

Sistema de Armazenamento de Energia com Base em Baterias e no Ondulador de Tensão Trifásico

ANDRÉ FILIPE MADUREIRA MARTINS

(Licenciado em Engenharia Eletrotécnica)

Dissertação para obtenção de grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica – Ramo Automação e Eletrónica Industrial

Orientador:

Professor Doutor Miguel Cabral Ferreira Chaves

Professor Doutor Paulo José Duarte Landeiro Gamboa

Júri:

Professor Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo

Professor Doutor Miguel Cabral Ferreira Chaves

Professor Doutor José Gabriel da Silva Lopes

Junho 2016

RESUMO

Esta dissertação de Mestrado foi realizada tendo em conta o objetivo de se efetuar o estudo teórico e a sua comprovação, por simulação numérica e ensaios experimentais, de um *Sistema de Armazenamento de Energia com Base em Baterias e no Ondulador de Tensão Trifásico*.

Numa primeira fase foi efetuado o estudo teórico e modelização tanto do conversor estático de potência como do seu método de controlo. O controlo do conversor é feito através do controlo das correntes trifásicas, por comparação das correntes de referência segundo e eixo direto (i_d^*) e quadratura (i_q^*), através da 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. A implementação do sistema de simulação numérica permitiu simular o funcionamento do conversor inicialmente em cadeia aberta e posteriormente em cadeia fechada. Em cadeia fechada, de forma a comparar dois métodos distintos, foi utilizado o controlo das correntes do conversor através do controlador PI (Proporcional e Integral) e através do controlador histerético. O controlo das correntes do conversor foi efetuado na plataforma de simulação numérica *Matlab/Simulink®* através do controlador digital do fabricante *dSPACE®*.

A implementação laboratorial teve como base a construção de um protótipo experimental, constituído por um módulo trifásico de potência que funciona com as tensões nominais da rede, sensores de corrente e tensão e acopladores óticos que disponibilizam os sinais de comando para o conversor.

Os resultados obtidos pelo protótipo experimental utilizando os dois tipos de controladores validaram os modelos teóricos obtidos pelo *Matlab/Simulink®*.

Palavras Chave:

Conversor AC/DC, Controlador PI, PWM, DSP.

ABSTRACT

This Master's thesis was made with the propose of making the theoretical study and verification by numerical simulation and experimental tests of an Energy Storage System based on Batteries and the Three-Phase Voltage Inverter.

Initially it was made the theoretical study and modeling of the static power converter and also the control over it. The control is done by controlling the three-phase currents, by comparing the reference current over the direct axis (i_d^*) and quadrature (i_q^*) by PWM control technology.

In order to implement the numerical simulation of the system, they were made the transformations of reference voltage and current of the AC side. The implementation of the numerical simulation system allowed to simulate the operation of the inverter initially in open chain and then in closed chain. In closed chain, in order to compare two different methods, was performed by using the control of the converter currents through the PI controller (Proportional and Integral). Control of converter currents was conducted in numerical simulation platform *Matlab/Simulink*[®] through the digital controller *dSPACE*[®].

The laboratory implementation was based on the construction of an experimental prototype, consisting in a three-phase power module that works with nominal voltages of the network, current and voltage sensors and optocouplers that provide the control signals to the converter.

The results of the experimental prototype using both types of controllers have validated the theoretical models obtained by *Matlab/Simulink*[®].

Keywords:

AC/DC Converter, PI Controller, PWM, DSP.

AGRADECIMENTOS

Aos meus orientadores, Miguel Cabral Ferreira Chaves e Paulo José Duarte Landeiro Gamboa, pela confiança depositada em mim, disponibilidade, opiniões e críticas sempre no sentido de melhorar o trabalho.

Aos meus pais e namorada pelo apoio que sempre demonstraram.

Ao Instituto Superior de Engenharia de Lisboa pela disponibilidade de instalações e equipamentos.

Ao INESC – ID, pelo financiamento e aquisição dos transdutores de tensão e fontes comutadas.

Ao Jorge Duarte pela ajuda na construção do protótipo experimental e ao Nuno Santos pelo auxílio prestado em laboratório.

A todos os meus colegas de licenciatura e mestrado do ISEL, pela ajuda e camaradagem demonstrada ao longo dos anos.

LISTA DE ABREVIATURAS

AC	<i>Alternating Current</i>
BJT	<i>Bipolar junction transistor</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
GTO	<i>Gate Turn-Off thyristor</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
IDC	<i>Insulation-displacement connector</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
ITAE	<i>Integral Time-weighted Absolute Error</i>
MCT	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Controlled Thyristor</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistors</i>
P2G	<i>Power to Gas</i>
PI	<i>Proporcional Integral</i>
PLL	<i>Phase-Locked loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
QEE	<i>Qualidade de Energia Elétrica</i>
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>

SIMBOLOGIA

C	Matriz de Transformação de Clarke - Concordia
C^T	Transposta da matriz de Transformação de Concordia
D	Matriz de Transformação de Park
D^T	Transposta da matriz de Transformação de Park
e_1, e_2, e_3	Tensões simples do lado da Rede de Energia Elétrica [V]
e_d	Tensão simples da rede segundo o eixo d [V]
e_q	Tensão simples da rede segundo o eixo q [V]
f_c	Frequência de corte do compensador de corrente [Hz]
f_s	Frequência de comutação dos dispositivos semicondutores [Hz]
i_d	Corrente segundo o eixo direto [A]
i_q	Corrente segundo o eixo quadratura [A]
i_α	Corrente segundo o eixo α [A]
i_β	Corrente segundo o eixo β [A]
L	Indutância dos enrolamentos [H]
u_1, u_2, u_3	Tensões de cada ponto médio do braço do Conversor AC/DC [V]
u_{s1}, u_{s2}, u_{s3}	Tensões à entrada do Conversor AC/DC [V]
u_{dc}	Tensão no barramento DC [V]
u_{rede}	Tensão eficaz da rede [V]
u_d	Tensão segundo o eixo direto [V]
u_{pwm_d}	Tensão de PWM segundo o eixo d [V]
u_{pwm_q}	Tensão de PWM segundo o eixo q [V]
u_q	Tensão segundo o eixo quadratura [V]
u_α	Tensão segundo o eixo α [V]
u_β	Tensão segundo o eixo β [V]
P	Potência Ativa [W]
Q	Potência Reativa [VAR]
S	Potência Aparente [VA]
θ	Fase das grandezas alternadas sinusoidais
R	Resistência dos enrolamentos [Ω]
X_{123}	Matriz do sistema em coordenadas 123
$X_{\alpha\beta\gamma}$	Matriz do sistema em coordenadas $\alpha\beta\gamma$
X_{dq0}	Matriz do sistema em coordenadas $dq0$
Δ_i	Banda de Histerese
τ	Constante de tempo [s]
K_i	Ganho Integral do controlador
K_p	Ganho Proporcional do controlador
T_p	Pólo do compensador de corrente

T_z	Zero do Compensador de corrente
ω	Frequência angular [rad/s]
ω_c	Frequência de corte do compensador de corrente [rad/s]
I_{in}	Corrente do lado DC [A]
P_{out}	Potência do conversor [W]
I_{PN}	Corrente no primário do transdutor de corrente [A]
I_{SN}	Corrente no secundário do transdutor de corrente [A]
R_M	Resistência de medida [Ω]
R_1	Resistência no primário do transdutor de tensão [Ω]
V_M	Tensão de medida [V]

ÍNDICE

1. INTRODUÇÃO	1
1.1. Motivação	1
1.2. Objetivos.....	2
1.3. Estrutura do Documento	2
2. CONVERSORES DE POTÊNCIA EM SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	3
2.1. Sistemas de Armazenamento de Energia.....	3
2.2. Conversores AC/DC - Qualidade da Energia Elétrica.....	5
3. MODELO DO CONVERSOR DE POTÊNCIA	12
3.1. Ondulador de tensão trifásico	12
3.1.1. Modelo em coordenadas 123	14
3.1.2. Modelo em coordenadas $\alpha\beta\gamma$	16
3.1.3. Modelo em coordenadas dq.....	17
3.2. Método de Sincronismo com a Rede de Energia Elétrica	18
3.3. Modulação por largura de impulso sinusoidal.....	20
4. CONTROLO DO CONVERSOR	24
4.1. Controlo das correntes AC de saída do inversor	24
4.1.1. Controlo de corrente por histerese.....	24
4.1.2. Controlo de corrente – Controlador Proporcional Integral	26
5. CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO EXPERIMENTAL E DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA	33
5.1. Modelo de simulação numérica (Matlab/Simulink®).....	33
5.2. Implementação do protótipo experimental	37
5.2.1. Módulo Integrado de Potência	38
5.2.2. Módulo de aquisição de Sinal	39
5.2.3. Desacoplamento dos sinais de comando.....	42
5.2.4. Controlador digital de sinal.....	42
6. IMPLEMENTAÇÃO LABORATORIAL	44
6.1. Ensaio em Cadeia Aberta	44
6.2. Ensaio em Cadeia Fechada	45

6.3.	Ensaio em Cadeia Fechada com ligação à rede elétrica.....	46
7.	ANÁLISE E DISCUSSÃO DE RESULTADOS	47
7.1.	Ensaio em Cadeia Aberta com Carga RL	47
7.2.	Ensaio em Cadeia Fechada	49
7.3.	Ensaio em Cadeia Fechada com ligação à rede elétrica.....	56
8.	CONCLUSÕES	64
8.1.	Conclusões Gerais	64
8.2.	Perspetivas de trabalhos futuros	65
9.	BIBLIOGRAFIA.....	66
	ANEXO A - Transformação de coordenadas de 123 para $\alpha\beta\gamma$.....	68
	ANEXO B - Transformação de coordenadas de $\alpha\beta\gamma$ para dqo.....	72
	ANEXO C – Simulação em Cadeia Fechada com ligação à rede elétrica com recurso ao modelo da bateria	74
	ANEXO D – Tabela de correspondência do DSP	76
	ANEXO E – Placa de circuito impresso	77
	ANEXO F – <i>Datasheet</i> Acopladores Óticos	79
	ANEXO G – <i>Datasheet</i> Fontes Comutadas	80
	ANEXO H – <i>Datasheet</i> Transdutores de Tensão.....	81
	ANEXO I – <i>Datasheet</i> Transdutores de Corrente	83
	ANEXO J – <i>Datasheet</i> Módulo Integrado de Potência.....	85
	ANEXO K – <i>Datasheet</i> Controlador Digital <i>dSPACE</i>®.....	87
	ANEXO L – <i>Simulink</i> (DSP)®	89

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.2.1: Formas de onda típicas para diversos conteúdos harmónicos	5
Tabela 2.2.2: Valores das tensões harmónicas nos pontos de entrega até a ordem 25, expressas em percentagem da tensão declarada [NP EN 50160:2001] [7].	6
Tabela 4.1.1: Parâmetros utilizados na simulação do controlo histerético.	25
Tabela 4.1.2: Parâmetros de simulação dos controladores PI.	32
Tabela 7.2.1: Parâmetros utilizados para o ensaio em cadeia fechada com o Controlador PI – Resposta das Correntes.	49
Tabela 7.2.2: Parâmetros utilizados para o ensaio em cadeia fechada com o Controlador Histerético – Resposta das Correntes.....	50
Tabela 7.2.3: Parâmetros utilizados para o ensaio em cadeia fechada com o Controlador PI – Resposta a um escalão.	51
Tabela 7.2.4: Parâmetros utilizados para o ensaio em cadeia fechada com o \Controlador Histerético – Resposta a um escalão.....	52
Tabela 7.3.1: Parâmetros utilizados para o ensaio em cadeia fechada interligado com a rede eléctrica com o Controlador PI – Resposta das correntes	56
Tabela 7.3.2: Parâmetros utilizados para o ensaio em cadeia fechada interligado com a rede eléctrica com o Controlador Histerético – Resposta das correntes.	56
Tabela 7.3.3: Parâmetros utilizados para o ensaio em cadeia fechada interligado com a rede eléctrica com o Controlador PI – Resposta a um escalão.....	57
Tabela 7.3.4: Parâmetros utilizados para o ensaio em cadeia fechada interligado com a rede eléctrica com o Controlador Histerético – Resposta a um escalão.....	58

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1.1: Tecnologias de armazenamento de energia em larga e pequena escalas	3
Figura 2.1.2: Possíveis constituintes de uma microrrede [2].	4
Figura 2.2.1: Problemas da Qualidade da Energia Elétrica.	7
Figura 3.1.1: Classificação dos conversores	12
Figura 3.1.2: Esquema do inversor de tensão trifásico com ligação à rede elétrica trifásica.	13
Figura 3.1.3: Estrutura básica de um IGBT.....	14
Figura 3.1.4: Estados possíveis de funcionamento dos semicondutores [8].	15
Figura 3.1.5: Diagrama fasorial da transformação de Clarke.	17
Figura 3.1.6: Representação em referencial das coordenadas dq e $\alpha\beta$	17
Figura 3.2.1: Princípio básico do método SRF [11].	19
Figura 3.2.2: Vetor de tensão $u\alpha\beta$ expresso no referencial $\alpha\beta$	20
Figura 3.3.1: Exemplo de um sinal PWM [13].	20
Figura 3.3.2: PWM com onda portadora dente de serra.	21
Figura 3.3.3: PWM com onda portadora dente de serra invertido.	21
Figura 3.3.4: PWM com onda portadora dente de serra triangular.	21
Figura 3.3.5: PWM sinusoidal aplicado ao conversor DC-AC [14].	22
Figura 3.3.6: Exemplo da forma de onda da corrente à saída do conversor em função do comando PWM [15].	23
Figura 4.1.1: Esquema geral do controlo de corrente por histerese.	24
Figura 4.1.2: Modelo de simulação numérica do controlador histerético (Matlab/Simulink®).	25
Figura 4.1.3: Resposta da corrente i_d e i_q face a um escalão de corrente $i_d = 1 A$ aos 25 milissegundos.	26
Figura 4.1.4: Resposta da corrente i_d e i_q face a um escalão de corrente $i_q = 1 A$ aos 25 milissegundos.	26
Figura 4.1.5: Esquema geral do sistema de controlo das correntes de saída do inversor.	27
Figura 4.1.6: Diagrama para síntese do controlador das correntes AC.	29
Figura 4.1.7: Diagrama simplificado para síntese do controlador das correntes AC.	30
Figura 4.1.8: Resposta da corrente i_d e i_q face a um escalão de corrente $i_d = 1 A$ aos 25 milissegundos.	32
Figura 4.1.9: Resposta da corrente i_d e i_q face a um escalão de corrente $i_q = 1 A$ aos 25 milissegundos.	32
Figura 5.1.1: Modelo utilizado para o controlo das correntes AC à saída do inversor em Matlab/Simulink®.	34
Figura 5.1.2: Modelo de simulação da Rede de Energia Elétrica (Matlab/Simulink®).	35
Figura 5.1.3: Bloco gerador das modulantes (Matlab/Simulink®).	36
Figura 5.1.4: Bloco PWM (Matlab/Simulink®).	36

Figura 5.2.1: Diagrama de blocos do protótipo experimental.	37
Figura 5.2.2: Protótipo experimental	38
Figura 5.2.3: Módulo Integrado de potência IRAMS10UP60B.	38
Figura 5.2.4: Transdutor de corrente LA 25-P [17].	39
Figura 5.2.5: Ligações em função das correntes do transdutor de corrente LA 25-NP [17].....	40
Figura 5.2.6: Transdutor de Tensão LV 25-P [18].....	41
Figura 5.2.7: Esquema de ligação do transdutor LV 25-P [18]......	41
Figura 5.2.8: Esquema de ligação do Acoplador Ótico HCPL-2232 [19]......	42
Figura 5.2.9: Fotografia do Controlador Digital de Sinal modelo DS1104 do fabricante dSPACE®.....	42
Figura 5.2.10: Interface gráfico do ControlDesk®.....	43
Figura 6.1.1: Configuração do ensaio experimental em cadeia aberta.	44
Figura 6.2.1: Configuração do ensaio experimental em cadeia fechada.....	45
Figura 6.3.1: Configuração do ensaio experimental em cadeia fechada com ligação à REE.	46
Figura 7.1.1: Sinal de comando f_1 (amarelo) e f_1 (azul) para um fator de ciclo $\delta=0,5$	47
Figura 7.1.2: Tempos mortos dos sinais f_1 (azul) e f_1 (amarelo).	47
Figura 7.1.3: Sinal PWM para $A_{mod} = 5 V$	48
Figura 7.1.4: Sinal PWM para $A_{mod} = 5 V$	48
Figura 7.1.5: Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div).	48
Figura 7.1.6: Resultado Experimental: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div).....	48
Figura 7.1.7: Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div).	49
Figura 7.1.8: Resultado Experimental: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div).....	49
Figura 7.2.1: Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (1 A/div) com controlador PI $i_d^* = -2 A$	50
Figura 7.2.2: Resultado Experimental: Correntes à saída do conversor (1 A/div) com controlador PI $i_d^* = -2 A$	50
Figura 7.2.3: Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div) com controlador Histerético.	50
Figura 7.2.4: Resultado Experimental: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div) com controlador Histerético.	50
Figura 7.2.5: Resultado de Simulação: Resposta a um escalão da corrente $i_d^* = -1 A$ com controlador PI (0,5 A/div).	51
Figura 7.2.6: Resultado Experimental: Resposta a um escalão da corrente $i_d^* = -1 A$ com controlador PI (1 A/div).	51
Figura 7.2.7: Resultado de Simulação: Resposta a um escalão da corrente $i_d^* = -1 A$ com controlador Histerético (0,5 A/div).	52
Figura 7.2.8: Resultado Experimental: Resposta a um escalão da corrente $i_d^* = -1 A$ com controlador Histerético (1 A/div).	52

Figura 7.2.9: Resultado de Simulação: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).	53
Figura 7.2.10: Resultado Experimental: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div). com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).	53
Figura 7.2.11: Resultado de Simulação: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div). com controlador Histerético ($i_d^* = -1 A$).	53
Figura 7.2.12: Resultado Experimental: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div). com controlador Histerético ($i_d^* = -1 A$).	53
Figura 7.2.13: Resultado de Simulação: Tensão da rede (1 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).	54
Figura 7.2.14: Resultado Experimental: Tensão da rede (2 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).	54
Figura 7.2.15: Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1 A$).	54
Figura 7.2.16: Resultado Experimental: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1 A$).	54
Figura 7.2.17: Resultado de Simulação: Tensão da rede (1 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = 1 A$).	55
Figura 7.2.18: Resultado Experimental: Tensão da rede (2 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = 1 A$).	55
Figura 7.2.19: Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = 1 A$).	55
Figura 7.2.20: Resultado Experimental: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = 1 A$).	55
Figura 7.3.1: Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div). com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).	56
Figura 7.3.2: Resultado Experimental: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).	56
Figura 7.3.3: Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1 A$).	57
Figura 7.3.4: Resultado Experimental: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1 A$).	57
Figura 7.3.5: Resultado de Simulação: Resposta a um escalão da corrente $i_d^* = -1$ com controlador PI (0,5 A/div).	58
Figura 7.3.6: Resultado Experimental: Resposta a um escalão da corrente $i_d^* = -1$ com controlador PI (1 A/div).	58
Figura 7.3.7: Resultado de Simulação: Resposta a um escalão da corrente $i_d^* = -1$ com controlador Histerético (0,5 A/div).	58
Figura 7.3.8: Resultado Experimental: Resposta a um escalão da corrente $i_d^* = -1$ com controlador Histerético (1 A/div).	58

Figura 7.3.9: Resultado de Simulação: Correntes de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).	59
Figura 7.3.10: Resultado Experimental: Correntes de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador PI (1 A/div) ($i_d^* = -1 A$).	59
Figura 7.3.11: Resultado de Simulação: Correntes de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1 A$).	59
Figura 7.3.12: Resultado Experimental: Correntes de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1 A$).	59
Figura 7.3.13: Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI $i_d^* = -1 A$	60
Figura 7.3.14: Resultado Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).	60
Figura 7.3.15: Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1 A$).	60
Figura 7.3.16: Resultado Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1 A$).	60
Figura 7.3.17: Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = 1 A$).	61
Figura 7.3.18: Resultado Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = 1 A$).	61
Figura 7.3.19: Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = 1 A$).	61
Figura 7.3.20: Resultado Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = 1 A$).	61
Figura 7.3.21: Resultados de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) controlador PI ($i_q^* = 0,5 A$).	62
Figura 7.3.22: Resultado Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) controlador PI ($i_q^* = 0,5 A$).	62
Figura 7.3.23: Resultados de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) controlador Histerético ($i_q^* = 0,5 A$).	62
Figura 7.3.24: Resultado Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) controlador Histerético ($i_q^* = 0,5 A$).	62
Figura 7.3.25: Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) controlador PI ($i_q^* = -0,5 A$).	63
Figura 7.3.26: Resultado Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) controlador PI ($i_q^* = -0,5 A$).	63
Figura 7.3.27: Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) controlador Histerético ($i_q^* = -0,5 A$).	63
Figura 7.3.28: Resultado Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) controlador Histerético ($i_q^* = -0,5 A$).	63

Anexos

Figura A.1: Transformação geométrica de 123 para $\alpha\beta\gamma$ [22].	68
Figura B.1: Posição relativa dos referenciais $\alpha\beta$ e dq e as respectivas forças magnetomotrizes [22].	72
Figura C.1: Esquema Simplificado do Modelo de Simulação com recurso ao modelo da bateria.	74
Figura C.2: Parâmetros da Bateria (Matlab/Simulink).	74
Figura C.3: Correntes AC à saída do conversor de potência (5 ms/div)	75
Figura C.4: Corrente de referência e corrente na fase 1 (5 ms/div)	75
Figura C.5: Tensão na bateria.	75
Figura C.6: Estado de carga da bateria	75
Tabela D.1: Tabela das equivalências da ficha D 37 para a ficha IDC.	76
Figura E.1: Desenho da Placa de Circuito Impresso (Eagle 5.9.0).	77
Figura E.2: Esquemático da Placa de Circuito Impresso (Eagle 5.9.0).	78

1. Introdução

Neste capítulo é feita uma breve descrição do sistema a implementar, dos objetivos da dissertação como também a sua estrutura em termos de capítulos.

1.1. Motivação

Atualmente assiste-se a um aumento generalizado da produção de energia elétrica distribuída. Esta produção é caracterizada por um elevado número de mini e micro geradores que utilizam energias renováveis como fontes de energia primária. No âmbito das novas diretrizes da União Europeia, Portugal comprometeu-se a aumentar o peso das energias renováveis de 20,5 %, em 2005, para 31 % em 2020 aumentando assim a incerteza na disponibilidade deste tipo de energia introduzindo por isso um problema na gestão da rede elétrica nomeadamente no encontro entre a procura e a oferta [1].

O armazenamento de energia elétrica é uma das principais formas para resolver a principal lacuna das energias renováveis – o seu elevado grau de intermitência. Esta lacuna é provocada pela incerteza dos recursos renováveis, pois a sua disponibilidade não é constante, como acontece com os recursos fósseis. Um bom exemplo da intermitência deste tipo de energia é a velocidade do vento não ser constante ao longo do tempo, tal como de noite não existir radiação suficiente para alimentar os painéis solares.

O armazenamento em larga escala, por exemplo em albufeiras/bombagem, ar comprimido, *P2G (Power to Gas) etc.*, tem sido utilizado para acomodar a energia excedente (de origem renovável) em períodos de vazio. A energia armazenada é posteriormente utilizada nos períodos de cheia, permitindo uma rentabilização dos recursos.

Atualmente discute-se a utilização de sistemas de armazenamento de pequena escala, até mesmo para utilização doméstica, que permitam maximizar a utilização de energia nos períodos de vazio e simultaneamente desempenhar outras funções de serviço do sistema relacionadas com a qualidade da energia elétrica. Dentro deste âmbito surgem como solução a interligação de conversores AC/DC controlados por corrente em interligação com a Rede de Energia Elétrica. Este tipo de equipamento permite desempenhar diversas funcionalidades entre as quais: o socorro de cargas sensíveis, a melhoria de parâmetros relativos à Qualidade da Energia Elétrica e o nivelamento de consumos.

1.2. Objetivos

A presente dissertação tem por objetivo fazer o estudo teórico e a respetiva validação experimental de um sistema de armazenamento de energia em baterias, que utiliza o ondulador de tensão trifásico (bidirecional de potência) como conversor de interligação com a rede elétrica.

A simulação do sistema em estudo será realizada na plataforma *Matlab/Simulink®* utilizando modelos e ferramentas do *SimPowerSystem*.

Os resultados da simulação serão analisados, discutidos e comparados com os resultados do protótipo experimental, tirando as conclusões necessárias à elaboração desta dissertação.

1.3. Estrutura do Documento

O trabalho encontra-se dividido em 9 capítulos, sendo a introdução o primeiro, onde é apresentada uma breve explicação acerca da importância do armazenamento de energia elétrica e o seu papel no nivelamento de consumos.

No segundo capítulo é feita uma revisão do Estado da Arte onde são abordados os temas referentes ao armazenamento de energia elétrica: sistemas de armazenamento e o impacto dos conversores de potência na Qualidade da Energia Elétrica.

O terceiro e o quarto capítulo desta dissertação incidem sobre a topologia do conversor bidirecional de potência e também nos métodos de controlo utilizados.

Já o quinto capítulo diz respeito à construção tanto do modelo de simulação numérica como do protótipo experimental, onde são apresentados os principais componentes utilizados e as suas funções.

No sexto e sétimo capítulos são apresentados os diversos ensaios realizados, onde são comparados os resultados experimentais com os resultados obtidos no modelo de simulação numérica realizado em *Matlab/Simulink®*.

Para finalizar, no oitavo capítulo são apresentadas conclusões face aos resultados obtidos e perspetivas de trabalhos futuros.

2. Conversores de potência em sistemas de armazenamento de energia

Neste capítulo é feita uma revisão em torno dos sistemas de armazenamento de energia e também a problemática relacionada como a Qualidade da Energia Elétrica. É apresentada também uma breve revisão bibliográfica acerca do controlo de potências utilizando conversores bidirecionais de potência.

2.1. Sistemas de Armazenamento de Energia

O principal objetivo do armazenamento de energia consiste em realizar uma gestão mais flexível dos sistemas elétricos, armazenando-se energia nos períodos de maior consumo para posterior utilização em períodos de maior procura ou para fornecimento de serviços de reserva. No entanto, não é possível armazenar eletricidade no seu estado “puro” o que leva a que sejam necessários dispositivos que convertam eletricidade numa outra forma de energia. Atualmente existem diversos dispositivos que convertem eletricidade em diferentes tipos de energia, tais como energia mecânica, química, eletroquímica, eletromagnética e térmica.

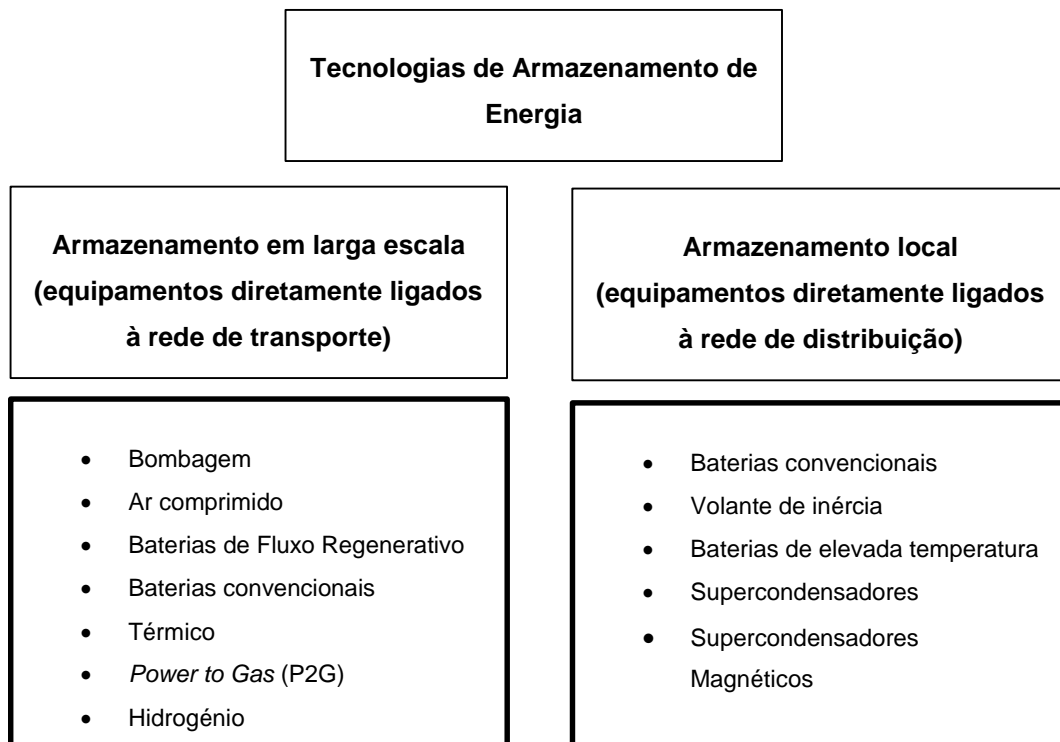


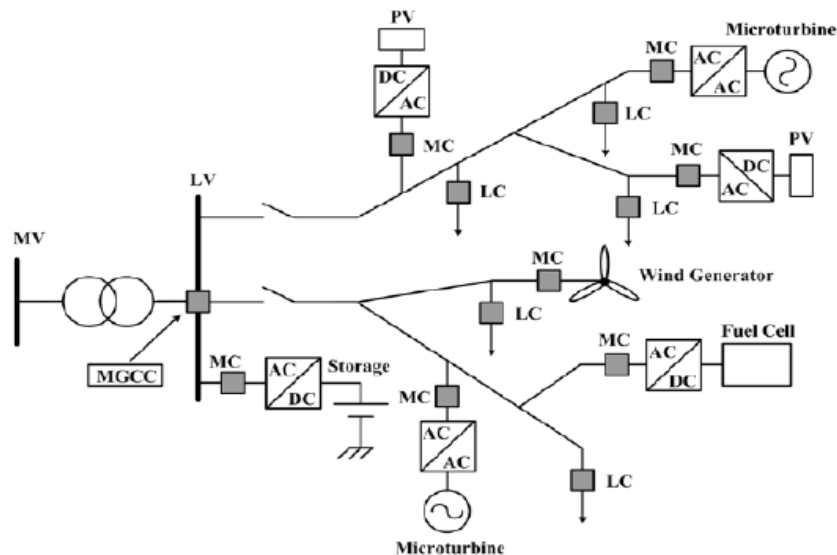
Figura 2.1.1: Tecnologias de armazenamento de energia em larga e pequena escalas

Podemos observar pela Figura 2.1.1 que existem diferentes tecnologias que podem ser agrupadas em duas grandes áreas de aplicação:

Conversores de potência em sistemas de armazenamento de energia

- **Armazenamento em larga escala (*large scale storage*)**, equipamentos diretamente ligados à rede de transporte;
- **Armazenamento local (*small/local scale storage*)**, equipamentos diretamente ligados à rede de distribuição ou aos consumidores finais.

Devido à introdução em grande escala de microprodução de energia nas redes de distribuição e não estando preparadas para lidar com esta integração, surge então a necessidade de criar soluções que permitam maximizar a utilização de energia nos períodos de vazio e simultaneamente desempenhar outras funções de serviço do sistema relacionadas com a qualidade da energia elétrica. No seguimento do impacto da microprodução nas redes elétricas e como forma de melhorar a qualidade da energia elétrica, surge o interesse pelo armazenamento de energia elétrica. A Figura 2.1.2 ilustra a estrutura de uma microrrede (interligação de vários sistemas de microprodução de energia) com os seus possíveis constituintes.



MGCC – *MicroGrid Central Controller*

MC – *Microsource Controller*

LC – *Load Controller*

MV – *Medium Voltage*

LV – *Low Voltage*

Figura 2.1.2: Possíveis constituintes de uma microrrede [2].

Os sistemas de Armazenamento de energia locais podem ser utilizados em diferentes vertentes:

Conversores de potência em sistemas de armazenamento de energia

- Serviço de regulação de frequência, o sistema de armazenamento possui a capacidade de poder injetar ou absorver energia da rede para manter a frequência contante.
- Suporte de tensão, através da injeção e absorção de energia reativa da rede para que a tensão se mantenha dentro dos limites regulados.
- *Black Start*, um sistema de armazenamento de energia adequado pode desempenhar a função de reposição de serviço.
- Reserva de contingência, ao nível do transporte a reserva permite fornecer energia até duas horas em resposta a uma súbita falha de geração ou transmissão [3].

A ligação dos Microgeradores à rede é usualmente feita recorrendo a sistemas de eletrónica de potência – os conversores. Estes dispositivos são necessários visto que os aparelhos de microprodução atualmente existentes não estão capacitados para se conectarem diretamente à rede, uma vez que geram energia em corrente contínua, tornando-se necessária a ligação de um conversor AC/DC. O próximo parágrafo é dedicado à problemática introduzida por este tipo de conversores no que diz respeito à Qualidade da Energia Elétrica.

2.2. Conversores AC/DC - Qualidade da Energia Elétrica

Os conversores trifásicos AC/DC são largamente utilizados em aplicações industriais. Os conversores convencionais comandados a tirístores são limitados no seu desempenho, devido à comutação dos semicondutores. Estes dispositivos também produzem fenómenos indesejados nos sistemas de potência. As harmónicas causadas por este tipo de conversores causam queda de tensão ao longo da linha de distribuição no que resulta distorções nas formas de onda da tensão da rede. O consumo de potência reativa também está associado a este tipo de conversores [4].

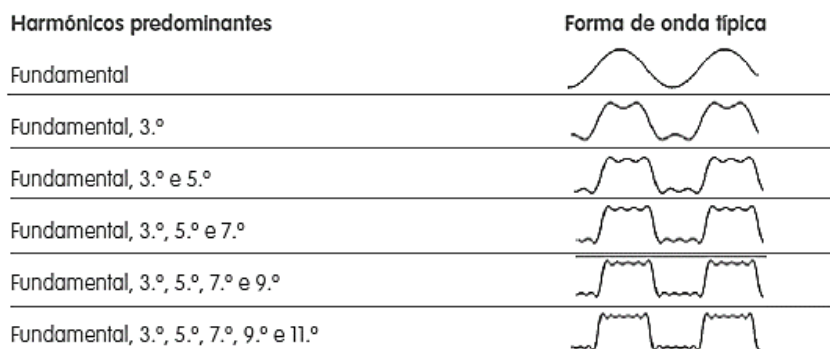


Tabela 2.2.1: Formas de onda típicas para diversos conteúdos harmónicos [5].

A forma não sinusoidal da corrente de entrada do conversor causada pela retificação dos díodos e tirístores geram harmónicas significativas, provocando o aumento da taxa de potência reativa admissível pelos geradores, linhas de transmissão, compensadores e

Conversores de potência em sistemas de armazenamento de energia

transformadores [6]. Os problemas económicos resultantes da introdução de harmónicas na rede são muito elevados, e por isso a questão da Qualidade da Energia Elétrica (QEE) entregue aos consumidores finais é hoje, mais do que nunca, objeto de grande preocupação [7].

As normas internacionais relativas ao consumo de energia elétrica, tais como *IEEE 519*, *IEC 61000* e *EN 50160*, limitam o nível de distorção harmónica nas tensões com os quais os sistemas elétricos podem funcionar, impondo que os novos equipamentos não introduzam na rede elétrica harmónicas de corrente de amplitude superior a determinados valores. É desta forma que se torna importante reduzir tanto quanto possível o conteúdo harmónico introduzido na rede quer pelos novos equipamentos, quer para os equipamentos já instalados [7].

Tensões harmónicas ímpares				Tensões harmónicas 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				

Tabela 2.2.2: Valores das tensões harmónicas nos pontos de entrega até a ordem 25, expressas em percentagem da tensão declarada [NP EN 50160:2001] [7].

Entre os problemas da qualidade de energia, a interrupção do fornecimento é o mais grave visto que afeta todos os equipamentos ligados à rede elétrica, à exceção daqueles que sejam alimentados por UPS's (*Uninterruptable Power Supplies*) ou por geradores de emergência.

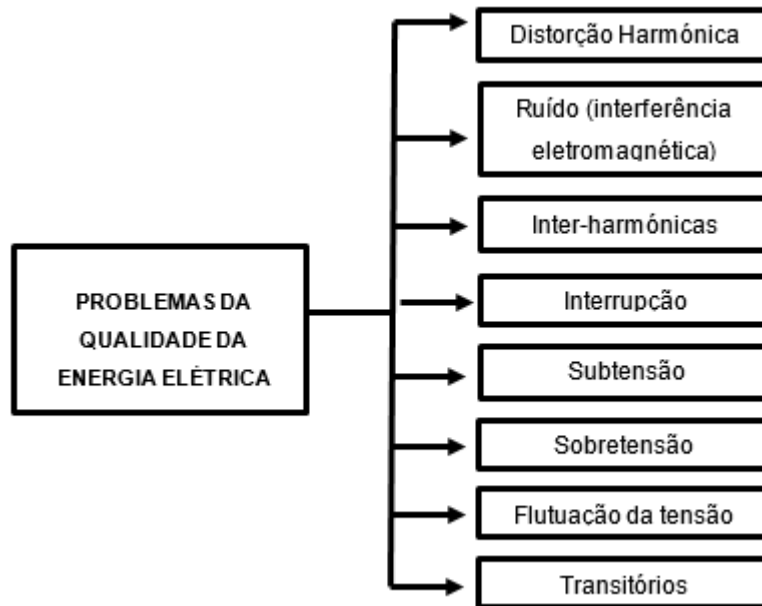


Figura 2.2.1: Problemas da Qualidade da Energia Elétrica.

Muitas vezes, as consequências das perturbações de QEE são mais dispendiosas que as soluções para as evitar. Uma das estratégias mais simples e mais económicas para evitar os problemas associados à QEE passa pelo desenvolvimento de equipamentos imunes às perturbações [7].

Com o aparecimento de semicondutores que operam a alta frequência, tais como *GTO's* (*Gate Turn-Off thyristor*), *MCT's* (*Metal-Oxide-Semiconductor Controlled Thyristors*), *MOSFET's* (*Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistors*), *BJT's* (*Bipolar junction transistor*) e *IGBT's* (*Insulated Gate Bipolar Transistors*), permitem o uso da técnica *PWM* (*Pulse Width Modulation*) que permite reduzir o conteúdo harmónico injetado na rede.

Os conversores comandados por *PWM*, além de reduzirem o conteúdo harmónico têm características úteis tais como:

- Formas de onda na saída aproximadamente sinusoidais;
- Consegue operar nos quatro quadrantes de funcionamento;
- Tensão *DC* unidirecional;
- Transferência bidirecional de potência através do controlo da direção da corrente do barramento *DC*.

Estes conversores interligados com a rede elétrica podem além do já mencionado serem utilizados em várias aplicações, nomeadamente como interligação de sistemas de armazenamento de energia em veículos elétricos, sistemas de transmissão de energia baseados em *HVDC* (*High Voltage Direct Current*) e como compensador de energia reativa [4].

3. Modelo do conversor de potência

Neste capítulo é apresentada uma descrição geral da topologia de um conversor AC/DC onde são apresentadas as equações referentes às principais grandezas do seu circuito. É apresentado também o modelo do conversor em coordenadas 123 , em coordenadas $\alpha\beta\gamma$ e $dq0$ por aplicação das Transformações de *Clarke* e *Park*.

São também apresentados o método *PWM* e o método de sincronismo com a rede elétrica.

3.1. Ondulador de tensão trifásico

Tipicamente existem duas formas de obter a tensão no barramento *DC*: através de um conversor não comandado (a díodos) ou utilizando um conversor comandado (*MOSFET's* ou *IGBT's*).

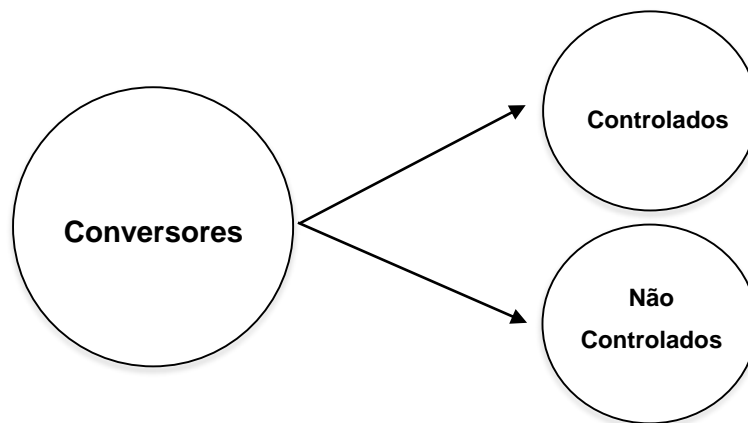


Figura 3.1.1: Classificação dos conversores

Conversor de tensão AC/DC não controlado

Os conversores com esta topologia não permitem controlar a tensão no barramento *DC*, que depende do valor de pico da tensão da rede, $u_{dc} = \sqrt{6}u_{rede}$. Também não permitem o trânsito bidirecional de energia, o que impede a regulação do fator de potência na ligação à rede de energia elétrica [8]. Estas características inviabilizam a utilização de um conversor deste tipo para o caso em estudo.

Conversor de tensão AC/DC controlado

Os conversores AC/DC totalmente comandados, utilizam semicondutores comandados à condução e ao corte, possibilitando deste modo controlar a tensão no barramento *DC*. Os conversores com esta topologia, quando comandados a alta frequência, permitem o trânsito bidirecional de potência e a regulação do fator de potência [8]. Devido a

Modelo do conversor de potência

estas características o conversor utilizado será o representado na Figura 3.1.2 onde a rede elétrica é representada pelas tensões trifásicas e_1, e_2 e e_3 . A linha pelas resistências R e indutâncias L e o barramento DC representado pelo condensador C .

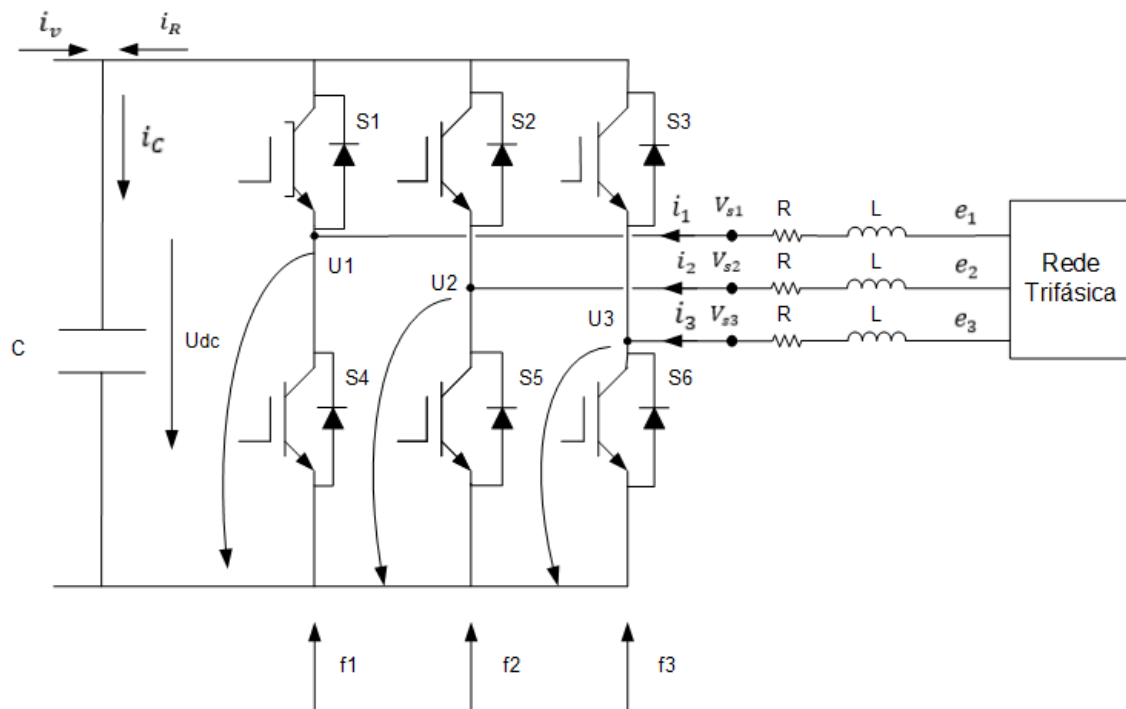


Figura 3.1.2: Esquema do inversor de tensão trifásico com ligação à rede elétrica trifásica.

O dispositivo semicondutor a ser utilizado no conversor de potência será o *IGBT*, visto que conjuga a tecnologia dos transistores bipolares e a tecnologia unipolar (*MOSFET*). Os transistores bipolares, especialmente os de alta tensão, têm comparativamente aos *MOSFET*'s equivalentes, baixas quedas de tensão de condução, suportam maiores correntes e tensões, mas têm maiores tempos de comutação, especialmente na passagem ao corte. Os *MOSFET*'s têm tempos de comutação muito menores, grande facilidade de comando da *gate*, mas apresentam quedas de tensão de condução apreciáveis, especialmente para tensões de várias centenas de volts.

Os aspetos citados no parágrafo anterior, e a vontade de eliminar o díodo parasita nos *MOSFET*'s motivou à criação de circuitos ou mesmo dispositivos de potência monolíticos, isto é, construídos numa única pastilha de Silício, que reunisse as qualidades das duas tecnologias, sem apresentarem os seus inconvenientes. O *IGBT* (Figura 3.1.3) foi um dos primeiros dispositivos bem sucedidos a resultar destas tentativas [9].

Este dispositivo substituiu totalmente o *BJT* em eletrónica de potência e, atualmente, ocupa um lugar privilegiado no fabrico dos conversores de pequena e média potência (abaixo do *megawatt*) [10].

Modelo do conversor de potência

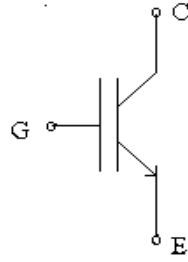


Figura 3.1.3: Estrutura básica de um IGBT.

3.1.1. Modelo em coordenadas 123

O conversor de potência é constituído por três braços inversores, cada um com dois semicondutores comandados controlados de maneira a que a tensão aos seus terminais seja alternada, desfasada de 120° . A tensão contínua armazenada no condensador irá ser convertida em tensão alternada sinusoidal e sincronizada com a tensão da rede. Para o modelo descrito do conversor considera-se que a potência é positiva quando circula do circuito da rede elétrica para o circuito de tensão contínua.

Considerando as funções de comando f_1 , f_2 e f_3 (3.1) distribuídas por cada braço de potência (Figura 3.1.2) e considerando os dispositivos semicondutores ideais obtemos os seguintes estados:

$$\begin{aligned} f_1 &= \begin{cases} 1 \Rightarrow S_1 \text{ ON} \wedge S_2 \text{ OFF} \\ 0 \Rightarrow S_1 \text{ OFF} \wedge S_2 \text{ ON} \end{cases} \\ f_2 &= \begin{cases} 1 \Rightarrow S_3 \text{ ON} \wedge S_4 \text{ OFF} \\ 0 \Rightarrow S_3 \text{ OFF} \wedge S_4 \text{ ON} \end{cases} \\ f_3 &= \begin{cases} 1 \Rightarrow S_5 \text{ ON} \wedge S_6 \text{ OFF} \\ 0 \Rightarrow S_5 \text{ OFF} \wedge S_6 \text{ ON} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.1)$$

De acordo com as relações expressas em (3.1) podemos obter os estados ilustrados em Figura 3.1.4.

Modelo do conversor de potência

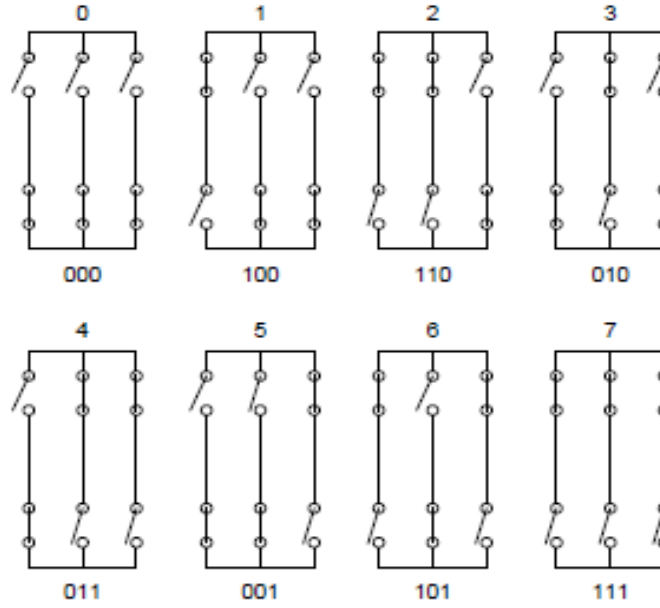


Figura 3.1.4: Estados possíveis de funcionamento dos semicondutores [8].

As tensões de cada ponto médio do braço do conversor são dadas por:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} u_{dc} \quad (3.2)$$

As tensões simples do lado da rede devem verificar a relação:

$$e_1 + e_2 + e_3 = 0 \quad (3.3)$$

As tensões compostas são dadas por:

$$\begin{cases} u_{12} = u_1 - u_2 = e_1 - e_2 \\ u_{23} = u_2 - u_3 = e_2 - e_3 \\ u_{31} = u_3 - u_1 = e_3 - e_1 \end{cases} \quad (3.4)$$

Se colocarmos as tensões simples do lado da rede em função das tensões compostas (3.4) obtemos:

$$\begin{cases} e_1 = u_{12} + e_2 \\ e_2 = u_{23} + e_3 \\ e_3 = u_{31} + e_1 \end{cases} \quad (3.5)$$

Podemos assim obter, após algumas manipulações algébricas as tensões simples em função dos sinais de comando e da tensão u_{dc} :

$$e_1 = \frac{(2f_1 - f_2 - f_3)u_{dc}}{3} \quad (3.6)$$

Modelo do conversor de potência

$$e_2 = \frac{(2f_2 - f_1 - f_3)u_{dc}}{3} \quad (3.7)$$

$$e_3 = \frac{(2f_3 - f_2 - f_1)u_{dc}}{3} \quad (3.8)$$

Do lado do barramento DC temos:

$$i_c = i_R + i_V \quad (3.9)$$

$$\frac{du_{DC}}{dt} = \frac{i_R + i_V}{C} \quad (3.10)$$

Onde,

$$i_{DC} = f_1 i_1 + f_2 i_2 + f_3 i_3 \quad (3.11)$$

3.1.2. Modelo em coordenadas $\alpha\beta$

O modelo em coordenadas $\alpha\beta$ consiste na transformação do modelo no referencial 123 em que as tensões e correntes constituem um sistema trifásico equilibrado, num outro modelo que representa o sistema trifásico num sistema bifásico equivalente. As deduções matemáticas referentes a esta transformação encontram-se no Anexo A.

A transformação de *Clarke-Concordia* consiste na aplicação das relações (3.12) e (3.13), onde são estabelecidas as relações entre grandezas de um sistema trifásico em coordenadas 123 e um sistema bifásico equivalente em coordenadas $\alpha\beta$:

$$X_{123} = CX_{\alpha\beta\gamma} \quad (3.12)$$

$$X_{\alpha\beta\gamma} = C^T X_{123} \quad (3.13)$$

A matriz C (3.14), denominada por matriz de transformação de *Clarke-Concordia*, em que:

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Modelo do conversor de potência

$$C^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Na Figura 3.1.5 encontra-se representado o diagrama fasorial desta conversão.

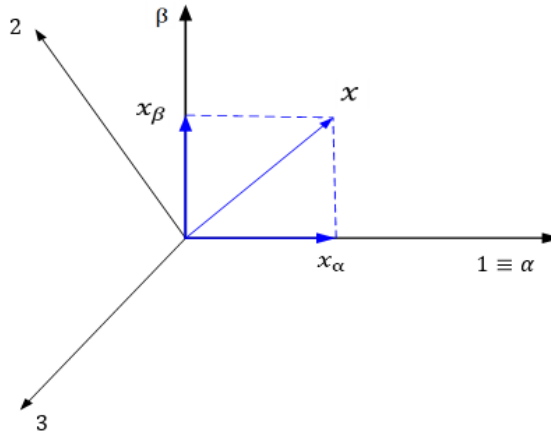


Figura 3.1.5: Diagrama fasorial da transformação de Clarke.

3.1.3. Modelo em coordenadas dq

A transformação de Park consiste na passagem do referencial bifásico $\alpha\beta$, para um referencial ortogonal bifásico dq , síncrono com a tensão da rede, rodando a uma velocidade angular ω e com um ângulo θ segundo o eixo α (Figura 3.1.6). As deduções matemáticas referentes a esta transformação encontram-se no Anexo C.

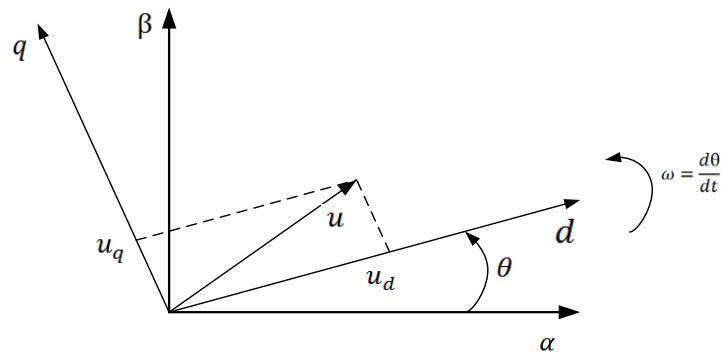


Figura 3.1.6: Representação em referencial das coordenadas dq e $\alpha\beta$

A grande vantagem de se utilizar a transformação matemática referida neste ponto é a simplificação matemática no que diz respeito à manipulação das correntes e tensões do sistema, tornando valores variantes no tempo e sinusoidais em valores contínuos e invariantes no tempo.

A expressão matemática que traduz esta transformação é dada por (3.16) e (3.17):

Modelo do conversor de potência

$$X_{\alpha\beta\gamma} = PX_{dq0} \quad (3.16)$$

$$X_{dq0} = P^T X_{\alpha\beta\gamma} \quad (3.17)$$

A matriz P (3.18), denominada por matriz de transformação de *Park*, em que:

$$P = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$P^T = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Visto que o conversor está conectado com a rede elétrica será necessário fazer a interligação com a mesma, fornecendo ao sistema a sua posição angular (θ).

3.2. Método de Sincronismo com a Rede de Energia Elétrica

A função principal das ferramentas de sincronização é o cálculo ângulo de fase do vetor da tensão da sequência positiva da rede. Deste modo o método *SRF* (*Synchronous Reference Frame*) é o mais comum e provavelmente o mais utilizado [11]. Neste método de sincronismo, as correntes de carga são transformadas de acordo com o referencial dq , sendo o ângulo θ o ângulo de transformação do referencial.

No método em assunto o ângulo θ representa uma posição angular num referencial síncrono com as tensões da rede. Usualmente, para a implementação do *SRF* terão de ser usados alguns métodos de sincronismo tais como o *PLL* (*phase-locked loop*) que consiste, de uma maneira muito simplificada, em sincronizar o sinal de saída de um sistema com o sinal de entrada, neste caso será a posição angular θ . Um sistema deste tipo é mostrado na Figura 3.2.1. De salientar que o controlo do barramento DC conforme a Figura 3.2.1 não foi previsto no caso em estudo.

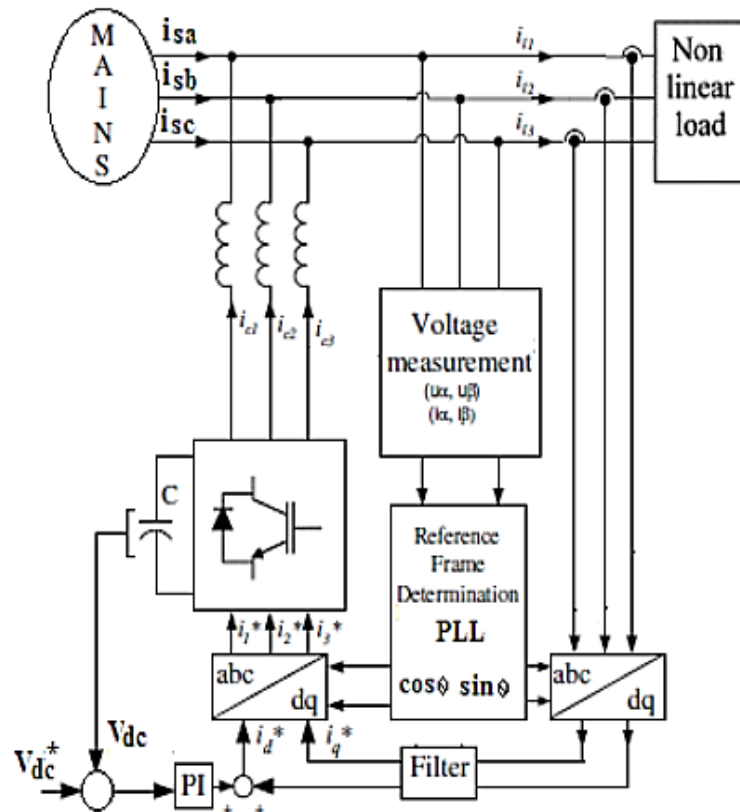


Figura 3.2.1: Princípio básico do método SRF [11].

Na presente dissertação o método utilizado foi baseado no mesmo princípio do *SRF* mas evitando o uso do *PLL*, conseguindo assim obter a posição angular diretamente das tensões da rede independentemente da frequência, e evitando ainda problemas de sincronização devido a cargas desequilibradas [12].

A sincronização das tensões de saída do conversor com as tensões de referência da rede é realizada através da Transformação de *Park*. Como pode ser observado na Figura 3.1.6, o desfasamento entre a componente direta do sistema de coordenadas móveis e a componente α do sistema de coordenadas estático é dado por θ .

Para o sincronismo com a rede, é necessário saber o valor de θ . Para tal usa-se o vetor de tensão u que é obtido da composição dos vetores v_α e. Conforme a Figura 3.2.2.

Modelo do conversor de potência



Figura 3.2.2: Vetor de tensão $u_{\alpha\beta}$ expresso no referencial $\alpha\beta$.

Aplicando as relações geométricas temos que,

$$u_{\alpha\beta}^2 = u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2 \quad (3.20)$$

Da equação (3.212) e da Figura 3.2.2 são obtidos diretamente os ângulos necessários ao sincronismo com a Rede de Energia Elétrica.

$$\begin{cases} \sin(\theta) = \frac{u_{\alpha}}{u_{\alpha\beta}} \\ \cos(\theta) = \frac{u_{\beta}}{u_{\alpha\beta}} \end{cases} \leftrightarrow \begin{cases} \sin(\theta) = \frac{u_{\alpha}}{\sqrt{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2}} \\ \cos(\theta) = \frac{u_{\beta}}{\sqrt{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2}} \end{cases} \quad (3.21)$$

3.3. Modulação por largura de impulso sinusoidal

Num circuito inversor de tensão a técnica de controlo tipicamente utilizada é a técnica PWM (Figura 3.3.1). Esta técnica consiste em manter fixo o período (T) do sinal e variar a razão cíclica (D), ou seja, a largura de impulso (t_{ON}). Por definição, a razão cíclica é a relação entre a largura de impulso (t_{ON}) e o período (T) [13].

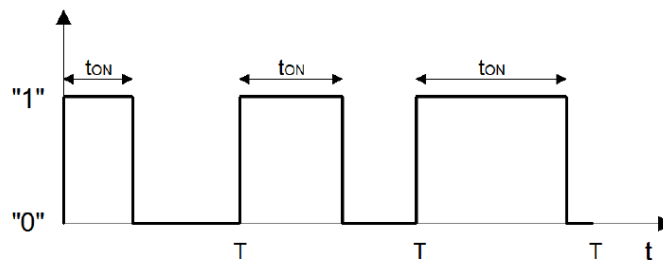


Figura 3.3.1: Exemplo de um sinal PWM [13].

Modelo do conversor de potência

A modulação *PWM* consiste na geração de uma série de impulsos de onda quadrada com largura de impulso variada para comandar os semicondutores de potência do inversor de tensão. Vulgarmente, os sinais *PWM* são obtidos através da comparação entre dois sinais, onda portadora e moduladora [13].

Existem três tipos de onda portadora que são usualmente utilizadas para geração de sinal *PWM* com frequência constante:

- Onda dente de serra (Figura 3.3.2). O flanco ascendente do sinal *PWM* produzido ocorre em instantes de tempo fixos, enquanto 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*).

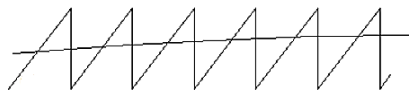


Figura 3.3.2: *PWM* com onda portadora dente de serra.

- Onda dente de serra invertido (Figura 3.3.3). 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 referência. Este método é usualmente chamado de modulação dente de serra invertido (*leading-edge modulation*).



Figura 3.3.3: *PWM* com onda portadora dente de serra invertido.

- Onda triangular (Figura 3.3.4). 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 3.3.4: *PWM* com onda portadora dente de serra triangular.

A modulação dente de serra é mais usual em conversores DC-DC, enquanto que a modulação triangular (Figura 3.3.5) é mais aplicada nos conversores DC-AC, visto que permite eliminar certas harmónicas e obter assim uma menor THD (*Total Harmonic Distortion*) na saída do conversor [11].

Modelo do conversor de potência

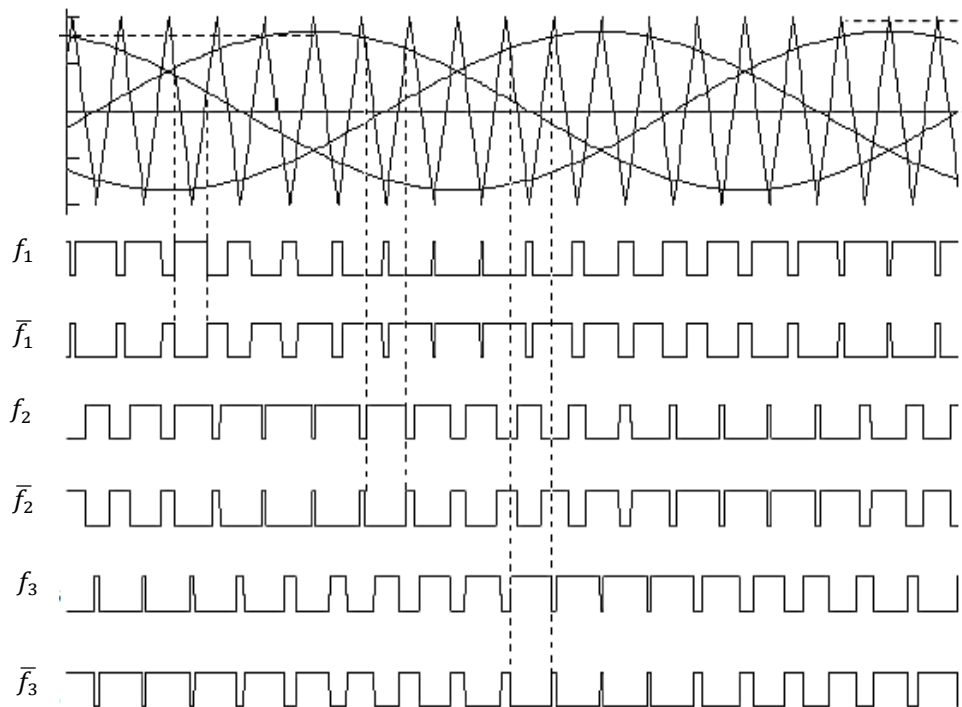


Figura 3.3.5: PWM sinusoidal aplicado ao conversor DC-AC [14].

Os semicondutores com o índice ímpar S_1 , S_3 e S_5 conforme a Figura 3.1.2 irão encontrar-se à condução no período de tempo em que a onda modulante respectiva possuir uma amplitude maior que a amplitude portadora. As ondas modulantes devem sempre estar compreendidas na amplitude máxima das ondas portadoras para se evitar a situação de sobremodulação em que não existe comparação entre as ondas. Os sinais resultantes da comparação serão enviados para o comando dos IGBT's presentes nos braços inversores. Os sinais são também negados para prevenir a situação de dois semicondutores do mesmo braço se encontrarem à condução simultaneamente, curto-circuitando a fonte.

As ondas modulantes definem a forma de onda à saída (Figura 3.3.6), bem como a sua amplitude e frequência, enquanto que a onda portadora define a resolução pelo número de comparações com a modulante. Quanto maior for o número de comparações entre as ondas, a onda da corrente de saída irá apresentar uma maior resolução [14].

Modelo do conversor de potência

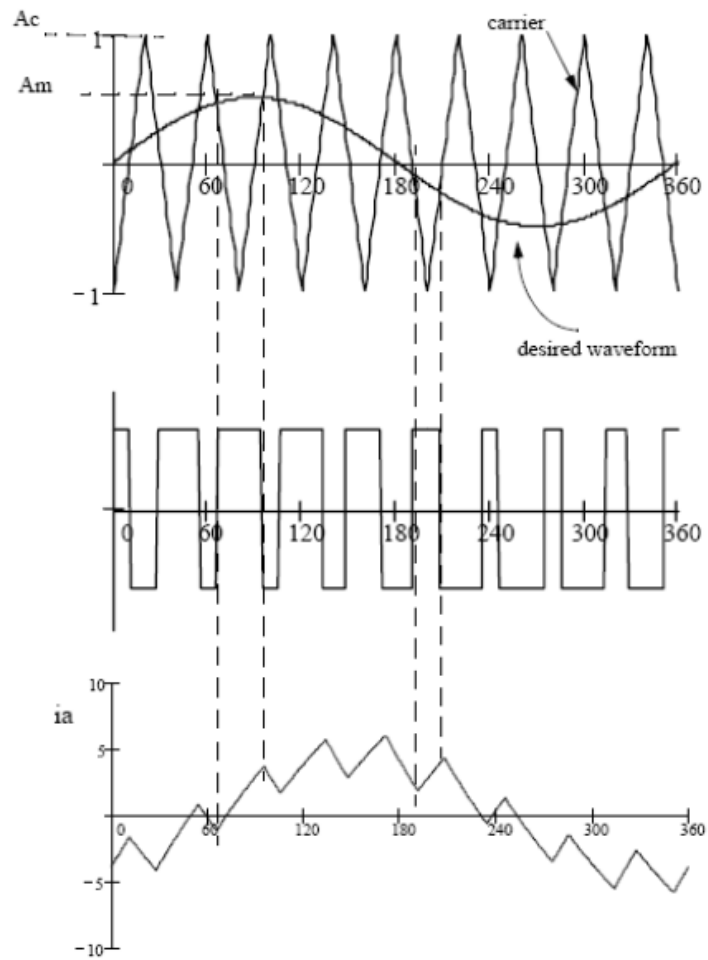


Figura 3.3.6: Exemplo da forma de onda da corrente à saída do conversor em função do comando PWM [15].

4. Controlo do conversor

Neste capítulo encontra-se uma descrição geral do sistema de controlo do conversor trifásico. Encontra-se também explicitada a relação das potências Ativa e Reativa com as componentes segundo o eixo direto (i_d) e quadratura (i_q) das correntes do inversor.

4.1. Controlo das correntes AC de saída do inversor

Existem várias técnicas que permitem controlar as correntes do inversor e podem ser agrupadas em dois grupos principais. O primeiro grupo engloba todos os métodos de controlo de corrente que operam num referencial estacionário (referencial difásico $\alpha\beta$), enquanto que o segundo grupo está relacionado com as técnicas de controlo de corrente cujos controladores operam num referencial girante (referencial difásico dq). O controlo de corrente num referencial estacionário é tipicamente implementado analogicamente.

4.1.1. Controlo de corrente por histerese

Uma das técnicas mais utilizadas consiste no controlo de corrente que inclui um comparador por histerese com larguras de banda Δ_i . Este controlador obriga, em cada fase, a fechar os dispositivos superiores (Figura 3.1.2) quando a corrente ultrapassa a banda morta no sentido descendente e obriga a fechar os dispositivos inferiores quando a corrente acabar de atravessar a banda morta no sentido ascendente [10].

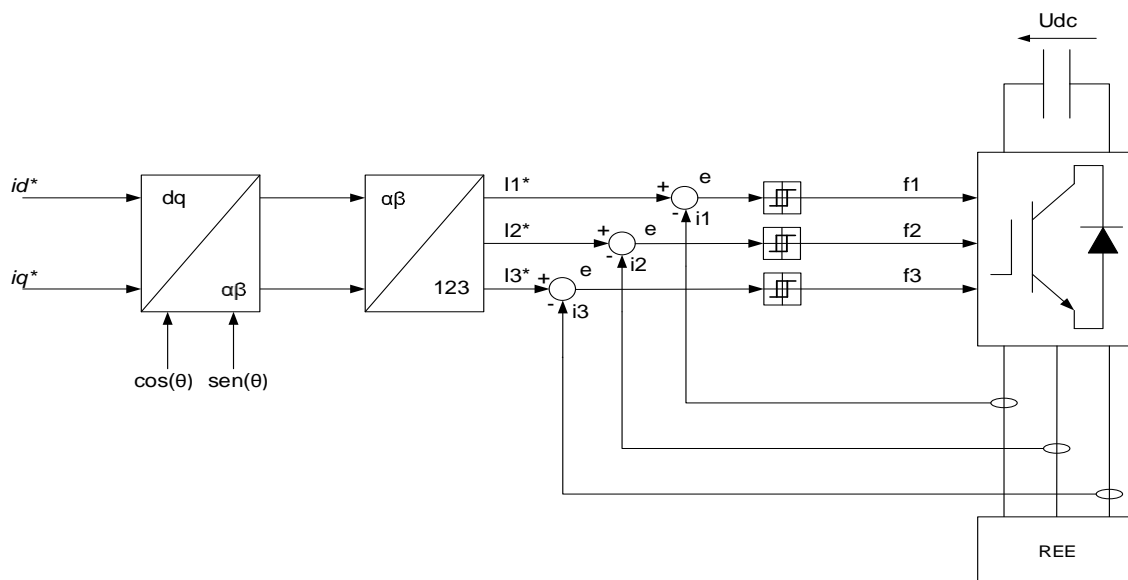


Figura 4.1.1: Esquema geral do controlo de corrente por histerese.

Controlo do conversor

Apesar de ser um método simples e robusto este método apresenta algumas desvantagens no que diz respeito à sua frequência de comutação variável e dependente dos parâmetros da carga e da posição angular da rede.

Sendo conhecido o valor da indutância é possível determinar a frequência de amostragem para uma dada banda de histerese da corrente. Este valor pode ser calculado através da relação

$$\Delta_i = \frac{u_{dc}}{2Lf_a} \quad (4.1)$$

Na Figura 4.1.3 e Figura 4.1.4 estão representadas as respostas temporais das correntes i_d e i_a a um escalão aos 25 milissegundos. O modelo de simulação numérica utilizado está ilustrado na Figura 4.1.2.

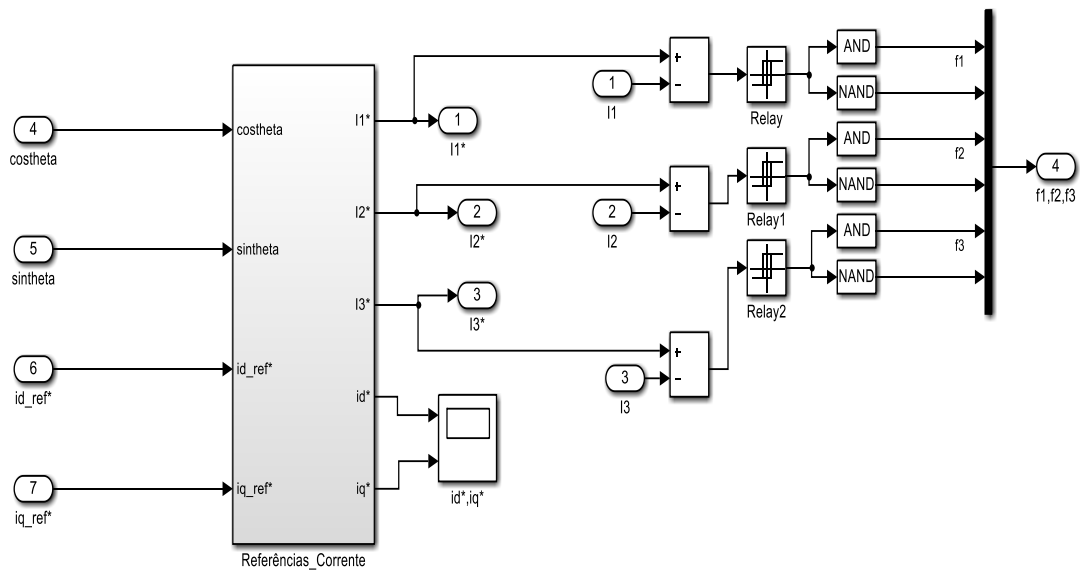


Figura 4.1.2: Modelo de simulação numérica do controlador histerético (Matlab/Simulink®).

A simulação foi realizada com os parâmetros apresentados na Tabela 4.1.1.

Parâmetros	Descrição	Valor
U_{ef} (V)	Tensão Eficaz	10
u_{DC} (V)	Tensão do 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 4.1.1: Parâmetros utilizados na simulação do controlo histerético.

Controlo do conversor

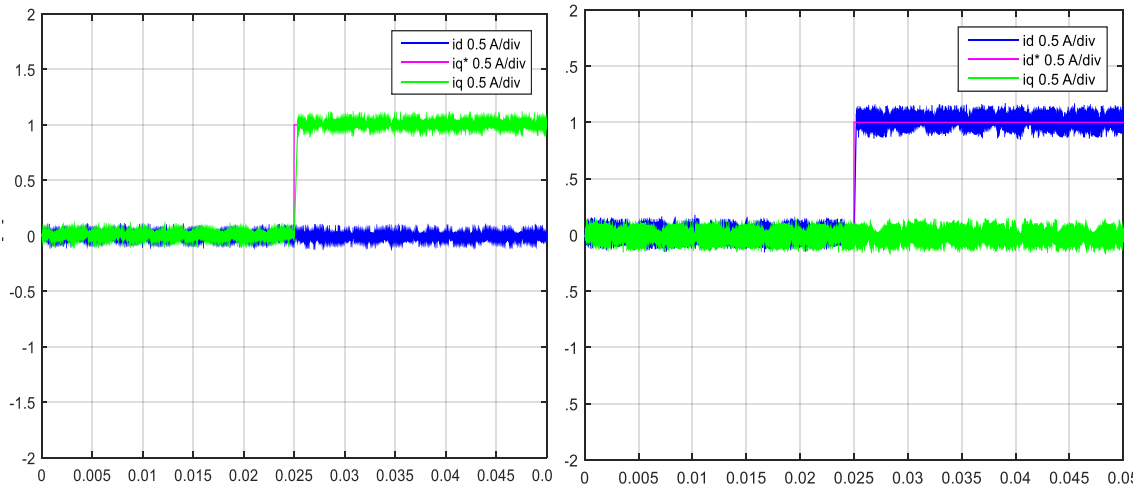


Figura 4.1.3: Resposta da corrente i_d e i_q face a um escalão de corrente $i_d = 1 A$ aos 25 milissegundos.

Figura 4.1.4: Resposta da corrente i_d e i_q face a um escalão de corrente $i_q = 1 A$ aos 25 milissegundos.

Dada a respostas apresentadas pela Figura 4.1.3 e Figura 4.1.4 acima verifica-se um transitório inicial da corrente i_d que é imediatamente corrigido. A velocidade de resposta das correntes pode ser aumentada reduzindo a largura de histerese.

4.1.2. Controlo de corrente – Controlador Proporcional Integral

Tal como no método de controlo de corrente por histerese o objetivo desta técnica consiste em controlar a corrente alternada que é injetada ou retirada à rede elétrica, mantendo sob controlo o fator de potência e a forma sinusoidal da onda de corrente.

Aplicando a transformada de *Park* aos valores adquiridos da corrente do lado da rede elétrica, transformam-se estas grandezas sinusoidais em grandezas contínuas. Após a transformação as grandezas relativas à potência ativa encontram-se referenciadas ao eixo d , enquanto que as grandezas relativas à potência reativa encontram-se referenciadas ao eixo q .

Tal como apresentado na Figura 4.1.5, a corrente é controlada por um sistema de controlo que recebe uma referência de potência ativa. A potência reativa será igualmente controlada por um controlador do tipo *PI*, sendo a sua referência usualmente mantida a zero.

Controlo do conversor

$$S = u_d i_d - j u_d i_q \quad (4.5)$$

Temos portanto que a potência ativa e reativa são dadas pelas seguintes expressões:

$$P = u_d i_d \quad (4.6)$$

$$Q = -u_d i_q \quad (4.7)$$

Pela equação (4.6) verificamos que o controlo da potência ativa é feito através do controlo da componente d da corrente (i_d). Já pela equação (4.7) podemos constatar que para o controlo da potência reativa é necessário controlar a componente q da corrente (i_q).

4.1.2.2. Síntese da cadeia de controlo

O sistema de controlo utilizado, denominado por controlo interno de corrente, consiste em originar correntes de referência que irão ser comparadas com as correntes de saída do sistema por retroação, procedendo à sua regulação através de controladores. Os controladores consistem na introdução de uma dinâmica adicional no sistema após a retroação, intervindo no erro originado entre a sua referência e a observação das grandezas do sistema, que têm a potencialidade de alterar o seu comportamento global (tempo de resposta, anular os erros, atenuar sobrelevações, melhorar a estabilidade), de forma a adaptá-lo para o funcionamento pretendido [10].

De forma a controlar as correntes de saída do conversor de tensão trifásico será necessário recorrer ao modelo ilustrado na Figura 3.1.2. As tensões à entrada do conversor de potência, conforme o sentido definido, são dadas por:

$$\begin{cases} V_{s1} = -R \cdot i_1 - L \frac{di_1}{dt} + e_1 \\ V_{s2} = -R \cdot i_2 - L \frac{di_2}{dt} + e_2 \\ V_{s3} = -R \cdot i_3 - L \frac{di_3}{dt} + e_3 \end{cases} \quad (4.8)$$

Simplificando o sistema de controlo consideremos o inversor de tensão a funcionar com frequência fixa e com as correntes controladas no referencial girante difásico dq , associado às tensões da rede. Para isso é necessário aplicar as transformações de variáveis, transformação de *Clarke* (4.9) e *Park* (4.10).

$$\begin{cases} u_\alpha = -R \cdot i_\alpha - L \frac{di_\alpha}{dt} + e_\alpha \\ u_\beta = -R \cdot i_\beta - L \frac{di_\beta}{dt} + e_\beta \end{cases} \quad (4.9)$$

Controlo do conversor

$$\begin{cases} u_d = -R \cdot i_d - L \frac{di_d}{dt} + \omega L i_q + e_d \\ u_q = -R \cdot i_q - L \frac{di_q}{dt} - \omega L i_d + e_q \end{cases} \quad (4.10)$$

Resolvendo as equações (4.9) e (4.10) em ordem a i_d e a i_q resulta (4.11) e (4.12).

$$i_d = \frac{-u_d + e_q + \omega L i_q}{R + sL} \quad (4.11)$$

$$i_q = \frac{-u_d + e_q - \omega L i_d}{R + sL} \quad (4.12)$$

Sabendo que a constante de tempo $\tau = \frac{L}{R}$ as equações (4.11) e (4.12) ficam na forma,

$$i_d = \frac{-u_d + e_q - \omega L i_q}{R(1 + s\tau)} \quad (4.13)$$

$$i_q = \frac{-u_d + e_q + \omega L i_d}{R(1 + s\tau)} \quad (4.14)$$

De acordo com as equações (4.13) e (4.14) é possível representar sob a forma de um diagrama de blocos o sistema de controlo das correntes de saída do inversor conforme a Figura 4.1.6.

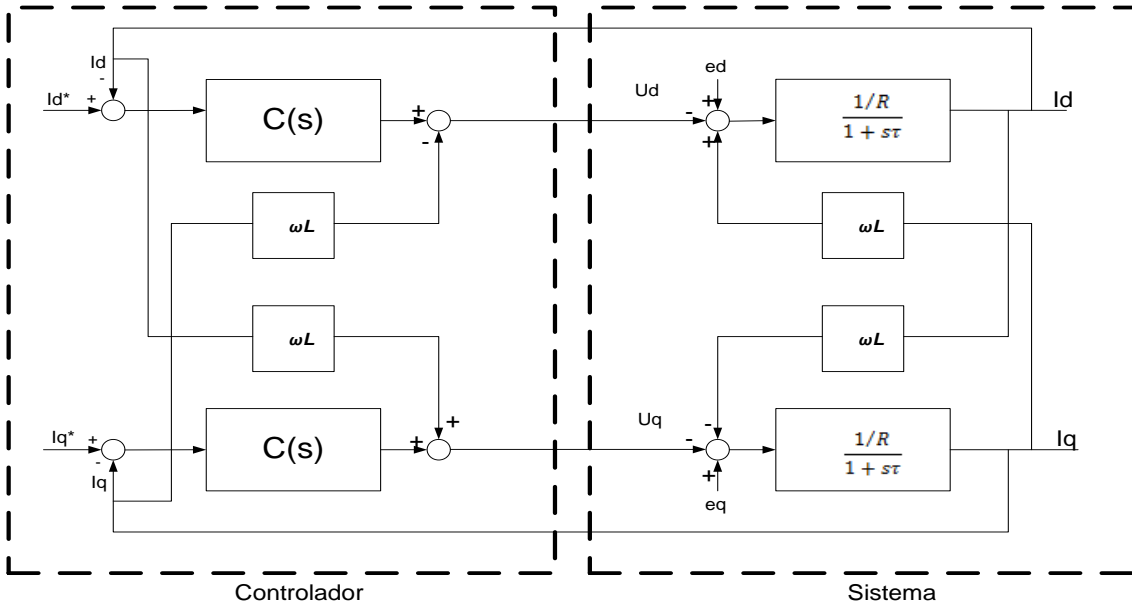


Figura 4.1.6: Diagrama para síntese do controlador das correntes AC.

O diagrama anterior pode ser simplificado por anulação do acoplamento entre as componentes dq , dando origem ao diagrama presente na Figura 4.1.7.

Controlo do conversor

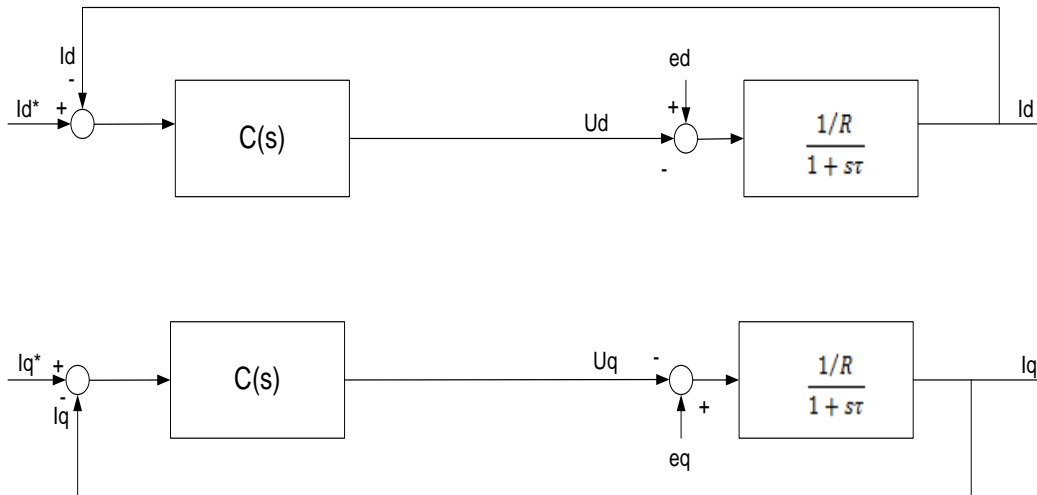


Figura 4.1.7: Diagrama simplificado para síntese do controlador das correntes AC.

4.1.2.3. Dimensionamento dos parâmetros dos controladores

Pretendeu-se dimensionar um compensador que permita assegurar o seguimento de uma corrente de referência. De forma a garantir uma resposta rápida e um erro nulo em regime permanente, foi utilizado um Compensador Proporcional Integral (PI) para o controlo da corrente, representado por:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.15)$$

Com

$$\begin{cases} K_p = \frac{T_z}{T_p} \\ K_i = \frac{1}{T_p} \end{cases} \quad (4.16)$$

Substituindo (4.16) em (4.15) fica da forma,

$$C(s) = \frac{1 + sT_z}{sT_p} \quad (4.17)$$

Para determinar T_z e T_p , é utilizado o critério ITAE, colocando o zero do controlador sobre o pólo do filtro, ou seja

$$1 + sT_z = 1 + s\tau \rightarrow T_z = \tau = \frac{L}{R} \quad (4.18)$$

Controlo do conversor

Para efeitos de dimensionamento desprezam-se as tensões u_{rd} e u_{rq} visto que são consideradas perturbações externas. Simplificando o diagrama da Figura 4.1.7 obtém-se a função de transferência de cadeia fechada do controlo das correntes AC (4.19).

$$FT_{CF} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = \frac{1}{1 + sRT_p} \quad (4.19)$$

Dada a frequência de comutação $f_s = 2kHz$, a frequência de corte será metade deste valor, ou seja

$$f_c = \frac{f_s}{2} = \frac{2000}{2} = 1 \text{ kHz} \quad (4.20)$$

O controlador é dimensionado de modo a obter uma frequência de corte ω_c , obtendo-se o ganho proporcional K_p e ganho integral K_i (4.16).

$$\omega_c = \frac{1}{RT_p} \quad (4.21)$$

Considerando a resistência $R = 0,1 \Omega$ vem que,

$$T_p = \frac{1}{2 \times \pi \times 1000 \times 15} = 16 \text{ ms} \quad (4.22)$$

Substituindo em (4.16) o ganho integral k_i é dado por:

$$K_i = \frac{1}{T_p} = \frac{1}{16 \times 10^{-3}} = 628,31 \quad (4.23)$$

Considerando a indutância dos enrolamentos $L = 15 \text{ mH}$ ganho proporcional k_p é dado por:

$$K_p = \frac{T_z}{T_p} = \frac{L}{T_p} = \frac{8 \times 10^{-3}}{16 \times 10^{-3}} = 5 \quad (4.24)$$

De forma a testar o correto funcionamento dos controladores forçou-se uma resposta para uma entrada em escalão aos 25 milissegundos para uma dada corrente i_d mantendo $i_q = 0 \text{ A}$ e *vice-versa*, obtendo-se as respostas temporais ilustradas na Figura 4.1.8 e Figura 4.1.9. A simulação foi realizada com os parâmetros apresentados na Tabela 4.1.2.

Controlo do conversor

Parâmetros	Descrição	Valor
U_{ef} (V)	Tensão Composta Eficaz	10
u_{DC} (V)	Tensão do Barramento DC	30
R (Ω)	Resistência do Filtro	0,1
L(mH)	Indutância do Filtro	15
f_s	Frequência de comutação	1000
K_i	Ganho integral	628,31
K_p	Ganho proporcional	5

Tabela 4.1.2: Parâmetros de simulação dos controladores PI.

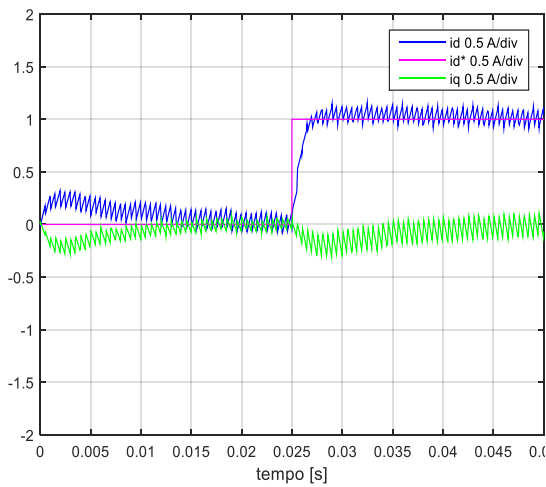


Figura 4.1.8: Resposta da corrente i_d e i_q face a um escalão de corrente $i_d = 1$ A aos 25 milissegundos.

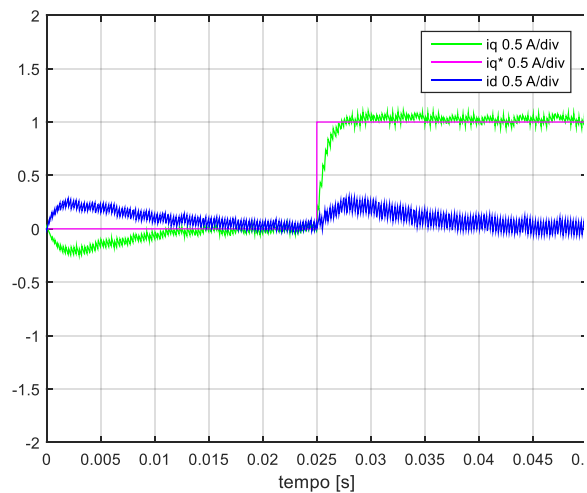


Figura 4.1.9: Resposta da corrente i_d e i_q face a um escalão de corrente $i_q = 1$ A aos 25 milissegundos.

Dadas as respostas apresentadas pelas Figuras acima verifica-se um transitório inicial das correntes i_d e i_q que é imediatamente corrigido. Podemos também verificar o desacoplamento entre as correntes i_d e i_q . O tempo de resposta da corrente é de aproximadamente 1 milissegundo, o que comparado com o tempo de resposta da rede (20 milissegundos) é bastante rápido.

5. Construção do protótipo experimental e de simulação numérica

Neste capítulo encontram-se expostos os procedimentos envolvidos na simulação do sistema de controlo do conversor de potência, utilizando o ambiente *Matlab/Simulink*[®] como ferramenta de trabalho.

É também apresentado neste capítulo o protótipo experimental que serve de validação ao modelo de simulação numérica.

5.1. Modelo de simulação numérica (*Matlab/Simulink*[®])

A ferramenta computacional *Matlab/Simulink*[®] permite ao utilizador fazer testes e ensaios exaustivos, com a simulação de diversas condições, bem como exigências de funcionamento difíceis de concretizar em ambiente laboratorial.

Parte dos blocos, subsistemas e códigos de programação implementados nos modelos de simulação numérica podem ser adaptados para a programação do controlo digital de sinal *dSPACE*[®] [20] utilizado nos ensaios experimentais. Este controlador permite a interligação com o *Matlab/Simulink*[®] e será utilizado para a aquisição das grandezas elétricas, nomeadamente as correntes do inversor de tensão e a tensão no barramento *DC*. O controlador digital será igualmente utilizado para fornecer os sinais de comando aos dispositivos semicondutores do ondulator de tensão trifásico.

Na Figura 5.1.1 encontra-se representado o esquema geral do modelo utilizado para a simulação do sistema de controlo das correntes *AC* do inversor de tensão interligado com a Rede de Energia Elétrica. Os resultados da simulação e experimentais serão apresentados e comparados no Capítulo 7.

Construção do protótipo experimental e de simulação numérica

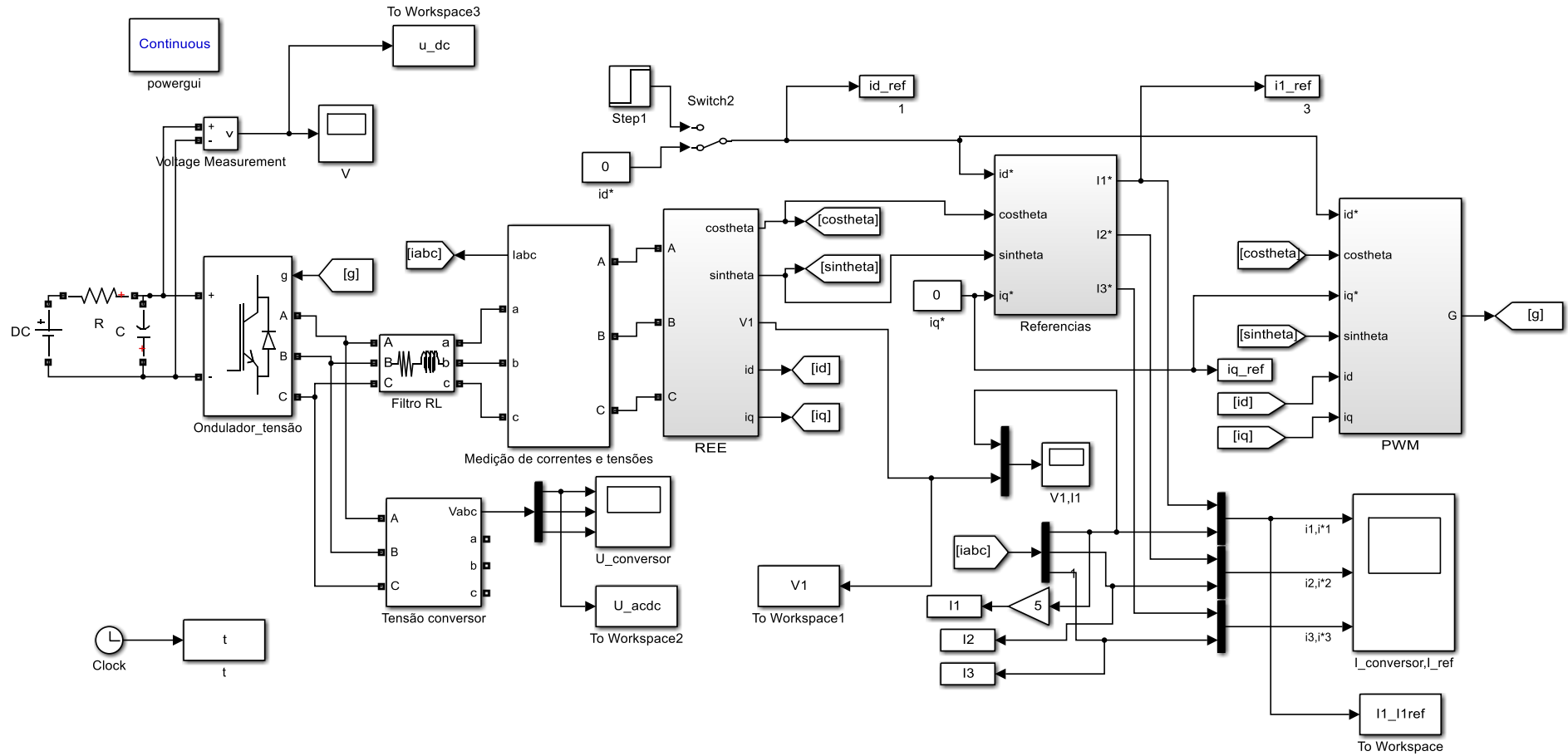


Figura 5.1.1: Modelo utilizado para o controlo das correntes AC à saída do inversor em Matlab/Simulink®.

Respeitando a disposição dos elementos da Figura 5.1.1, do lado esquerdo encontra-se o bloco “*Universal Bridge*” da biblioteca *SimPowerSystem* [21] que corresponde ao inversor de tensão trifásico constituído por *IGBT*'s comandados pelo bloco *PWM*. A rede trifásica encontra-se representada pelo bloco “*Three-Phase Source*” dentro do subsistema de nome REE (Figura 5.1.2).

O bloco com o nome “Referencias” gera as referências de corrente em função das referências de i_d e i_q através da transformação de referenciais indicadas no Capítulo 3.

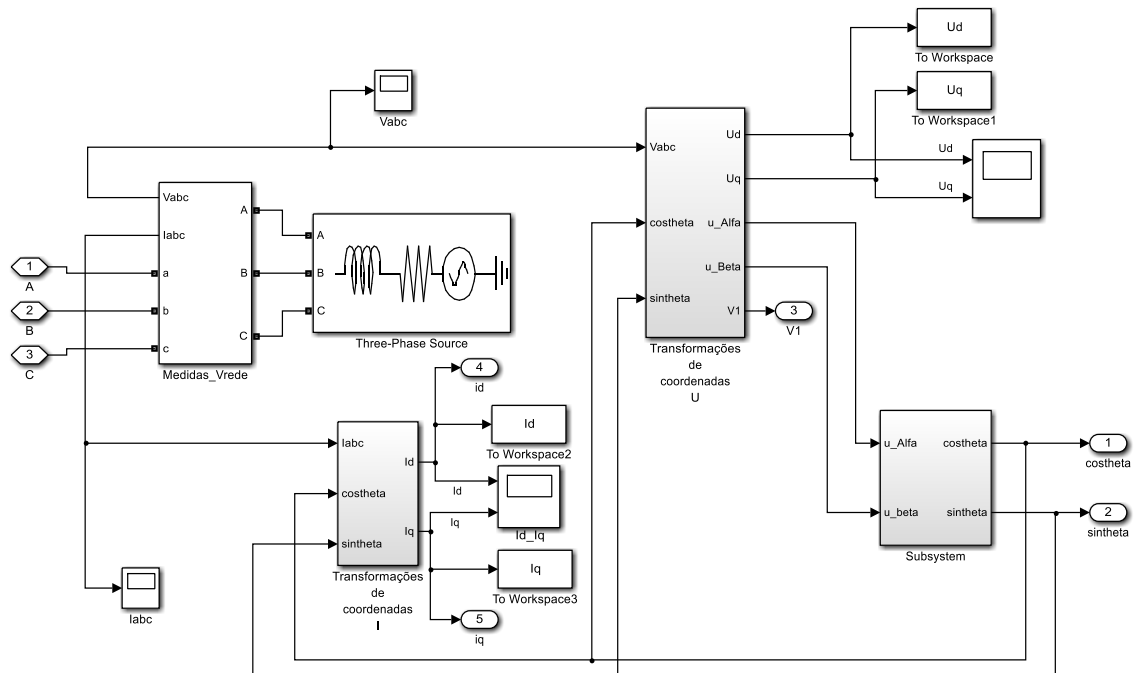


Figura 5.1.2: Modelo de simulação da Rede de Energia Elétrica (Matlab/Simulink®).

No bloco representado pela Figura 5.1.3 são aplicadas as devidas transformações de *Clarke* e *Park* às correntes e tensões trifásicas, bem como as transformações inversas, descritas em 3.1.2.

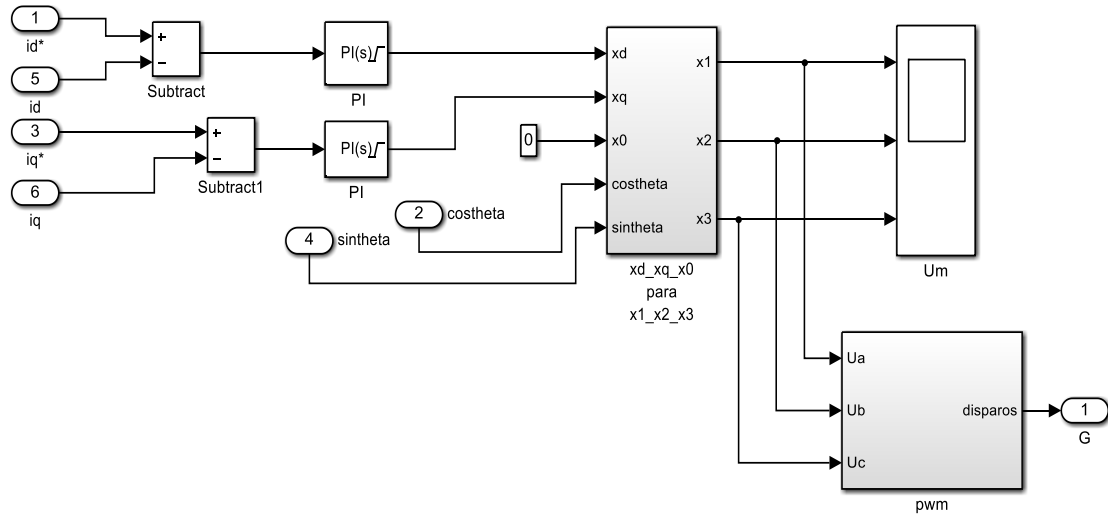


Figura 5.1.3: Bloco gerador das modulantes (Matlab/Simulink®).

O bloco *PWM* tem a função de gerar os seis sinais de comando para os semicondutores do inversor trifásico, a negação dos sinais de comando do conversor representada na Figura 5.1.4 tem como função simular a lógica inversa implementada pelo módulo integrado de potência presente no protótipo experimental.

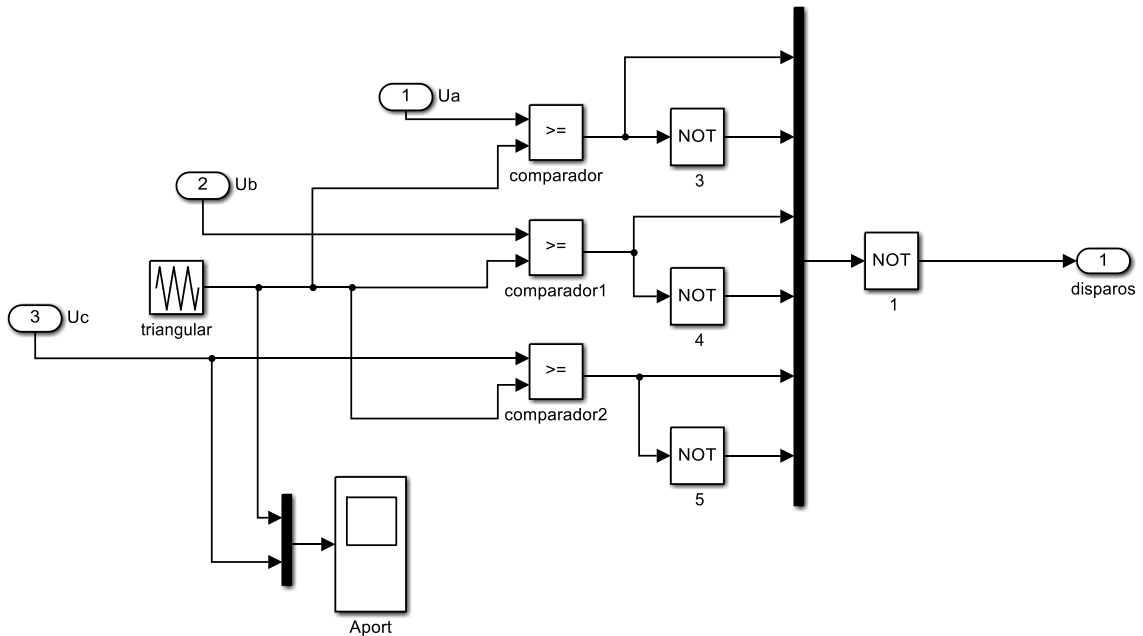


Figura 5.1.4: Bloco PWM (Matlab/Simulink®).

5.2. Implementação do protótipo experimental

De forma a validar os resultados obtidos no modelo de simulação numérica foi projetado, dimensionado e construído um protótipo experimental constituído pelo 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 pelos circuitos de desacoplamento dos sinais de comando.

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

A construção do protótipo experimental foi assente no diagrama de blocos representado na Figura 5.2.1 e tem a configuração apresentada na Figura 5.2.2.

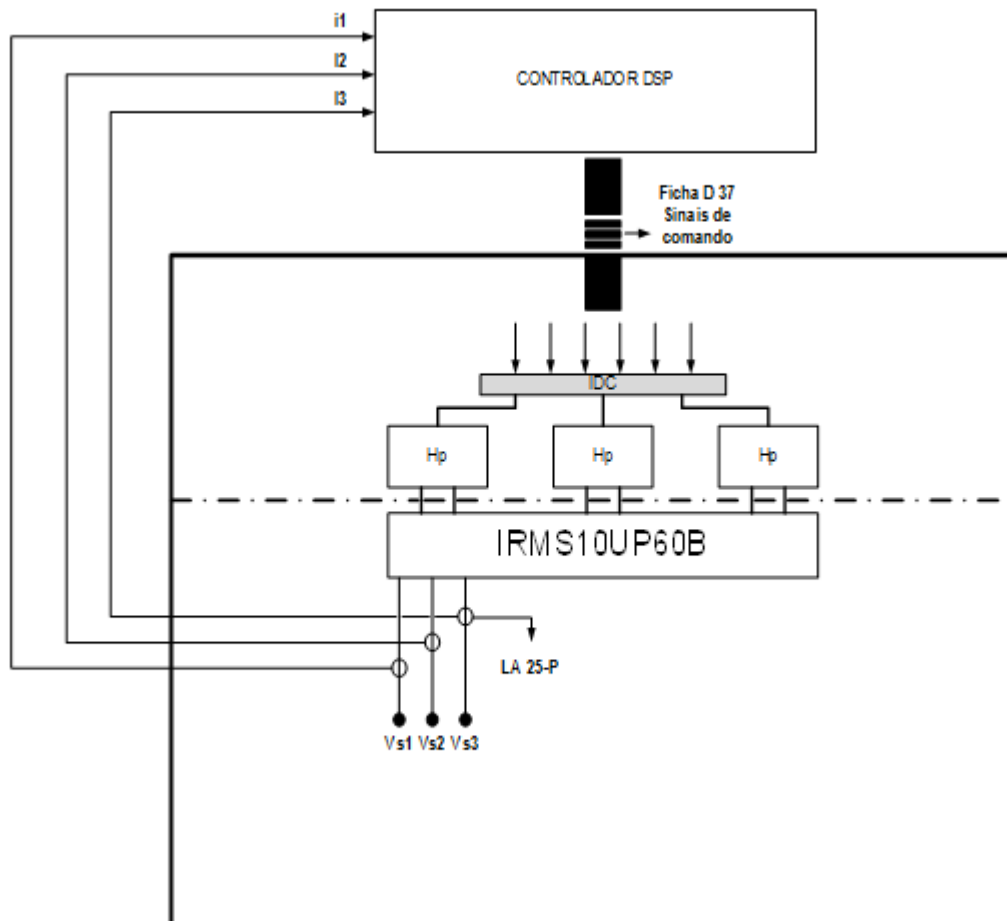


Figura 5.2.1: Diagrama de blocos do protótipo experimental.

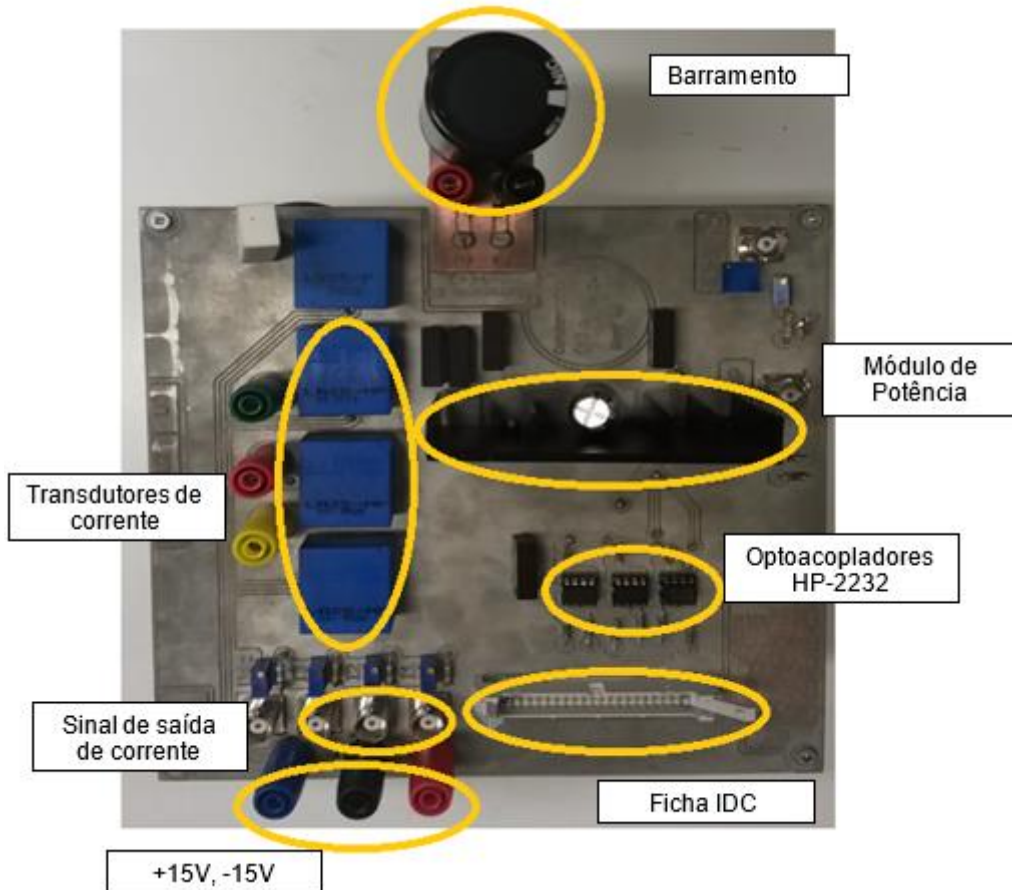


Figura 5.2.2: Protótipo experimental

5.2.1. Módulo Integrado de Potência

O ondulador de tensão trifásico é obtido através do módulo integrado de potência do fabricante *International Rectifier* com o modelo IRAMS10UP60B (Figura 5.2.3). Este *driver* permite ter todo o circuito eletrónico de potência, baseado em díodos e *IGBT*'s, num único módulo híbrido compacto. Este módulo tem como tensão $V_{CE\text{ máxima}} = 600\text{ V}$, corrente máxima de 10 A e uma frequência máxima de comutação dos *IGBT*'s de 20 kHz. A utilização deste tipo de integrados deve-se à grande vantagem de libertar o utilizador dos pormenores de construção dos conversores, permitindo assim abordar outro tipo de problemas (comando e controlo) como é o caso da presente dissertação. O *datasheet* deste dispositivo encontra-se no Anexo J.

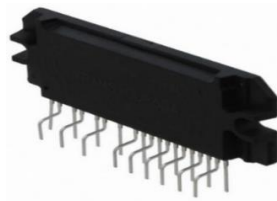


Figura 5.2.3: Módulo Integrado de potência IRAMS10UP60B.

5.2.2. Módulo de aquisição de Sinal

A aquisição de sinais de corrente como de tensão é realizada por meio de sensores de efeito de *Hall*, permitindo assim que os níveis de tensão/corrente sejam isolados e escalados para os valores próprios de forma a serem adquiridos pelo *DSP (Digital Signal Processor)*. Note-se que é necessário garantir que esses sinais respeitem a gama de tensão suportada pelo *DSP* que neste caso varia entre 0 V a 10 V.

O efeito de *Hall* consiste numa tensão obtida a partir do fluxo de corrente num condutor que se encontra envolvido num campo magnético. Devido a esse fluxo, os eletrões ficam sob o efeito da força imposta pelo campo magnético o que implica que estes se acumulem numa das faces do condutor e que na outra face surja uma carga positiva, devido à ausência destes. Essa disparidade entre cargas origina um campo elétrico, e conseqüentemente uma diferença de potencial [16].

A variação do campo magnético encontra-se diretamente relacionada com a variação da tensão aos terminais do sensor, analogamente, a variação da tensão de saída é proporcional à variação da grandeza elétrica sob sensorização [16].

5.2.2.1. Transdutores de corrente

Os transdutores utilizados têm como objetivo fornecer uma imagem das correntes de entrada ao DSP. Para a realização da medição desta grandeza são utilizados de corrente LA 25-NP da LEM®. Estes transdutores permitem o isolamento galvânico entre o circuito de potência e o de comando e disparo, garantindo uma tensão de isolamento de 2,5 kV, permitindo com isso eliminar as interferências que o ruído eletromagnético resultante das comutações dos *IGBT's* no circuito de potência possa vir a ter no circuito de comando.

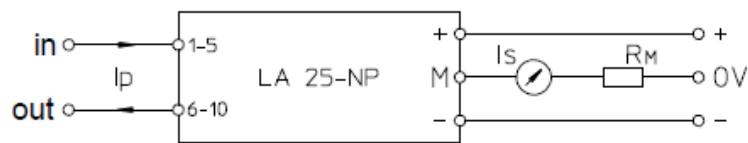


Figura 5.2.4: Transdutor de corrente LA 25-P [17].

O valor da corrente de saída dos transdutores pode ser definido em função da corrente nominal do conversor de potência através de uma relação de transformação. De forma a obter a correta relação de transformação entre o primário e o secundário, compara-se a corrente de máxima permitida no módulo integrado (10 A) com os dados do fabricante (Anexo I) e obtém-se o valor de I_{PN} que mais se aproxime da corrente máxima à saída do conversor ($I_{PN} = 12$ A).

Construção do protótipo experimental e de simulação numérica

Number of primary turns	Primary current		Nominal output current I_{SN} [mA]	Turns ratio K_N	Primary resistance R_p [m Ω]	Primary insertion inductance L_p [μ H]	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	

Figura 5.2.5: Ligações em função das correntes do transdutor de corrente LA 25-NP [17].

Para o valor de corrente $I_{PN} = 12$ A, obtém-se a relação de transformação de 2/1000, o que corresponde a $I_{SN} = \frac{2 \times 12}{1000} = 24$ mA, no secundário.

Deste modo, a tensão de saída pretendida no secundário (10 V), vai ser o produto da corrente no secundário multiplicada por uma resistência R_M . Para uma temperatura máxima de 70 °C, com uma variação de ± 25 °C e com a alimentação de ± 15 V a gama de variação da resistência de medida é $100 \Omega \leq R_M \leq 320 \Omega$.

Nestas condições obtém-se R_M :

$$R_M = \frac{V_M}{I_{SN}} = \frac{10}{24 \times 10^{-3}} = 416,6 \Omega \quad (5.1)$$

A potência que esta resistência terá de dissipar é dada por:

$$P_{dissipada} = RI^2 = 383,14 \times (26,1 \times 10^{-3})^2 = 261 \text{ mW} \quad (5.2)$$

A calibração dos sensores de corrente foi feita apartir da regulação de um potenciómetro multivolta em série com a resistência R_M .

5.2.2.2. Transdutor de tensão DC

Para a medição de tensão são utilizados os transdutores de tensão do modelo LV 25-P da LEM® (Figura 5.2.6). Este transdutor é composto por um transformador que é alimentado no seu primário (+HT,-HT) com a tensão a medir desejada, com uma corrente máxima de 10 mA. No seu secundário possui um amplificador que é alimentado com a tensão simétrica de ± 15 V (+V_c, -V_c). As caraterísticas destes transdutores encontram-se no Anexo H.

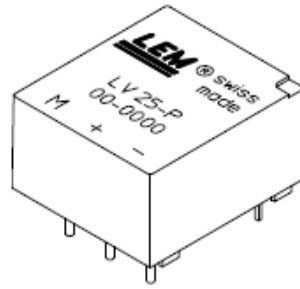


Figura 5.2.6: Transdutor de Tensão LV 25-P [18].

O sinal de corrente I_s à saída é proporcional à corrente percorrida no primário. Ao ligar-se uma resistência R_M entre o terminal M e a massa, obtém-se o respetivo sinal em corrente, proporcional à tensão entre +HT e -HT.

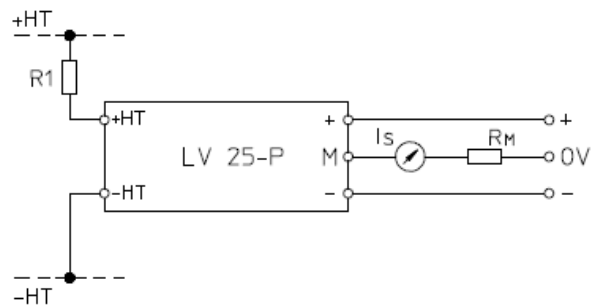


Figura 5.2.7: Esquema de ligação do transdutor LV 25-P [18].

Tendo em conta a escala de leitura do controlador *dSPACE*[®] (caraterísticas em ANEXO K) a tensão V_M de saída do sensor de tensão não deve ultrapassar os 10 V. Deste modo a resistência R_M é dada pela equação (5.3):

$$R_M = \frac{V_M}{I_{SN}} = \frac{10}{25 \times 10^{-3}} = 400 \Omega \quad (5.3)$$

Já a resistência R_1 é calculada tendo em conta o valor da tensão imposta pela fonte DC ($U_{DC} = 330 V$) e, pretendo-se obter no primário uma corrente de 10 mA.

$$R_1 = \frac{V_p}{I_p} = \frac{330}{10 \times 10^{-3}} = 33 k\Omega$$

A potência que esta resistência terá de dissipar é dada por:

$$P_{dissipada} = RI^2 = 33 \times 10^3 \times (10 \times 10^{-3})^2 = 3.3 W$$

A calibração do sensor de tensão foi, tal como para os transdutores de corrente, feita a partir da regulação de um potenciômetro multivolta em série com a resistência R_M .

5.2.3. Desacoplamento dos sinais de comando

Visto que o circuito de comando e o circuito de potência têm referências diferentes, os sinais de controlo gerados pelo microcontrolador não devem ser enviados diretamente para os semicondutores. Caso aconteça pode originar curto-circuitos capazes de danificar o circuito de comando. Para evitar esta situação foram usados acopladores óticos de modo a isolar galvanicamente o circuito de potência do circuito de comando. Este isolamento é conseguido pela ligação entre a entrada e saída ser feita através de foto díodos e foto transístores, tal como é mostrado na Figura 5.2.8. O acoplador ótico usado foi o HCPL-2232 da *Hewlett Packard*®.

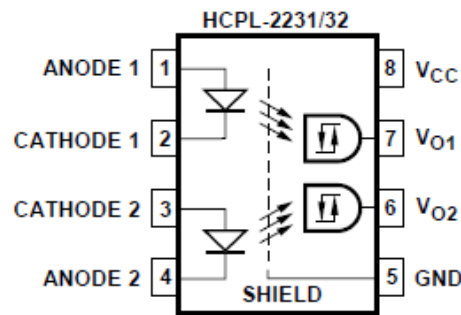


Figura 5.2.8: Esquema de ligação do Acoplador Ótico HCPL-2232 [19].

5.2.4. Controlador digital de sinal

Os seis sinais de comando para os *IGBT*'s do ondulador de tensão trifásico são gerados a partir do controlador digital de sinal *dSPACE*® a partir do bloco *PWM* construído no *software Matlab/Simulink*®. A aquisição das grandezas físicas e o envio dos sinais de disparo para os *IGBT*'s são efetuados por blocos específicos para *interface* com o DSP, modelo *ds1104* do fabricante *dSPACE*®.

A implementação do modelo de simulação numérica no *software Matlab/Simulink*® e a *interface* com o DSP, permite também, além de utilizar a linguagem de programação presente no *Matlab/Simulink*® também realizar ensaios em diversas condições e assim efetuar correções.

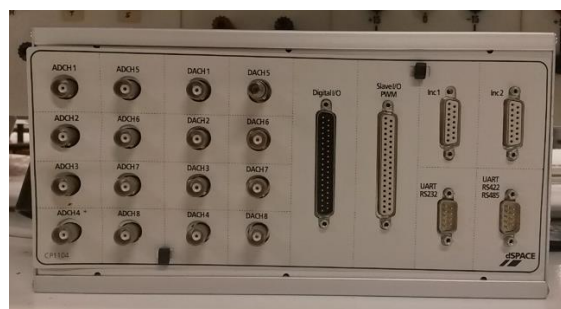


Figura 5.2.9: Fotografia do Controlador Digital de Sinal modelo DS1104 do fabricante *dSPACE*®.

Construção do protótipo experimental e de simulação numérica

Através deste controlador serão gerados e enviados através da ficha D de 37 vias os seis sinais de disparo necessários ao funcionamento do ondulador de tensão trifásico através do comando *PWM* com modulação sinusoidal. Para que não ocorram curto-circuitos no barramento *DC*, o bloco “DS1104SL_PWM” do *Matlab/Simulink*® tem a capacidade de gerar tempos mortos entre a comutação dos semicondutores no mesmo braço de potência do conversor, o tempo utilizado foi de 1 μ s.

A interface gráfica do *DSP* foi construída através do software *ControlDesk*® (Figura 5.2.10). Assim, pode-se ter acesso às referências de Potências Ativa e Reativa manipulando as referências de corrente (i_d^* e i_q^*), bem como a alteração ou ajustamentos dos parâmetros do controlador para melhorar o seu desempenho.

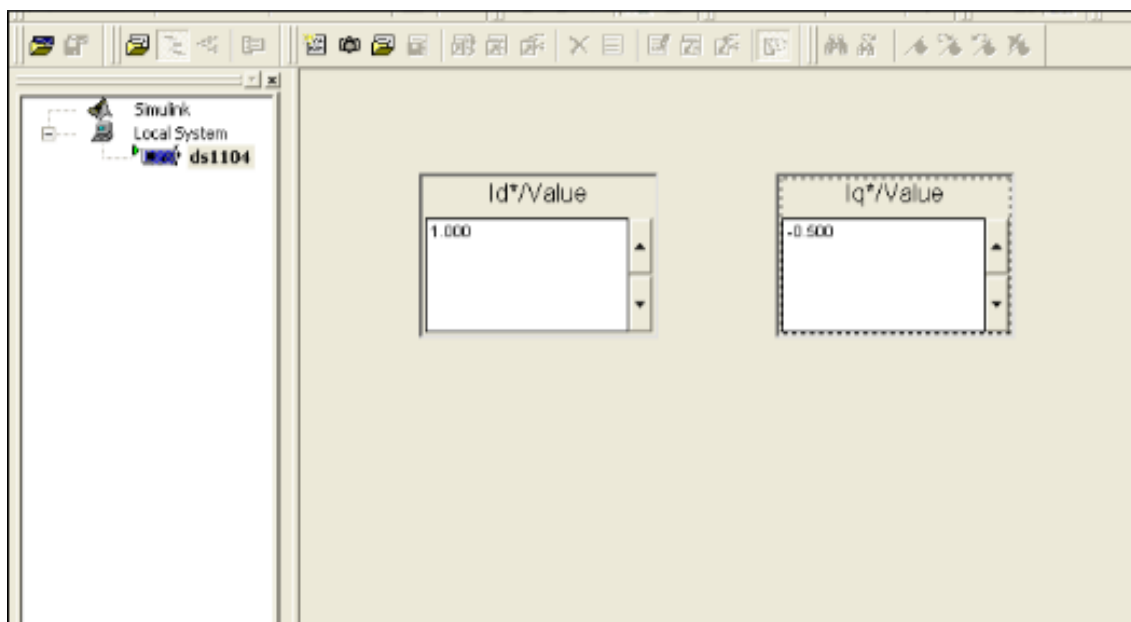


Figura 5.2.10: Interface gráfico do *ControlDesk*®.

6. Implementação laboratorial

Neste capítulo são apresentados os diversos ensaios experimentais bem como os equipamentos utilizados que servem de validação ao modelo de simulação numérica. Os resultados destas simulações serão apresentados no capítulo 7.

6.1. Ensaio em Cadeia Aberta

De modo a testar o correto funcionamento do conversor de potência, efetuou-se primeiro o ensaio em cadeia aberta com uma carga RL de acordo com a configuração ilustrada na Figura 6.1.1.

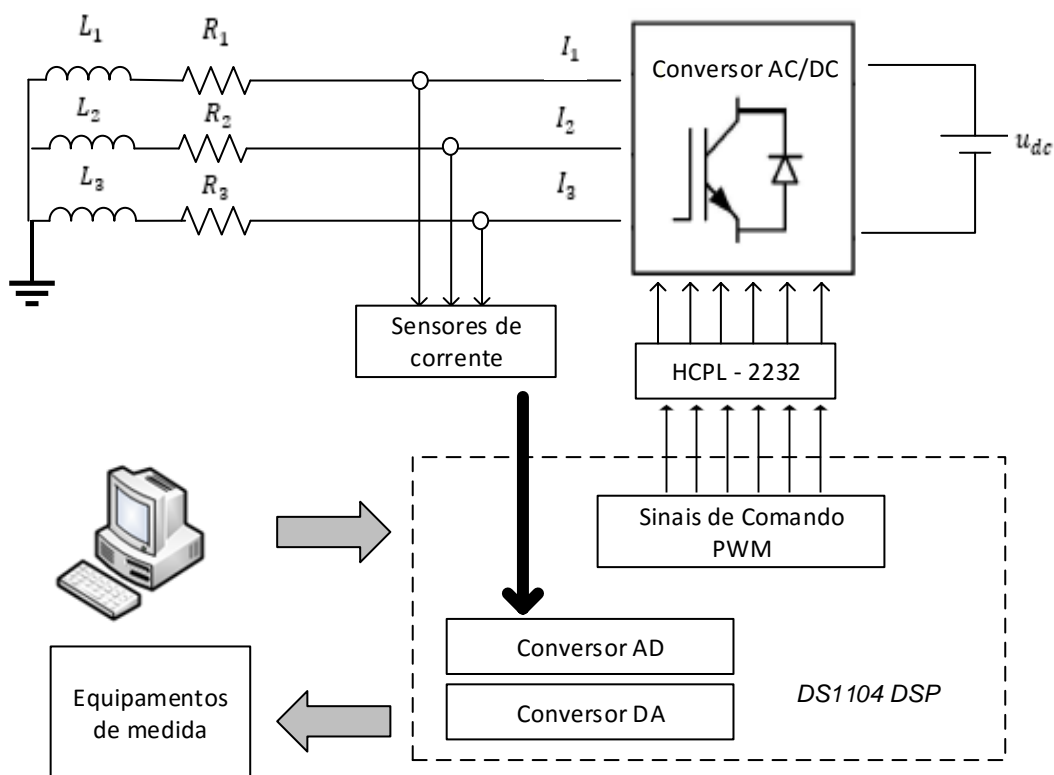


Figura 6.1.1: Configuração do ensaio experimental em cadeia aberta.

O controlador *dSPACE*® foi utilizado como ferramenta de interligação entre o *software* e o circuito de potência, com a função de enviar os sinais de disparo dos semicondutores do conversor de potência definindo as amplitudes das modulante e da portadora.

6.2. Ensaio em Cadeia Fechada

Utilizando o controlador dSPACE e a interface gráfica *ControlDesk*[®] fez-se variar as correntes i_d e i_q de referência (i_d^* e i_q^*). Estas referências são comparadas com a corrente efetiva e são geradas as ondas modulantes que por sua vez irão comandar o conversor de potência. Este ensaio teve como objetivo, além de observar o controlo da corrente efetiva do conversor, ajustar os ganhos do controlador e verificar o correto sentido das correntes de modo a efetuar com segurança a ligação à Rede de Energia Elétrica.

O ensaio realizado em laboratório teve em vista reproduzir a configuração ilustrada na Figura 6.2.1.

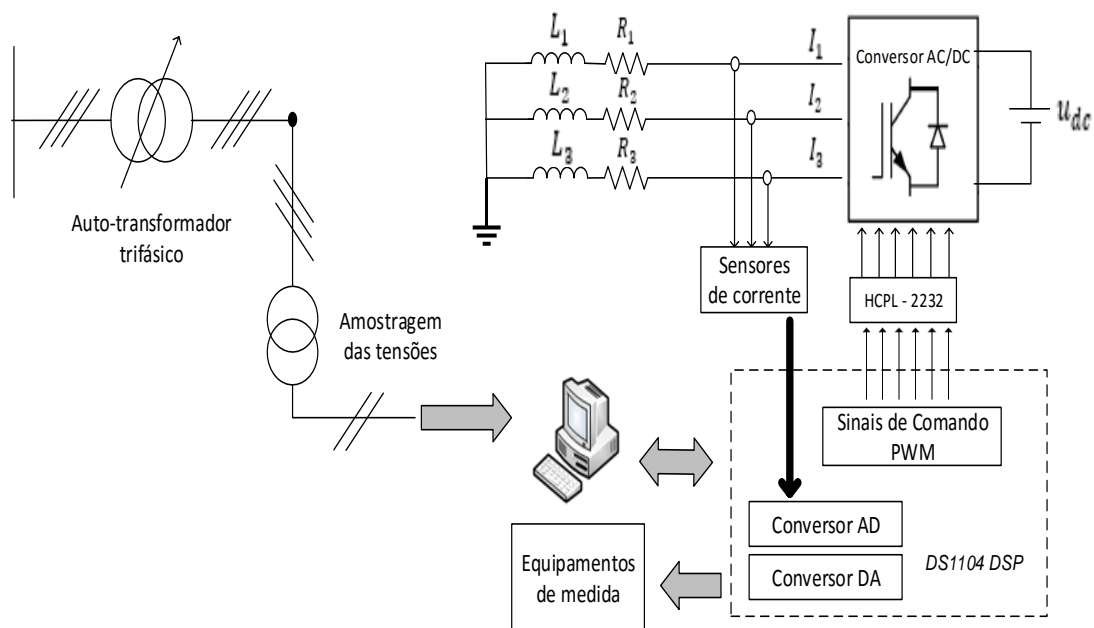


Figura 6.2.1: Configuração do ensaio experimental em cadeia fechada.

As resistências R_1 , R_2 e R_3 representadas no esquema da Figura 6.2.1 foram consideradas como sendo as resistências dos enrolamentos das bobinas, para o efeito considerou-se $100 \text{ m}\Omega$.

6.3. Ensaio em Cadeia Fechada com ligação à rede elétrica

Ao invés do ensaio anterior, em que o sincronismo foi realizado com recurso a uma rede “virtual”, este ensaio irá ser feito com recurso à rede elétrica, deste modo o *dSPACE*® recebe dois sinais de tensão (a partir dos quais se obtém o terceiro sinal) necessários para efetuar o cálculo dos ângulos necessários ao sincronismo.

O ensaio realizado em laboratório teve em vista reproduzir a configuração experimental ilustrada na Figura 6.3.1.

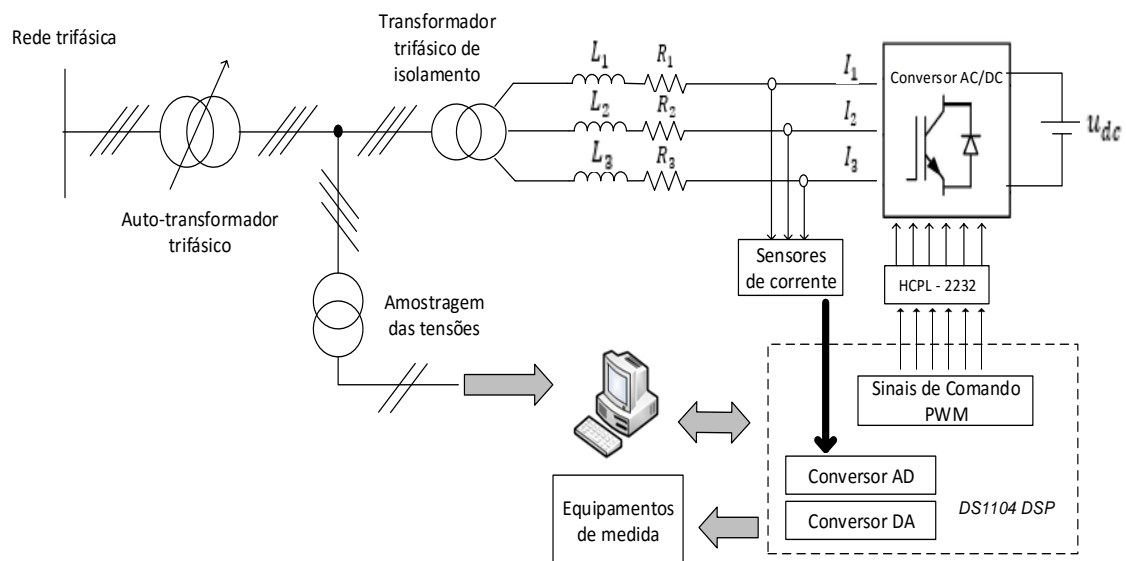


Figura 6.3.1: Configuração do ensaio experimental em cadeia fechada com ligação à REE.

À semelhança do ensaio anterior fez-se variar as correntes i_d e i_q de referência (i_d^* e i_q^*) e registaram-se os resultados obtidos de forma a serem comparados com o modelo de simulação numérica.

7. Análise e discussão de resultados

Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados dos ensaios experimentais descritos no capítulo anterior.

7.1. Ensaio em Cadeia Aberta com Carga RL

De forma a verificar o envio dos sinais de comando para o conversor foram verificados os sinais à saída dos optoacopladores. Nas seguintes Figuras podemos verificar o sinal de comando f_1 e \bar{f}_1 que comando o primeiro braço de potência conforme a Figura 3.1.2.

Numa primeira fase foram observados os sinais para uma razão cíclica de 0,5 representado na Figura 7.1.1. Na Figura 7.1.2 podemos observar o tempo morto na passagem dos sinais ao seu estado complementar, o tempo definido foi de $1 \mu s$ conforme calculado no osciloscópio.

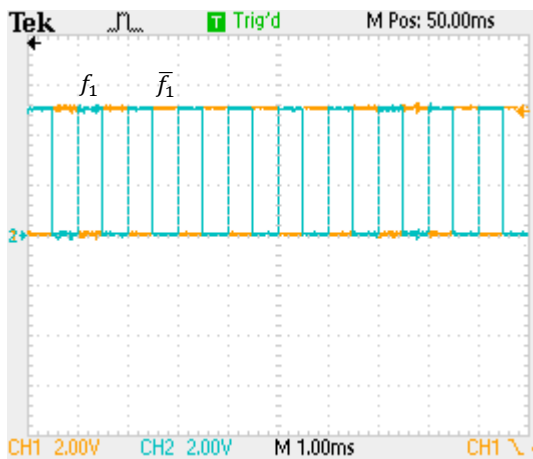


Figura 7.1.1: Sinal de comando f_1 (amarelo) e \bar{f}_1 (azul) para um fator de ciclo $\delta=0,5$.

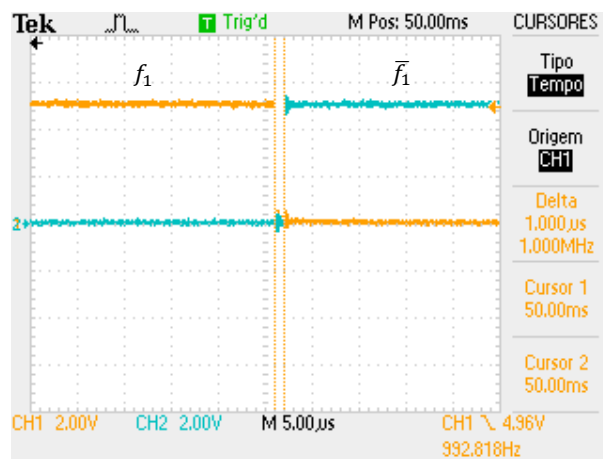


Figura 7.1.2: Tempos mortos dos sinais f_1 (azul) e \bar{f}_1 (amarelo).

De seguida foi imposta a modulação sinusoidal onde podemos observar na Figura 7.1.3 e Figura 7.1.4 a resposta dos sinais para diferentes amplitudes da onda modulante.

Análise e discussão de resultados

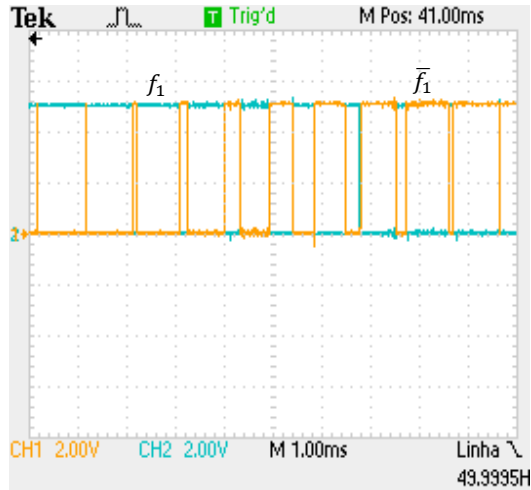


Figura 7.1.3: Sinal PWM para $A_{mod} = 5 V$.

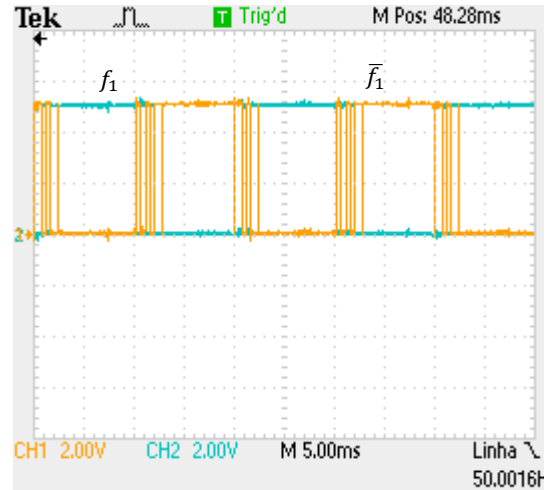


Figura 7.1.4: Sinal PWM para $A_{mod} = 5 V$

Foi imposta uma tensão no barramento DC de 30 V, uma carga composta por resistências $R_{carga} = 15 \Omega$ e $L_{carga} = 8 mH$ e uma frequência de comutação da portadora $f_s = 1 kHz$. Os resultados simulados e experimentais obtidos estão ilustrados na Figura 7.1.5 e Figura 7.1.6.

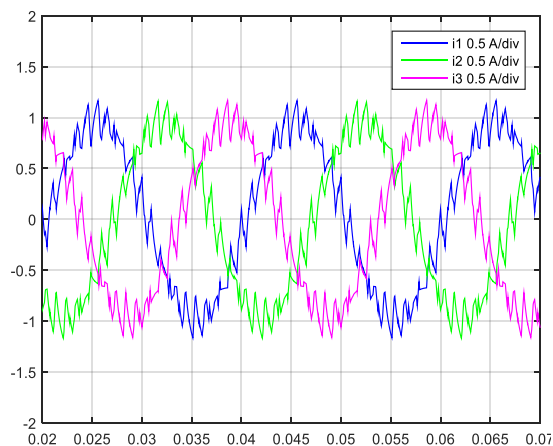


Figura 7.1.5: Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div).

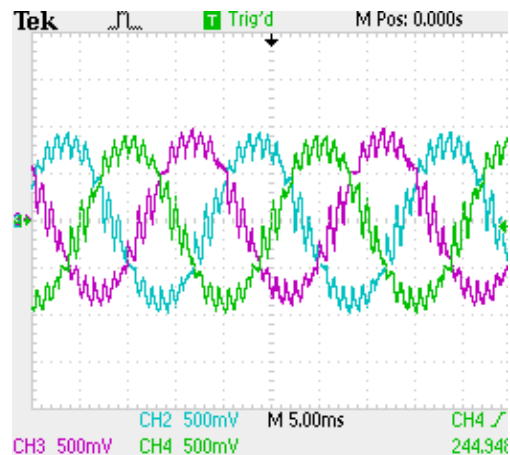


Figura 7.1.6: Resultado Experimental: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div).

De seguida foi realizado um ensaio apenas modificando a frequência de comutação f_s para 2 kHz e registaram-se os resultados simulados e experimentais ilustrados na Figura 7.1.7 e Figura 7.1.8.

Análise e discussão de resultados

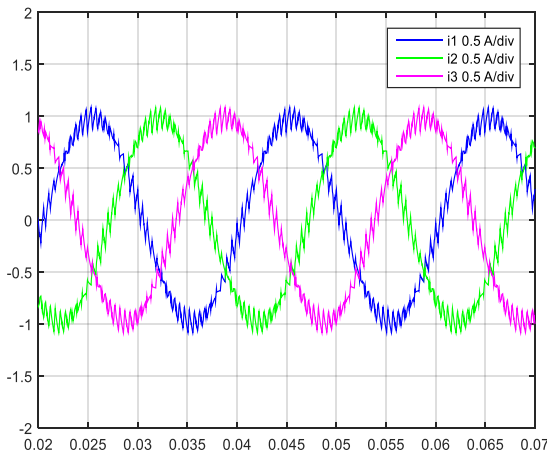


Figura 7.1.7: Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div).

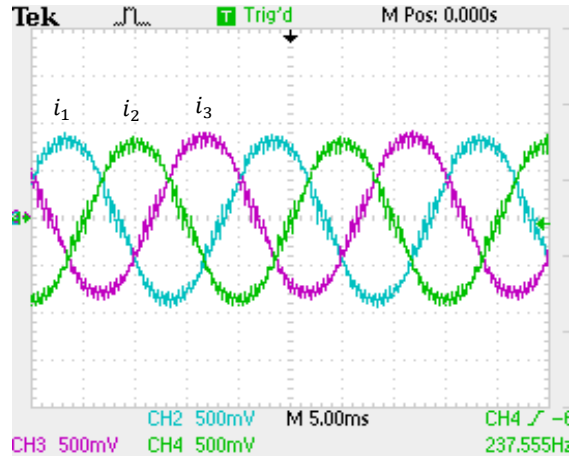


Figura 7.1.8: Resultado Experimental: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div).

Podemos verificar que o resultado obtido experimentalmente está de acordo com o esperado obtido através do modelo de simulação numérica. A forma de onda da corrente apresenta uma sinusoidal distorcida resultante da comutação dos IGBT's. Esta distorção (ripple) é atenuada com o aumento da frequência de comutação dos semicondutores, obtendo sinusóides aproximadamente perfeitas como está ilustrado na Figura 7.1.8.

7.2. Ensaio em Cadeia Fechada

Pretendeu-se numa primeira fase, antes de interligar o sistema com a rede, observar o comportamento do controlo interno de corrente, tanto com o controlador PI como com o controlador histerético. Deste modo, apenas foram utilizadas as tensões da rede de forma a calcular o ângulo θ , conforme descrito no ponto 3.2 e ilustrado no esquema da Figura 6.2.1.

As correntes de saída do conversor estão ilustradas na Figura 7.2.2 e Figura 7.2.4, utilizando o controlador PI e o controlador histerético. Os parâmetros utilizados nos ensaios estão descritos na Tabela 7.2.1 e Tabela 7.2.2.

Parâmetros de utilizados					
Controlador PI					
$u_{dc} = 50 V$	$R_{carga} = 0,1 \Omega$	$L_{carga} = 8 mH$	$f_s = 2 kHz$	$i_d^* = -2 A$	$i_q^* = 0 A$

Tabela 7.2.1: Parâmetros utilizados para o ensaio em cadeia fechada com o Controlador PI – Resposta das Correntes.

Análise e discussão de resultados

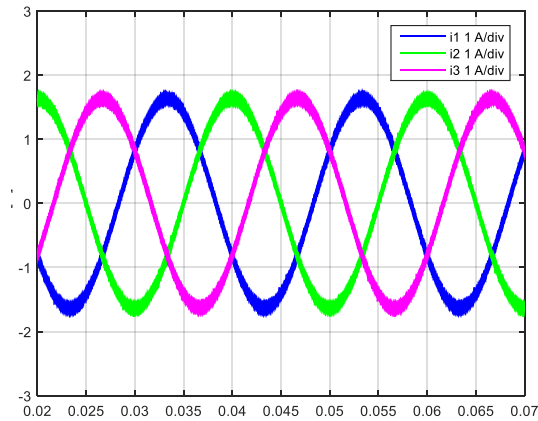


Figura 7.2.1: Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (1 A/div) com controlador PI $i_d^* = -2$ A.

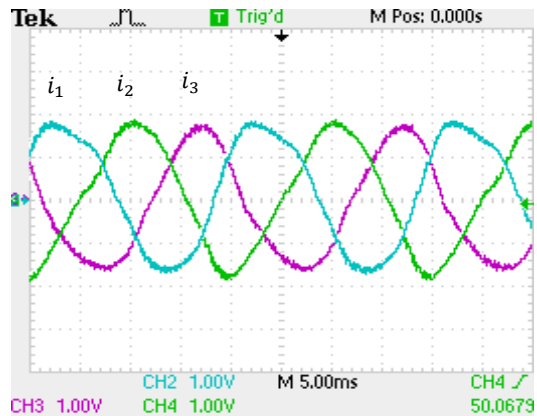


Figura 7.2.2: Resultado Experimental: Correntes à saída do conversor (1 A/div) com controlador PI $i_d^* = -2$ A.

Podemos verificar, comparando os resultados de simulação e os resultados obtidos experimentalmente, que as formas de onda de corrente à saída do conversor (i_{123}) apresentam uma forma sinusoidal com um período de 20 milissegundos. Para a referência de $i_d^* = -1$ A os valores das amplitudes das correntes obtidas coincidem com os da simulação.

Parâmetros de utilizados					
Controlador Histerético					
$u_{dc} = 50$ V	$R_{carga} = 0,1$ Ω	$L_{carga} = 8$ mH	$\Delta_i = [-0.01; 0.01]$	$i_d^* = -1$ A	$i_q^* = 0$ A

Tabela 7.2.2: Parâmetros utilizados para o ensaio em cadeia fechada com o Controlador Histerético – Resposta das Correntes.

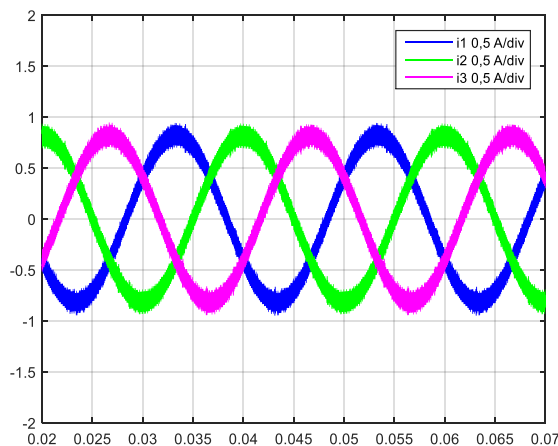


Figura 7.2.3: Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div) com controlador Histerético.

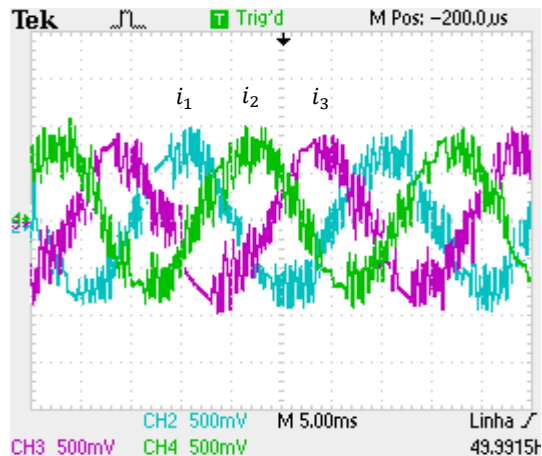


Figura 7.2.4: Resultado Experimental: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div) com controlador Histerético.

Análise e discussão de resultados

Utilizando o controlador histerético, observamos um maior ruído presente nas correntes à saída do conversor, ao contrário do controlador do PI que consegue impor um controle mais preciso e assim garantir formas de onda mais alisadas.

Pode-se ainda verificar que as formas de onda obtidas com o controlador PI apresentam uma deformação ao contrário das formas de onda obtidas pelo controlador histerético, o que demonstra que o último possui uma maior robustez no que diz respeito a variação de parâmetros ou outras perturbações dinâmicas

Uma das formas mais expeditas de observar o controle interno de corrente será impor um escalão na entrada de referência de corrente i_d e observar a sua evolução temporal. Estas evoluções encontram-se ilustradas na Figura 7.2.5, Figura 7.2.6, Figura 7.2.7 e Figura 7.2.8. Estes ensaios permitem um ajuste mais fino dos parâmetros dos controladores, de forma a obter a melhor resposta de corrente. Os ensaios foram realizados com parâmetros da Tabela 7.2.3 e Tabela 7.2.4 para o controlador PI e para o controlador histerético respectivamente.

Parâmetros de utilizados			
Controlador PI			
$u_{dc} = 50 V$	$R_{carga} = 0,1 \Omega$	$L_{carga} = 8 mH$	$f_s = 2 kHz$

Tabela 7.2.3: Parâmetros utilizados para o ensaio em cadeia fechada com o Controlador PI – Resposta a um escalão.

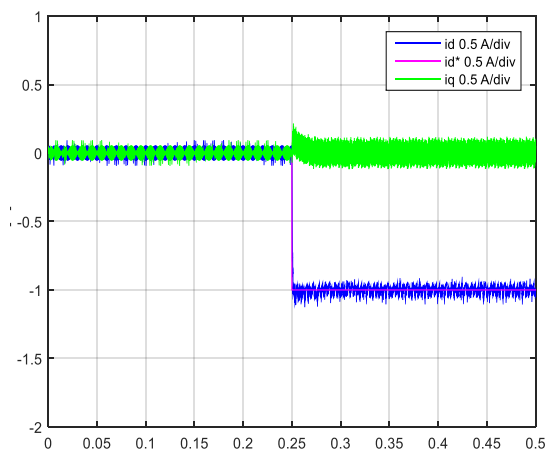


Figura 7.2.5: Resultado de Simulação: Resposta a um escalão da corrente $i_d^* = -1 A$ com controlador PI (0,5 A/div).

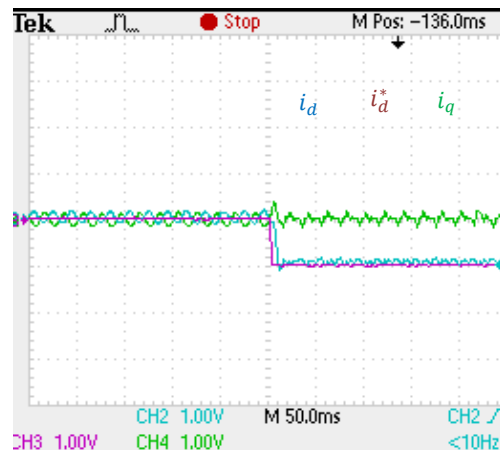


Figura 7.2.6: Resultado Experimental: Resposta a um escalão da corrente $i_d^* = -1 A$ com controlador PI (1 A/div).

Análise e discussão de resultados

Parâmetros de utilizados			
Controlador Histerético			
$u_{dc} = 50 V$	$R_{carga} = 0,1 \Omega$	$L_{carga} = 8 mH$	$\Delta_i = [-0.01; 0.01]$

Tabela 7.2.4: Parâmetros utilizados para o ensaio em cadeia fechada com o Controlador Histerético – Resposta a um escalão.

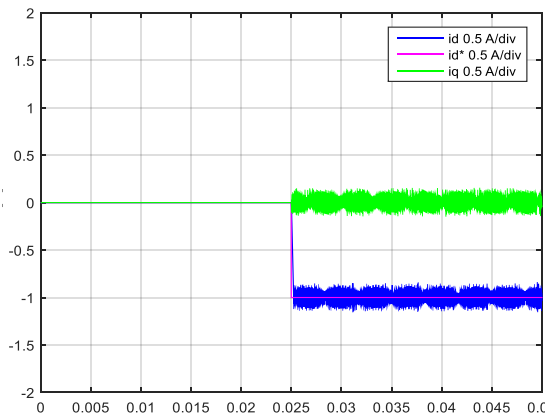


Figura 7.2.7: Resultado de Simulação: Resposta a um escalão da corrente $i_d^ = -1 A$ com controlador Histerético (0,5 A/div).*

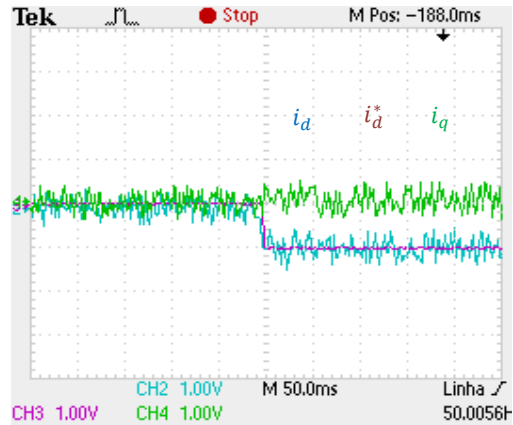


Figura 7.2.8: Resultado Experimental: Resposta a um escalão da corrente $i_d^ = -1 A$ com controlador Histerético (1 A/div).*

Perante os resultados ilustrados nas Figuras acima, e comparando as respostas a um escalão de corrente i_d observa-se que o controlador histerético possui uma resposta mais rápida no entanto mais ruidosa.

Resultante das respostas dos dois controladores estão representadas na Figura 7.2.10 e Figura 7.2.12 as respostas das correntes numa das fases do conversor de potência para uma referência de corrente $i_d^* = -1 A$. Os parâmetros utilizados para a realização destes ensaios são os Tabela 7.2.1 e Tabela 7.2.2.

Controlador PI

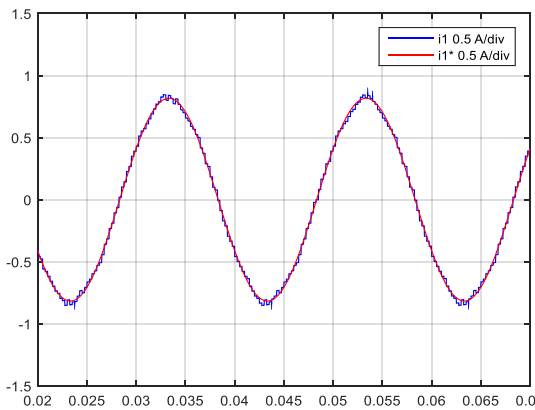


Figura 7.2.9: Resultado de Simulação: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1$ A).

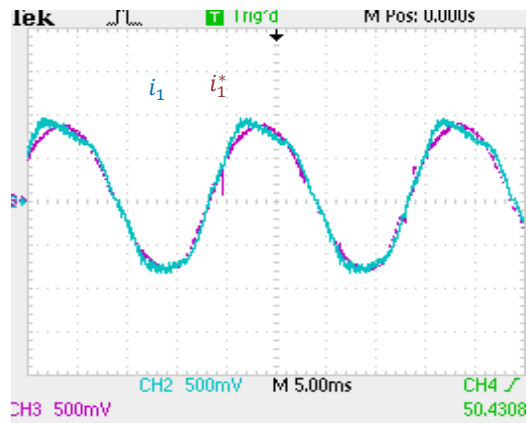


Figura 7.2.10: Resultado Experimental: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div). com controlador PI ($i_d^* = -1$ A).

Controlador Histerético

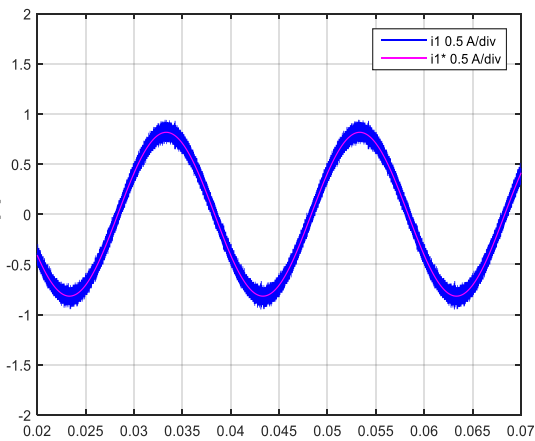


Figura 7.2.11: Resultado de Simulação: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div). com controlador Histerético ($i_d^* = -1$ A).

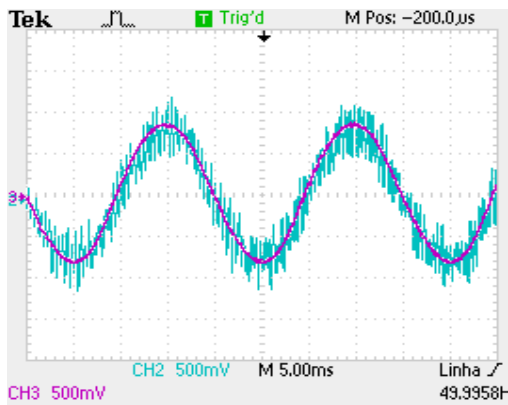


Figura 7.2.12: Resultado Experimental: Corrente de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div). com controlador Histerético ($i_d^* = -1$ A).

De forma a validar o sentido convencionado das correntes, ou seja, para uma referência de i_d negativa a corrente flui do lado DC para a rede, para uma referência de i_d positiva a corrente flui da rede para o lado DC. Registaram-se as fases da corrente face à tensão da rede, estes resultados estão ilustrados na Figura 7.2.14 e Figura 7.2.16. Para a realização deste ensaio mantiveram-se os parâmetros utilizados no anterior.

Controlador PI

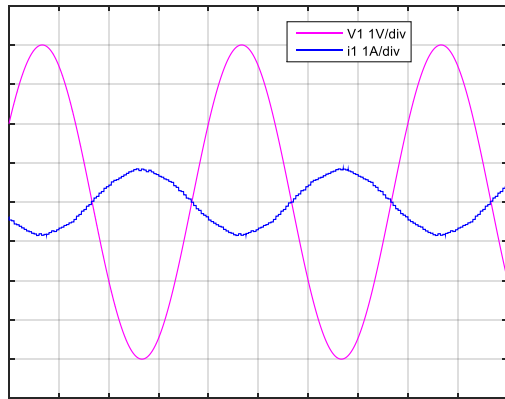


Figura 7.2.13: Resultado de Simulação: Tensão da rede (1 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1$ A).

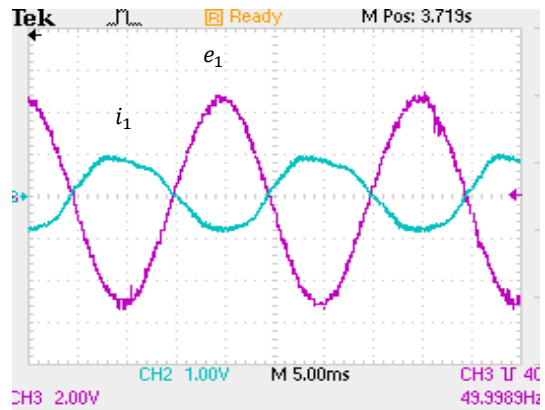


Figura 7.2.14: Resultado Experimental: Tensão da rede (2 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1$ A).

Controlador Histerético

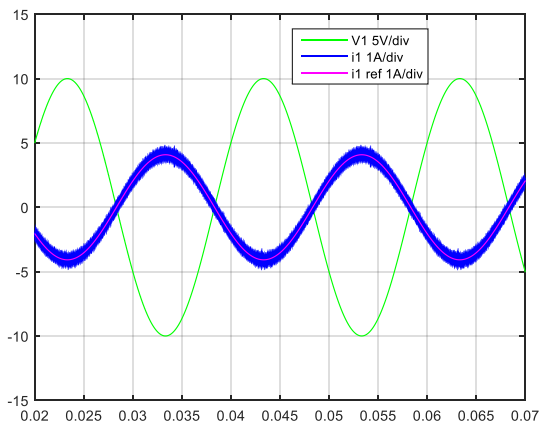


Figura 7.2.15: Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1$ A).

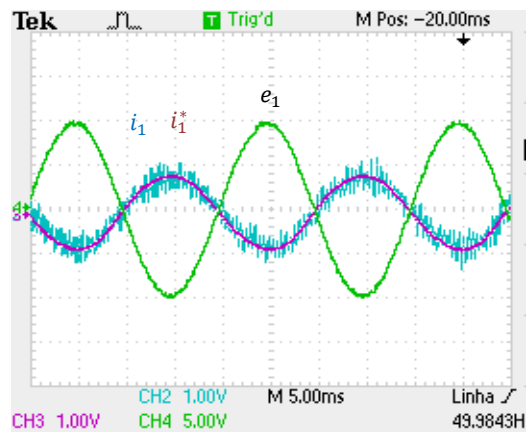


Figura 7.2.16: Resultado Experimental: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1$ A).

Para uma corrente i_d negativa (potência instantânea negativa) observa-se uma oposição de fase face à tensão da rede (Figura 7.2.13 a Figura 7.2.16), ou seja, a energia flui no sentido do barramento DC para a rede.

Controlador PI

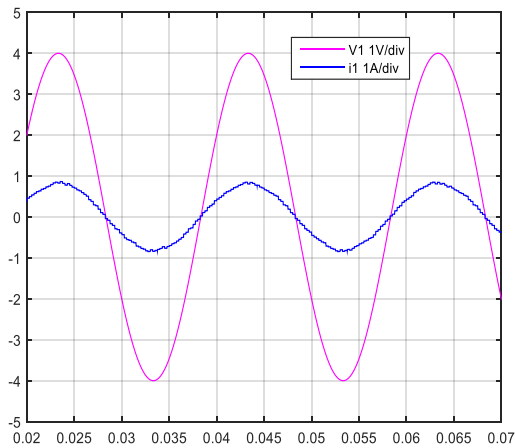


Figura 7.2.17: Resultado de Simulação: Tensão da rede (1 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = 1$ A).

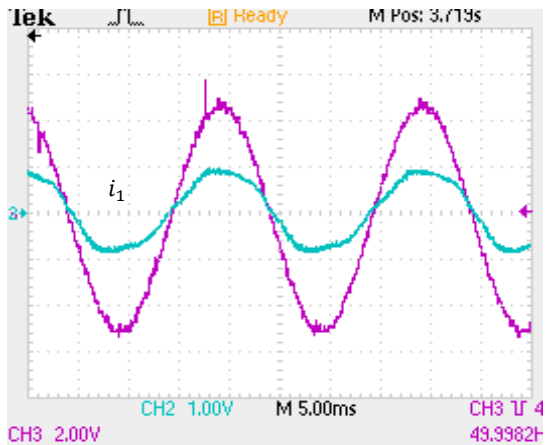


Figura 7.2.18: Resultado Experimental: Tensão da rede (2 V/div) e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = 1$ A).

Controlador Histerético

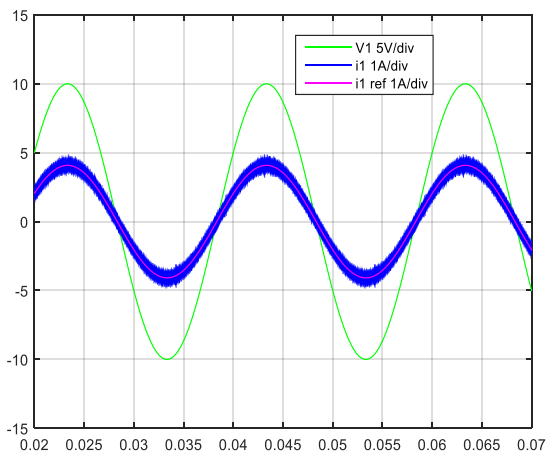


Figura 7.2.19: Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = 1$ A).

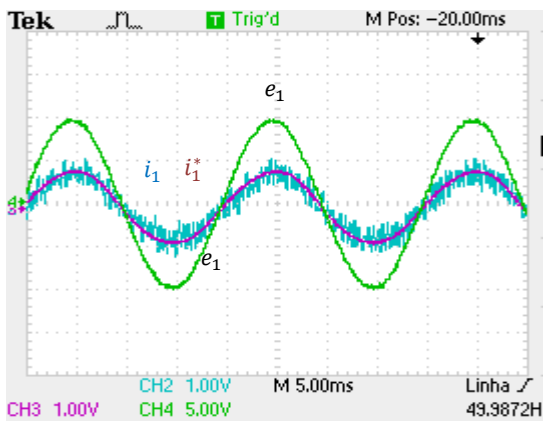


Figura 7.2.20: Resultado Experimental: Tensão da rede (5 V/div), corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = 1$ A).

Para uma corrente i_d positiva (potência instantânea positiva) observa-se que esta está em fase com a tensão da rede (Figura 7.2.17 a Figura 7.2.20) ou seja, a rede está a fornecer energia ao barramento DC.

7.3. Ensaio em Cadeia Fechada com ligação à rede elétrica

Respeitando o plano de ensaios descrito no parágrafo 6.3 os resultados obtidos encontram-se ilustrados nas Figuras que se seguem.

Os ensaios realizados foram semelhantes aos do ponto 7.2 tendo sido obtidos os resultados expetáveis face às simulações obtidas. Para a realização dos ensaios experimentais e de simulação foram usados os parâmetros descritos na Tabela 7.3.1 e Tabela 7.3.2 para o controlador PI e para o controlador histerético respetivamente.

Parâmetros de utilizados					
Controlador PI					
$u_{dc} = 50 V$	$R = 0,1 \Omega$	$L = 8 mH$	$f_s = 2 kHz$	$i_d^* = -1 A$	$i_q^* = 0 A$

Tabela 7.3.1: Parâmetros utilizados para o ensaio em cadeia fechada interligado com a rede elétrica com o Controlador PI – Resposta das correntes

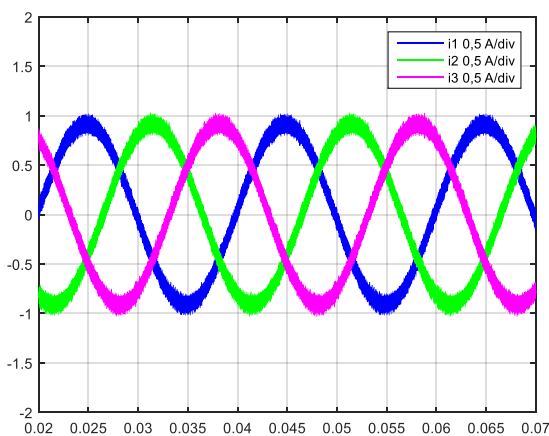


Figura 7.3.1: Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div). com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).

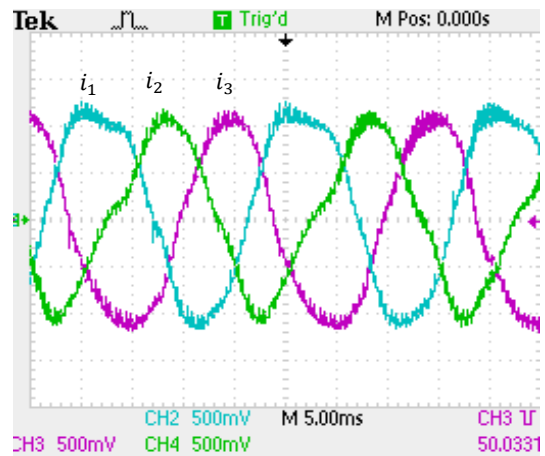


Figura 7.3.2: Resultado Experimental: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1 A$).

Parâmetros de utilizados					
Controlador Histerético					
$u_{dc} = 50 V$	$R = 0,1 \Omega$	$L = 8 mH$	$\Delta_i = [-0,01; 0,01]$	$i_d^* = -1 A$	$i_q^* = 0 A$

Tabela 7.3.2: Parâmetros utilizados para o ensaio em cadeia fechada interligado com a rede elétrica com o Controlador Histerético – Resposta das correntes.

Análise e discussão de resultados

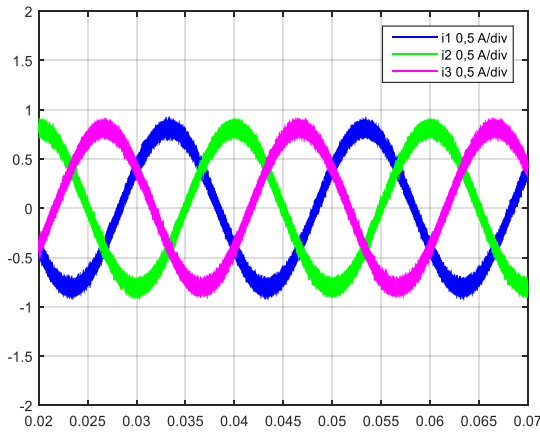


Figura 7.3.3: Resultado de Simulação: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1 A$).

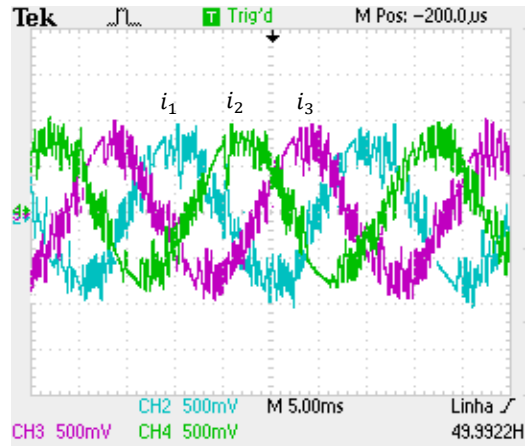


Figura 7.3.4: Resultado Experimental: Correntes à saída do conversor (0,5 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1 A$).

Para a referência de $i_d^* = -1 A$ os valores das amplitudes das correntes obtidas experimentalmente (Figura 7.3.2 e Figura 7.3.4) coincidem com os da simulação (Figura 7.3.1 e Figura 7.3.3) verificando-se que na condição de ligação do conversor com a rede as formas de onda apresentam uma maior distorção.

De modo a observar o comportamento do sistema a uma perturbação realizou-se uma resposta a um escalão da corrente i_d e registaram-se as formas de onda obtidas. As condições dos ensaios simulados e experimentais encontram-se na Tabela 7.3.3 e Tabela 7.3.4.

Parâmetros de utilizados			
Controlador PI			
$u_{dc} = 50 V$	$R_{carga} = 0,1 \Omega$	$L_{carga} = 8 mH$	$f_s = 2 kHz$

Tabela 7.3.3: Parâmetros utilizados para o ensaio em cadeia fechada interligado com a rede elétrica com o Controlador PI – Resposta a um escalão.

Análise e discussão de resultados

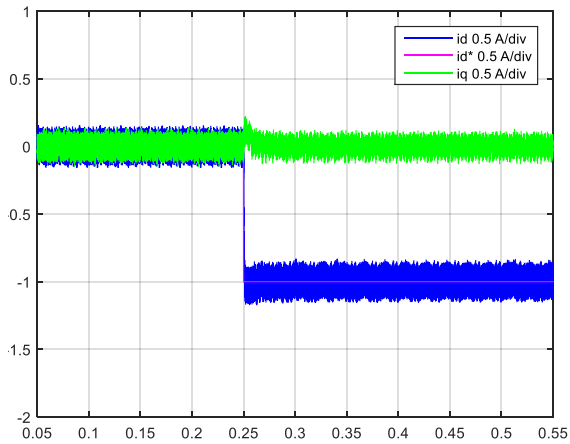


Figura 7.3.5: Resultado de Simulação: Resposta a um escalão da corrente $i_d^* = -1$ com controlador PI (0,5 A/div).

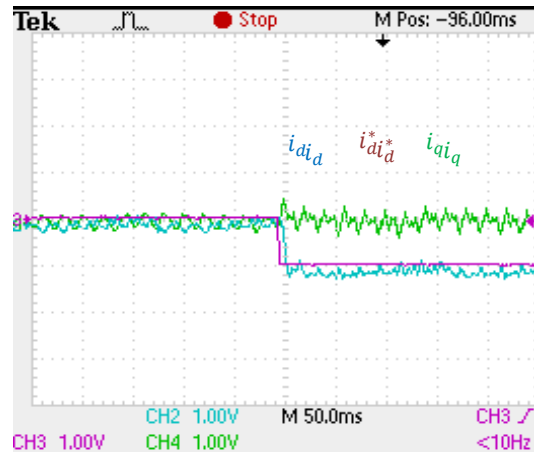


Figura 7.3.6: Resultado Experimental: Resposta a um escalão da corrente $i_d^* = -1$ com controlador PI (1 A/div).

Parâmetros de utilizados			
Controlador Histerético			
$u_{dc} = 50 V$	$R_{carga} = 0,1 \Omega$	$L_{carga} = 8 mH$	$\Delta_i = [-0,01; 0,01]$

Tabela 7.3.4: Parâmetros utilizados para o ensaio em cadeia fechada interligado com a rede elétrica com o Controlador Histerético – Resposta a um escalão.

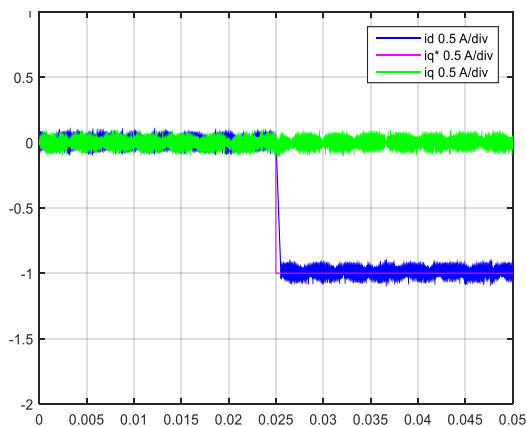


Figura 7.3.7: Resultado de Simulação: Resposta a um escalão da corrente $i_d^* = -1$ com controlador Histerético (0,5 A/div).

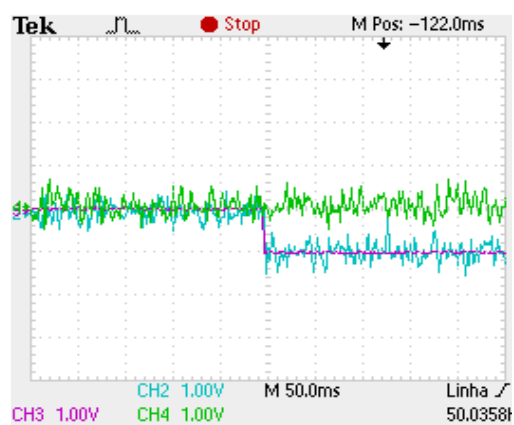


Figura 7.3.8: Resultado Experimental: Resposta a um escalão da corrente $i_d^* = -1$ com controlador Histerético (1 A/div).

Mantendo os mesmos parâmetros dos controladores do ensaio apresentado no parágrafo 6.2 podemos observar nas Figura 7.3.6 e Figura 7.3.8 uma maior distorção nas correntes i_d e i_q . Visto haver mais um transformador interligado com este sistema, os

Análise e discussão de resultados

parâmetros envolvidos inerentes à construção do transformador contribuem para uma alteração do comportamento das correntes. Os resultados obtidos validam os resultados experimentais (Figura 7.3.5 e Figura 7.3.7).

De modo a verificar o seguimento da corrente numa das fases com a referência imposta realizaram-se os ensaios ilustrados em baixo (Figura 7.3.9 a Figura 7.3.12). Os parâmetros dos ensaios realizados encontram-se são os mesmos da Tabela 7.3.1 e Tabela 7.3.2 para cada controlador.

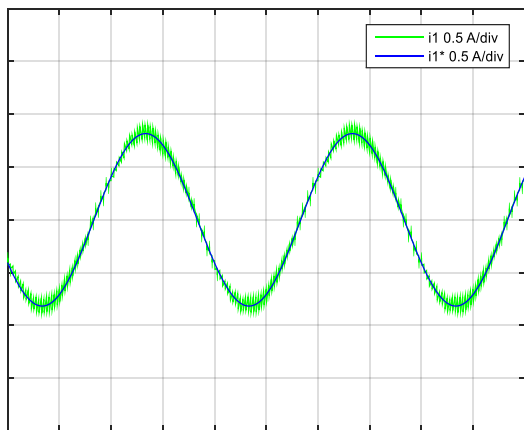


Figura 7.3.9: Resultado de Simulação: Correntes de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1$ A).

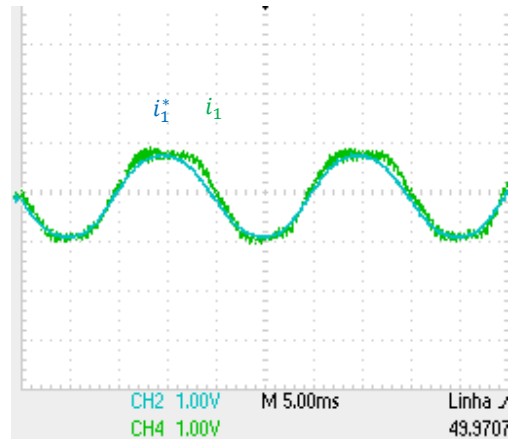


Figura 7.3.10: Resultado Experimental: Correntes de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador PI (1 A/div) ($i_d^* = -1$ A).

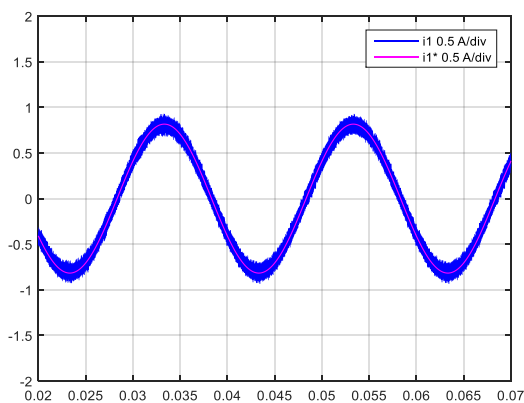


Figura 7.3.11: Resultado de Simulação: Correntes de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1$ A).

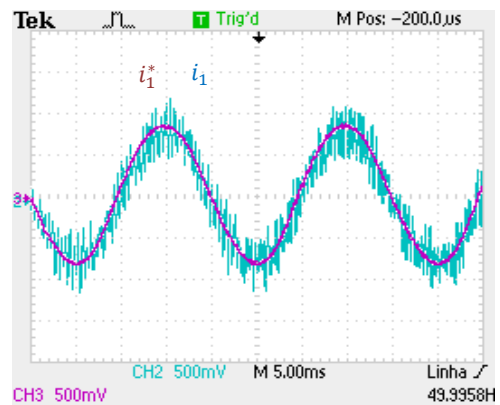


Figura 7.3.12: Resultado Experimental: Correntes de referência e corrente na fase 1 (0,5 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1$ A).

Pelas Figura 7.3.10 e Figura 7.3.12 podemos observar o acompanhamento da corrente na fase do conversor pela corrente de referência gerada pelo controlador. Verificando-se, pela

Análise e discussão de resultados

validação dos resultados de simulação (Figura 7.3.9 e Figura 7.3.11), o correto funcionamento dos controladores.

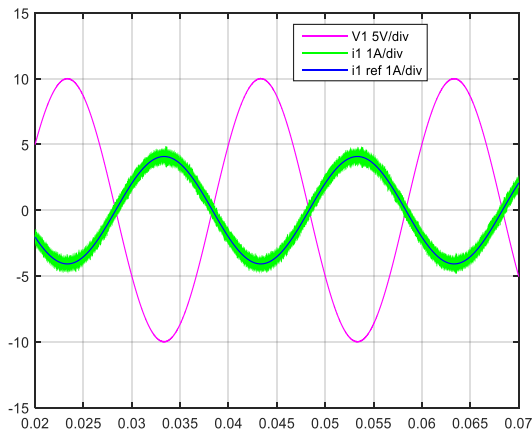


Figura 7.3.13: Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1$ A).

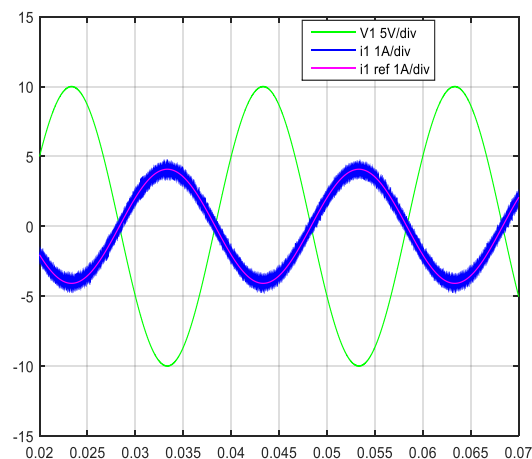


Figura 7.3.15: Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1$ A).

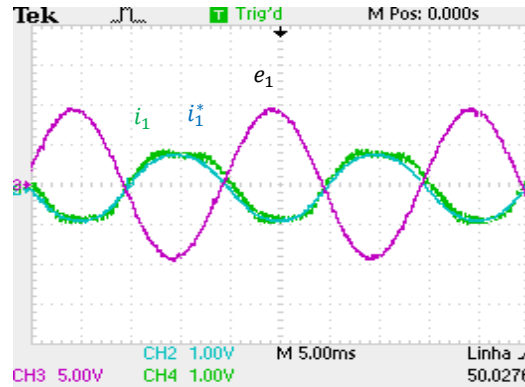


Figura 7.3.14: Resultado Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = -1$ A).

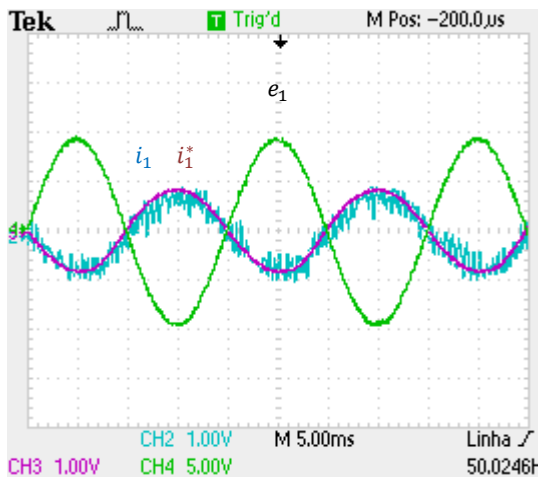


Figura 7.3.16: Resultado Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = -1$ A).

Tal como no ensaio realizado em 7.2 verificou-se através do desfasamento da corrente face à tensão o sentido estabelecido das correntes. Para um i_d^* negativo, a corrente segue do barramento DC para a rede, para um i_d^* positivo ($i_d^* = 1$ A) a corrente segue da rede para o barramento DC conforme as Figura 7.2.14, Figura 7.2.16, Figura 7.2.18 e Figura 7.3.20.

Análise e discussão de resultados

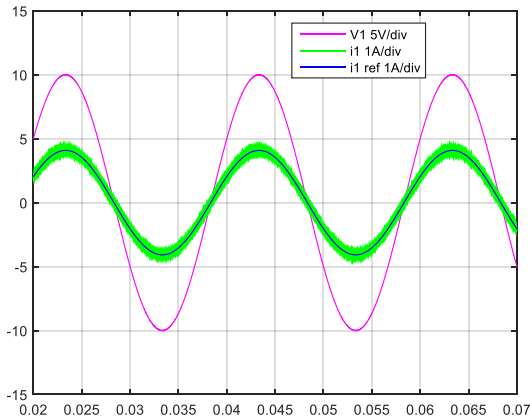


Figura 7.3.17: Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = 1 A$).

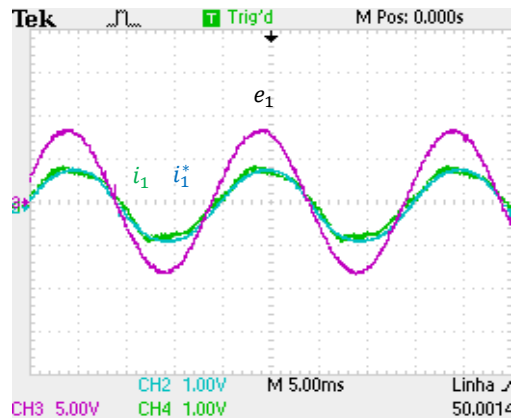


Figura 7.3.18: Resultado Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador PI ($i_d^* = 1 A$).

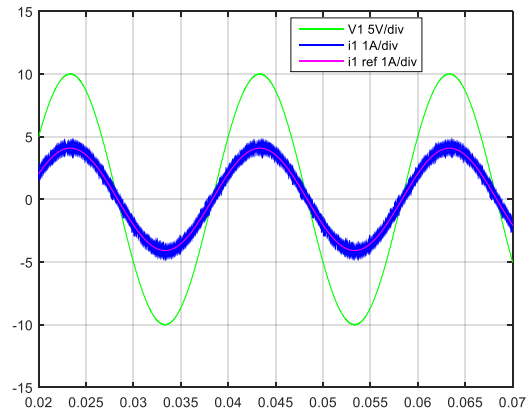


Figura 7.3.19: Resultado de Simulação: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = 1 A$).

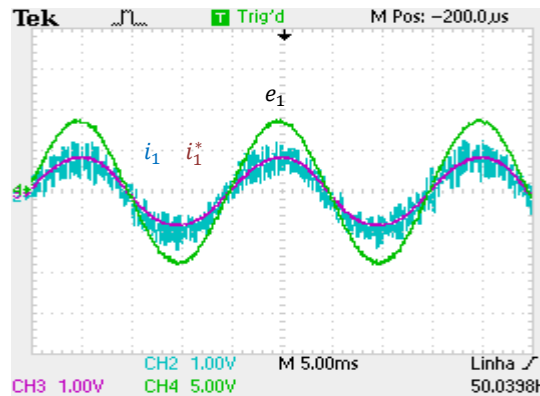


Figura 7.3.20: Resultado Experimental: Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) com controlador Histerético ($i_d^* = 1 A$).

De forma a observar o comportamento nos quatro quadrantes de funcionamento, fez-se variar a potência reativa para um valor fixo positivo de potência ativa e registou-se a evolução das correntes para fatores de potência não unitários conforme ilustrado na Figura 7.3.22, Figura 7.3.24, Figura 7.3.26 e Figura 7.3.28.

Para o caso de uma corrente $i_q^* = 0,5 A$ obteve-se para cada controlador os seguintes resultados:

Análise e discussão de resultados

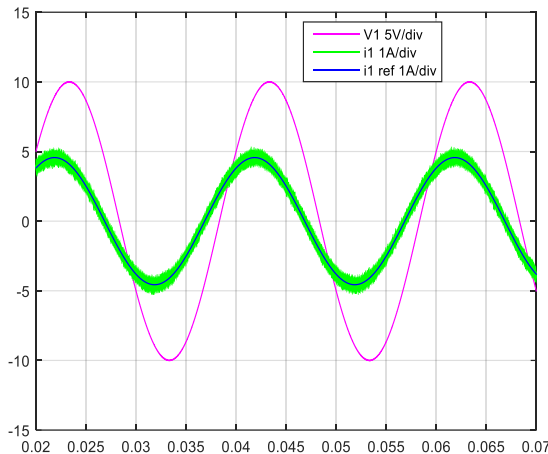


Figura 7.3.21: Resultados de Simulação:
Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência
e corrente na fase 1 (1 A/div) controlador PI
($i_q^* = 0,5 A$).

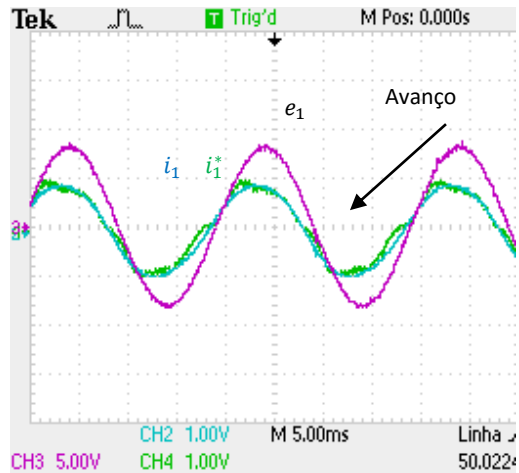


Figura 7.3.22: Resultado Experimental:
Tensão da rede (5 V/div), Corrente de
referência e corrente na fase 1 (1 A/div)
controlador PI ($i_q^* = 0,5 A$).

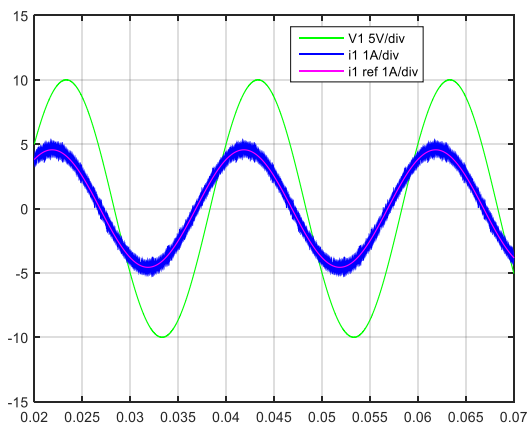


Figura 7.3.23: Resultados de Simulação:
Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência
e corrente na fase 1 (1 A/div) controlador
Histerético ($i_q^* = 0,5 A$).

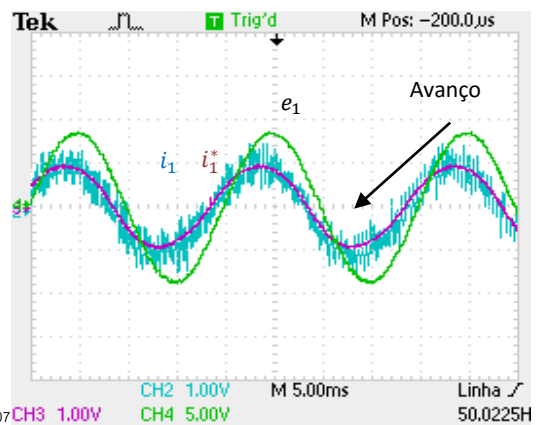


Figura 7.3.24: Resultado Experimental:
Tensão da rede (5 V/div), Corrente de
referência e corrente na fase 1 (1 A/div)
controlador Histerético ($i_q^* = 0,5 A$).

Neste caso, podemos observar o conversor de potência atuando como compensador de potência reativa. Para ângulos de defasamentos positivos verificamos um atraso da corrente face à tensão da rede (caráter indutivo). Os resultados obtidos validam os resultados simulados (Figura 7.3.21 e Figura 7.3.23).

Para o caso de uma corrente $i_q^* = -0,5 A$ obteve-se para cada controlador os seguintes resultados:

Análise e discussão de resultados

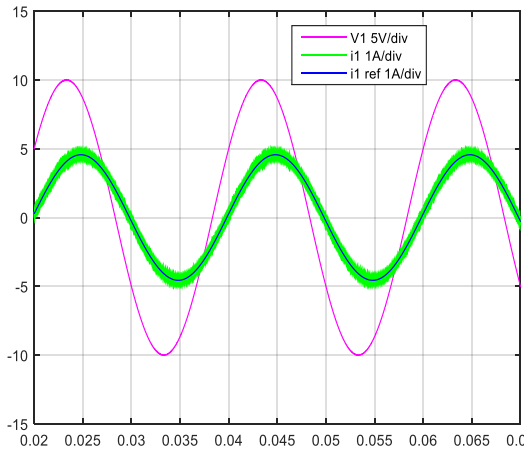


Figura 7.3.25: Resultado de Simulação:
Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) controlador PI ($i_q^* = -0,5 A$).

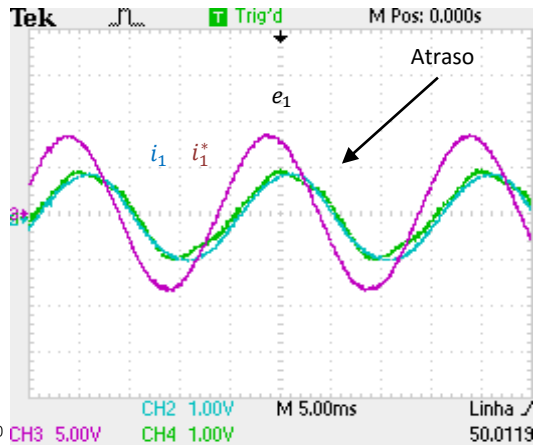


Figura 7.3.26: Resultado Experimental:
Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) controlador PI ($i_q^* = -0,5 A$).

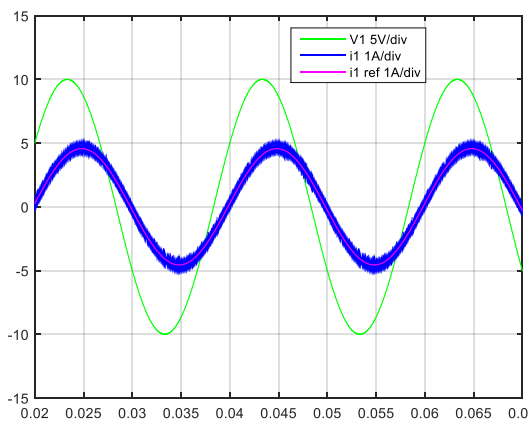


Figura 7.3.27: Resultado de Simulação:
Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) controlador Histerético ($i_q^* = -0,5 A$).

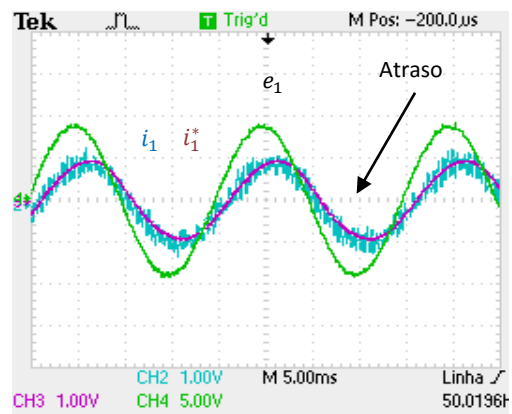


Figura 7.3.28: Resultado Experimental:
Tensão da rede (5 V/div), Corrente de referência e corrente na fase 1 (1 A/div) controlador Histerético ($i_q^* = -0,5 A$).

Para ângulos de desfasamento negativos observamos um avanço da corrente face à tensão da rede (caráter capacitivo). Os resultados obtidos validam os resultados simulados (Figura 7.3.25 e Figura 7.3.27).

Como forma de complemento ao trabalho realizado, foram realizadas simulações utilizando o modelo da bateria do *SimPowerSystem* do *Matlab/Simulink*®. Os resultados de simulação encontram-se no Anexo C.

8. Conclusões

Este capítulo tem por objetivo descrever sumariamente as conclusões relativas aos resultados obtidos assim como as perspectivas de trabalhos que possam vir a ser desenvolvidos.

8.1. Conclusões Gerais

O uso alargado de conversores AC/DC introduz na rede efeitos indesejados devido à forma não sinusoidal das correntes. Estes efeitos podem ser reduzidos com o uso de conversores bidirecionais de potência controlados por *PWM*. Este controlo, além de permitir regular o trânsito de potência ativa e reativa, produz correntes quase sinusoidais à saída do conversor.

O objetivo desta dissertação consistia em efetuar o estudo teórico e validação experimental de um ondulator de tensão trifásico como conversor de interligação com a rede elétrica. Para tal, e de forma a controlar o trânsito de potência entre o conversor e a rede foram utilizados controladores do tipo PI e histerese para posteriormente serem validados pelos modelos teóricos. Face aos resultados obtidos, o protótipo experimental reagiu corretamente aos três ensaios realizados: ensaio em cadeia aberta, cadeia fechada e cadeia fechada com interligação com a rede elétrica.

Através dos resultados obtidos em cadeia aberta conclui-se que os sinais de comando *PWM* funcionam corretamente, respondendo adequadamente tanto a variações de amplitude da portadora como da frequência de comutação dos semicondutores.

No ensaio em cadeia fechada, com e sem interligação com a rede pode-se concluir que os dois sistemas implementados funcionam corretamente, validando assim os modelos teóricos implementados. No que diz respeito ao controlador PI, conclui-se que o desacoplamento das correntes i_d e i_q está a ser feito, sendo que a resposta de uma das correntes não afeta a evolução temporal da outra. Em termos de evolução das correntes à saída do conversor, é possível concluir por comparação dos dois modelos implementados, que o controlador por histerese para além de ser de mais fácil implementação, constitui uma hipótese mais robusta do que a do controlador PI, sendo este último mais sensível aos parâmetros da rede.

Por variação das correntes i_d e i_q de referência conclui-se que o conversor consegue operar nos quatro quadrantes de funcionamento podendo assim controlar energia ativa e reativa a fornecer à rede, tendo sempre em conta as limitações de operação quando a corrente flui da rede elétrica para o lado DC, correndo o risco de sobrecarregar a fonte de tensão.

8.2. Perspetivas de trabalhos futuros

Como proposta de trabalhos a serem desenvolvidos sugere-se que o barramento DC seja substituído por uma bateria, de modo a permitir ao sistema funcionar independentemente de uma fonte de tensão DC constante, tal como foi apresentada nesta dissertação.

Sugere-se ainda para o sistema implementado com uma bateria, um sistema de controlo que dependa do estado de carga da mesma.

Ainda como sugestão de trabalho futuro propõe-se a ligação de uma carga em ilha interligada entre o conversor e a rede.

9. Bibliografia

[1] http://www.a-nossa-energia.edp.pt/mais_melhor_energia/portugal_lideranca_renovaveis.php%20%0c

[2] **Batista, Pedro** – “Gestão integrada de microgeração e armazenamento distribuído em redes de distribuição BT”, Dissertação realizada no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, FEUP, 2010.

[3] **Ferreira, Pedro** – “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.

[4] **Verdelho, Marques** – “DC Voltage Control and Stability Analysis of PWM Voltage Type Reversible Rectifiers”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, No. 2, 1998.

[5] “Manual da Qualidade da Energia Elétrica”, EDP, 2005.

[6] **Azziddin M. Razali**, et al., “An Analysis of Current Control Method for Grid Connected Front-end Three Phase AC-DC Converter”, ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE.

[7] **Afonso, João; Martins, Júlio** – “Qualidade de Energia Elétrica na Indústria”, Ciclo de Seminários – As Oportunidades das Ameaças: A Qualidade da Energia Elétrica – Departamento de Eletrónica Industrial, Universidade do Minho.

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

[9] **Silva, José**, “Sistemas de Conversão Comutada: Semicondutores e Conversores Comutados de Potência”, IST, 2012.

[10] **Palma, J. (1999)**, “Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável”, 2ª, Fundação Calouste Gulbenkian, 1999, ISBN 972-31-0839-9.

[11] **R. Shiva Kumar, B. Sh. Suresh Kumar** - “Modeling and Simulation of SRF based Control DSTATCOM”, American International Journal of Research in Science, Techonology, Engineering & Mathematics, 2015.

[12] **Costa, Bruno** – “Compensador de Cavas de Tensão DVR”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, IST, 2007.

[13] **Caetano, Sérgio**– “Comando de Ondulador de Tensão Trifásico por PWM e técnica U/F com implementação por Microcontrolador”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Electrotécnica – Ramo Automação e Eletrónica Industrial, ISEL, 2013.

- [14] **Martins, Filipe** – “Máquina Síncrona Virtual”, Dissertação par obtenção de grau de mestre em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, IST, 2013.
- [15] **Jorge, Alexandre** – “Estudo e Implementação Experimental de Conversores AC/DC de Onda Sinusoidal”, Dissertação par obtenção de grau de mestre em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, IST, 2009.
- [16] **Sousa, Justino** – “Sistema bidirecional de carga de baterias para o FEUP VEC”, Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, FEUP, 2013.
- [17] <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/lem/LA25-NP.pdf>
- [18] <http://coefs.uncc.edu/rcox3/files/2012/11/LV25-P-SP2.pdf>
- [19] <http://datasheet.octopart.com/HCPL-2232-Avago-datasheet-5458977.pdf>
- [20] <http://www.dspace.com>
- [21] <http://www.mathworks.com>
- [22] **Coelho, Samuel** – “Controlo Directo de Binário de uma Máquina Assíncrona Trifásica”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Electrotécnica – Ramo Automação e Eletrónica Industrial, ISEL, 2013.
- [23] **Silva, José** – Documentação de apoio à Qualidade de Energia Elétrica, ISEL, 2012.

ANEXO A - Transformação de coordenadas de 123 para $\alpha\beta\gamma$

A transformação de coordenadas reais 123 para coordenadas $\alpha\beta\gamma$, corresponde tal como foi dito anteriormente à transformação de um modelo trifásico para um modelo bifásico. O novo sistema bifásico permite obter equações diferenciais desacopladas.

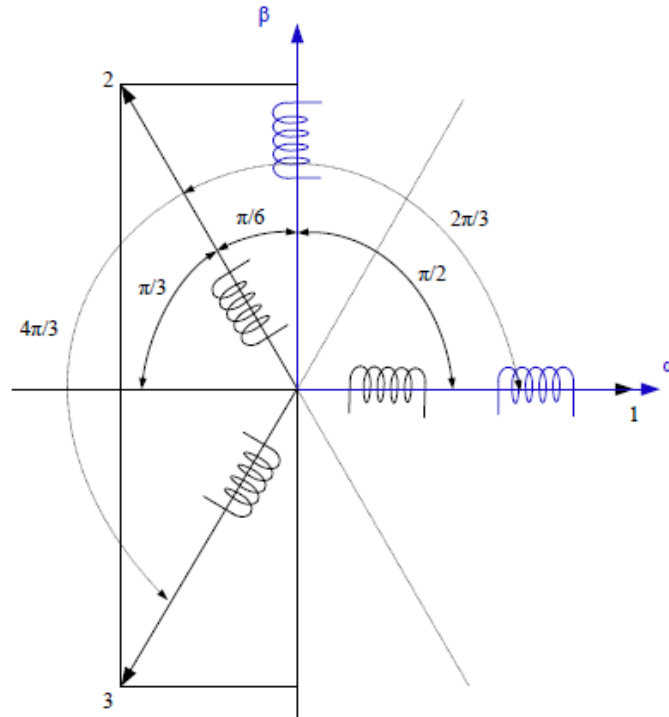


Figura A.1: Transformação geométrica de 123 para $\alpha\beta\gamma$ [22].

As forças magnetomotrizes (F_{mm}) de cada enrolamento são produzidas quando este é percorrido por uma corrente, resultando da multiplicação do número de espiras (N) do enrolamento e da corrente (i) que as percorre (A.1)

$$F_{mm} = Ni \quad (A.1)$$

Como existem três enrolamentos, serão obtidas três forças magnetomotrizes, F_1 , F_2 e F_3 , resultantes da multiplicação do número de espiras de cada enrolamento k_1 , k_2 e k_3 , pela corrente que os percorre i_1 , i_2 e i_3 .

$$\begin{cases} F_1 = k_1 i_1 \\ F_2 = k_2 i_2 \\ F_3 = k_3 i_3 \end{cases} \quad (A.2)$$

Como, construtivamente, os três enrolamentos são iguais, o número de espiras é o mesmo $k_1 = k_2 = k_3$ e passando a equação (A.2) para a forma matricial, obtém-se,

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} = k_3 \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Passando as forças magnetomotrizes para o referencial $\alpha\beta\gamma$, obtêm-se uma relação semelhante (A.4), onde k_2 representa a relação entre o número de espiras dos referenciais.

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = k_2 \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Fazendo a projecção das forças magnetomotrizes do referencial 123 para o referencial $\alpha\beta\gamma$, como o representado na Figura A.1, obtêm-se a equivalência entre os dois sistemas, em módulo e posicionamento, dada pela seguinte igualdade,

$$\begin{aligned} F_\alpha &= F_1 \cos(0) + F_2 \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + F_3 \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ F_\beta &= F_1 \cos\left(\frac{3\pi}{3}\right) + F_2 \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + F_3 \cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

Passando os co-senos para números reais e colocando (A.5) na forma matricial, obtém-se,

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

Substituindo as equações (A.3) e (A.4) em (A.6), e obtém-se:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{k_3}{k_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

A matriz obtida não é quadrada, logo não permite a sua inversão e a obtenção da relação inversa. Para se ultrapassar este problema considera-se uma terceira componente para a força magnetomotriz (F_γ) proporcional à componente homopolar das correntes do sistema trifásico. Definindo-se k_1 como o ganho da componente homopolar da corrente (i_γ) em coordenadas 123 e para que a matriz de transformação seja ortogonal,

$$i_\gamma = k_1 \frac{k_3}{k_2} (i_1 + i_2 + i_3) \quad (\text{A.8})$$

Com a adição da componente homopolar à equação (A.7) obtém-se a nova equação:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} = \frac{k_3}{k_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_1 & k_1 & k_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Onde a matriz de transformação é dada por,

$$[C]^{-1} = \frac{k_3}{k_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_1 & k_1 & k_1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

Para que a matriz de transformação $[C]$ seja ortogonal é necessário que esta verifique as seguintes condições. A sua inversa seja igual à sua transposta,

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

E a multiplicação da matriz de transformação pela sua inversa tem de resultar na matriz identidade,

$$[C][C]^{-1} = [I] \quad (\text{A.11})$$

Onde $[I]$ representa a matriz identidade,

$$[I] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

Efectuando-se o cálculo dos coeficientes k_1 , k_2 e k_3 para que as condições (A.11) e (A.12) se verifiquem,

$$\begin{aligned} \left(\frac{k_3}{k_2}\right)^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & k_1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & k_1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & k_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ k_1 & k_1 & k_1 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \left(\frac{k_3}{k_2}\right)^2 \begin{bmatrix} 1+k_1^2 & -\frac{1}{2}+k_1^2 & -\frac{1}{2}+k_1^2 \\ -\frac{1}{2}+k_1^2 & 1+k_1^2 & -\frac{1}{2}+k_1^2 \\ -\frac{1}{2}+k_1^2 & -\frac{1}{2}+k_1^2 & 1+k_1^2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

Resolvendo o sistema de inequações obtido,

$$\begin{cases} \left(\frac{k_3}{k_2}\right)^2 (1+k_1^2) = 1 \\ \left(\frac{k_3}{k_2}\right)^2 \left(-\frac{1}{2}+k_1^2\right) \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \left(\frac{k_3}{k_2}\right)^2 \left(1+\frac{1}{2}\right) = 1 \\ k_1^2 = \frac{1}{2} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \left(\frac{k_3}{k_2}\right)^2 = \frac{2}{3} \\ k_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{k_3}{k_2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \\ k_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (\text{A.14})$$

Substituindo-se os coeficientes obtidos em (A.14) na equação (A.1.10) obtém-se a inversa da matriz *Concordia*,

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

Como é uma matriz ortogonal e aplicando as propriedades,

$$[C]^{-1} = [C]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

Para se efectuar a transformação de um sistema trifásico equilibrado e simétrico em coordenadas 123 para um sistema bifásico em quadratura em coordenadas $\alpha\beta\gamma$, utiliza-se a transformação *Concordia*

$$[X_{123}] = [C][X_{\alpha\beta\gamma}] \quad (\text{A.17})$$

$$[X_{\alpha\beta\gamma}] = [C]^T[X_{123}] \quad (\text{A.18})$$

ANEXO B - Transformação de coordenadas de $\alpha\beta\gamma$ para dqo

O modelo da rede trifásica em coordenadas dqo tem a mesma representação que o modelo em coordenadas $\alpha\beta\gamma$, sistema bifásico em quadratura. Contudo esta nova transformação tem como objetivo uma modelização com enrolamentos da máquina a rodarem à velocidade genérica $d\theta/dt$, Figura A.2.1. Esta transformação é necessária, porque o modelo da rede em coordenadas $\alpha\beta\gamma$ mantém a dependência das tensões com o ângulo θ .

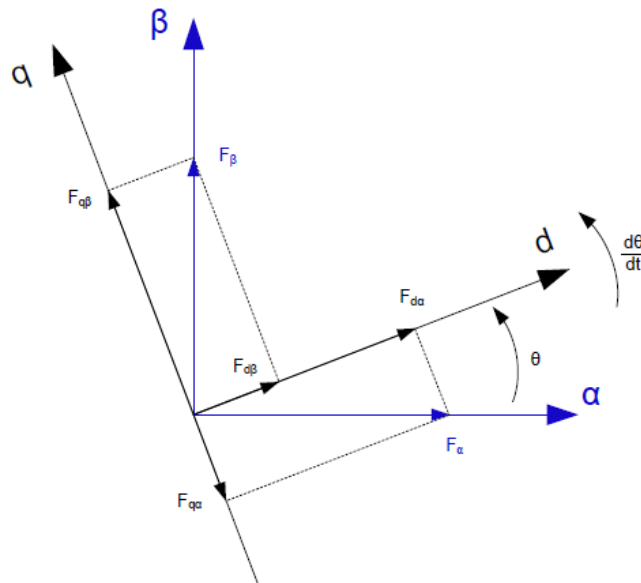


Figura B.1: Posição relativa dos referenciais $\alpha\beta$ e dq e as respectivas forças magnetomotrizes [22].

Utiliza-se a transformação *Blondel-Park* para eliminar a dependência do ângulo das equações do modelo da rede. Esta transformação consiste na aplicação de uma rotação de ângulo θ ao sistema de eixos $\alpha\beta$, fazendo com que o referencial dq obtido assente sobre a rotação do fluxo da máquina (Figura B.1).

Ao decompor as forças magnetomotrizes do referencial $\alpha\beta$ para o referencial dq , obtém-se,

$$\begin{cases} F_d = F_\alpha \cos(\theta) + F_\beta \sin(\theta) \\ F_q = -F_\alpha \sin(\theta) + F_\beta \cos(\theta) \end{cases} \quad (B.2)$$

Representando na forma matricial,

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \quad (B.3)$$

Podendo ainda ser escrito da seguinte forma,

$$[F_{dqo}] = [R_{(\theta)}][F_{\alpha\beta\gamma}] \quad (B.4)$$

A matriz de rotação $[R_{(\theta)}]$ utilizada para a transformação de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ para coordenadas dqo com a componente homopolar fica,

$$[R_{(\theta)}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (B.5)$$

Como $[R_{(\theta)}]$ é uma matriz ortogonal, para a sua inversa obtém-se,

$$[R_{(\theta)}]^{-1} = [R_{(\theta)}]^T \quad (B.6)$$

$$[R_{(\theta)}]^T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (B.7)$$

A transformação genérica entre o referencial $\alpha\beta\gamma$ e dqo e entre o referencial dqo e $\alpha\beta\gamma$ é obtida pelas seguintes equações:

$$[X_{\alpha\beta\gamma}] = [R_{(\theta)}][X_{dqo}] \quad (B.8)$$

$$[X_{dqo}] = [R_{(\theta)}]^T [X_{\alpha\beta\gamma}] \quad (B.9)$$

ANEXO C – Simulação em Cadeia Fechada com ligação à rede elétrica com recurso ao modelo da bateria

Não sendo possível reproduzir este ensaio em ambiente de laboratório, , neste ponto apenas serão apresentados os resultados com recurso ao modelo elaborado em *Matlab/Simulink*[®]. O modelo implementado é em tudo semelhante ao modelo representado na Figura 5.1.1 mas, ao invés da fonte de tensão será colocado o modelo da bateria existente na biblioteca *SimPowerSystem*. Pretende-se nesta simulação verificar a evolução da tensão da bateria tal como a evolução das tensões e correntes no restante circuito.

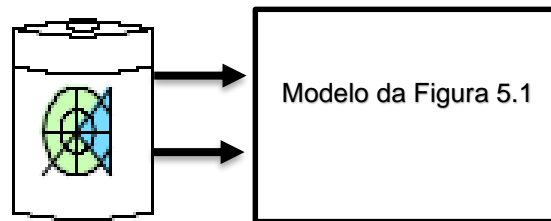


Figura C.1: Esquema Simplificado do Modelo de Simulação com recurso ao modelo da bateria.

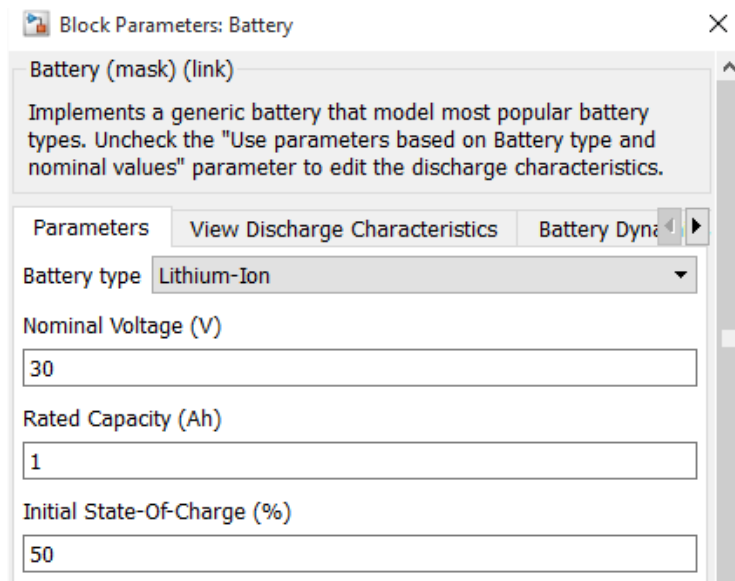


Figura C.2: Parâmetros da Bateria (Matlab/Simulink).

Os resultados da simulação utilizando o modelo acima estão representados nas seguintes Figuras.

Parâmetros de utilizados				
Controlador PI				
$R = 0,1 \Omega$	$L = 8 \text{ mH}$	$f_s = 2 \text{ kHz}$	$i_d^* = -1 \text{ A}$	$i_q^* = 0 \text{ A}$

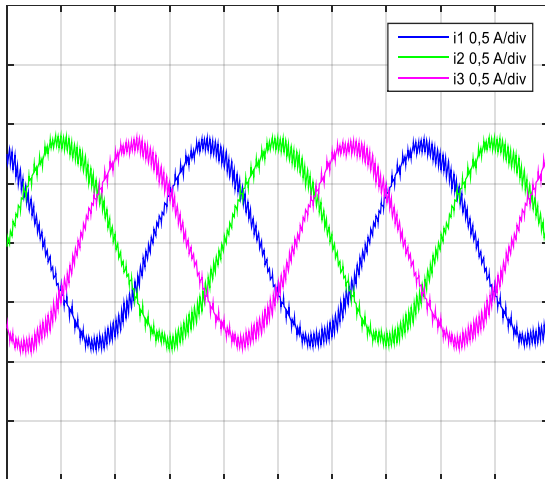


Figura C.3: Correntes AC à saída do conversor de potência (5 ms/div)

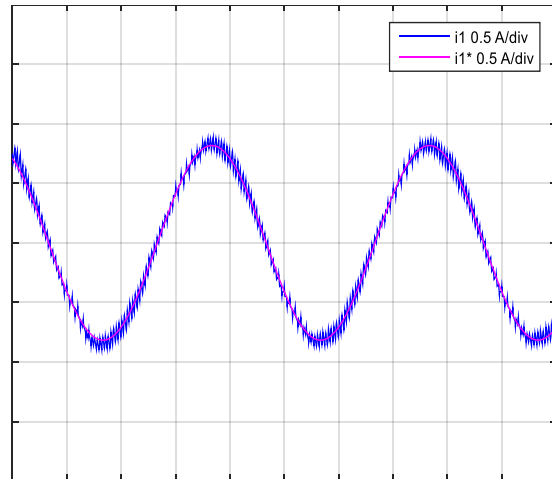


Figura C.4: Corrente de referência e corrente na fase 1 (5 ms/div)

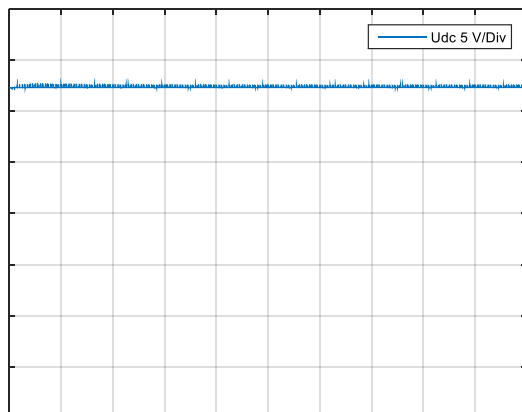


Figura C.5: Tensão na bateria

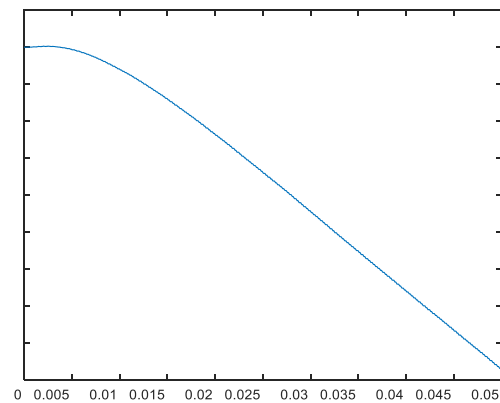


Figura C.6: Estado de carga da bateria

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	2ª entrada do 2º acoplador ótico
8	26	SPWM3	2ª entrada do 1º acoplador ótico
	27	25	1ª entrada do 3º acoplador ótico
9	24	SPWM5	1ª entrada do 2º acoplador ótico
	28	23	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 D.1: Tabela das equivalências da ficha D 37 para a ficha IDC.

ANEXO E – Placa de circuito impresso

O software utilizado para a construção da placa de circuito impresso foi o Eagle 5.9.0. A Figura E.1 ilustra o desenho da placa de circuito impresso e a Figura E.2 ilustra o esquemático utilizado.

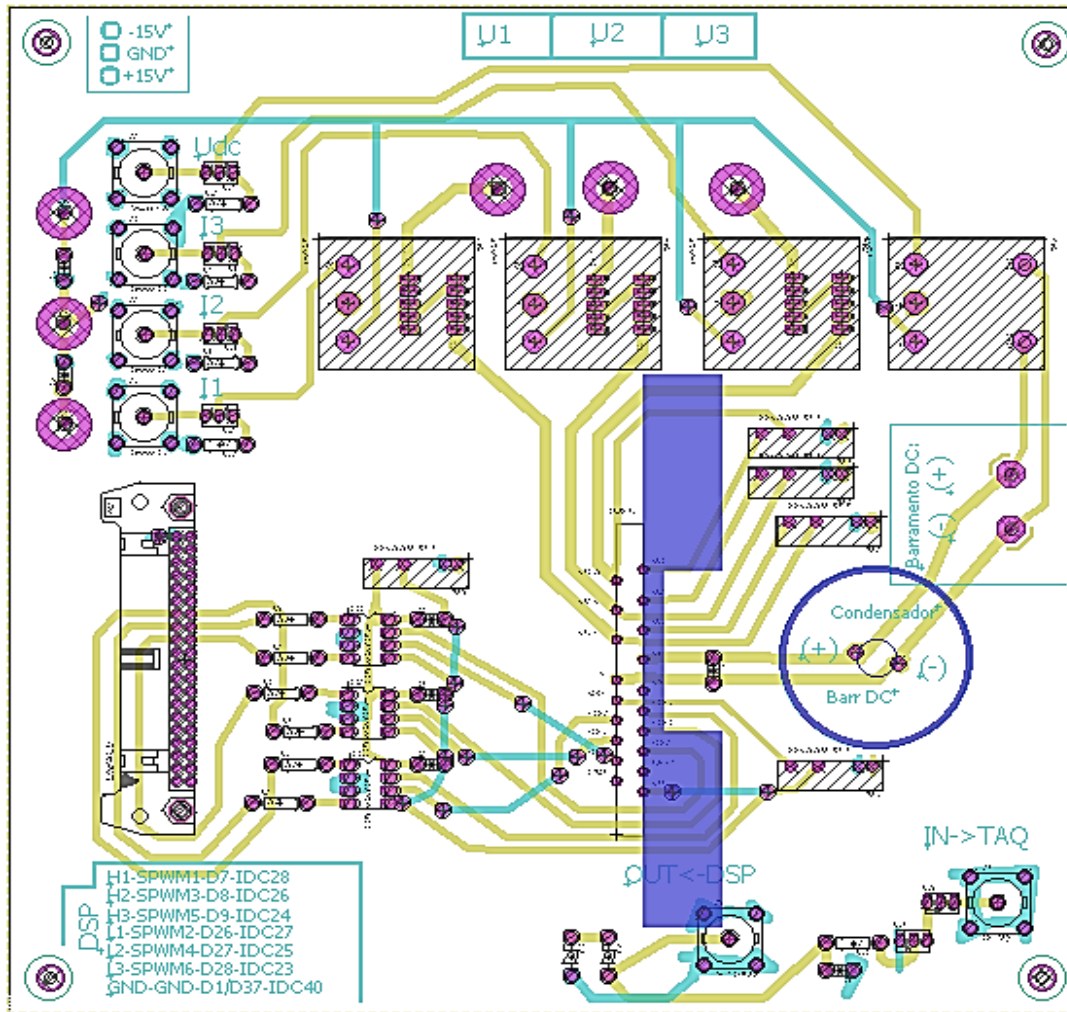


Figura E.1: Desenho da Placa de Circuito Impresso (Eagle 5.9.0).

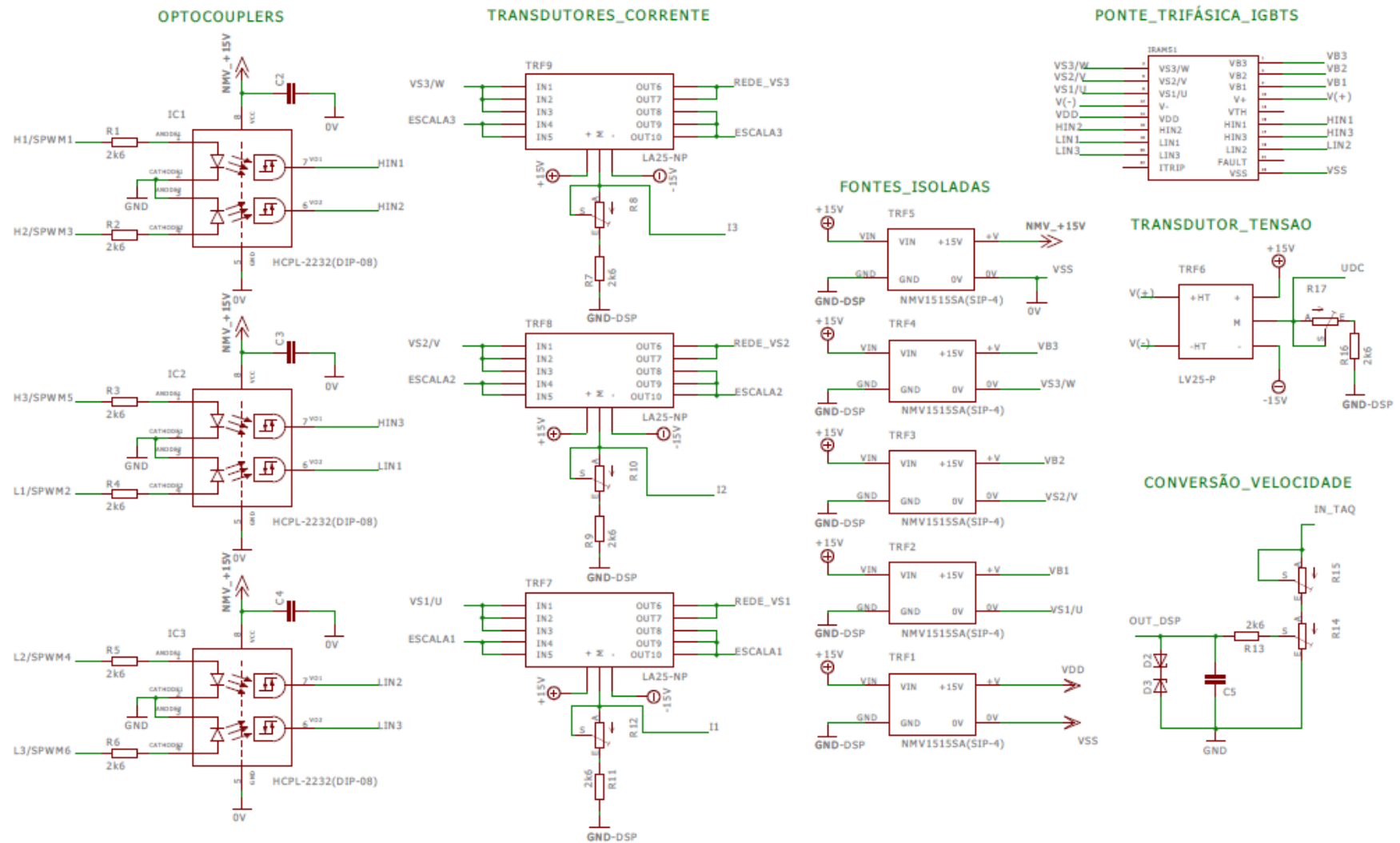
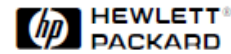


Figura E.2: Esquemático da Placa de Circuito Impresso (Eagle 5.9.0).

ANEXO F – Datasheet Acopladores Óticos



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

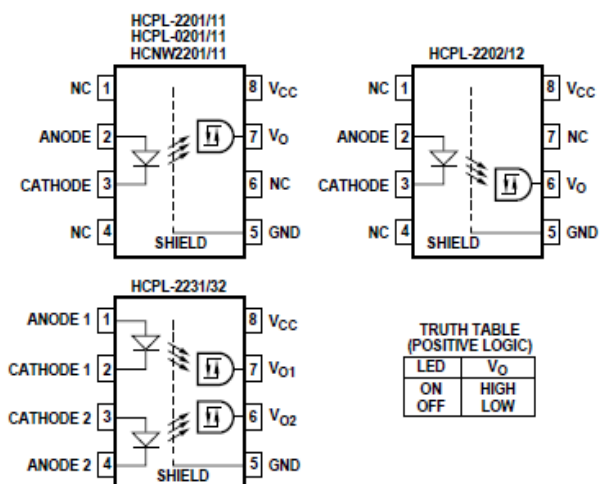
- Isolation of High Speed Logic Systems
- Computer-Peripheral Interfaces
- Microprocessor System Interfaces
- Ground Loop Elimination
- Pulse Transformer Replacement
- High Speed Line Receiver
- Power Control Systems

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 G – Datasheet Fontes 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	SIP
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	
NMV0512SAC	5	12	84	260	7.4	8.0	11	15	77	26	2555	DIP
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	SIP
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	DIP
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	
NMV1215SAC	12	15	67	108	6.7	7.3	8.5	17	77	42	1462	SIP
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	DIP
NMV0505DC	5	±5	±100	280	9.0	10	11	14	71.5	21	3106	
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	SIP
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	DIP
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	SIP
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	
NMV1215DC	12	±15	±33	110	6.8	8.5	5.5	8	76	41	924	DIP
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	SIP
NMV1215SC	12	±15	±33	110	6.8	8.5	6.5	13	76	41	924	
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	DIP
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.

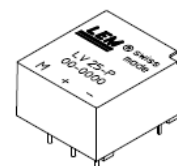


Voltage Transducer LV 25-P

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 $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$	30	190
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$	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	Max	
			± 0.15	mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0°C .. +25°C	± 0.06	± 0.25 mA
		+25°C .. +70°C	± 0.10	± 0.35 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.

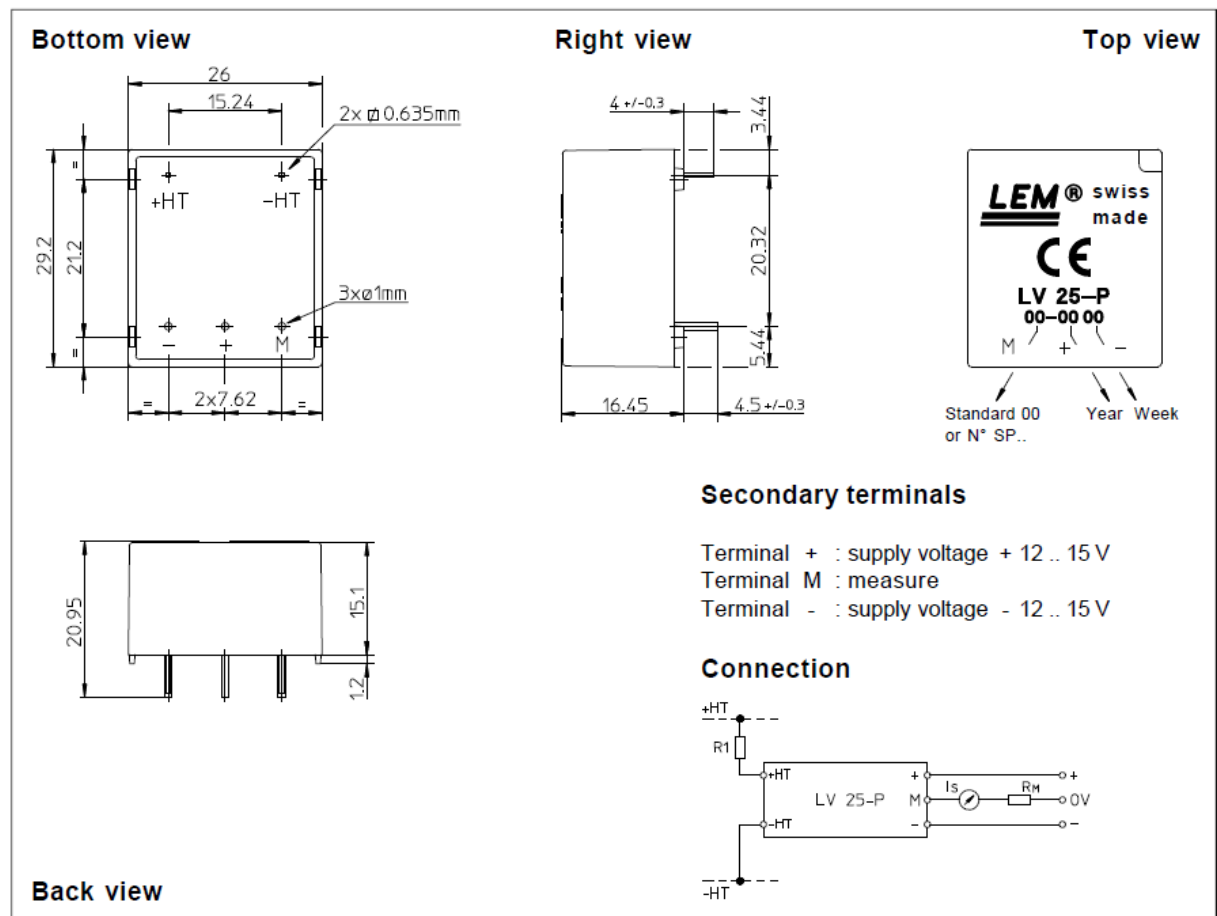
Notes : ¹⁾ Between primary and secondary

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

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.

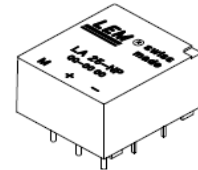
ANEXO I – Datasheet Transdutor de Corrente



Current Transducer LA 25-NP

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

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	$0 \dots \pm 36$	At
R_M	Measuring resistance with $\pm 15 \text{ V}$	R_{Mmin}	R_{Mmax}
		@ $\pm 25 \text{ At}_{max}$	100 320 Ω
		@ $\pm 36 \text{ At}_{max}$	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 ($\pm 5 \%$)	± 15	V
I_C	Current consumption	$10 + I_S$	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV
V_b	R.m.s. rated voltage ¹⁾ , safe separation basic isolation	600	V
		1700	V

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.5	%
ϵ_L	Linearity	< 0.2	%
I_O	Offset current ²⁾ @ $I_P = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max
		± 0.05	± 0.15 mA
I_{OM}	Residual current ³⁾ @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$	± 0.05	± 0.15 mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	$0^\circ\text{C} \dots +25^\circ\text{C}$	± 0.06 ± 0.25 mA
		$+25^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	± 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

General data

T_A	Ambient operating temperature	$0 \dots +70$	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	$-25 \dots +85$	$^\circ\text{C}$
R_P	Primary resistance per turn @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	< 1.25	m Ω
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	M Ω
m	Mass Standards ⁵⁾	22	g
		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

Features

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

Advantages

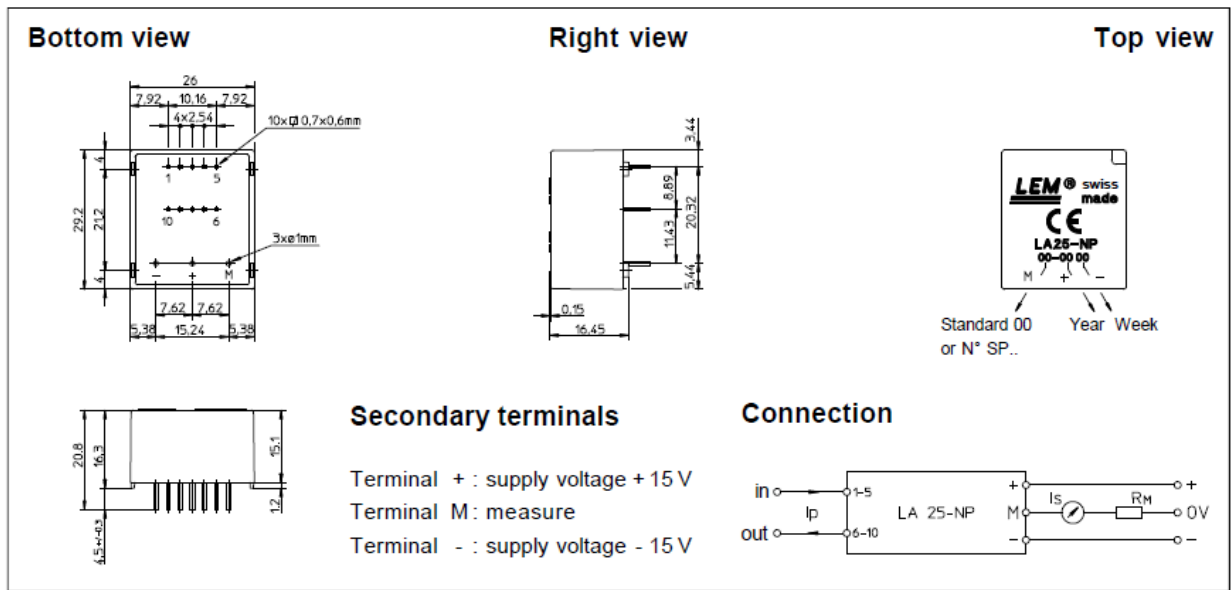
- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

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.

980909/8

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



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 J – Datasheet Módulo Integrado de Potência

PD-95830 RevA

International
IOR Rectifier

Plug N Drive™ Integrated Power
Module for Appliance Motor Drive

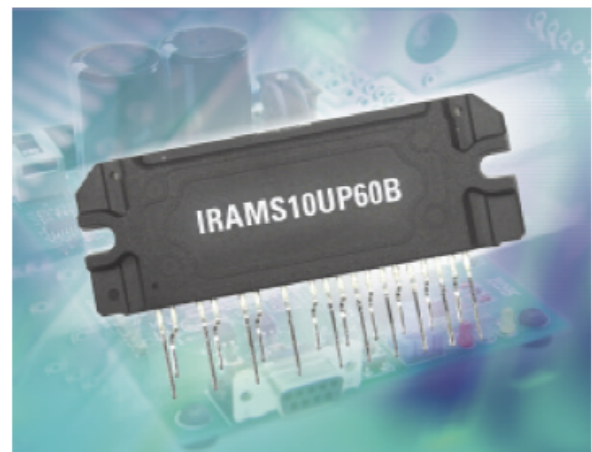
IRAMS10UP60B
iMOTION™ Series
10A, 600V
with Internal Shunt Resistor

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

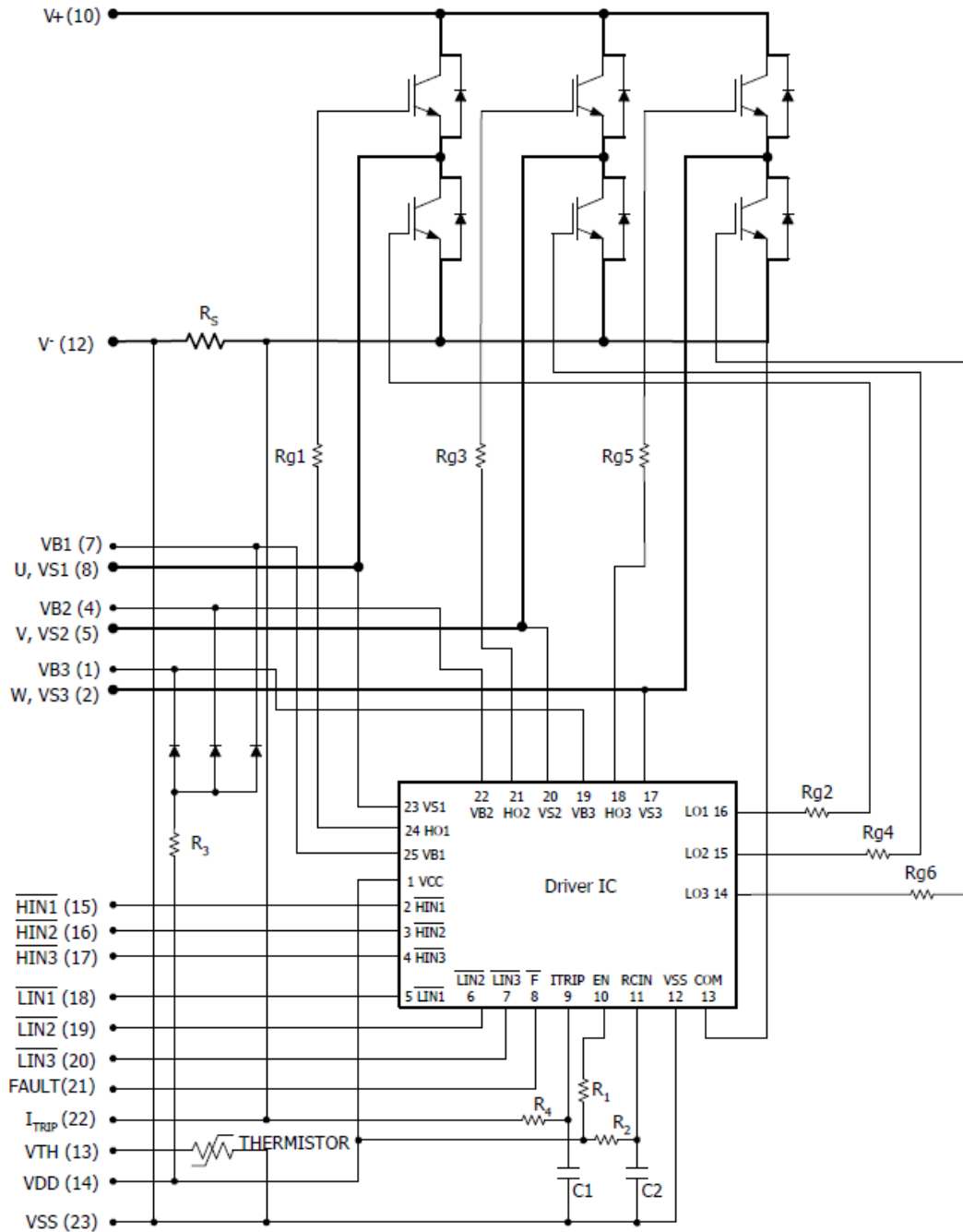
- Internal Shunt Resistor
- Integrated Gate Drivers and Bootstrap Diodes
- Temperature Monitor
- Fully Isolated Package
- Low $V_{CE(on)}$ Non Punch Through IGBT Technology
- Undervoltage lockout for all channels
- Matched propagation delay for all channels
- Schmitt-triggered input logic
- Cross-conduction 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	
$I_o @ T_C=25^\circ C$	RMS Phase Current (see Note 1)	10	A
$I_o @ T_C=100^\circ C$	RMS Phase Current (see Note 1)	5	
I_{pk}	Maximum Peak Phase Current ($t_p < 100ms$)	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

Internal Electrical Schematic - IRAMS10UP60B



ANEXO K – *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

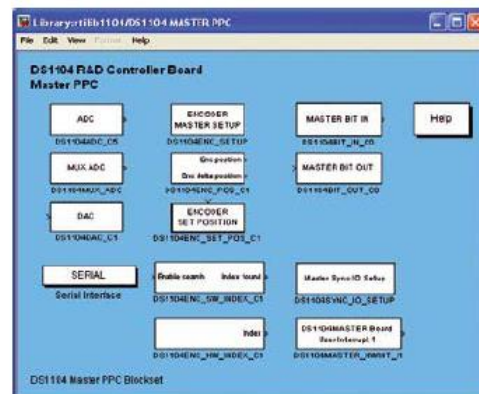
The real-time hardware based on PowerPC technology and its set of I/O interfaces make the controller board an ideal solution for developing controllers in various fields, such as drives, robotics, and aerospace. The board is used in many university laboratories.

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.

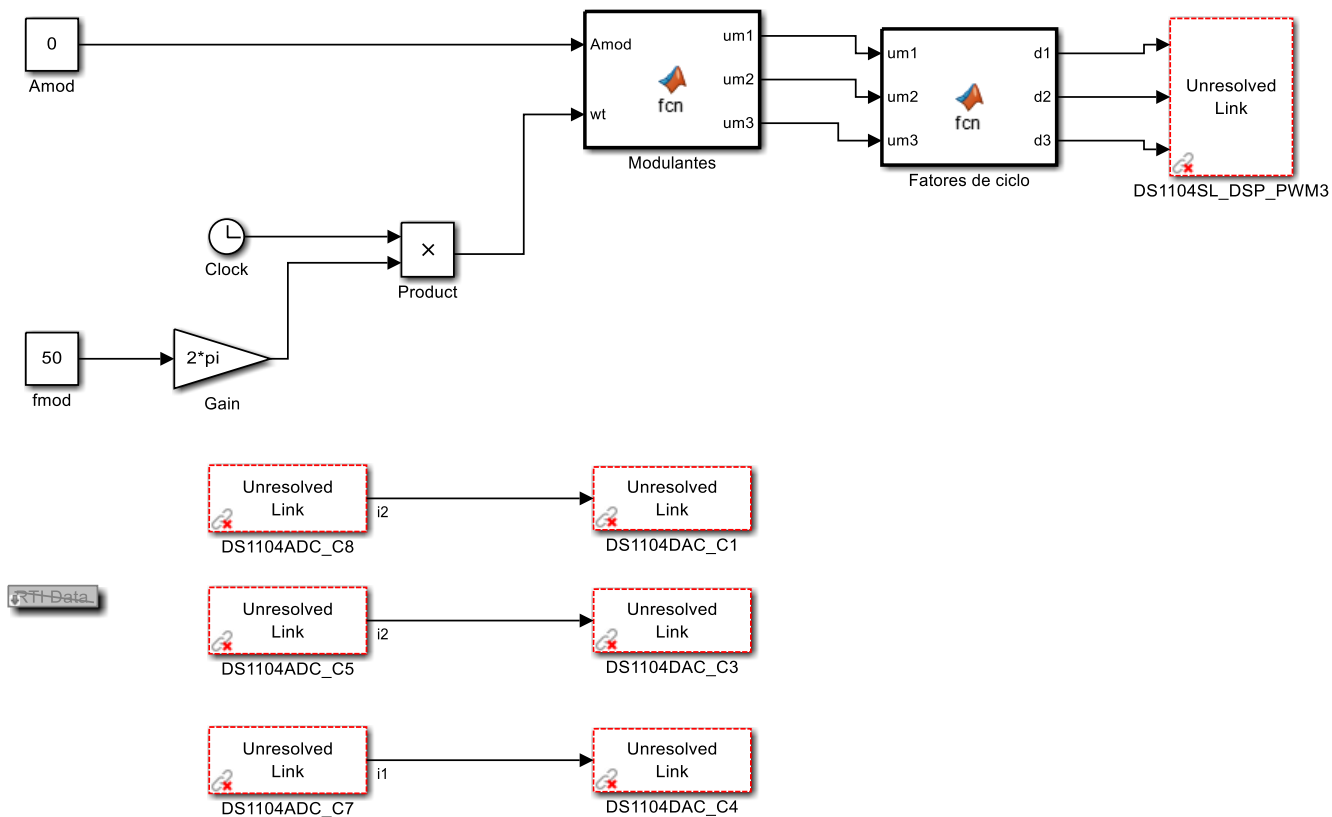


Technical Details

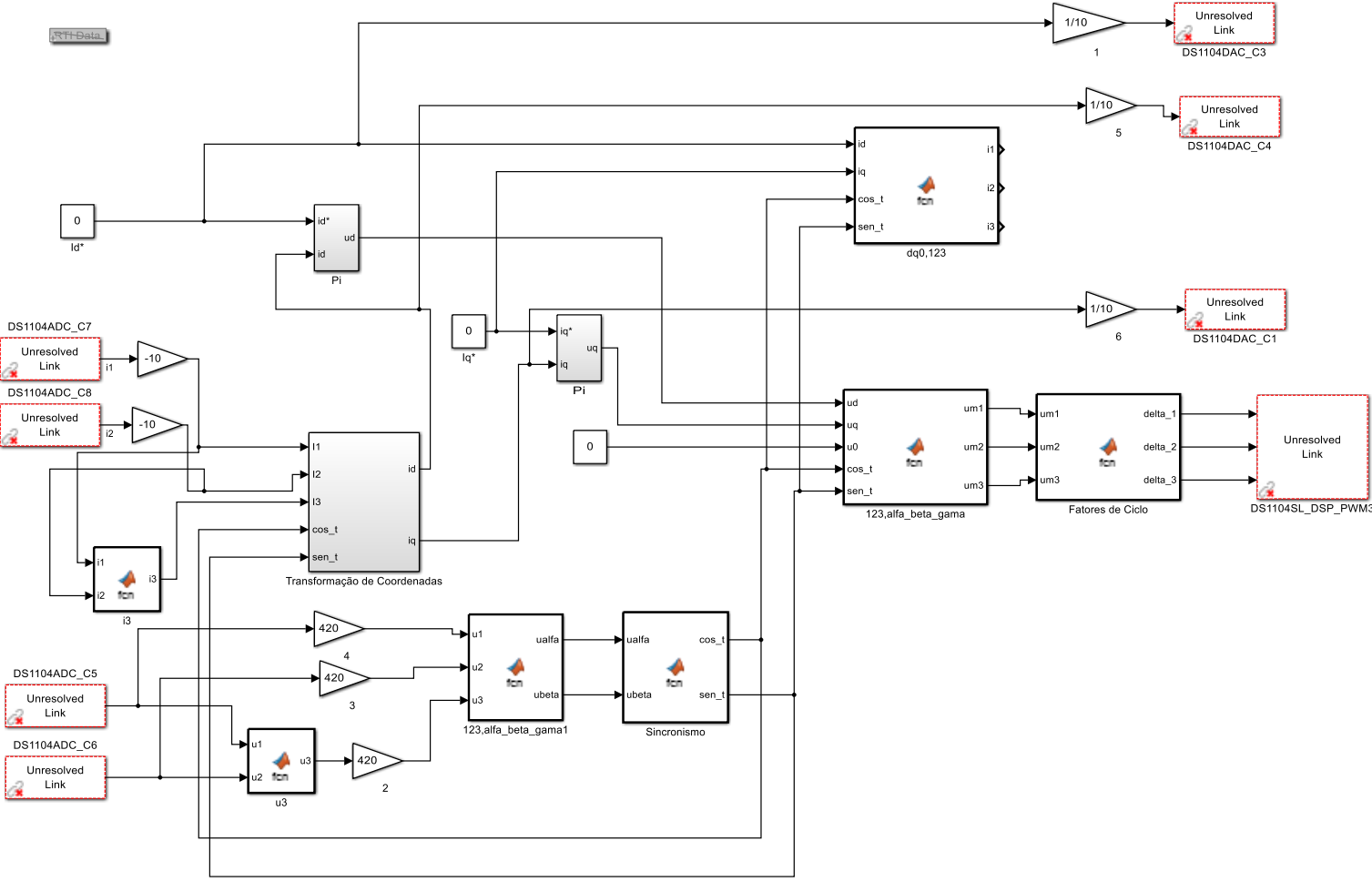
Parameter		Specification
Processor		<ul style="list-style-type: none"> ■ MPC8240 processor with PPC 603e core and on-chip peripherals ■ 64-bit floating-point processor ■ CPU clock: 250 MHz ■ 2 x 16 KB cache, on-chip ■ On-chip PCI bridge (33 MHz)
Memory	Global memory	■ 32 MB SDRAM
	Flash memory	■ 8 MB
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: ±0.25% ■ Parallel channels: ±0.5%
	Offset drift	■ 40 μV/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 μs (full-scale, accuracy ½ LSB)
	Offset error	■ ±1 mV
	Gain error	■ ±0.1%
	Offset drift	■ 130 μV/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 L – Simulink® (DSP)

Ensaio em Cadeia Aberta



Ensaio em Cadeia Fechada (Controlador PI)



Ensaio em Cadeia Fechada (Controlador Histerético)

