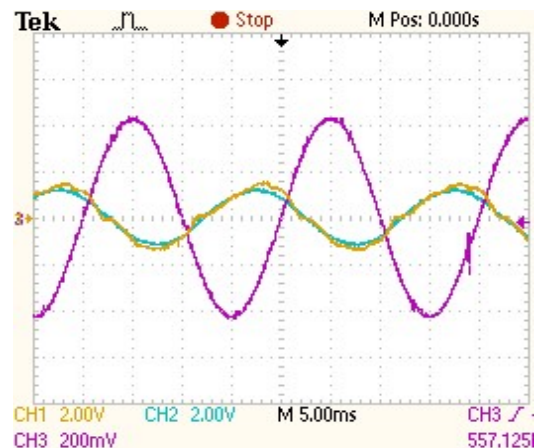


Figura 5.82 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_q^* = 0,5 A$).

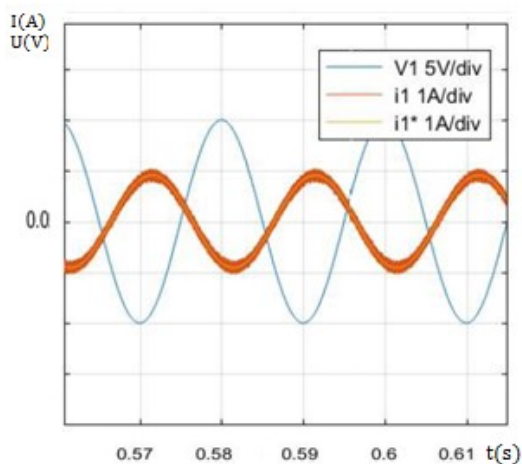


Figura 5.83 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_q^* = 0,5 A$).

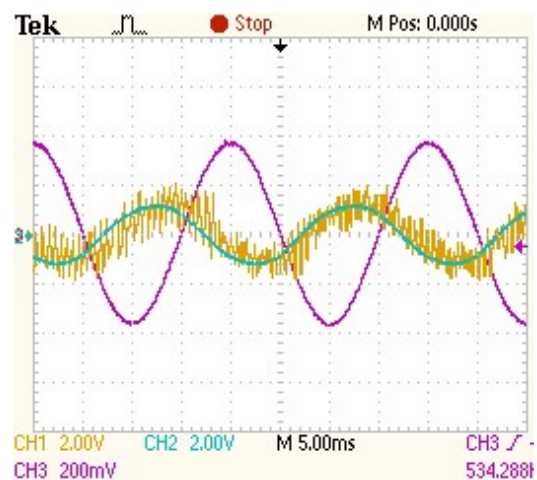


Figura 5.84 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_q^* = 0,5 A$).

Neste caso, podemos observar que a corrente está em avanço em relação a tensão da rede, onde esta corrente flui do lado DC para rede, Figuras 5.81, 5.82, 5.83 e 5.84.

No caso da corrente i_q^* ser negativa, verifica-se um atraso da corrente face a tensão da rede, Figuras 5.85, 5.86, 5.87 e 5.88.

Capítulo 5 – Resultados de Simulação Numérica e Experimentais

Para uma corrente $i_q^* = -0,5 A$ e $i_d^* = -1 A$ obteve-se:

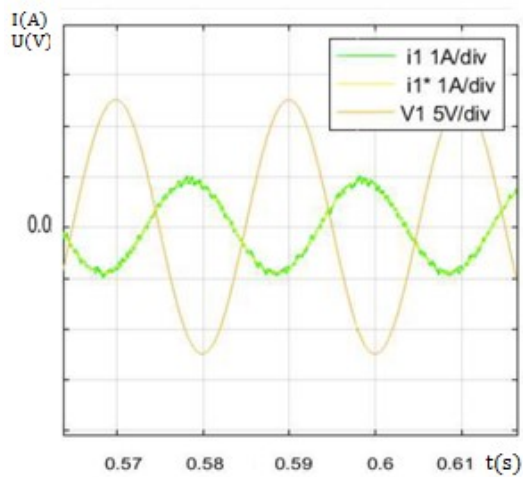


Figura 5.85 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_q^* = -0,5 A$).

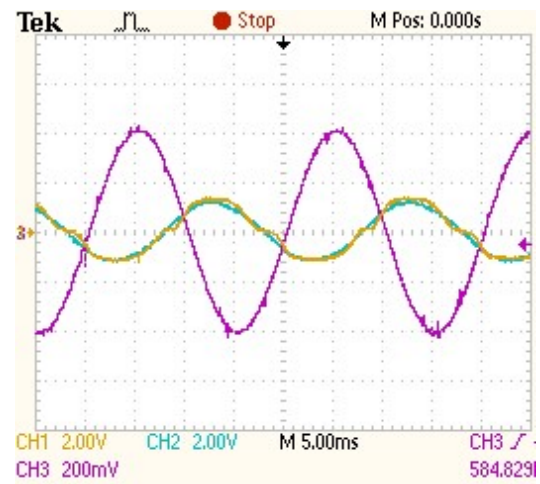


Figura 5.86 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_q^* = -0,5 A$).

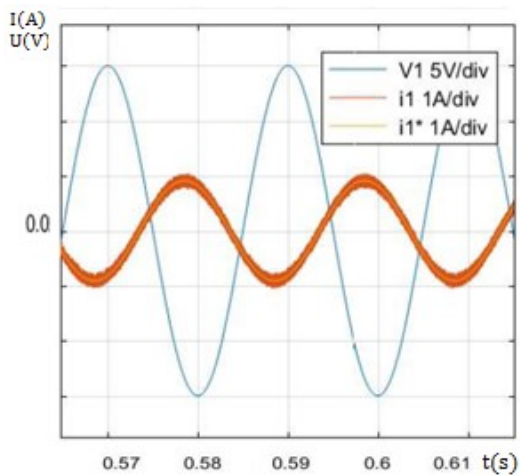


Figura 5.87 – Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_q^* = -0,5 A$).

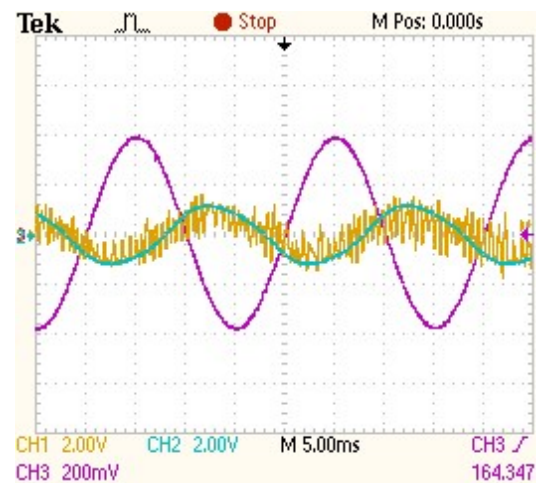


Figura 5.88 – Resultado de Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_q^* = -0,5 A$).

Capítulo 6 – Conclusões

Neste capítulo são apresentadas as conclusões finais da presente dissertação assim como as perspectivas de trabalhos futuros da mesma que possam vir a ser desenvolvidos.

6.1. Conclusões Gerais

O uso de baterias neste tipo de sistemas, permite o funcionamento independente do mesmo, uma vez que este depende do estado de carga da bateria, logo existe um controlo das correntes e potência, consoante a necessidade existente.

Com o uso de conversores AC/DC implica a inserção de efeitos indesejados na rede devido a forma não sinusoidal das correntes. Estes danos são reduzidos com o uso de conversores bidirecionais de potência controlados pelo modulador *PWM*. Com o uso do *PWM*, além de ser possível regular o trânsito de potência ativa e reativa, este produz correntes praticamente sinusoidais à saída do conversor, o que leva a uma redução significativa de efeitos indesejados introduzidos na rede, como dito anteriormente.

O objetivo desta dissertação consistia num estudo teórico e respetiva validação experimental, da bateria de iões de lítio e a sua utilização num sistema de armazenamento de energia interligado com a rede elétrica, podendo desta forma controlar o trânsito de potência ativa e reativa. Assim sendo, foram utilizados controladores do tipo PI e de histerese para efetuar controlo de potência e posteriormente serem validados pelos modelos teóricos.

Com o ensaio em cadeia aberta conclui-se que os sinais de comando do modulador *PWM* funcionam corretamente, uma vez que respondem de forma adequada tanto as variações de amplitude da portadora, bem como as variações da frequência de comutação dos semicondutores.

Com o ensaio em cadeia fechada, com e sem interligação à rede elétrica conclui-se que os dois sistemas implementados funcionam corretamente, validando os modelos teóricos. No caso do controlador PI, os resultados mostram que a resposta de uma das correntes i_d e i_q , não afeta a evolução temporal da outra. Em relação a evolução das correntes à saída do conversor, é possível concluir que o controlador PI é mais sensível

Capítulo 6 - Conclusões

aos parâmetros da rede comparativamente ao controlador por histerese, sendo que este último além de ser uma hipótese mais robusta é também uma hipótese mais simples de implementar.

Por último, através da variação das correntes de referência i_d e i_q conclui-se que o conversor funciona nos quatro quadrantes de funcionamento, conseguindo desta forma o controlo do transito de energia ativa e reativa entre a rede e a bateria.

6.2. Perspetivas de Trabalhos Futuros

Como proposta de trabalho a ser desenvolvido futuramente de maneira a melhorar o trabalho da presente dissertação, sugere-se:

- A utilização de outro tipo de baterias no sistema de armazenamento de energia;
- A utilização de outro tipo de modulador e controlador;
- Ter em conta a temperatura interna de cada célula da bateria de Iões de Lítio, uma vez que não foi tida em conta na presente dissertação;
- Implementação do modelo desenvolvido em microcontroladores de maneira a que não seja necessário o uso do *dSPACE* para gerar os sinais de disparo dos semicondutores.

Bibliografia

[1] – Delegação da União Europeia em Cabo Verde (2015), “Energia”,

Consultado em 15 Agosto de 2016.

http://eeas.europa.eu/delegations/cape_verde/key_eu_policies/energy/index_pt.htm

[2] – EDP (2016), “Revolução Energética”,

Consultado em 15 Agosto de 2016.

http://www.a-nossa-energia.edp.pt/mais_melhor_energia/revolucao_energetica.php

[3] – Lima, Francisco Manuel, “Reguladores Eletrónicos de Tensão para Transformadores de Baixa Tensão”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, IST, 2012.

[4] – Miranda, António Manuel, “Tecnologias de Armazenamento de Energia – Identificação do Potencial e Aplicações”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, FEUP, 2011.

[5] – Ferreira, Pedro Ernesto, “Integração e Controlo de Dispositivos de Armazenamento de Energia em Redes de Distribuição de Baixa Tensão”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de computadores, FEUP, 2015.

[6] – Lopes, Afonso; Marcelino, Rui, “Sistemas de Armazenamento de Energia”, Realizado no âmbito da Formula Student FEUP, FEUP, 2012/2013.

[7] – Ambrósio, Renata ; Ticianelli, Edson, (2001) “Baterias de níquel hidreto metálico, uma alternativa para as baterias de níquel cádmio”

Consultado em 18 de Agosto 2016.

http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0100-40422001000200015

[8] – Veículos Elétricos (2012), “Baterias de Lítio Fonte de Esperança”

Consultado em 18 de Agosto 2016.

<http://www.veiculoselectricospt.com/baterias-de-litio-fonte-de-esperanca/>

- [9] – Inage, Shin-Ichi, “Prospects for Large-Scale Energy Storage in Decarbonised Power Grids”, International Energy Agency, 2009.
- [10] – Zelinsky, Michael; Koch, John; Fetcenko, Michael, “Heat Tolerant NiMH Batteries for Stationary Power”, A Subsidiary of Energy Conversation Devices, Inc., Rochester Hills, MI USA, 2010.
- [11] – “Manual de Qualidade de Energia Elétrica”, EDP, 2005.
- [12] – Tremblay, O.; Dessaint, L.-A., “Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications”, World Electric Vehicle Journal Vol.3 – ISSN 2032-6653 – 2009 AVERE.
- [13] – Tremblay, O.; Dessaint, L.-A.; Dekkiche, A.-I., “A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles”, Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007. IEEE , pp. 284-289, 9-12 Sept. 2007.
- [14] – Chaves, Miguel; Gambôa, Paulo, Documentação de apoio a conversores eletrónicos em acionamentos, ISEL, 2015.
- [15] – Pediatidakis, Kimon Stylianos, “Fonte Ininterrupta de Energia Aplicada a Sistemas com Cargas não Lineares”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica, Universidade Federal do ABC, 2014.
- [16] – Lopes, Afonso Gil, “Controlo Avançado de Conversores para Ligação à Rede”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de computadores, FEUP, 2013.
- [17] – Martins, André, “Sistema de Armazenamento de Energia com Base em Baterias e no Ondulador de Tensão Trifásico”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrónica, ISEL, 2016.
- [18] – Caetano, Sérgio Miguel, “Comando de Ondulador de Tensão Trifásico por PWM e Técnica U/F com Implementação por Microcontrolador”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica – Ramo de Automação e Eletrónica Industrial, ISEL, 2013.
- [19] – Margato, Elmano; Chaves, Miguel; Gambôa, Paulo, “Accionamentos com Máquinas Assíncronas Trifásicas – Comando por Variação Simultânea de Tensão e Frequência (Técnica “ V/f ””, Segundo trabalho prático de conversores eletrónicos em acionamentos, ISEL, 2015.

[20] – Pinto, André Filipe, “Conversor DC-AC de um só andar para Sistemas Fotovoltaicos”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrónica, IST, 2009.

Anexos

Anexo A – Transformação de Coordenadas 123 para $\alpha\beta$

O fluxo numa bobine, F_S , é obtido pelo número de espiras, N_S , e pela corrente que por lá passa, i , (A.1).

$$F_S = N_S i \quad (A.1)$$

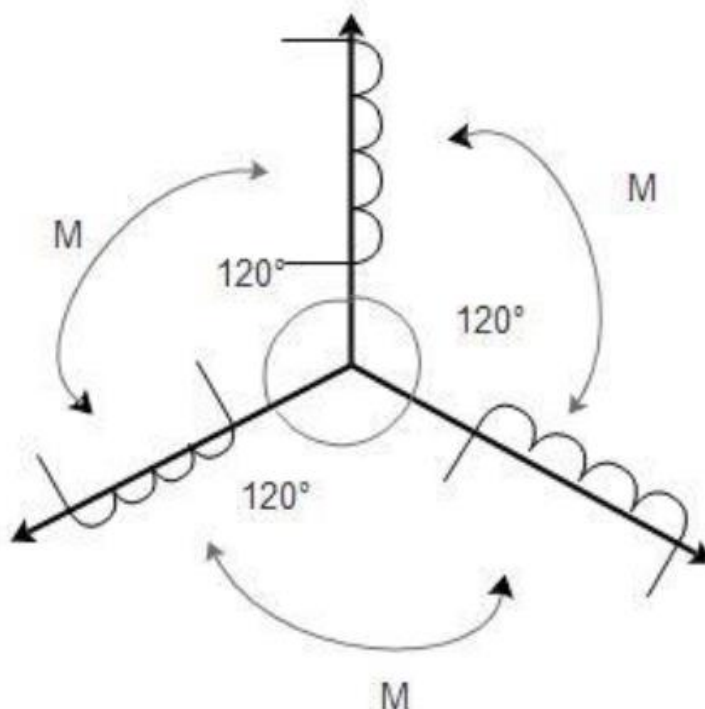


Figura anexos 1 – Referencial em coordenadas 123 .

Na Figura anexos 1, considera-se as três bobinas desfasadas 120° , onde o fluxo total das três bobinas ao longo do tempo é dado por (A.2) e as correntes em cada bobina são respectivamente i_a, i_b, i_c .

$$F_S = \frac{N_S}{2} [i_a \cos(\omega t) + i_b \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)] \quad (A.2)$$

Para o referencial $\alpha\beta$, as grandezas apresentam-se desfasadas 90° , Figura anexos 2.

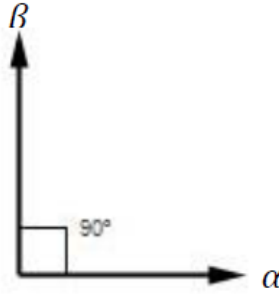


Figura anexos 2 – Desfasamento de α e β .

Por analogia descrita em (A.2), mas apenas para duas bobinas desfasadas 90° , conclui-se (A.3):

$$F_{S_{Equivalente}} = \frac{N_{S_{Equivalente}}}{2} [i_\alpha \cos(\alpha) + i_\beta \cos(\beta)] \quad (A.3)$$

Desta forma, consegue-se passar de um referencial trifásico, 123 , para um referencial bifásico, $\alpha\beta$, equivalente.

Um vez que α e β estão desfasados 90° , podemos substituir α por 0° e β por 90° .

Para o referencial 123 , considerando que este está numa posição estática, podemos substituir ωt por 0° .

Posto isto, igualando (A.2) a (A.3) e considerando que os ângulos podem ser referenciados a um cos ou a um sen, obtém-se (A.4):

$$\begin{cases} \frac{N_{S_{Equivalente}}}{2} i_\alpha = \frac{N_S}{2} [i_a \cos(0) + i_b \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right)] \\ \frac{N_{S_{Equivalente}}}{2} i_\beta = \frac{N_S}{2} [i_a \sin(0) + i_b \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right)] \end{cases} \quad (A.4)$$

Resolvendo (A.4) em ordem a i_α e i_β obtém-se (A.5):

$$\begin{cases} i_\alpha = \frac{N_S}{N_{S_{Equivalente}}} [i_a + i_b \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right)] \\ i_\beta = \frac{N_S}{N_{S_{Equivalente}}} [i_b \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right)] \end{cases} \quad (A.5)$$

Assumindo que $\frac{N_S}{N_{S_{Equivalente}}}$ é igual a uma constante k , é possível relacionar as correntes no referencial $\alpha\beta\gamma$ com as correntes no referencial 123 , onde k_H é o ganho da componente homopolar, (A.6):

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_H & k_H & k_H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

A matriz em (A.6) é considerada a matriz Concordia, $[C]^{-1}$. Sendo que para que a potência seja igual nos dois sistemas, 123 e $\alpha\beta\gamma$, considera-se a igualdade (A.8).

$$[C]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_H & k_H & k_H \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

$$[C]^{-1} = [C]^T \quad (\text{A.8})$$

Assumindo esta relação, verificamos com (A.9) que a expressão da potência é mantida.

$$P = [u_{123}]^T [i_{123}] = ([C][u_{\alpha\beta\gamma}])^T ([C][i_{\alpha\beta\gamma}]) = [u_{\alpha\beta\gamma}]^T [C]^T [C] [i_{\alpha\beta\gamma}] = [u_{\alpha\beta\gamma}]^T [i_{\alpha\beta\gamma}] \quad (\text{A.9})$$

Como demonstrado anteriormente, se usarmos a equivalência para a matriz concordia, obtém-se (A.10):

$$[C]^{-1} \equiv [C]^T \rightarrow [C][C]^T \equiv [C][C]^{-1} = [I] \rightarrow [I] = 1 \quad (\text{A.10})$$

Desta forma, usando a lógica em (A.10), conclui-se (A.11):

$$k \begin{bmatrix} 1 & 0 & k_H \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & k_H \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & k_H \end{bmatrix} k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_H & k_H & k_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

Através de manipulação matemática de (A.11), obtém-se (A.12):

$$\begin{cases} k = \sqrt{\frac{2}{3}} \\ k_H = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

Desta forma, podemos definir a matriz Concordia e a sua transposta, (A.13) e (A.14) respetivamente:

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

$$[C]^{-1} = [C]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

Com a matriz Concordia definida é possível alternar entre os referenciais 123 e $\alpha\beta$.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

Anexo B – Transformação de Coordenadas $\alpha\beta$ para $dq0$

Para calcular a matriz de rotação, que nos permite passar do referencial bifásico estático equivalente, $\alpha\beta$, para o referencial bifásico equivalente girante, $dq0$, considere-se um ângulo de defasamento entre referenciais θ , Figura anexos 3.

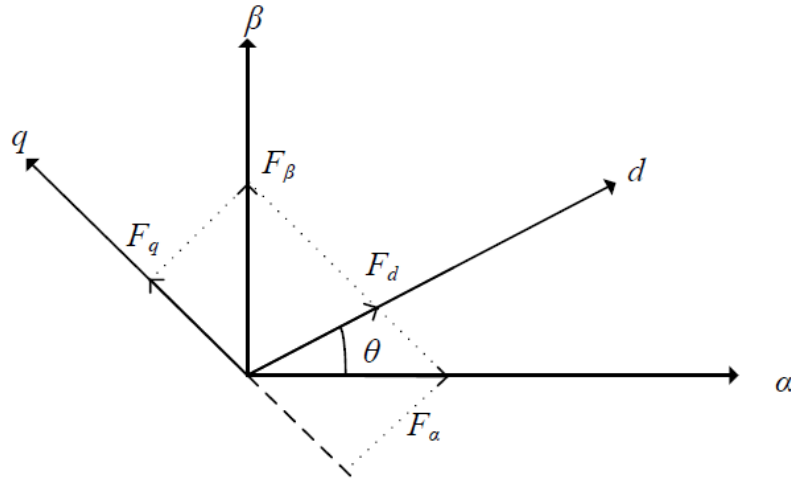


Figura anexos 3 – Referencial girante e estacionário.

Da Figura anexos 3, conclui-se (B.1):

$$\begin{cases} F_d = F_{d\alpha} + F_{d\beta} \\ F_q = F_{q\alpha} + F_{q\beta} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} F_d = F_\alpha \cos \theta + F_\beta \sin \theta \\ F_q = -F_\alpha \sin \theta + F_\beta \cos \theta \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

Passando (B.1) para a forma matricial, adicionando componente homopolar obtém-se (B.2):

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

Aplicando a mesma lógica de (B.2), é possível definir a matriz de rotação ou matriz de transformação de Park $[P]$, (B.3):

$$P(\theta)^T = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Leftrightarrow P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

Para ser possível passar diretamente do referencial 123 para dq podemos definir a matriz de rotação, (B.4):

$$[D]^T = [P]^T [C]^T \quad (\text{B.4})$$

Que provém de (B.5):

$$[X_{dq0}] = [D]^T [X_{123}] \Leftrightarrow [X_{\alpha\beta 0}] = [C]^T [X_{123}] \Leftrightarrow [X_{dq0}] = [P]^T [X_{\alpha\beta 0}] = [P]^T [C]^T [X_{123}] \quad (\text{B.5})$$

Desta forma, é possível fazer o obter a matriz rotação, (B.6), e a respetiva transposta (B.7):

$$[D]^T = [P]^T [C]^T = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

$$[D]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\alpha) & -\sin\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

Anexo C – Descrição do Bastidor de Baterias da LG Chem

Descrição do bastidor de baterias da LG Chem

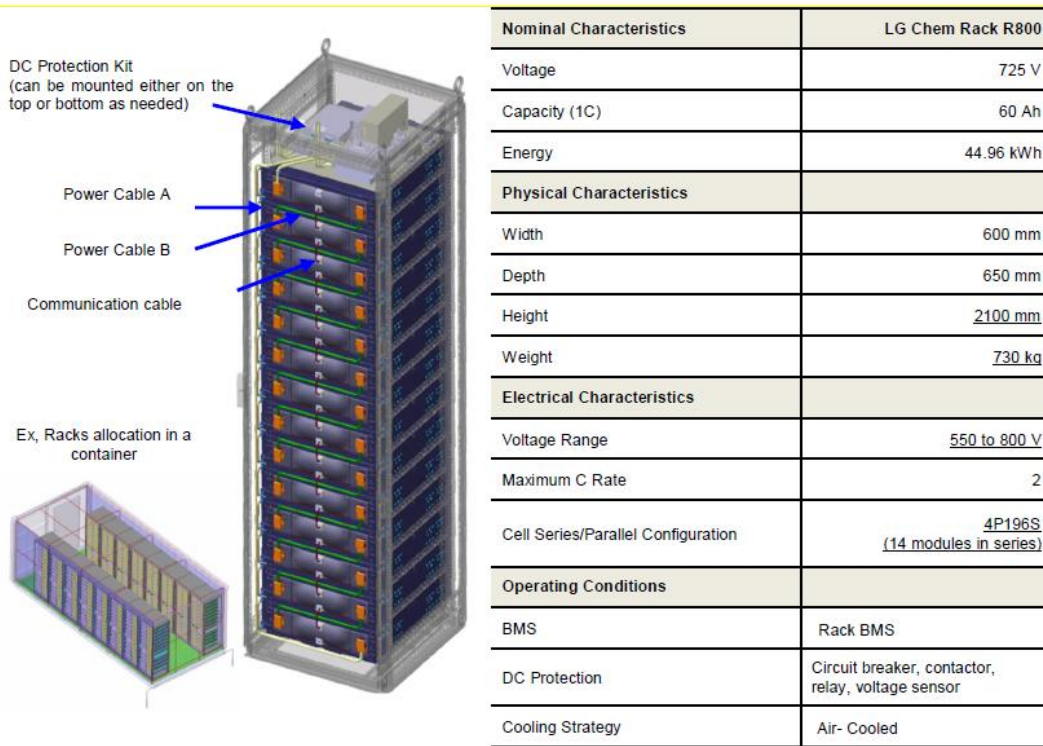


Figura anexos 4 – Caraterísticas nominais do bastidor baterias.

Célula:

Especificações Nominais: Valores típicos (25°C)	
Capacidade nominal (a taxa 1C , 2.80 ~ 4.15 V)	15.9 Ah ± 2.5%
Tensão nominal (a taxa de descarga 1C, 50% SOC)	3.70 V
Densidade de energia	155 Wh/kg
Densidade de potência (a 50% SOC, 10 sec.)	2,600 W/kg
Tensão	2.80 ~ 4.15 V
Temperatura	-30 ~ 60 °C
Peso	Aprox. 380 g
Volume	Aprox. 160 mL

Tabela anexos 1 – Caraterísticas nominais por célula.

Anexos

Módulo:

Características Eléctricas		
Tensão	V	42~ 59
Capacidade	Ah	60
Energia	Wh	3,200
Max C-Rack	C	2 (120A)
Características Físicas		
Largura	mm	445
Altura	mm	122
Profundidade	mm	550
Peso	kg	Approx. 40
Características da Rack (Quando Montada)		
Larg. de rack (19" compatível)	mm	600
Profundidade de Rack	mm	650
Altura Rack, base da Rack	mm	2,100
Tensão	V	588 ~ 814
Energia	kWh	44.96
Protecção e Controlo		
BMS	Módulo	Integrado
Protecção DC	Rack	disjuntor, detector de tensão, contactor
Refrigeração	Módulo	Forçada

Tabela anexos 2 – Caraterísticas nominais por módulo.

Curvas:

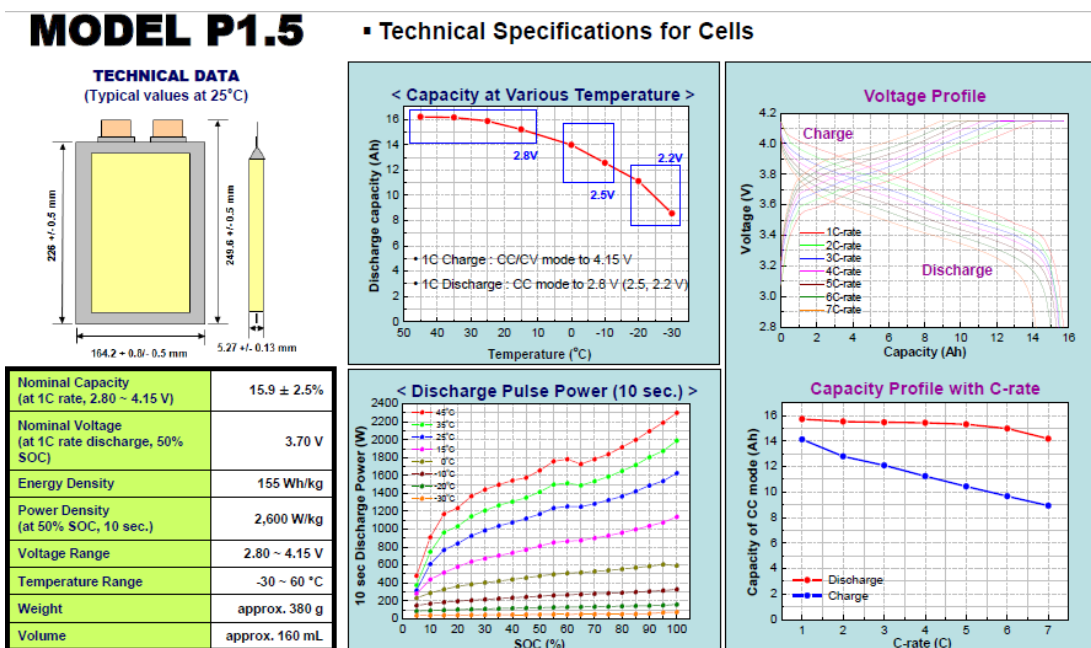


Figura anexos 5 – Curvas e especificações técnicas por célula.

Anexos

Anexo D – Tabela de Correspondência do *DSP*

Ficha D 37 Vias	Ficha IDC	Sinal DSP	Descrição
1	40	GND	
20	39	GND	
2	38	SCAP1	
21	37	SCAP2	
3	36	SCAP3	
22	35	SCAP4	
4	34	GND	
23	33	ST1PWM	
5	32	STP2PWM	
24	31	ST3PWM	
6	30	GND	
25	29	GND	
7	28	SPWM1	1ª entrada do 1º acoplador ótico
26	27	SPWM2	2ª entrada do 2º acoplador ótico
8	26	SPWM3	2ª entrada do 1º acoplador ótico
27	25	SPWM4	1ª entrada do 3º acoplador ótico
9	24	SPWM5	1ª entrada do 2º acoplador ótico
28	23	SPWM6	2ª entrada do 3º acoplador ótico
10	22	SPWM7	
29	21	SPWM8	
11	20	SPWM9	
30	19	GND	
12	18	GND	
31	17	GND	
13	16	GND	
32	15	GND	
14	14	GND	
33	13	GND	
15	12	GND	
34	11	SSOMI	
16	10	SSIMO	
35	9	SCLK	
17	8	SSTE	
36	7	GND	
18	6	VCC (+5V)	
37	5	GND	
19	4	VCC(+5V)	
	3		
	2		
	1		

Tabela anexos 3 – Tabela das equivalências da ficha D 37 para ficha IDC.

International
IR Rectifier

Plug N Drive™ Integrated Power
Module for Appliance Motor Drive

IRAMS10UP60B
iMOTION™ Series

10A, 600V

with Internal Shunt Resistor

Description

International Rectifier's IRAMS10UP60B is an Integrated Power Module developed and optimized for electronic motor control in appliance applications such as washing machines and refrigerators. Plug N Drive technology offers an extremely compact, high performance AC motor-driver in a single isolated package for a very simple design. An internal shunt is also included and offers easy current feedback and overcurrent monitor for precise and safe operation. A built-in temperature monitor and over-current protection, along with the short-circuit rated IGBTs and integrated under-voltage lockout function, deliver high level of protection and fail-safe operation. The integration of the bootstrap diodes for the high-side driver section, and the single polarity power supply required to drive the internal circuitry, simplify the utilization of the module and deliver further cost reduction advantages.

Features

- Internal Shunt Resistor
- Integrated Gate Drivers and Bootstrap Diodes
- Temperature Monitor
- Fully Isolated Package
- Low $V_{CE(on)}$ Non Punch Through IGBT Technology
- Undervoltage lockout for all channels
- Matched propagation delay for all channels
- Schmitt-triggered input logic
- Cross-conduction prevention logic
- Lower di/dt gate driver for better noise immunity
- Motor Power range 0.4~0.75kW / 85~253 Vac
- Isolation 2000V_{RMS}/1min

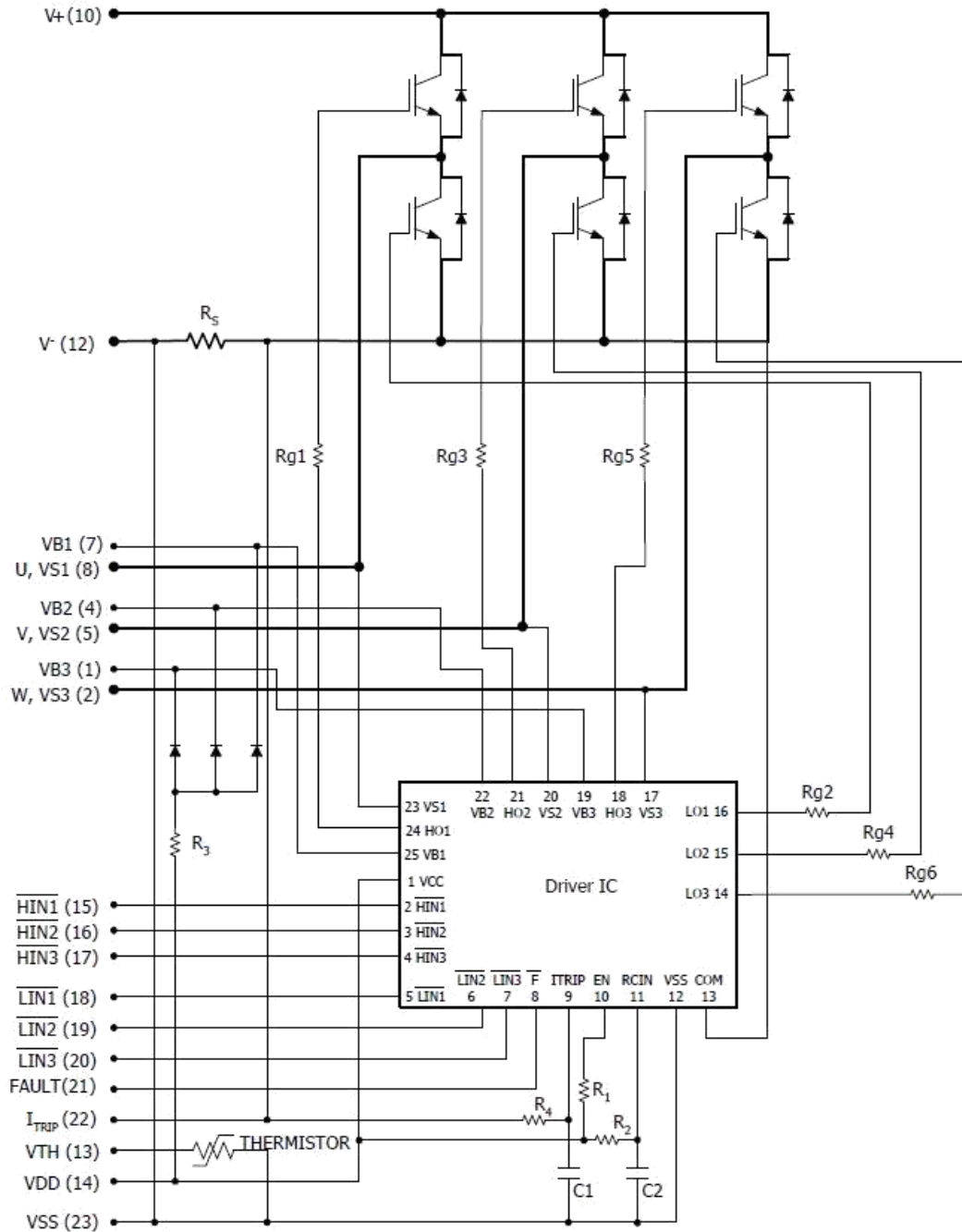


Absolute Maximum Ratings

Parameter	Description	Max. Value	Units
V_{CES}	Maximum IGBT Blocking Voltage	600	V
V^+	Positive Bus Input Voltage	450	
$I_o @ T_C=25^\circ\text{C}$	RMS Phase Current (see Note 1)	10	A
$I_o @ T_C=100^\circ\text{C}$	RMS Phase Current (see Note 1)	5	
I_{pk}	Maximum Peak Phase Current ($t_p < 100\text{ms}$)	15	
F_p	Maximum PWM Carrier Frequency	20	kHz
P_d	Maximum Power dissipation per Phase	20	W
V_{iso}	Isolation Voltage (1min)	2000	V _{RMS}
T_J (IGBT & Diodes)	Operating Junction temperature Range	-40 to +150	°C
T_J (Driver IC)	Operating Junction temperature Range	-40 to +150	
T	Mounting torque Range (M3 screw)	0.8 to 1.0	Nm

IRAMS10UP60B

Internal Electrical Schematic - IRAMS10UP60B



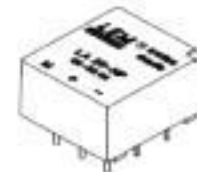
Anexo F – *Datasheet* Transdutor de Corrente



Current Transducer LA 25-NP

I_{PN} = 5-6-8-12-25 A

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed, mixed, with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



Electrical data			
I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	25	At
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 36	At
R_M	Measuring resistance with ± 15 V	@ ± 25 At _{max}	R_{Mmin} R_{Mmax}
		@ ± 36 At _{max}	100 320 Ω 100 190 Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
K_N	Conversion ratio	1-2-3-4-5	: 1000
V_C	Supply voltage (± 5 %)	± 15	V
I_C	Current consumption	10 + I_S	mA
V_{d1}	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 min	2.5	kV
V_A	R.m.s. rated voltage ¹⁾ , safe separation basic isolation	600	V
		1700	V

Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Accuracy - Dynamic performance data			
X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.5	%
\mathcal{E}_L	Linearity	< 0.2	%
I_0	Offset current ²⁾ @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max
		± 0.05	± 0.15 mA
I_{0M}	Residual current ³⁾ @ $I_P = 0$, after an overload of 3 x I_{PN}	± 0.05	± 0.15 mA
I_{0T}	Thermal drift of I_0	0°C .. + 25°C	± 0.08 ± 0.25 mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10 ± 0.35 mA
t_r	Response time ⁴⁾ @ 90 % of I_{Pmax}	< 1	µs
di/dt	di/dt accurately followed	> 50	A/µs
f	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC .. 150	kHz

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

General data		
T_A	Ambient operating temperature	0 .. + 70 °C
T_S	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85 °C
R_p	Primary resistance per turn @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	< 1.25 mΩ
R_S	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110 Ω
R_{is}	Isolation resistance @ 500 V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	> 1500 MΩ
m	Mass	22 g
	Standards ⁵⁾	EN 50178

Notes : ¹⁾ Pollution class 2
²⁾ Measurement carried out after 15 mn functioning
³⁾ The result of the coercive field of the magnetic circuit
⁴⁾ With a di/dt of 100 A/µs
⁵⁾ A list of corresponding tests is available

980909/8

Anexos

Dimensions LA 25-NP (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)

Bottom view

Right view

Top view

Secondary terminals

Terminal + : supply voltage + 15 V
Terminal M : measure
Terminal - : supply voltage - 15 V

Connection

Number of primary turns	Primary current		Nominal output current I_{SN} [mA]	Turns ratio K_N	Primary resistance R_P [mΩ]	Primary insertion inductance L_P [μH]	Recommended connections
	nominal I_{PN} [A]	maximum I_P [A]					
1	25	36	25	1/1000	0.3	0.023	
2	12	18	24	2/1000	1.1	0.09	
3	8	12	24	3/1000	2.5	0.21	
4	6	9	24	4/1000	4.4	0.37	
5	5	7	25	5/1000	6.3	0.58	

Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 10 pins 0.7 x 0.6 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins $\varnothing 1$ mm
- Recommended PCB hole 1.2 mm

Remarks

- I_S is positive when I_P flows from terminals 1, 2, 3, 4, 5 to terminals 10, 9, 8, 7, 6
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

Anexo G – Datasheet Transdutor de Tensão

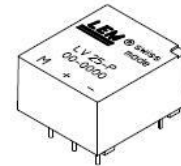


Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).

$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA		
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 14	mA		
R_M	Measuring resistance	R_{Mmin}	R_{Mmax}		
				with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$	30	100	Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$	100	350	Ω
	@ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$	100	190	Ω	
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA		
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000			
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	$\pm 12 \dots 15$	V		
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S	mA		
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV		

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_1 , which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$	± 0.9	%
		@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$	± 0.8	%
ϵ_L	Linearity		< 0.2	%
I_O	Offset current @ $I_P = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	± 0.15	mA
		Max	± 0.25	mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0°C .. +25°C	± 0.06	mA
		+25°C .. +70°C	± 0.10	mA
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of V_{Pmax}		40	μs

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

General data

T_A	Ambient operating temperature	0 .. +70	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	-25 .. +85	$^\circ\text{C}$
R_P	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_S	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ³⁾	EN 50178	

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary

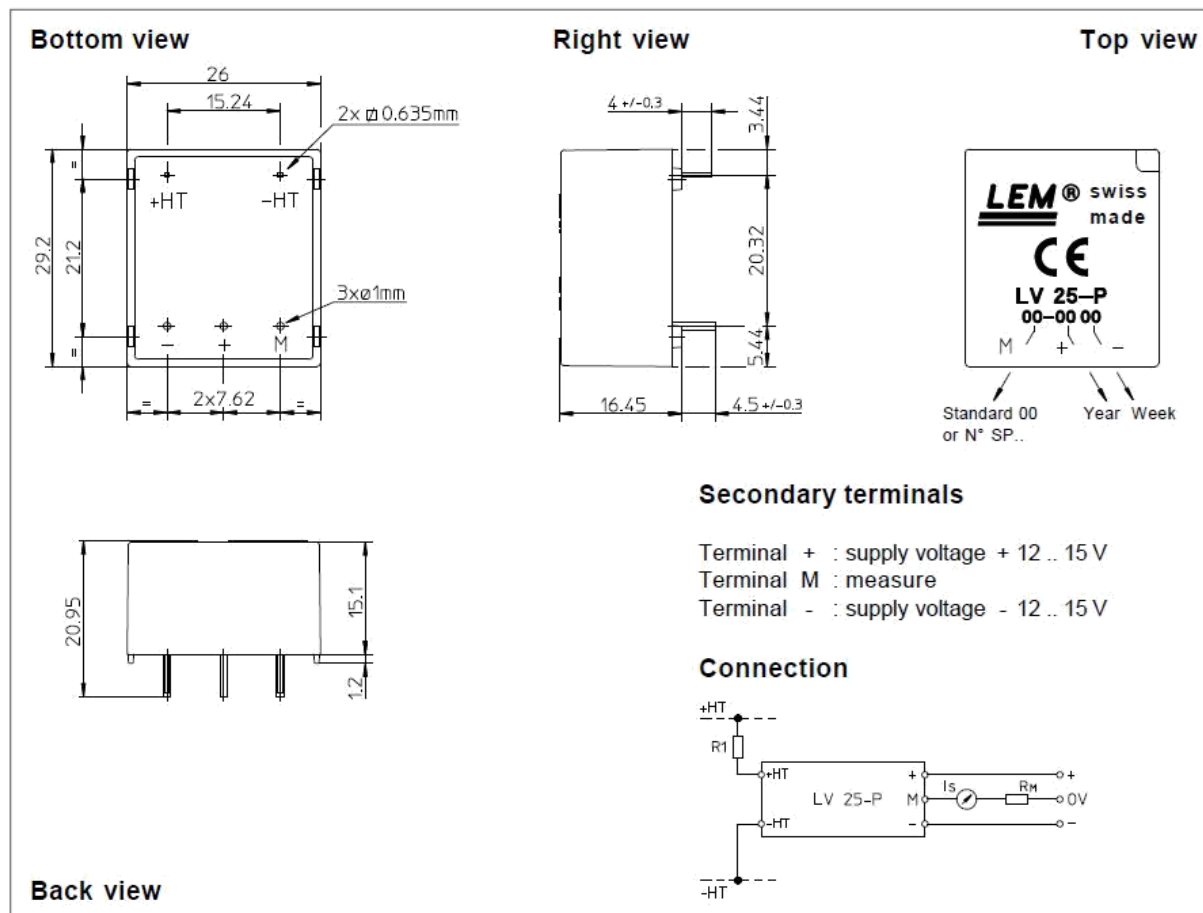
²⁾ $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)

³⁾ A list of corresponding tests is available

981125/14

Anexos

Dimensions LV 25-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 2 pins
0.635 x 0.635 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins \varnothing 1 mm
- Recommended PCB hole 1.2 mm

Remarks

- I_s is positive when V_p is applied on terminal +HT.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

Instructions for use of the voltage transducer model LV 25-P

Primary resistor R_1 : the transducer's optimum accuracy is obtained at the nominal primary current. As far as possible, R_1 should be calculated so that the nominal voltage to be measured corresponds to a primary current of 10 mA.

Example: Voltage to be measured $V_{PN} = 250$ V

- a) $R_1 = 25$ k Ω / 2.5 W, $I_p = 10$ mA Accuracy = ± 0.8 % of V_{PN} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)
b) $R_1 = 50$ k Ω / 1.25 W, $I_p = 5$ mA Accuracy = ± 1.6 % of V_{PN} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)

Operating range (recommended) : taking into account the resistance of the primary windings (which must remain low compared to R_1 in order to keep thermal deviation as low as possible) and the isolation, this transducer is suitable for measuring nominal voltages from 10 to 500 V.



Very High CMR, Wide V_{CC} Logic Gate Optocouplers

Technical Data

HCPL-2201	HCPL-2202
HCPL-2211	HCPL-2212
HCPL-2231	HCPL-2232
HCPL-0201	HCPL-0211
HCNW2201	HCNW2211

Features

- 10 kV/ μ s Minimum Common Mode Rejection (CMR) at $V_{CM} = 1000$ V (HCPL-2211/2212/0211/2232, HCNW2211)
- Wide Operating V_{CC} Range: 4.5 to 20 Volts
- 300 ns Propagation Delay Guaranteed over the Full Temperature Range
- 5 Mbd Typical Signal Rate
- Low Input Current (1.6 mA to 1.8 mA)
- Hysteresis
- Totem Pole Output (No Pullup Resistor Required)
- Available in 8-Pin DIP, SOIC-8, Widebody Packages
- Guaranteed Performance from -40°C to 85°C
- Safety Approval
UL Recognized -2500 V rms for 1 minute (5000 V rms for 1 minute for HCNW22XX) per UL1577
CSA Approved
VDE 0884 Approved with $V_{IORM} = 630$ V peak (HCPL-2211/2212 Option 060 only) and $V_{IORM} = 1414$ V peak (HCNW22XX only)
BSI Certified (HCNW22XX only)

- MIL-STD-1772 Version Available (HCPL-52XX/62XX)

Applications

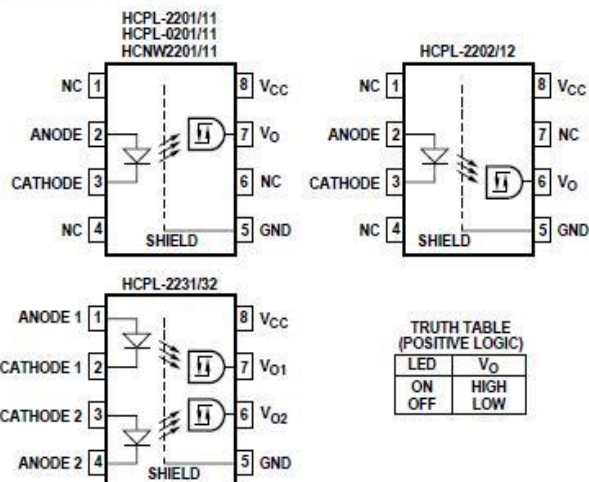
- Isolation of High Speed Logic Systems
- Computer-Peripheral Interfaces
- Microprocessor System Interfaces
- Ground Loop Elimination
- Pulse Transformer Replacement
- High Speed Line Receiver
- Power Control Systems

Description

The HCPL-22XX, HCPL-02XX, and HCNW22XX are optically-coupled logic gates. The HCPL-22XX, and HCPL-02XX contain a GaAsP LED while the HCNW22XX contains an AlGaAs LED. The detectors have totem pole output stages and optical receiver input stages with built-in Schmitt triggers to provide logic-compatible waveforms, eliminating the need for additional waveshaping.

A superior internal shield on the HCPL-2211/12, HCPL-0211,

Functional Diagram



TRUTH TABLE (POSITIVE LOGIC)

LED	V_o
ON	HIGH
OFF	LOW

A 0.1 μ F bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

Anexo I – *Datasheet Controlador Digital dSPACE*

Single-Board Hardware / DS1104 R&D Controller Board

DS1104 R&D Controller Board

Cost-effective system for controller development

Highlights

- Single-board system with real-time hardware and comprehensive I/O
- Cost-effective
- PCI hardware for use in PCs



Application Areas

The real-time hardware based on PowerPC technology and its set of I/O interfaces make the controller board an ideal solution for developing controllers in various fields, such as drives, robotics, and aerospace. The board is used in many university laboratories.

Key Benefits

The DS1104 R&D Controller Board upgrades your PC to a powerful development system for rapid control prototyping („R&D“ stands for research & development). Real-Time Interface (RTI) provides Simulink® blocks for graphical I/O configuration. The board can be installed in virtually any PC with a free 5-V PCI slot.

Using Real-Time Interface

With Real-Time Interface (RTI), you can easily run your function models on the DS1104 R&D Controller Board. You can configure all I/O graphically, insert the blocks into a Simulink block diagram, and generate the model code via Real-Time Workshop®. The real-time model is compiled, downloaded, and started automatically. This reduces the implementation time to a minimum.



Technical Details

Parameter		Specification
Processor		<ul style="list-style-type: none"> ■ MPC8240 processor with PPC 603e core and on-chip peripherals ■ 64-bit floating-point processor ■ CPU clock: 250 MHz ■ 2 x 16 KB cache, on-chip ■ On-chip PCI bridge (33 MHz)
Memory	Global memory	■ 32 MB SDRAM
	Flash memory	■ 8 MB
Timer	4 general-purpose timers	<ul style="list-style-type: none"> ■ 32-bit down counter ■ Reload by hardware ■ 80-ns resolution
	1 sampling rate timer (decrementer)	<ul style="list-style-type: none"> ■ 32-bit down counter ■ Reload by software ■ 40-ns resolution
	1 time base counter	<ul style="list-style-type: none"> ■ 64-bit up counter ■ 40-ns resolution
Interrupt controller		<ul style="list-style-type: none"> ■ 5 timer interrupts ■ 2 incremental encoder index line interrupts ■ 1 UART interrupt ■ 1 slave DSP interrupt ■ 1 slave DSP PWM interrupt ■ 5 A/D converter (end of conversion) interrupts ■ 1 host interrupt ■ 4 external interrupts (user interrupts)
A/D converter	Channels	<ul style="list-style-type: none"> ■ 4 multiplexed channels equipped with one sample & hold A/D converter (1x16-bit) ■ 4 parallel channels each equipped with one sample & hold A/D converter (4x12-bit) ■ Note: 5 A/D converter channels (1x16-bit and 4x12-bit) can be sampled simultaneously
	Resolution	<ul style="list-style-type: none"> ■ Multiplexed channels: 16 bit ■ Parallel channels: 12 bit
	Input voltage range	■ ± 10 V
	Conversion time	<ul style="list-style-type: none"> ■ Multiplexed channels: 2 μs¹⁾ ■ Parallel channels: 800 ns¹⁾
	Offset error	■ ± 5 mV
	Gain error	<ul style="list-style-type: none"> ■ Multiplexed channels: $\pm 0.25\%$ ■ Parallel channels: $\pm 0.5\%$
	Offset drift	■ 40 μ V/K
	Gain drift	■ 25 ppm/K
	Signal-to-noise ratio	<ul style="list-style-type: none"> ■ Multiplexed channels: >80 dB ■ Parallel channels: >65 dB
D/A converter	Channels	■ 8 channels
	Resolution	■ 16-bit
	Output range	■ ± 10 V
	Settling time	■ Max. 10 μ s (full-scale, accuracy 1/2 LSB)
	Offset error	■ ± 1 mV
	Gain error	■ $\pm 0.1\%$
	Offset drift	■ 130 μ V/K
	Gain drift	■ 25 ppm/K
	Signal-to-noise ratio	■ >80 dB
	I_{max}	■ ± 5 mA
Digital I/O	Channels	<ul style="list-style-type: none"> ■ 20-bit parallel I/O ■ Single bit selectable for input or output
	Voltage range	■ TTL input/output levels
	$I_{out, max}$	■ ± 5 mA

Anexo J – Datasheet Fuentes Comutadas



FEATURES

- RoHS compliant
- Efficiency to 79%
- Power density up to 0.85W/cm³
- Wide temperature performance at full 1 Watt load, -40°C to 85°C
- Single or dual output
- UL 94V-0 package material
- No heatsink required
- Footprint from 1.17cm²
- Industry standard pinout
- Power sharing on dual output
- 3kVDC isolation (1 minute)
- 5V, 12V, & 15V input
- 5V, 9V, 12V and 15V output
- Internal SMD construction
- Fully encapsulated with toroidal magnetics
- No external components required
- MTTF up to 4.2 million hours
- No electrolytic or tantalum capacitors

PRODUCT OVERVIEW

The NMV series of industrial temperature range DC/DC converters are the standard building blocks for on-board distributed power systems. They are ideally suited for providing local supplies on control system boards with the added benefit of 3kVDC galvanic isolation to reduce switching noise. Available in SIP and DIP with dual and single output pinout. All of the rated power may be drawn from a single pin provided the total load does not exceed 1 watt.



NMV 5V, 12V & 15V Series

3kVDC Isolated 1W Single & Dual Output DC/DC Converters

SELECTION GUIDE

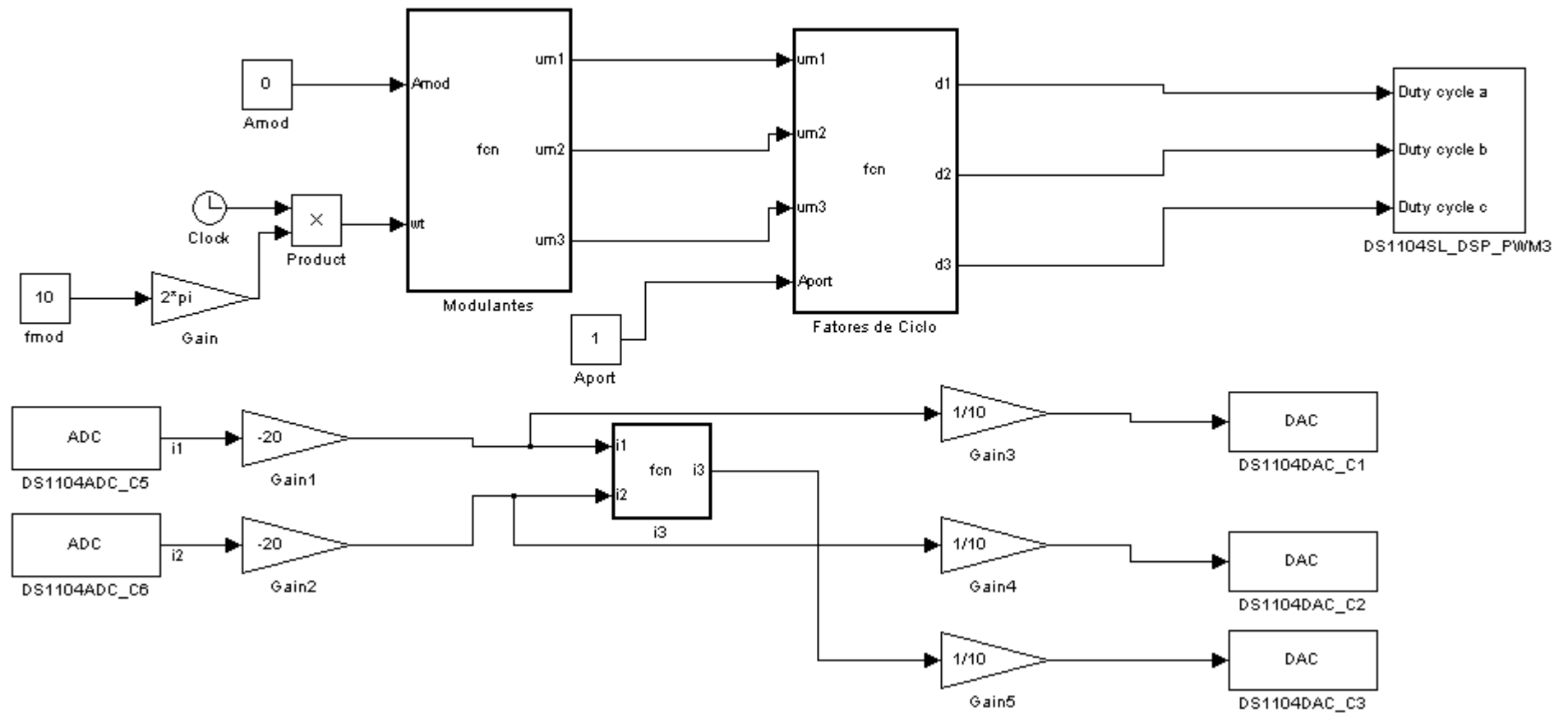
Order Code	Nominal Input Voltage	Output Voltage	Output Current	Input Current at Rated Load	Load Regulation (Typ)	Load Regulation (Max)	Ripple & Noise (Typ)	Ripple & Noise (Max)	Efficiency	Isolation Capacitance	MTTF ¹	Package Style
	V	V	mA	mA	%	%	mVp-p	mVp-p	%	pF	kHrs	
NMV0505DAC	5	5	200	294	14.6	15	15	17	68	23	4241	DIP
NMV0509DAC	5	9	111	267	9.3	10	11.3	15	75	30	3376	
NMV0512DAC	5	12	84	260	7.4	8.0	10.5	16	77	26	2555	
NMV0515DAC	5	15	67	256	6.7	7.3	8.7	11	78	27	1838	
NMV0505SAC	5	5	200	294	14.6	15	16	23	68	23	4241	
NMV0509SAC	5	9	111	267	9.3	10	12	15	75	30	3376	SIP
NMV0512SAC	5	12	84	260	7.4	8.0	11	15	77	26	2555	
NMV0515SAC	5	15	67	256	6.7	7.3	11	14	78	27	1838	
NMV1205DAC	12	5	200	121	14.6	15	9.5	14	69	26	2664	
NMV1209DAC	12	9	111	113	9.3	10	7	8.5	74	35	2295	
NMV1212DAC	12	12	84	108	7.4	8.0	8	19	77	43	1883	
NMV1215DAC	12	15	67	108	6.7	7.3	8	17	77	42	1462	
NMV1205SAC	12	5	200	121	14.6	15	11	16	69	26	2664	
NMV1209SAC	12	9	111	113	9.3	10	7.5	14	74	35	2295	
NMV1212SAC	12	12	84	108	7.4	8.0	9	22	77	43	1883	SIP
NMV1215SAC	12	15	67	108	6.7	7.3	8.5	17	77	42	1462	
NMV1505SAC	15	5	200	93	8.3	10	15.5	17	67	21	2747	
NMV1512SAC	15	12	84	85	3.3	4.0	11.2	14	75	45	1365	
NMV1515SAC	15	15	67	84	2.8	4.0	11	13	77	50	941	
NMV0505DC	5	±5	±100	280	9.0	10	11	14	71.5	21	3106	DIP
NMV0509DC	5	±9	±55	263	7.5	8.5	7.5	9	76	24	2258	
NMV0512DC	5	±12	±42	256	6.8	7.5	6.7	9	78	26	1579	
NMV0515DC	5	±15	±33	253	6.8	8.5	6	9	79	27	1065	
NMV0505SC	5	±5	±100	280	9.0	10	11	17	71.5	21	3106	
NMV0509SC	5	±9	±55	263	7.5	8.5	7	9.4	76	24	2258	SIP
NMV0512SC	5	±12	±42	256	6.8	7.5	6.7	8	78	26	1579	
NMV0515SC	5	±15	±33	253	6.8	8.5	6.3	8.2	79	27	1065	
NMV1205DC	12	±5	±100	117	9.0	10	8.6	12	71	27	2148	
NMV1209DC	12	±9	±55	113	7.5	8.5	6.5	9	74	35	1705	
NMV1212DC	12	±12	±42	111	6.8	7.5	6.2	8.5	75	42	1287	DIP
NMV1215DC	12	±15	±33	110	6.8	8.5	5.5	8	76	41	924	
NMV1205SC	12	±5	±100	117	9.0	10	10	13	71	27	2148	
NMV1209SC	12	±9	±55	113	7.5	8.5	8	11	74	35	1705	
NMV1212SC	12	±12	±42	111	6.8	7.5	6	10	75	42	1287	
NMV1215SC	12	±15	±33	110	6.8	8.5	6.5	13	76	41	924	SIP
NMV1505SC	15	±5	±100	91	5.5	10	11	12	69	39	1941	
NMV1512SC	15	±12	±42	87	2.6	3.0	7.5	9	75	68	789	
NMV1515SC	15	±15	±33	84	2.3	3.0	7.5	9	77	84	522	

When operated with additional external load capacitance the rise time of the input voltage will determine the maximum external capacitance value for guaranteed start up. The slower the rise time of the input voltage the greater the maximum value of the additional external capacitance for reliable start up.

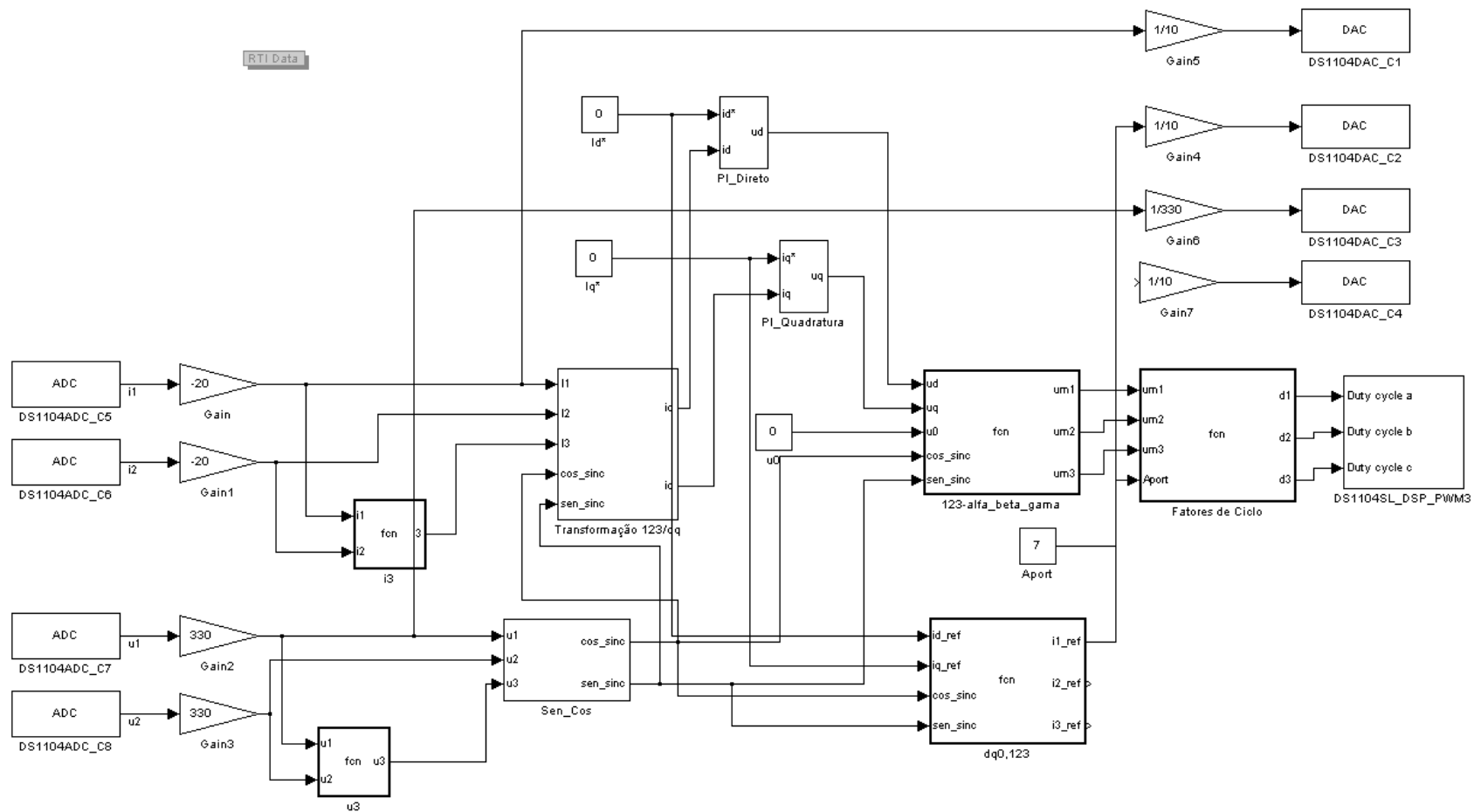
1. Calculated using MIL-HDBK-217F with nominal input voltage at full load.
 2. Supply voltage must be discontinued at the end of the short circuit duration.
- All specifications typical at T_a=25°C, nominal input voltage and rated output current unless otherwise specified.

Anexo K – Ensaio em Cadeia Aberta – Simulação Experimental (DSP)

RTI Data rti1104



Anexo L – Ensaio em Cadeia Fechada (PI) – Simulação Experimental (DSP)



Anexo M – Ensaio em Cadeia Fechada (Histerético) – Simulação Experimental (DSP)

