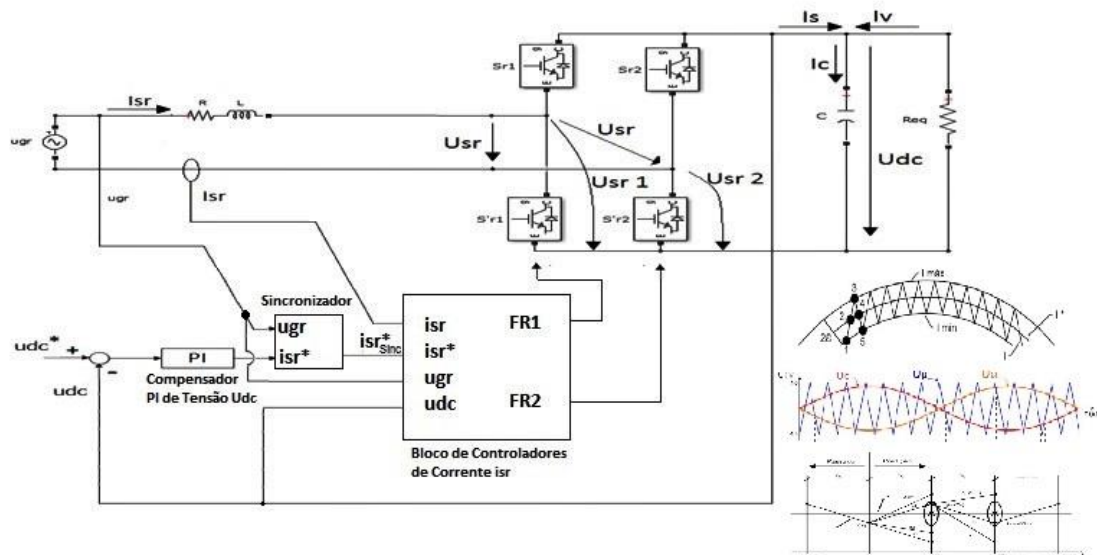




ISEL

INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA

Área Departamental de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação



Retificador Monofásico com fator de Potência quase unitário

RUI PEDRO ALVES PRATA DUARTE

(Licenciado em Engenharia Eletrotécnica)

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

Orientador:

Doutor com Agregação Elmano da Fonseca Margato

Co-Orientador:

Doutor Miguel Cabral Ferreira Chaves

Júri:

Presidente: Doutora Maria da Graça Vieira de Brito Almeida.

1º Vogal: Doutor Miguel Cabral Ferreira Chaves

2º Vogal: Doutor Paulo José Duarte Landeiro Gamboa

Setembro de 2015

Dissertação realizada sob orientação de:

Elmano da Fonseca Margato

Doutor com Agregação

Área Departamental de Engenharia Electrotécnica Energia e Automação

INSTITUTO SUPERIOR de ENGENHARIA de LISBOA

Miguel Cabral Ferreira Chaves

Doutor

Área Departamental de Engenharia Electrotécnica Energia e Automação

INSTITUTO SUPERIOR de ENGENHARIA de LISBOA

Resumo

Esta dissertação aborda o estudo de um conversor monofásico em ponte totalmente controlado e bidirecional em potência. Este tipo de conversor permite interligar um circuito DC, com um circuito AC rede elétrica de energia (*REE*), e é genericamente designado por ondulator de tensão monofásico. O conversor monofásico em ponte totalmente controlado, pode funcionar como ondulator de tensão ou retificador controlado, dependendo do sentido do trânsito de energia. Neste trabalho, o estudo incidiu no funcionamento como retificador com um fator de potência quase unitário.

O trabalho foi realizado em três fases, numa primeira fase desenvolveu-se o modelo dinâmico do sistema, na segunda fase realizou-se a simulação numérica do sistema em MATLAB/*Simulink*, por último efetuou-se o ensaio experimental do sistema. O ensaio experimental do sistema, foi realizado com base num protótipo experimental, controlado por um controlador do tipo DSP (Digital Signal Processing), programado em MATLAB/*Simulink*.

O conversor controla a tensão no barramento DC, através da imposição da corrente AC. O controlo da tensão do barramento DC, foi feito utilizando um controlador linear clássico do tipo PI. O controlo da corrente AC foi efetuado, utilizando três técnicas de controlo distintas: 1) Nomeadamente o controlador PI clássico, com modelador PWM; 2) Controlo por modo de deslizamento; 3) Controlo preditivo.

Por fim para cada técnica utilizada, fez-se uma comparação dos resultados obtidos na análise experimental, com os resultados obtidos na simulação laboratorial, de onde se tirou algumas considerações.

Palavras-chave:

Retificador Monofásico Controlado,
Comando PWM,
Controlo Histerético de Corrente,
Controlo Preditivo de Corrente,

Abstract

This thesis deals with the study of a monophasic converter in bridge, which is totally controlled and bidirectional in power. This type of converter allows to link one DC circuit with an AC circuit in the electrical power grid (REE), and is generically referred to as monophasic voltage inverter. The monophasic converter in bridge totally controlled, can work as a voltage inverter or as controlled rectifier, depending on the direction of the energy flow. In this work, the study focus in operation as rectifier with power factor almost unity.

The work was split into three distinct stages, where in the first stage occurred the development of a dynamic system model. In the second stage a numerical simulation in the system in MATLAB/Simulink was made, and lastly, in the last stage, an experimental test system was developed and testes. The experimental test in the system, was realized based on an experimental prototype, controlled by a *DSP* type controller (Digital Signal Processing), programmed in MATLAB/Simulink.

The converter controls the voltage in the DC bus (U_{dc}), through the imposition of an AC current. This control was made using one PI linear classic controller. The control of AC current was realized using three distinct control techniques: 1) The PI classic controller, as modeler; 2) Control by sliding mode; 3) Predictive Control.

Finally for each technic used, there was made a comparison of the results of the experimental analysis with the results obtained in the laboratory simulation, in order to reach to a conclusion regarding the experiments

Keywords:

monophasic rectifier
PWM Control,
Sliding mode Control,
Predictive Controle.,

Agradecimentos

Agradeço ao meu orientador, Doutor Elmano da Fonseca Margato, e ao meu coorientador, Doutor Miguel Chaves, pela motivação, disponibilidade, orientação e valiosos contributos prestados ao longo da execução desta dissertação.

A minha mãe, Cremilde Duarte, pelo exemplo que sempre foi, pela motivação, pelos conselhos, pela educação que me proporcionou e pelos sacrifícios que teve de realizar para me sustentar e financiar a formação superior.

Aos meus colegas de curso que ao longo destes anos estiveram ao meu lado, pela dedicação e empenho nos trabalhos de grupo e pela partilha de conhecimento.

Ao meu colega, Jorge Miguel Duarte, que se encontrava na mesma altura em processo de desenvolvimento da sua Dissertação de Mestrado, um agradecimento especial pela troca de ideias e por todo o Companheirismo.

Ao Assistente do Laboratório de Eletrónica Nuno Santos, obrigado pelo apoio, e pela disponibilidade mostrada em todo o processo prático desta tese.

Agradeço a todos os meus amigos pelo apoio que direta ou indiretamente me deram no decorrer deste trabalho.

Lista de Figuras

Figura 1. 1 - - Sistema em Estudo	4
Figura 2. 1- Circuito elétrico do Retificado Monofásico com carga Resistiva	11
Figura 2. 2 – Malha de Circulação da Corrente da Configuração 1.....	13
Figura 2. 3- Malha de Circulação da Corrente da Configuração 2.(do Barramento AC para Barramento DC)	14
Figura 2. 4 - Malha de Circulação da Corrente da Configuração 2.(do Barramento DC para Barramento AC)	14
Figura 2. 5 - Malha de Circulação da Corrente da Configuração 3.(do Barramento AC para Barramento DC)	15
Figura 2. 6 - Malha de Circulação da Corrente da Configuração 3.(do Barramento DC para Barramento AC)	15
Figura 2. 7 - Malha de Circulação da Corrente da Configuração 4.....	16
Figura 2. 8 - Modelo do Sistema Construído em MATLAB/Simulink, com bloco de Funções	19
Figura 2. 9 – Modelo do Sistema Construído em MATLAB/Simulink, com Toolbox SimPowerSystem.....	19
Figura 3. 1 – Diagrama Global do Controlo.....	23
Figura 3. 2 - Eixos direto e em quadratura da tensão U_{gr}	28
Figura 3. 3 - Eixos direto e em quadratura da corrente I_{sr}	28
Figura 3. 4 - Diagrama de Blocos do Controlador PI para a tensão u_{dc} (1)	30
Figura 3. 5 – Bloco do Conversor eletrónico	30
Figura 3. 6 - Diagrama de Blocos do Controlador PI para a tensão u_{dc} (2)	31
Figura 3. 7 - Diagrama de Blocos do Controlador PI para a tensão u_{dc} (3)	32
Figura 3. 8- Diagrama temporal da tensão da portadora u_p , e tensão modulante u_c , ou com uma tensão modulante inversa u_{ci} com as funções de comutação FR1 e FR2, adaptado de [Ulisses, A. Miranda, 2007].....	34
Figura 3. 9 - Diagrama de Blocos do Controlador PI para a corrente i_{sr} (1)	35
Figura 3. 10 - Diagrama de Blocos do Controlador PI para a corrente I_{sr} (2)	36
Figura 3. 11 - Princípio de funcionamento do Controlador Por Modo de Deslizamento.....	39
Figura 3. 12 - Princípio de funcionamento do Controlo Por Modo preditivo de Corrente	40

Figura 4. 1 – Diagrama do Protótipo Experimental.	45
Figura 4. 2 – Elementos Constituintes do Sistema.....	47
Figura 4. 3 – Placa PCI DS1104	48
Figura 4. 4 – Arquitetura interna da placa interna DS 1104.....	48
Figura 4. 5 - Painel do Controlador DSP responsável pela ligação entre a placa PCI, e o Circuito de Isolamento Ótico e galvânico.....	49
Figura 4. 6 - Modelo MATLAB/Simulink do Controlador de Tensão udc.....	51
Figura 4. 7- Diagrama de Blocos do MATLAB/Simulink do Bloco de Sincronismo.....	51
Figura 4. 8 - Modelo MATLAB/Simulink do Controlador da Corrente Isr	53
Figura 4. 9 - Diagrama de Blocos em MATLAB/Simulink do Gerador das Funções de Comando do controlador PWM	53
Figura 4. 10 - Diagrama de Blocos em MATLAB/Simulink do controlador PWM	54
Figura 4. 11 – Bloco controlador de corrente em MATLAB/Simulink para o Modo de Deslizamento	54
Figura 4. 12 – Diagrama de Blocos em Matlab/Simulink da técnica de Controlo por Modo de Deslizamento	55
Figura 4. 13 - Código para o Controlo da Corrente Isr ná técnica de Controlo Preditivo.....	56
Figura 4. 14 - Fluxograma da Programação do Controlo Preditivo de Corrente Erro! Marcador não definido.	
Figura 4. 15- Diagrama de Blocos do MATLAB/Simulink do controlador por modo Preditivo.....	58
Figura 4. 16 – Placa de Isolamento Optico (Optocouplers)	60
Figura 4. 17 - Optocoupler presente no Circuito de acoplamento ótico.....	61
Figura 4. 18 – Circuito de Led de Sinal de gate.....	63
Figura 4. 19 – Esquema de ligações entre o Interruptor Reset e o Led de Erro	64
Figura 4. 20 - Driver Semikron SKHI 10/12, responsável pelo comando do IGBT	65
Figura 4. 21 - Diagrama de Blocos do Circuito de Disparo da Driver Semikron SKHI 10/12.....	66
Figura 4. 22 - Placa de proteção dos IGBT's	67
Figura 4. 23 - Ligação do módulo Semikron SKKD 40F	68
Figura 4. 24– Sistema composto por Braços do conversor, Barramento DC, Barramento AC.....	69
Figura 4. 25 – Condensador do Barramento DC	70

Figura 4. 26 - Diagrama temporal de Carga/Descarga do Condensador (C).....	70
Figura 4. 27 - Malha do Barramento de Corrente Alternada (AC)	72
Figura 4. 28 - Diagrama de temporal de Carga/Descarga da Bobine (L).....	73
Figura 4. 29 - Circuito de Medição (Sondas).....	75
Figura 4. 30 - Transformador de Tensão.....	75
Figura 4. 31 - Transdutor de Corrente LA25-NP.....	76
Figura 4. 32 - Transdutor d Esquema de ligações entre os pinos do Transdutor de Corrente LA 25-NP, para a Corrente a medir	76
Figura 4. 33 - Transdutor de TensãoUDC LV 25-P	78
Figura 5. 1 – Layout do Sistema	84
Figura 5. 2 – Evolução temporal de I_{sr} e $I_{sr\ ref}$, nas condições da Tabela 5, com o Conversor a funcionar como Ondulador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	85
Figura 5. 3 – Evolução temporal de I_{sr} e $I_{sr\ ref}$, nas condições da Tabela 6, com o Conversor a funcionar como Ondulador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	86
Figura 5. 4 – Evolução temporal de I_{sr} e $I_{sr\ ref}$, nas condições da Tabela 7, com o Conversor a funcionar como Ondulador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	87
Figura 5. 5 – Evolução temporal de U_{dcref} , U_{dc} , I_{srref} e I_{sr} a um escalão na Resistência de Carga (R_{eq}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	88
Figura 5. 6 – Evolução temporal de U_{dcref} , U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} a um escalão na Resistência de Carga (R_{eq}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	89
Figura 5. 7 – Evolução temporal de U_{dcref} , U_{dc} , I_{srref} e I_{sr} a um escalão na tensão do Barramento AC (U_{gr}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	90
Figura 5. 8 – Resposta de U_{dcref} , U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} a um escalão na tensão do Barramento AC (U_{gr}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	91
Figura 5. 9 – Resposta de U_{dcref} , U_{dc} , I_{srref} e I_{sr} a um escalão na tensão do Barramento DC (U_{dc}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	92
Figura 5. 10 – Resposta de U_{dcref} , U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} a um escalão na tensão do Barramento DC (U_{dc}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	93

Figura 5. 11– Evolução temporal de Udcref, Udc, Isrref e Isr a um escalão na Resistência de Carga (Req), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	94
Figura 5. 12– Evolução temporal de Udcref, Udc, Ugr e Isr a um escalão na Resistência de Carga (Req),com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	95
Figura 5. 13 – Evolução temporal de Udcref, Udc, Isr ref e Isr a um escalão na tensão do Barramento AC (Ugr), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	96
Figura 5. 14 – Evolução temporal de Udcref, Udc, Ugr e Isr a um escalão na tensão do Barramento AC (Ugr), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	97
Figura 5. 15 – Evolução temporal de Udcref, Udc, Isr ref e Isr a um escalão na tensão do barramento DC (UDC), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	98
Figura 5. 16 – Evolução temporal de Udcref, Udc, Ugr e Isr a um escalão na tensão do barramento DC (UDC), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	99
Figura 5. 17– Evolução temporal de Udcref, Udc, Isr ref e Isr a um escalão na Resistência de Carga (Req), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	100
Figura 5. 18 – Evolução temporal de Udcref, Udc, Ugr e Isr a um escalão na Resistência de Carga (Req), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	101
Figura 5. 19 – Evolução temporal de Udcref, Udc, Isr ref e Isr a um escalão na tensão do Barramento AC (Ugr), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	102
Figura 5. 20 – Evolução temporal de Udcref, Udc, Ugr e Isr a um escalão na tensão do Barramento AC (Ugr), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	103
Figura 5. 21 – Evolução temporal de Udcref, Udc, Isr ref e Isr a um escalão na tensão do barramento DC (U_{DC}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	104
Figura 5. 22 – Evolução temporal de Udcref, Udc, Ugr e Isr a um escalão na tensão do barramento DC (U_{DC}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.	105
Figura A. 1- Circuito impresso do comando do conversor (Bottom e Top Layer)	121
Figura A. 2- Catalogos.....	122

Lista de Tabelas

Tabela 1- Funcionamento do Sistema, passagem do Corte/Condução e vice-versa de acordo com as diferentes Funções de Comutação.....	13
Tabela 2. Tabela de vetores disponíveis no conversor para todas as combinações possíveis das funções de comando do mesmo conversor	41
Tabela 3 - Pinagem SUB-D37 vias	59
Tabela 4- Configuração dos pinos da ficha de saída IDC 14 Vias (F02)	62
Tabela 5 – Configuração dos pinos da ficha de entrada IDC 40 Vias (F01).....	62
Tabela 6 – Saída Drivers [4 condutores (F03)]	65
Tabela 7 – Entrada Drivers [14 Vias (F02)].....	65
Tabela 8 – Placa de Proteção IGBT's Saídas (Entre a placa e o Modulo Duplo de Semicondutores).....	67
Tabela 9 – Placa de Proteção IGBT's entradas (Entre a Driver e esta placa)	67
Tabela 10 – Designação dos terminais do Módulo Semikron SKKD 40F.....	68
Tabela 11 – Características nominais dos IGBT's utilizados nos módulos duplos.....	68
Tabela 12 – Características do Transdutor LA 25-NP para a ligação pretendida	77
Tabela 13 – Ganhos das Grandezas do Sistema em estudo.....	84
Tabela 14 Condições do Sistema, com a imposição de uma Corrente AC (Isr) de 4 A.....	85
Tabela 15 Condições do Sistema, com a imposição de uma Corrente AC (Isr) de 4 A.....	86
Tabela 16 Condições do Sistema, com a imposição de uma Corrente AC (Isr) de 4 A.....	87
Tabela 17 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na Resistência de Carga (Req)	88
Tabela 18 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na Resistência de Carga (Req)	89
Tabela 19 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do Barramento AC (Ugr)	90
Tabela 20 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do Barramento AC (Ugr)	91
Tabela 21 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do Barramento DC (UDC).....	92
Tabela 22 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do Barramento DC (UDC).....	93

Tabela 23 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na Resistência de Carga (Req)	94
Tabela 24 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na Resistência de Carga (Req)	95
Tabela 25 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do Barramento AC (U _{gr})	96
Tabela 26 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do Barramento AC (U _{gr})	97
Tabela 27 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do barramento DC (U _{DC})	98
Tabela 28 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do barramento DC (U _{DC})	99
Tabela 29 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na Resistência de Carga (Req)	100
Tabela 30 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na Resistência de Carga (Req)	101
Tabela 31 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do Barramento AC (U _{gr})	102
Tabela 32 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do Barramento AC (U _{gr})	103
Tabela 33 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do barramento DC (U _{DC})	104
Tabela 34 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do barramento DC (U _{DC})	105

Abreviaturas

AC – Corrente Alternada

DC – Corrente Contínua

REE – Rede de Energia Elétrica

DSP – Processador Digital de Sinal (Digital Signal Processing)

IGBT – Transistor Bipolar de Porta Isolada (Insulated Gate Bipolar Transistor).

MOSFET – Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

GTO – Gate Turn Of Thyristor.

BJT – Transistor de Junção Bipolar (Bipolar junction transistor)

PWM – Modulação por largura de impulso (Pulse With Modulation).

Unidades de Medida

A – Ampere

V – Volt

W - Watt

VA – Volt Ampere

VA_r - Volt Ampere reativo

Hz – Hertz

H – Henry

F – Farad

Ω - Ohm

s – Segundos

A/s – Amperes por segundo

J – Joule

Lista de Variáveis

u_{gr} – Tensão do *barramento AC*

u_{dc} – Tensão do barramento DC

u_{sr} – Tensão de entrada do conversor

u_{R1} – Tensão do Braço 1 do Conversor

u_{R2} – Tensão do Braço 2 do Conversor

i_C – Corrente do Condensador

i_{sr} – Corrente do *Barramento AC*

i_R – Corrente de saída do Conversor

i_V – Corrente da Carga

F_{R1} – Função de Comutação do Braço 1 do Conversor

F_{R2} – Função de Comutação do Braço 2 do Conversor

R – Resistência do *barramento AC*

R_{eq} – Carga Resistiva

C – Condensador do barramento DC

L – Bobine do *barramento AC*

S_{R1} – IGBT superior do braço 1 do Conversor

S_{R2} – IGBT superior do braço 2 do Conversor

S'_{R1} – IGBT inferior do braço 1 do Conversor

S'_{R2} – IGBT inferior do braço 2 do Conversor

$\frac{du_{Cond}}{dt}$ - Taxa de variação da tensão nos condensadores.

$\frac{di_{SR}}{dt}$ - Taxa de variação da Corrente de entrada do Conversor.

ω - Frequência angular em radianos por segundo.

Φ - Desfasamento entre a corrente e a tensão de uma fase da rede.

δ_1 – Razão ciclica do Braço 1 do Conversor

δ_2 – Razão ciclica do Braço 2 do Conversor

P – Potência Ativa

S – Potência Aparente

Q – Potência Reactiva

T - Período.

i_q – Corrente em quadratura

i_{srq} – Corrente do *barramento AC*, componente em quadratura

i_{srd} – Corrente do *barramento AC*, componente em directa

K_C – Ganho do Compensador

ζ_c – Constante de tempo do Compensador

F_R – Relação de transmissão
 ζ_R – Constante de tempo
 K_I – Ganho Integral
 K_P – Ganho Proporcional
 ξ – Coeficiente de Amortecimento.
 u_P – Tensão da portadora
 u_C – Tensão de Comando (modelante)
 A – Amplitude
 ζ_{AC} – Constante de tempo do *Barramento AC*
 S_{md} – Superfície de deslizamento
 $e_{(I_{SR}, t)}$ – Erro da corrente do *Barramento AC*, em função do tempo
 t – Tempo
 i_{SR}^* – Corrente de Referência do *Barramento AC*
 ε – Margem de erro
 t_S – instante em que nos encontramos
 T_S – Instante seguinte
 V_i – Vetor de tensão do Conversor
 F_C – funcional de Custo
 p_i – Ponderação da Corrente
 f_C – frequência de Comutação
 K_e – Ganho Estático
 v_D – Tensão do Diodo

Índice

Resumo	v
Abstract	vii
Agradecimentos	ix
Índice	xxiii
Capítulo 1 – Introdução	1
1.1 - <i>Enquadramento e Motivação</i>	3
1.2 - <i>Objetivos</i>	5
1.3 - <i>Estrutura da Dissertação</i>	7
Capítulo 2 – Modelo do Sistema	9
2.1 <i>Funcionamento do Conversor Monofásico em Ponte</i>	11
2.2 <i>Modelo Matemático do Sistema</i>	17
Capítulo 3 – Controlo do Sistema	21
3.1 <i>Introdução</i>	23
3.2 <i>Controlo da Corrente AC e da tensão no Barramento DC</i>	24
3.2.1 <i>Síntese do Compensador PI da Tensão udc</i>	30
3.2.2 <i>Síntese do Controlador da Corrente Isr</i>	33
3.2.2.1 <i>Síntese do Compensador PI de Corrente Isr e Modulador PWM</i>	34
3.2.2.2 <i>Síntese do Controlador da Corrente Isr por modo de deslizamento</i>	38
3.2.2.3 <i>Síntese do Controlador Preditivo da Corrente Isr</i>	40
Capítulo 4 – Protótipo Experimental	43
4.1 <i>Introdução</i>	45
4.2 <i>Controlador DSP Dspace 1104</i>	47
4.2.1 <i>Dimensionamento do Controlador PI da Tensão udc</i>	50
4.2.1.1 <i>Modelo MATLAB/Simulink do Controlador de Tensão PI para a Tensão udc</i> .	51
4.2.2 <i>Sincronizador da Corrente Isr</i>	51
4.2.3 <i>Dimensionamento do Controlador PI da Corrente isr</i>	52
4.2.3.1 <i>Dimensionamento do Controlador de Corrente isr (Modo PWM)</i>	52
4.2.3.2 <i>Dimensionamento do Controlador de Corrente isr (Modo de Deslizamento)</i> ...	54
4.2.3.3 <i>Dimensionamento do Controlador de Corrente isr (Modo Preditivo)</i>	56

4.3	<i>Circuito de Isolamento Óptico (Optocouplers)</i>	60
4.4	<i>Circuito de Guiamento (Drivers)</i>	65
4.5	<i>Placa de Proteção dos Semicondutores IGBT's</i>	67
4.6	<i>Módulos Semicondutores IGBT's</i>	68
4.7	<i>Dimensionamento do Barramento DC e Interligação AC</i>	69
4.7.2	<i>Dimensionamento do Barramento de Corrente Contínua DC</i>	70
4.7.3	<i>Dimensionamento da Interligação entre o Conversor e a Rede AC</i>	72
4.8	<i>Circuito de Medição de Corrente e Tensão</i>	75
	• <i>Transdutor de Corrente I_{sr}</i>	76
	• <i>Transdutor de Tensão U_{dc}</i>	78
Capítulo 5 – Resultados Experimentais		81
5.1	<i>Introdução</i>	83
5.1.1	<i>Controlo de Corrente</i>	85
	• <i>Técnica de Controlo PWM</i>	85
	• <i>Técnica de Controlo por Modo de Deslizamento</i>	86
	• <i>Técnica de Controlo por Modo Preditivo</i>	87
5.1.2	<i>Controlo de Tensão</i>	88
	• <i>Técnica de Controlo PWM</i>	88
	• <i>Técnica de Controlo por Modo de Deslizamento</i>	94
	• <i>Técnica de Controlo por Modo de Preditivo</i>	100
Capítulo 6 - Conclusões		107
6.1	<i>Conclusões Gerais</i>	109
6.2	<i>Prespectivas Futuras</i>	111
Bibliografia		113
Anexos		119

Capítulo 1

Introdução

No presente capítulo é apresentado o enquadramento e a motivação que conduziram ao desenvolvimento deste trabalho, definem-se os objetivos, e apresenta-se ainda a estrutura desta dissertação.

1.1 - Enquadramento e Motivação

Atualmente assiste-se a um crescimento na utilização de equipamentos elétricos e eletrónicos de diferentes tipos e potências, desde equipamentos industriais aos equipamentos domésticos. As exigências de comando e controlo deste tipo de aplicações, nomeadamente a regulação do fluxo de energia entre a rede e a aplicação, bem como requisitos técnicos da interligação com REE, mais precisamente as especificações da qualidade de tensão e corrente, conduzem a que esta interligação seja feita através de conversores eletrónicos de potência.

A evolução dos dispositivos semicondutores de potência, comandados à condução e ao corte, deu origem a um grande desenvolvimento nos conversores de eletrónicos de potência, possibilitando o processamento eletrónico de grandes quantidades de energia, para as mais variadas aplicações. O sucesso deste tipo de conversores eletrónicos, é explicado pela grande flexibilidade e bidirecionalidade, que estes oferecem na regulação de potência entre a *REE* e a carga, garantindo um rendimento elevado.

Deste modo torna-se importante o desenvolvimento de soluções de comando e controlo, direcionadas para este tipo de conversores eletrónicos. Pretendem-se soluções de comando e controlo simples e eficazes, que permitam melhorar e alargar a utilização dos conversores a um leque mais variado de aplicações, como é o caso dos acionamentos de velocidade variável, sistemas de transmissão de energia, e sistemas de armazenamento de energia.

Em relação a esta temática já foram realizados vários estudos, destacando os artigos referentes às técnicas de controlo utilizadas neste tipo de conversor, como é o caso do artigo escrito pelo Doutor J.Fernando A. Silva, publicado em 2000 referente ao estudo do Controlo por Modo de Deslizamento em Conversores Multinível. Outro estudo também bastante interessante relativo ao controlo deste tipo de sistema, é o artigo escrito por J. Chen, A. Prodić, R. W. Erickson, D. Maksimović, publicado em 2003, referente ao estudo do Controlo Preditivo de Corrente programado Digitalmente.

Relativamente a trabalhos neste âmbito realizados no ISEL, destaco os seguintes trabalhos, nomeadamente: 1) Dissertação para obtenção do título de Mestre escrita por o Mestre Jerónimo Afonso, publicada em 2011, relativa ao estudo do Conversor Multinível NPC de 5 níveis como Ondulador de Tensão ligado à Rede; 2) Dissertação também para a obtenção do título de Mestre escrita por o Mestre Márcio Prata, publicada em 2012, relativa a Compatibilidade Eletromagnética – perturbações injetadas na rede elétrica por Ondulador de tensão.

Nesta dissertação estuda-se um conversor monofásico em ponto totalmente controlado e bidirecional em potência. Este conversor permite interligar um circuito DC a um circuito AC, rede

elétrica de energia (*REE*), oferecendo a possibilidade de funcionar como ondulator de tensão ou retificador controlado, *figura 1.1*. Neste trabalho o conversor é analisado em funcionamento como retificador controlado. Na aplicação em estudo, o conversor controla a tensão no barramento DC através de um controlador clássico PI, que gera referência de corrente para o lado AC do conversor. Esta corrente é controlada, utilizando três técnicas de controlo distintas: Controlador PI clássico, com *modelador PWM*; Controlo por modo de deslizamento; Controlo por preditivo. Os desenvolvimentos teóricos foram validados por simulação numérica, e ensaios experimentais.

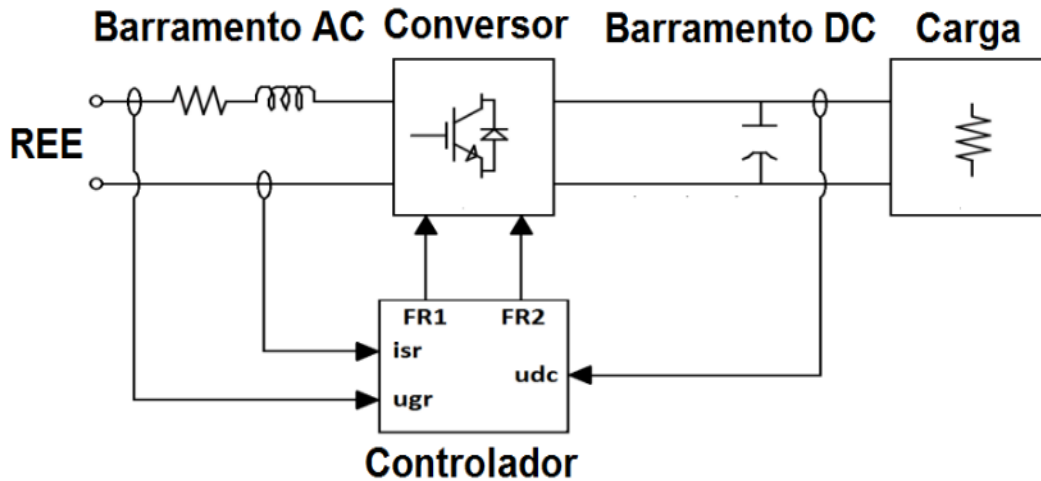


Figura 1. 1 - - Sistema em Estudo

1.2 - Objetivos

Esta dissertação tem como sistema de estudo um retificador monofásico com fator de potência quase unitário. O estudo do sistema está dividido nas seguintes partes, nomeadamente a obtenção do modelo matemático do sistema, a síntese dos controladores, a simulação numérica do mesmo, construção de um protótipo, e a obtenção de resultados experimentais. Deste modo, os objetivos do trabalho são apresentados nos seguintes tópicos.

- Modelo Matemático do sistema.
 - Modelo do conversor
 - Modelo do Barramento DC
 - Modelo da Interligação com a *REE*

- Síntese dos controladores.
 - Síntese do controlador da tensão DC
 - Síntese do controlador da corrente AC

- Simulação numérica do Sistema.

- Construção do Protótipo Experimental

- Recolha e análise de resultados de Simulação e Experimentais

1.3 - Estrutura da Dissertação

Esta dissertação de Metrado está dividida em 6 capítulos, de acordo com a seguinte enquadramento:

Capítulo 1 – *Introdução*, Neste capítulo é apresentado o enquadramento e a motivação que conduziram ao desenvolvimento deste trabalho, definem-se os objetivos apresenta-se a estrutura da dissertação.

Capítulo 2 – *Modelo do Sistema*, Neste capítulo é feita uma descrição do funcionamento do sistema, assim como uma explicação conducente à obtenção do modelo matemático do sistema.

Capítulo 3 – *Controlo do Sistema*, é feita a síntese do controlador da tensão DC e dos controladores utilizados para controlar a corrente AC.

Capítulo 4 – *Protótipo Experimental*, neste capítulo faz-se uma descrição detalhada de cada elemento do protótipo experimental, que utilizado no ensaio laboratorial. Apresenta-se também o dimensionamento dos elementos utilizados.

Capítulo 5 – *Resultados Experimentais*, onde se apresentam todos os resultados obtidos, por simulação e em ensaio experimental. Apresenta-se também a comparação entre a simulação e os resultados experimentais.

Capítulo 6 - *Conclusões*, Apresentam-se as conclusões gerais do trabalho desenvolvido, e apontam-se perspectivas para trabalhos futuros.

Anexo – Circuitos utilizados para a realização da placa de circuito impresso, referente ao comando do conversor.

Capítulo 2

Modelo do Sistema

No presente capítulo é feita uma descrição do funcionamento do sistema, assim como uma explicação conducente à obtenção do modelo matemático do sistema.

2.1 Funcionamento do Conversor Monofásico em Ponte

Este Sistema como já foi referido anteriormente é um Retificador Monofásico, com um fator de potência unitário, com uma carga controlado por tensão, este divide-se em três partes, o Conversor, o Barramento de corrente alternada (AC), e o Barramento de corrente contínua (DC), sendo que neste último barramento irá estar acoplado uma carga que irá utilizar este mesmo sistema. No caso desta dissertação, o equipamento utilizado como carga do sistema foi uma resistência, sendo que a mesma poderia ser outro equipamento, dependendo da finalidade em que este sistema seja utilizado. Desta forma como representação do esquema elétrico deste retificador, tem-se a figura abaixo (figura 2.1):

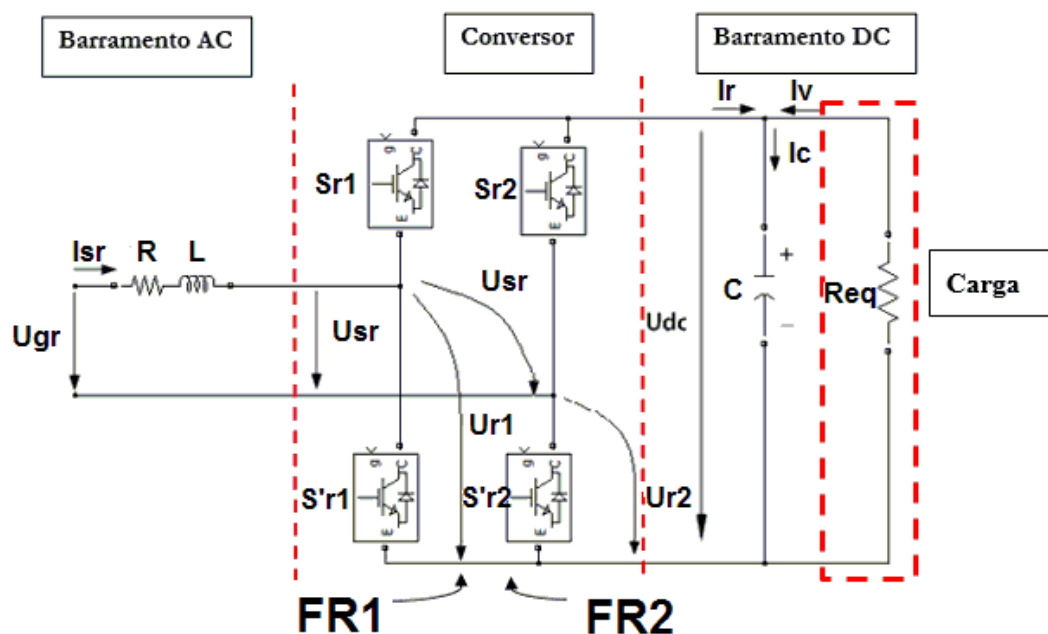


Figura 2. 1- Circuito elétrico do Retificado Monofásico com carga Resistiva

FR1, FR2 -> Funções de comando que vão fazer o controlo do Conversor, colocando os semicondutores de cada braço ao Corte/Condução.

Fazendo uma explicação mais pormenorizada de cada bloco do sistema, tem-se que:

Conversor – Este como o próprio nome indica irá ser responsável pela conversão da energia elétrica, do barramento DC (energia em corrente contínua) para o barramento AC (energia em corrente alternada) ou vice-versa, sendo que esta conversão pode ser DC/AC ou AC/DC, dependendo da finalidade a ser utilizada pelo equipamento, que utilizar este sistema na sua constituição.

Barramento AC – Este barramento irá estar conectado com a *REE*, e irá ser constituído por um elemento resistivo e um indutivo, sendo que este ultimo terá como finalidade proteger o conversor contra picos de corrente que possam advir da *REE*, efetuando um alisamento desses mesmos picos

de corrente. Esta fonte de alimentação, poderá estar a funcionar como gerador no caso de estar a fornecer energia elétrica para o sistema, ou funcionar como “motor” se estiver a receber energia do sistema.

Barramento DC – Este barramento é representado por um condensador, que irá estar conectado com o conversor e neste caso também está acoplado com uma resistência como exemplo de carga do circuito, mas a mesma podia ser um motor ou um sistema de energia renovável ou outro tipo de sistema como já foi dado como caso prático na introdução, sendo que este condensador, tanto pode estar a enviar energia elétrica para o Barramento AC (*REE*), ou a receber energia elétrica deste mesmo Barramento.

Para o Circuito de potência do conversor, teve-se em conta várias considerações:

Os dispositivos de cada braço do conversor são ideais, não dispendo de resistência interna.

Os dispositivos semicondutores utilizados neste conversor, são de comutação forçada, visto que dependem unicamente das funções geradas pelo circuito de comando (Controladores), ou seja a evolução da corrente e tensão existentes no circuito de carga não têm influência na comutação destes dispositivos.

Os dispositivos semicondutores utilizados são bidirecionais em corrente e tensão, este facto só é possível pelo facto de possuírem um diodo em paralelo.

Estes comutadores de potência podem ser MOSFET's, BJT's, IGBT's ou GTO's, entre outros semicondutores, dependendo da aplicação, nesta dissertação foram utilizados IGBT's.

O circuito que a partir de uma determinada tipologia, gera as funções de comando que colocam os dispositivos de comutação a condução ou ao corte.

Estas funções de comando são caracterizadas por um estado lógico “0” ou “1”, que colocam respetivamente ao corte ou à condução os dispositivos de comutação.

É importante referir que os dois dispositivos semicondutores de cada braço do conversor nunca podem estar os dois à condução, para evitar que seja feito um curto-circuito à fonte de alimentação. Desta forma no mesmo braço do conversor quando um dispositivo de comutação está à condução o outro dispositivo tem que estar obrigatoriamente ao corte

Funcionamento do circuito:

A tensão u_{R1} assume o valor udc quando o semicondutor $Sr1$ está à condução e $Sr'1$ ao corte, sendo que esta tensão é nula ($u_{R1}=0$) quando $Sr1$ está ao corte e $Sr'1$ à condução.

A tensão u_{R2} assume o valor udc quando o semicondutor $Sr2$ está à condução e $Sr'2$ ao corte, sendo que esta tensão é nula ($u_{R1}=0$) quando $Sr2$ está ao corte e $Sr'2$ à condução.

$$FR1 = \begin{cases} 1 \Rightarrow S_{R1} \text{ ON} \wedge S'_{R1} \text{ OFF} \\ 0 \Rightarrow S'_{R1} \text{ ON} \wedge S_{R1} \text{ OFF} \end{cases} \quad FR2 = \begin{cases} 1 \Rightarrow S_{R2} \text{ ON} \wedge S'_{R2} \text{ OFF} \\ 0 \Rightarrow S'_{R2} \text{ ON} \wedge S_{R2} \text{ OFF} \end{cases} \quad (1)$$

Assim tem-se a tabela 1 referente ao funcionamento do sistema passagem do Corte/Condução e vice-versa de acordo com as diferentes Funções de Comutação

Tabela 1- Funcionamento do Sistema, passagem do Corte/Condução e vice-versa de acordo com as diferentes Funções de Comutação

Configuração	FR1	FR2	Sr1	S'r1	Sr2	S'r2	usr
1	0	0	0	1	0	1	0
2	0	1	0	1	1	0	-udc
3	1	0	1	0	0	1	udc
4	1	1	1	0	1	0	0

Sendo assim de acordo com todas as Configurações possíveis das Funções de Comutação (FR1 e FR2), o sistema irá ter os seguintes comportamentos.

Configuração 1 – Nesta configuração em que as funções de comando vão ter o valor lógico de $FR1=0 \wedge FR2=0$, iremos ter os semicondutores $S'r1=1 \Rightarrow Sr1=0 \wedge S'r2=1 \Rightarrow Sr2=0$, assim a Corrente do Barramento AC não irá ser transferida para o Barramento DC e vice-versa, circulando só no Barramento AC e no Conversor. A tensão usr é nula e a corrente AC pode assumir os dois sentidos de circulação. O mesmo acontece com a corrente do barramento DC que só irá circular no próprio barramento e na carga, fazendo com que o condensador que compõe este barramento entre no processo de descarga da sua tensão udc .

A figura 2.2, mostra um exemplo desta configuração, considerando a corrente AC I_{sr} com sentido positivo.

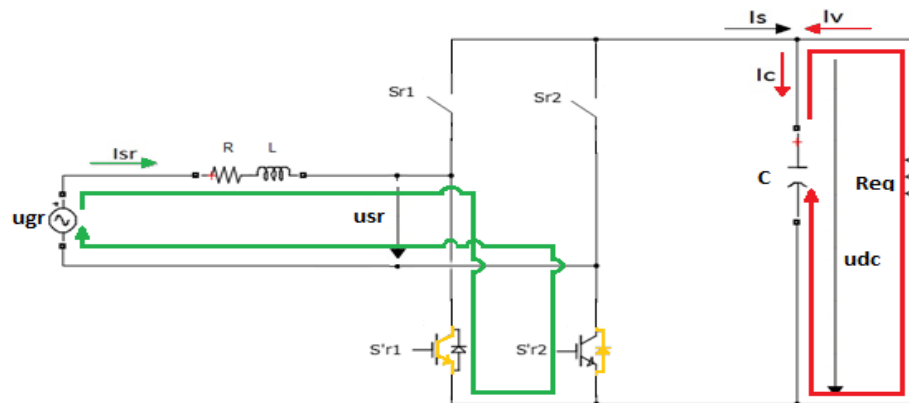


Figura 2. 2 – Malha de Circulação da Corrente da Configuração 1.

Configuração 2 - Nesta Configuração em que as funções de comando vão ter o valor lógico de $FR1=0 \wedge FR2=1$, iremos ter os semicondutores $S'r1=1 \Rightarrow Sr1=0 \wedge S'r2=0 \Rightarrow Sr2=1$, assim vai ocorrer transferência da Corrente do Barramento AC para o Barramento DC e vice-versa, desta forma a Tensão de entrada do conversor usr , vai ter o valor inverso da tensão do Barramento DC $-udc$.

A *figura 2.3*, mostra um exemplo desta configuração, considerando que o Barramento AC está a fornecer energia ao sistema, e desta forma originando o processo de Carga no Condensador do Barramento DC. Com este sentido de circulação da corrente, os dispositivos ativos são os IGBT's, associados a $S'r1$ e $Sr2$.

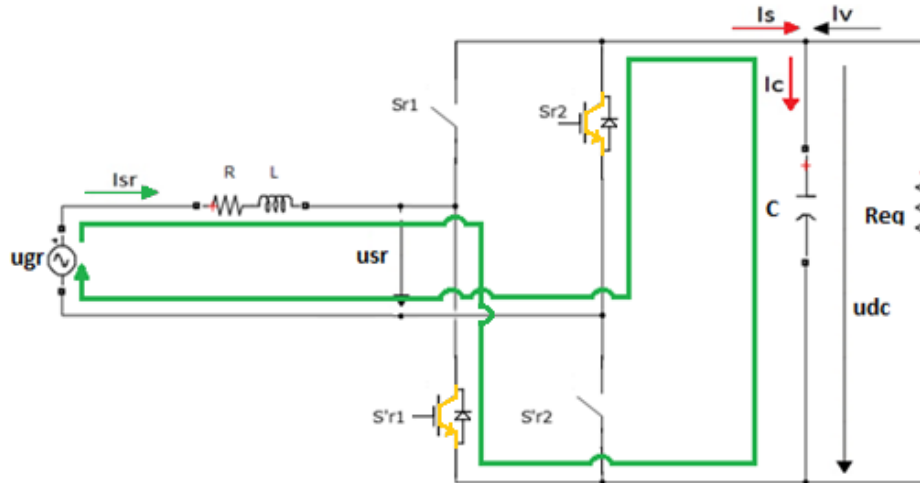


Figura 2. 3- Malha de Circulação da Corrente da Configuração 2.(do Barramento AC para Barramento DC)

Nesta configuração, é ainda importante ter em linha de conta o exemplo da *figura 2.4*, em que o Barramento DC se encontra a fornecer energia ao Barramento AC, assim o condensador irá estar a descarregar. Com este sentido de circulação da corrente, os dispositivos ativos são os IGBT's, associados a $S'r1$ e $Sr2$.

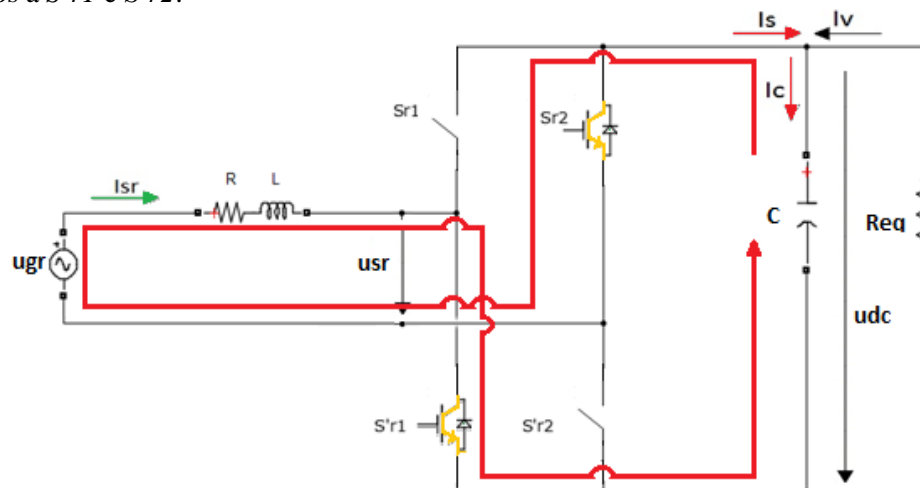


Figura 2. 4 - Malha de Circulação da Corrente da Configuração 2.(do Barramento DC para Barramento AC)

Configuração 3 - Nesta configuração em que as funções de comando vão ter o valor lógico de $FR1=1 \wedge FR2=0$, iremos ter os semicondutores $S'r1=0 \Rightarrow Sr1=1 \wedge S'r2=1 \Rightarrow Sr2=0$, assim vai ocorrer transferência da Corrente do Barramento AC para o Barramento DC e vice-versa, desta forma a Tensão de entrada do conversor usr , vai ter o valor da tensão do Barramento DC udc .

A figura 2.5, mostra um exemplo desta configuração, considerando que o Barramento AC está a fornecer energia ao sistema, e desta forma originando o processo de Carga no Condensador do Barramento DC. Com este sentido de circulação da corrente, os dispositivos ativos são os díodos, associados a $Sr1$ e $S'r2$.

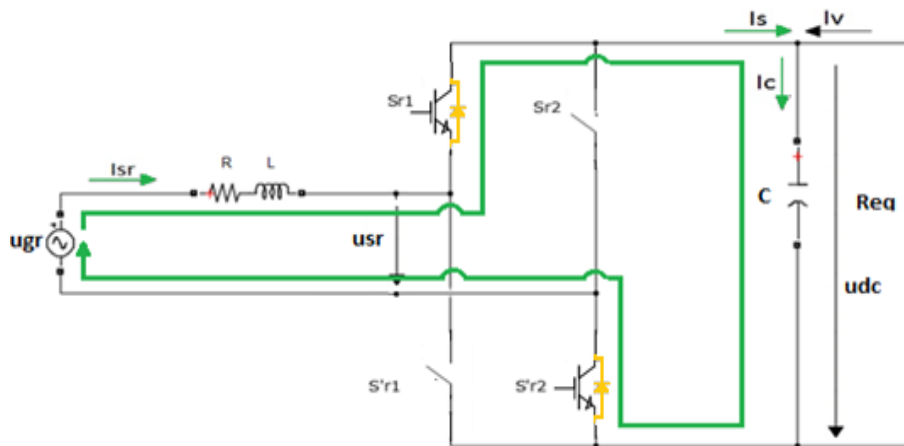


Figura 2. 5 - Malha de Circulação da Corrente da Configuração 3.(do Barramento AC para Barramento DC)

A figura 2.6, mostra um exemplo desta configuração considerando que o Barramento DC está a fornecer energia ao Barramento AC, desta forma o Condensador irá estar a descarregar. Com este sentido de circulação da corrente, os dispositivos ativos são os IGBT's, associados a $Sr1$ e $S'r2$.

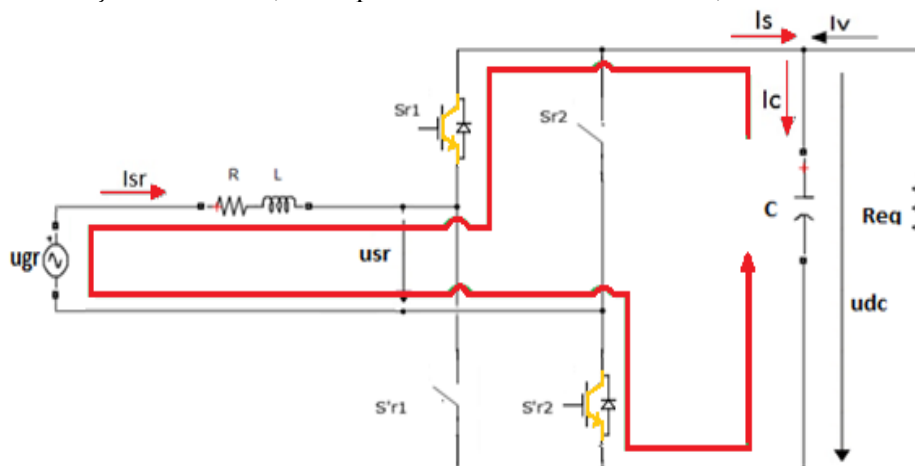


Figura 2. 6 - Malha de Circulação da Corrente da Configuração 3.(do Barramento DC para Barramento AC)

Configuração 4 - Nesta configuração em que as funções de comutação vão estar as duas ativas, tomando o valor lógico de $FR1=1 \wedge FR2=1$, iremos ter os semicondutores $S'r1=0 \Rightarrow Sr1=1 \wedge S'r2=0 \Rightarrow Sr2=1$, assim a Corrente do Barramento AC não irá ser transferida para o Barramento DC e vice-versa, circulando só no *Barramento AC* e no Conversor. A tensão usr é nula e a corrente AC pode assumir os dois sentidos de circulação. O mesmo acontece com a Corrente do Barramento DC que só irá circular no próprio barramento e na carga, fazendo com que o Condensador que compõe este barramento entre no processo de descarga da sua tensão udc .

A *figura 2.7*, mostra um exemplo desta configuração, considerando a corrente AC Isr com sentido positivo.

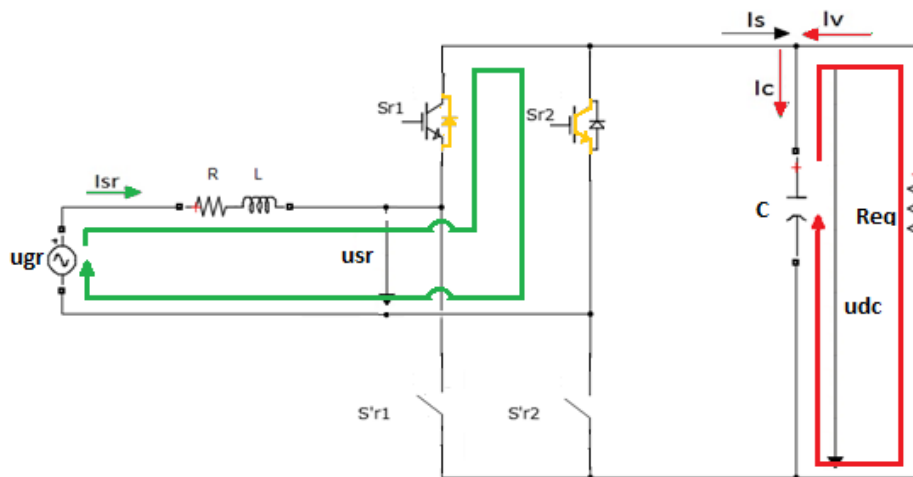


Figura 2. 7 - Malha de Circulação da Corrente da Configuração 4.

O controlo da comutação destes dispositivos da passagem ao corte e à condução é feito a partir de duas funções de comando $FR1$ e $FR2$, que assumindo os estados lógicos “0” e “1”, efetuam o controlo do conversor. De notar que estas funções correspondem a uma tensão de comando $-10 < u_c < 10$.

2.2 Modelo Matemático do Sistema

Depois da explicação de cada setor do sistema, e tendo em conta as condições enunciadas para o bom funcionamento do mesmo, iniciou-se a elaboração do modelo matemático do Sistema,

Assim a tensão de cada braço pode ser escrita:

$$\begin{bmatrix} u_{R1} \\ u_{R2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{R1} \\ F_{R2} \end{bmatrix} u_{dc} \quad (2)$$

$$\boxed{\begin{matrix} u_{R1} = F_{R1} u_{dc} \\ u_{R2} = F_{R2} u_{dc} \end{matrix}} \quad (3)$$

Considerando que:

$$u_{SR} = u_{R1} - u_{R2} \quad (4)$$

Tendo em conta as funções de Comando do conversor, tem-se que:

$$u_{SR} = (F_{R1} - F_{R2})u_{dc} \quad (5)$$

Se considerarmos que:

$$F_R = F_{R1} - F_{R2} \quad (6)$$

Então teremos que :

$$u_{SR} = F_R u_{dc} \quad (7)$$

Obtenção das correntes nas fases i_{SRK} e i_{SVK}

Circulando na malha do barramento DC, tem-se que

$$u_{SR} = -R i_{SR} - L \left(\frac{di_{SR}}{dt} \right) + u_{GR} \Leftrightarrow \quad (8)$$

$$\Leftrightarrow L \times \left(\frac{di_{SR}}{dt} \right) = u_{GR} - u_{SR} - R i_{SR} \Leftrightarrow \quad (9)$$

$$\Leftrightarrow \left(\frac{di_{SR}}{dt} \right) = \frac{u_{GR}}{L} - \frac{u_{SR}}{L} - \frac{R}{L} i_{SR} \quad (10)$$

Substituindo as grandezas pela expressão já deduzida anteriormente:

$$\boxed{\left(\frac{di_{SR}}{dt}\right) = \frac{u_{GR}}{L} - \frac{F_R u_{dc}}{L} - \frac{R}{L} i_{SR}} \quad (11)$$

Partindo da expressão da corrente no condensador temos que:

$$\boxed{i_C = C \frac{du_{cond}}{dt}} \quad (12)$$

Sabendo que a corrente que passa no ramo do condensador é dada por:

$$i_C = i_R + i_V \quad (13)$$

Assim igualando as duas expressões:

$$C \frac{du_{cond}}{dt} = i_R + i_V \Leftrightarrow \frac{du_{cond}}{dt} = \frac{i_R + i_V}{C} \quad (14)$$

Sabendo que:

$$i_R = (F_{R1} - F_{R2}) i_{SR} \Leftrightarrow \boxed{i_R = F_R i_{SR}} \quad (15)$$

$$\boxed{i_V = -\frac{u_{dc}}{R_{eq}}} \quad (16)$$

Substituindo estas duas grandezas na equação 14:

$$\boxed{\frac{du_{cond}}{dt} = \frac{F_R i_{SR} + \left(-\frac{u_{dc}}{R_{eq}}\right)}{C}} \quad (17)$$

Assim podemos assumir como modelo global do sistema:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{SR} \\ u_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{F_R}{L} \\ \frac{F_R}{C} & -\frac{1}{R_{eq} C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{SR} \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{1}{L} u_{GR} \quad (18)$$

Depois de obtidas as equações do Modelo do Sistema procedeu-se à criação do mesmo em *MATLAB/Simulink*, para que mais tarde fosse possível realizar a simulação numérica, e obter os resultados da mesma. Ainda é importante referir que o modelo do sistema foi construído no referido software, de duas maneiras diferentes, primeiro num bloco de funções (utilizado na simulação numérica do Controlo por Modo de Deslizamento) *Figura 2.8*, e depois através de blocos da *Toolbox SimPowerSystem* (utilizado nas simulações numéricas do controlador por *modo PWM*, e controlo por modo preditivo de corrente) *Figura 2.9*. Assim tem-se as figuras a baixo referentes a estes dois métodos:

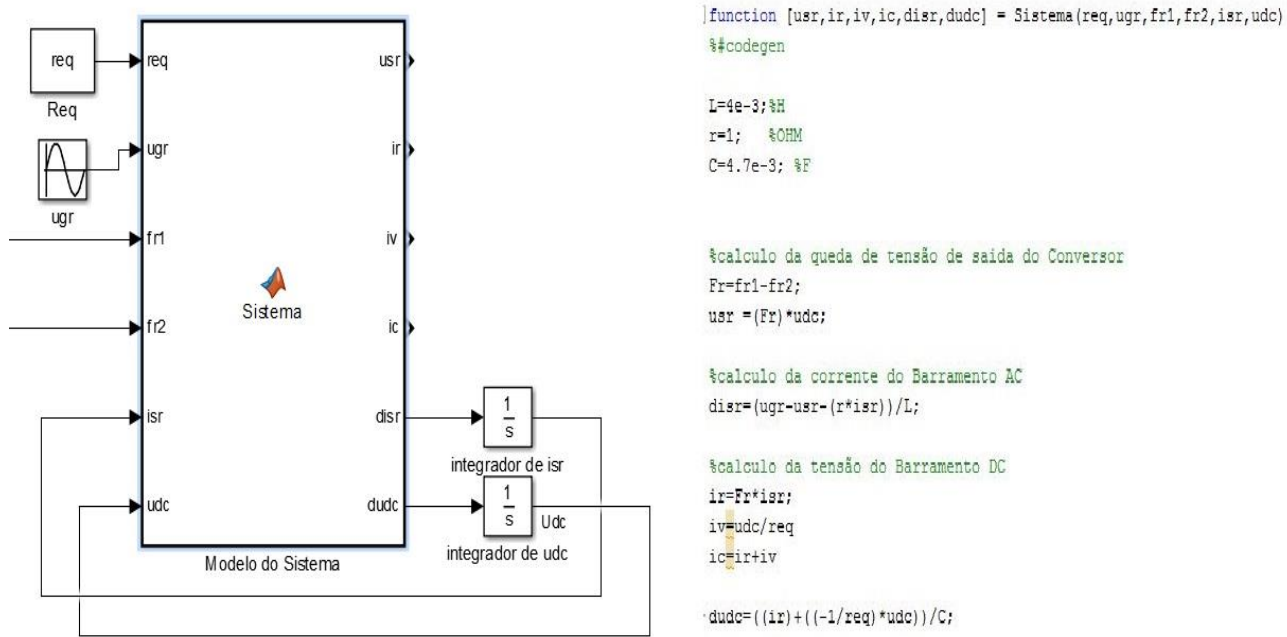


Figura 2. 8 - Modelo do Sistema Construído em *MATLAB/Simulink*, com bloco de Funções

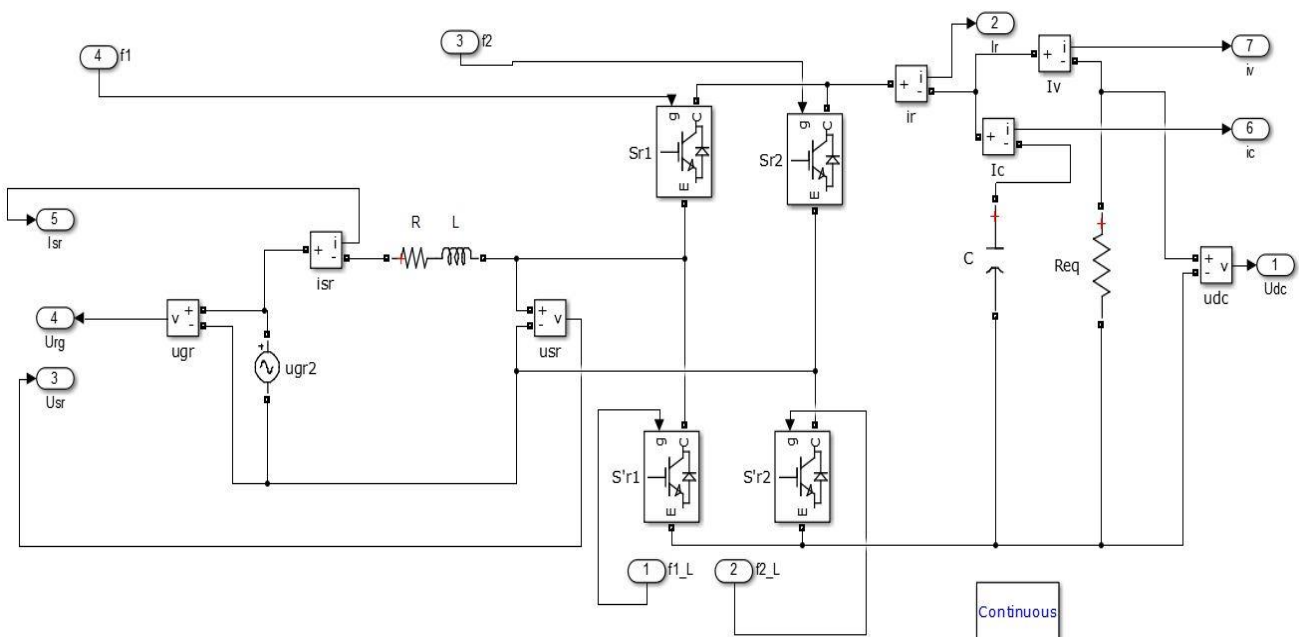


Figura 2. 9 – Modelo do Sistema Construído em *MATLAB/Simulink*, com *Toolbox SimPowerSystem*

Capítulo 3

Controlo do Sistema

Neste capítulo é feita a síntese do controlador da tensão DC e dos controladores utilizados para controlar a corrente AC.

3.1 Introdução

Para efetuar o controlo do conversor, utilizou-se um controlador da tensão udc , com uma malha interna, de controlo da corrente AC. Para a tensão udc , utilizou-se um controlador clássico, e para a corrente recorreu-se a três técnicas distintas, nomeadamente: Controlo clássico por *modulador PWM*, Controlo por *Modo de Deslizamento*, e por fim controlo *Preditivo de corrente*. Este controlo será feito através de duas funções de comando ($FR1$ e $FR2$), que vão ser geradas por os modelos matemáticos de cada uma destas técnicas de controlo que vão ser contruídos neste capítulo. Assim também estas funções de comando, vão ser geradas de forma distinta, consoante a técnica que esteja a ser utilizada.

Para efetuar o controlo deste sistema é importante referir que em todas as técnicas de controlo irá existir um controlador PI de tensão udc (Tensão do Barramento DC), sendo que o controlo da corrente isr , será feito de maneira diferente consoante a técnica a ser utilizada, como será visto de seguida a quando a explicação de cada técnica.

Assim poderá considerar-se a *figura 3.1* a baixo, como diagrama geral do sistema para as três técnicas de controlo em estudo.

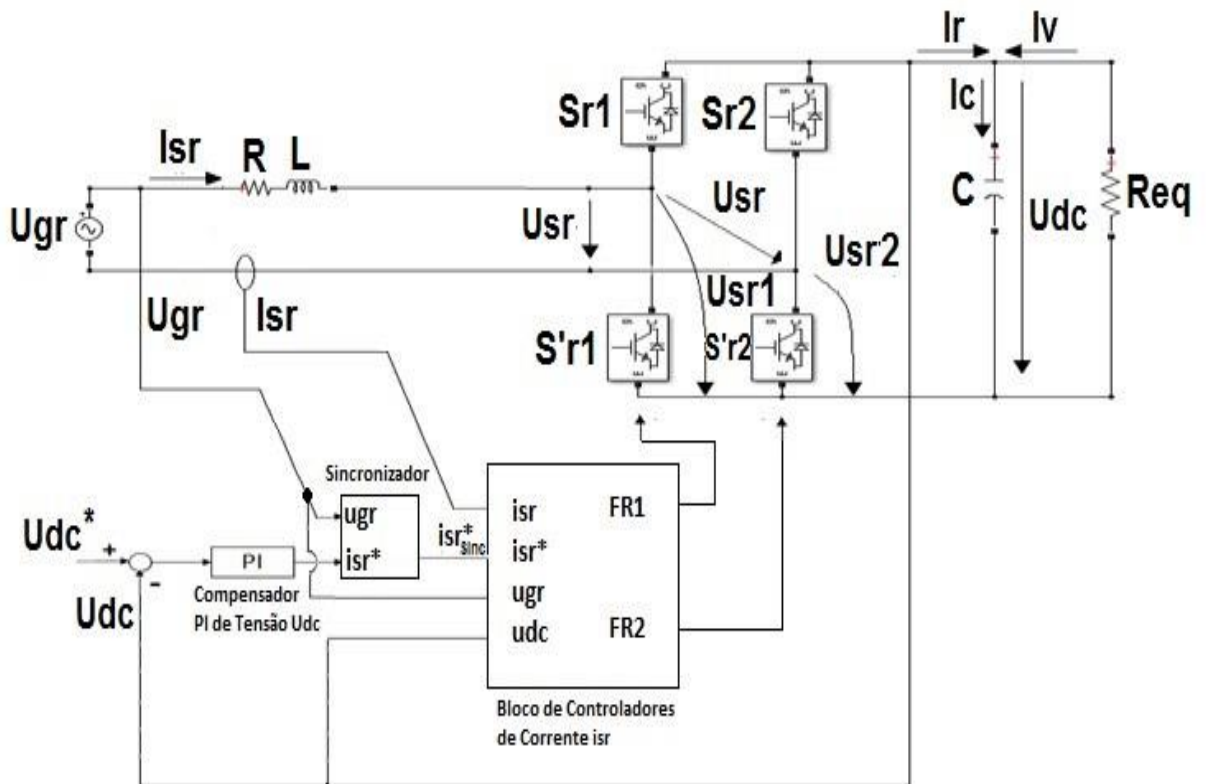


Figura 3.1 – Diagrama Global do Controlo

3.2 Controlo da Corrente AC e da tensão no Barramento DC

Para garantir o balanço de potência entre a fonte e a carga, e desprezando as perdas no conversor, tem-se:

$$P_{DC} = P_{AC} \Leftrightarrow u_{dc} (-I_V) = u_{grd} I_{SRd} \quad (19)$$

A partir da equação anterior, e considerando a tensão da fonte u_{grd} constante, verifica-se que o controlo da tensão u_{dc} é feito por imposição da corrente AC.

Assim relativamente ao controlo das potências no lado AC do conversor e da tensão no barramento DC. Iremos considerar para obtermos a potência ativa e reativa as seguintes grandezas:

$$\begin{cases} u_{GR} = \sqrt{2} U \sin(\omega t + \alpha u) \\ i_{SR} = \sqrt{2} I \sin(\omega t + \alpha i) \end{cases} \quad (20)$$

Assim considerando que a potência ativa no lado AC, é dada por:

$$P = u_{GR} i_{SR} \quad (21)$$

Substituindo u_{GR} e i_{SR} , pelas duas equações do sistema, visto que estas são provenientes de uma fonte AC, temos que:

$$\begin{aligned} P &= \sqrt{2} U \sin(\omega t + \alpha u) \sqrt{2} I \sin(\omega t + \alpha i) \\ P &= \sqrt{2} U I [\sin(\omega t + \alpha u) + \sin(\omega t + \alpha i)] \end{aligned} \quad (22)$$

Se:

$$\sin(\omega t + \alpha u) = \cos(\alpha u) \sin(\omega t) + \cos(\omega t) \sin(\alpha u) \quad (23)$$

$$\sin(\omega t + \alpha i) = \cos(\alpha i) \sin(\omega t) + \cos(\omega t) \sin(\alpha i) \quad (24)$$

Somando as duas equações:

$$\begin{aligned} \sin(\omega t + \alpha u) + \sin(\omega t + \alpha i) \\ &= [\cos(\alpha u) \sin(\omega t) + \cos(\omega t) \sin(\alpha u)] + [\cos(\alpha i) \sin(\omega t) + \cos(\omega t) \sin(\alpha i)] \quad (25) \\ &= \sin(\omega t) [\cos(\alpha u) + \cos(\alpha i)] + \cos(\omega t) [\sin(\alpha u) + \sin(\alpha i)] \end{aligned}$$

Sabendo que:

$$\begin{aligned} \sin(\omega t) [\cos(\alpha u) + \cos(\alpha i)] \\ &= \frac{1}{2} [-\sin(\alpha u - \omega t) + \sin(\alpha u + \omega t) - \sin(\alpha i - \omega t) + \sin(\alpha i + \omega t)] \quad (26) \end{aligned}$$

Sabendo que:

$$\begin{aligned} \cos(\omega t) [\sin(\alpha u) + \sin(\alpha i)] \\ &= \frac{1}{2} [\sin(\alpha u - \omega t) + \sin(\alpha u + \omega t) + \sin(\alpha i - \omega t) + \sin(\alpha i + \omega t)] \quad (27) \end{aligned}$$

Dando continuidade a equação 25:

$$\begin{aligned} \sin(\omega t + \alpha u) + \sin(\omega t + \alpha i) \\ &= \frac{1}{2} [\sin(\alpha u + \omega t) + \sin(\alpha i + \omega t) + \sin(\alpha u + \omega t) + \sin(\alpha i + \omega t)] \quad (28) \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{2} [2 \sin(\alpha u + \omega t) + 2 \sin(\alpha i + \omega t)] \quad (29)$$

$$= \sin(\alpha u + \omega t) + 2 \sin(\alpha i + \omega t) \quad (30)$$

$$= 2 \cos\left(\frac{\alpha u}{2} - \frac{\alpha i}{2}\right) \sin\left(\frac{\alpha u}{2} + \frac{\alpha i}{2} + \omega t\right) \quad (31)$$

$$= \frac{1}{2} [\cos(\alpha u - \alpha i) \cos(\alpha u + \alpha i + 2\omega t)] \quad (32)$$

Substituindo a equação 32 na parcela da equação 22, tem-se que:

$$P = \frac{\sqrt{2} (U I)}{2} [\cos(\alpha u - \alpha i) - \cos(2\omega t + \alpha u + \alpha i)] \quad (33)$$

Agora considerando:

$$\varphi = \alpha u - \alpha i \quad \wedge \quad \alpha u = 0 \quad (34)$$

Então tem-se que:

$$\Leftrightarrow \varphi = -\alpha i \Leftrightarrow \alpha i = -\varphi \quad (35)$$

Assim substituindo as considerações das equações 34 e 35 na parcela da equação 33, tem-se que:

$$P = \frac{\sqrt{2} (U I)}{2} [\cos(\varphi) - \cos(2\omega t - \varphi)] \quad (36)$$

Sabendo que:

$$\cos(\varphi) - \cos(2\omega t - \varphi) \quad (37)$$

$$= \cos^2(\omega t)(-\cos(\varphi) + \sin^2(\omega t)\cos(\varphi) - 2\sin(\omega t)\cos(\omega t)\sin(\varphi) + \cos(\varphi)) \quad (38)$$

$$= \cos(\varphi)(-\cos^2(\omega t) + \sin^2(\omega t)) - 2\sin(\omega t)\cos(\omega t)\sin(\varphi) + \cos(\varphi) \quad (39)$$

$$= \cos(\varphi)(-\cos(2\omega t)) - 2\sin(\omega t)\cos(\omega t)\sin(\varphi) + \cos(\varphi) \quad (40)$$

$$= \cos(\varphi)(1 - \cos(2\omega t)) - \sin(2\omega t)\sin(\varphi) \quad (41)$$

Substituindo a função 41 na parcela da função 36 tem-se que:

$$P = -\sqrt{2} U I [\cos(\varphi) - (1 - \cos(2\omega t)) - \sin(2\omega t)\sin(\varphi)] \Leftrightarrow \quad (42)$$

$$\Leftrightarrow P = -\sqrt{2} u i \cos(\varphi) (1 - \cos(2\omega t)) + \sqrt{2} u i \sin(2\omega t) \sin(\varphi) \quad (43)$$

Sabendo que para a Potência Ativa e Potência Reativa, é dada por:

$$\begin{cases} P = u i \cos(\varphi) & [W] \\ Q = u i \sin(\varphi) & [VAr] \end{cases} \quad (44)$$

E considerando as componentes complexas da tensão u_{gr} e i_{sr} , Provenientes da rede AC, temos que:

$$\begin{cases} u_{gr} = u e^{J\alpha u} & [V] \\ i_{sr} = i e^{J\alpha i} & [A] \end{cases} \quad (45)$$

Obteve-se as potências complexas:

$$S = u i^* \quad (46)$$

Substituindo as expressões da equação 45 na equação 46 tem-se que:

$$S = u e^{J\alpha u} i e^{-J\alpha i} \Leftrightarrow \boxed{S = u i e^{J(\alpha u - \alpha i)}} \quad (47)$$

Tendo em conta as condições da equação 47, tem-se que:

$$S = u i e^{J\varphi} \Leftrightarrow S = u i \cos(\varphi) + j u i \sin(\varphi) \Leftrightarrow \boxed{S = P + jQ} \quad (48)$$

Considerando agora as componentes direta e em quadratura das tensões u_{gr} e corrente i_{sr} , tem-se que:

$$\begin{cases} u_{gr} = u_d + j u_q \\ i_{sr} = i_d + j i_q \end{cases} \quad (49)$$

E sabendo que:

$$\begin{cases} u = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \\ i = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \end{cases} \quad (50)$$

Para a Tensão:

$$\begin{cases} u_d = u \cos(\alpha u) \\ u_q = u \sin(\alpha u) \end{cases} \quad (51)$$

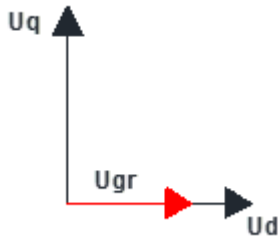
Para a Corrente:

$$\begin{cases} i_d = i \cos(\alpha i) \\ i_q = i \sin(\alpha i) \end{cases} \quad (52)$$

Assim substituindo na expressão da potência complexa, temos que:

$$S = (u_d + ju_q) (i_d - ji_q) \Leftrightarrow S = u_d i_d - ju_d i_q + ju_q i_d + u_q i_q \quad (53)$$

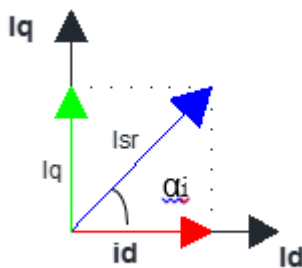
Se considerarmos se o eixo d coincidente com u_{gr} , tal como a *figura 3.2* demonstra temos que:



- Assim vamos ter $u_{gr} = u_d = u_q = 0$.
- Desta forma não vamos ter αu , ou seja $\alpha u = 0$

Figura 3. 2 - Eixos direto e em quadratura da tensão U_{gr}

Como o $\alpha i \neq 0$, iremos ter o vetor da corrente AC (I_{sr}), com a seguinte designação da *figura 3.3*.



- Assim iremos ter $\alpha i \neq 0$
- Desta forma temos que:

$$\varphi = (\alpha u - \alpha i) \Leftrightarrow \varphi = -\alpha i \Leftrightarrow \boxed{\alpha i = -\varphi}$$

Figura 3. 3 - Eixos direto e em quadratura da corrente I_{sr}

Ao que podemos concluir que a potência complexa é dada pela expressão:

$$S = u_d i_d - j u_d i_q \quad (54)$$

Assim temos para a potência ativa e reativa:

$$\begin{cases} P = u_d i_d \\ Q = -u_d i_q \end{cases} \quad (55)$$

Desta forma podemos concluir que:

- Para a potência Ativa (P)

Para controlar esta potência, será necessário controlar a componente d da corrente na linha (i_{srd}).

- Para a potência Reativa (Q)

Para controlar esta potência, será necessário controlar a componente q da corrente na linha (i_{srq}).

- Para podermos obter um fator de potência ($\cos \varphi$) Unitário, será necessário anular a componente (i_{srq}) da corrente, na REE ($\alpha_i = 0$).
- O sincronismo da corrente na linha I_{sr} com a tensão da REE (u_{gr}), pode ser efetuado pela geração de uma corrente de referência I_{sr}^* em fase com a tensão da REE.

Como já se pode verificar anteriormente, na obtenção da expressão da tensão u_{dc} , esta pode ser controlada a partir da corrente i_{sr} , e desta forma considerando a corrente i_v como perturbação.

3.2.1 Síntese do Compensador PI da Tensão u_{dc}

Depois de obtidas as equações das potencias Ativa, Reativa e potência complexa ou aparente, iniciou-se o processo de construção do modelo matemático do controlador PI de tensão U_{dc} , que irá permitir controlar a corrente no barramento DC, assim tem-se o seguinte diagrama de bloco da *figura 3.4*, que representa o controlador que ao qual se irá construir o modelo.

Numa fase inicial pegou-se no diagrama de blocos do sistema, em cadeia fechada ainda por simplificar, diagrama este constituído por o bloco do compensador PI que irá ser utilizado no sistema, neste caso para controlar a tensão do barramento DC (U_{dc}), o conversor, de seguida num ponto de soma, as corrente do barramento DC, isto é a corrente proveniente do ramo do condensador (que será vista como perturbação), e por ultimo a carga que foi utilizada no sistema.

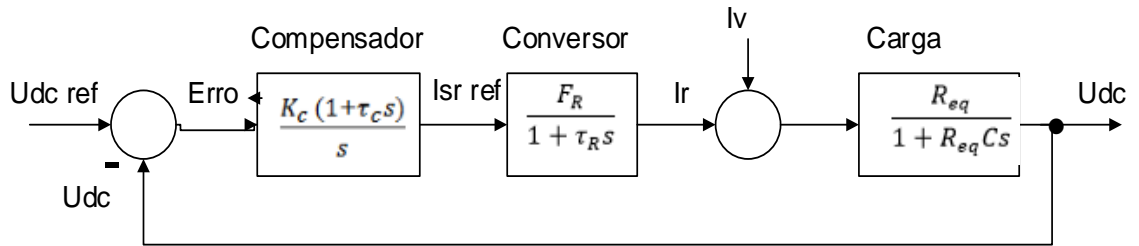


Figura 3. 4 - Diagrama de Blocos do Controlador PI para a tensão u_{dc} (1)

Para a obtenção do bloco da carga acoplada ao barramento DC, tem-se que:

$$\begin{aligned}
 i_R &= \frac{u_{dc}}{R_{eq} // C} \Leftrightarrow i_R(R_{eq} // C) = u_{dc} \Leftrightarrow R_{eq} // C = \frac{u_{dc}}{i_R} \stackrel{\mathcal{L}}{\Rightarrow} R_{eq} // \frac{1}{Cs} = \frac{U_{dc}(s)}{I_R(s)} \Leftrightarrow \\
 &\Leftrightarrow \frac{R_{eq} \times \frac{1}{Cs}}{R_{eq} + \frac{1}{Cs}} = \frac{U_{dc}(s)}{I_R(s)} \Leftrightarrow \frac{R_{eq} \times \frac{1}{Cs}}{R_{eq}Cs + 1} = \frac{U_{dc}(s)}{I_R(s)} \Leftrightarrow \boxed{\frac{U_{dc}(s)}{I_R(s)} = \frac{R_{eq}}{1 + R_{eq}Cs}}
 \end{aligned} \tag{56}$$

Para o conversor eletrónico utilizou-se uma aproximação de 1ª ordem apresentado na *figura 3.5*, onde F_R é o ganho do conversor, e τ_R é o atraso estatístico:

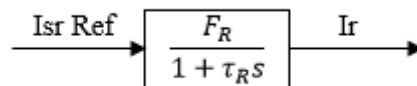


Figura 3. 5 – Bloco do Conversor eletrónico

Determinação do F_R :

Desprezando as perdas, pode-se considerar que a potência do Barramento DC será igual à potência do *Barramento AC*, assim:

$$P_{DC} = P_{AC} \Leftrightarrow u_{dc} (-i_V) = u_{GRd} i_{SRd} \tag{57}$$

Considerando ainda que não circula corrente no ramo do condensador ($i_c=0 A$)

Pela lei dos nós:

$$i_R = (-i_V) \quad (58)$$

Assim tendo em conta estas duas considerações, tem-se que:

$$\begin{cases} P_{DC} = P_{AC} \\ i_R = (-i_V) \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} u_{dc} (-i_V) = u_{GRd} i_{SRd} \\ i_R = (-i_V) \end{cases} \quad (59)$$

Sabendo da dedução de i_R que ($i_R = F_R i_{SRd}$)

$$\begin{aligned} \begin{cases} u_{dc} (-i_V) = u_{GRd} i_{SRd} \\ F_R i_{SRd} = (-i_V) \end{cases} &\Leftrightarrow \begin{cases} (-i_V) = \frac{u_{GRd} i_{SRd}}{u_{dc}} \\ F_R i_{SRd} = \frac{u_{GRd} i_{SRd}}{u_{dc}} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} F_R i_{SRd} = \frac{u_{GRd} i_{SRd}}{u_{dc}} \\ F_R = \frac{u_{GRd}}{u_{dc}} \end{cases} \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow \begin{cases} u_{dc} (-i_V) = u_{GRd} i_{SRd} \\ F_R = \frac{u_{GRd} i_{SRd}}{u_{dc} i_{SRd}} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} F_R = \frac{u_{GRd}}{u_{dc}} \end{cases} \quad (60) \end{aligned}$$

Voltando ao diagrama de Blocos do sistema na seguinte figura 3.6:

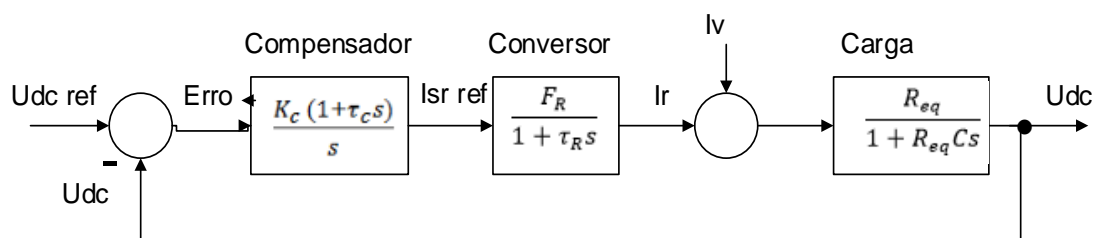


Figura 3. 6 - Diagrama de Blocos do Controlador PI para a tensão udc (2)

Considerando que o zero do compensador é igual ao polo da carga, tem-se que:

$$1 + \tau_c s = (1 + R_{eq} C s) \quad (61)$$

Ou seja $\tau_c = R_{eq} C$

Desta forma no diagrama de blocos da *figura 3.6*, irá cortar-se o zero do compensador PI com o polo da carga, assim tem-se o diagrama da *figura 3.7*:

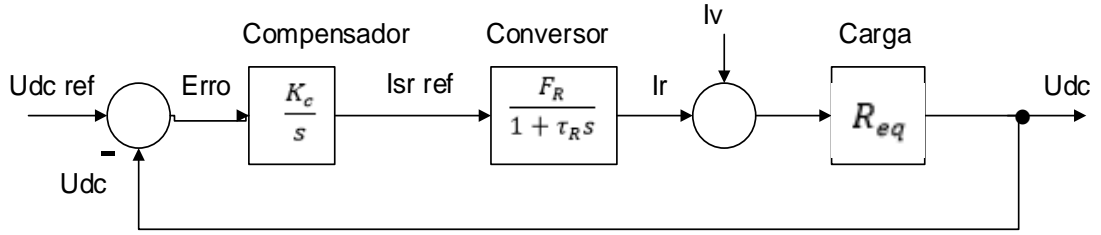


Figura 3. 7 - Diagrama de Blocos do Controlador PI para a tensão udc (3)

Simplificando a cadeia fechada, temos:

$$\frac{u_{dc}}{u_{dc\ ref}} = \frac{\frac{k_c F_R R_{eq}}{s(1 + \tau_e s)}}{1 + \frac{k_c F_R R_{eq}}{s(1 + \tau_e s)}} = \frac{\frac{k_c F_R R_{eq}}{s(1 + \tau_e s)}}{\frac{s(1 + \tau_e s) + k_c F_R R_{eq}}{s(1 + \tau_e s)}} = \frac{k_c F_R R_{eq}}{s(1 + \tau_e s) + k_c F_R R_{eq}} =$$

$$\Leftrightarrow \frac{u_{dc}}{u_{dc\ ref}} = \frac{k_c F_R R_{eq}}{\tau_e s^2 + s + k_c F_R R_{eq}} \Leftrightarrow \boxed{\frac{u_{dc}}{u_{dc\ ref}} = \frac{\frac{k_c F_R R_{eq}}{\tau_e}}{s^2 + \frac{1}{\tau_e} s + \frac{k_c F_R R_{eq}}{\tau_e}}} \quad (62)$$

Segundo as regras do ITAE, para sistemas de segunda ordem, temos que:

$$\begin{cases} \omega_n^2 = \frac{k_c F_R R_{eq}}{\tau_e} \\ 2\xi \omega_n = \frac{1}{\tau_e} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \omega_n = \frac{1}{2\xi \tau_e} \\ \left(\frac{1}{2\xi \tau_e}\right)^2 = \frac{k_c F_R R_{eq}}{\tau_e} \end{cases} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \left\{ \frac{1}{\tau_e^2 2^2 \xi^2} = \frac{k_c F_R R_{eq}}{\tau_e} \right\} \Leftrightarrow \left\{ k_c = \frac{1}{F_R R_{eq} \tau_e 4\xi^2} \right.$$

Tendo em contas as equações obtidas, poderá proceder-se ao cálculo do ganho proporcional (K_{Pu}) e o ganho integral (K_{iu}), assim tem-se que:

Para um controlador PI:

$$K_{Pu} + \frac{K_{iu}}{s} = \frac{K_c(1 + \tau_c s)}{s} \quad (64)$$

Então:

$$\frac{K_c(1 + \tau_c s)}{s} = \frac{K_c}{s} + \frac{K_c \tau_c s}{s} = \frac{K_c}{s} + K_c \tau_c \quad (65)$$

Assim:

$$K_{Pu} = k_c \tau_c = \frac{1}{F_R R_{eq} \tau_e 4\xi^2} R_{eq} C \Leftrightarrow \boxed{K_{Pu} = \frac{C}{F_R \tau_e 4\xi^2}} \quad (66)$$

$$K_{iu} = k_c \Leftrightarrow \boxed{K_{iu} = \frac{1}{F_R R_{eq} \tau_e 4\xi^2}} \quad (67)$$

3.2.2 Síntese do Controlador da Corrente *Isr*

Depois de obtido o modelo matemático do controlador de tensão, passou-se para a construção do modelo matemático dos Controladores da corrente *Isr*. Ao contrario do que foi feito no Controlador PI de tensão, que irá fazer o controlo de tensão para as três técnicas que vão fazer o controlo do conversor, neste caso o controlo da corrente *Isr*, será feita de uma maneira diferente para cada técnica de controlo, isto é para a técnica de Controlo por *modo de PWM*, contrui-se um controlador PI de Corrente, no caso das técnicas de Controlo por Modo de Deslizamento e Controlo Preditivo de Corrente, os próprios sistemas já efetuam o controlo de corrente, como se poderá verificar nas equações que serão apresentadas mais a frente, a quando a apresentação de cada uma destas técnicas

3.2.2.1 Síntese do Compensador PI de Corrente I_{sr} e Modulador PWM

A técnica de *controlo por modulador PWM* [Malesani, Luigi; Tomasin, P., 1993], é a técnica mais utilizada para controlar estes tipo de conversores, sendo que o funcionamento desta consiste em comparar uma tensão modulante u_c , do tipo sinusoidal, com uma tensão portadora u_p do tipo triangular dente de serra.

Do resultado obtido nesta comparação irá seguir a seguinte lógica relativa as geração da função de comutação $FR1$, responsável pelo comando do primeiro braço do conversor.

Quando a tensão da portador u_p , é maior que a tenção modulante u_c , a função de comutação do primeiro braço do conversor $FR1$ assume o estado lógico “1”, ao contrário do que sucede quando a tensão da portadora u_p , é inferior à tensão modulante u_c , em que faz com que a função de comando $FR1$ assuma o estado lógico “0”.

Em relação à geração dos estados lógicas na função de comutação relativa ao segundo braço do conversor $FR2$, foi criada à custa da tensão modulante anterior u_c , uma tensão modulante inversa u_{ci} , para depois esta ser comparada com a tensão portadora u_p , mas neste caso na alternância negativa de u_p .

Assim de acordo com o resultado obtido desta comparação foi seguida a seguinte lógica para a geração da função de comutação $FR2$, relativa ao segundo braço do conversor.

Quando a tensão da portador u_p , é maior que a tenção modulante inversa u_{ci} , a função de comutação do segundo braço do conversor $FR2$ assume o estado lógico “1”, ao contrário do que sucede quando a tensão da portadora u_p , é inferior à tensão modulante inversa u_{ci} , em que faz com que a função de comando $FR2$ assuma o estado lógico “0”.

Assim tem-se a *figura 3.8*, que ilustra a relação entre as funções de comutação $FR1$ e $FR2$, com a comparação da tensão portadora u_p , com a tensão modulante u_c , ou com a tenção modulante inversa u_{ci} .

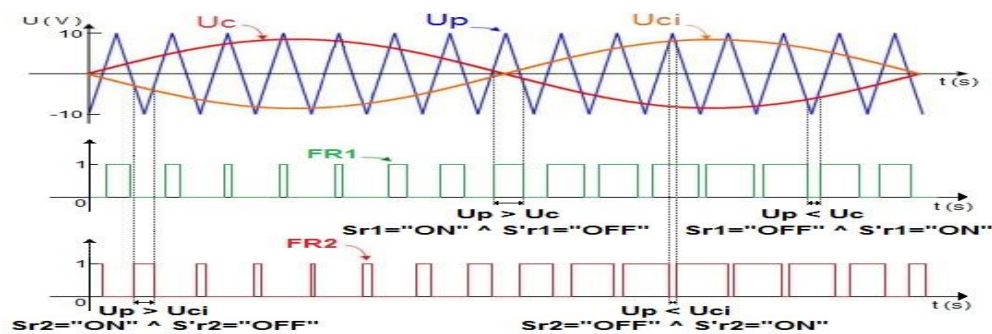


Figura 3. 8- Diagrama temporal da tensão da portadora u_p , e tensão modulante u_c , ou com uma tensão modulante inversa u_{ci} com as funções de comutação $FR1$ e $FR2$, adaptado de [Ulisses, A. Miranda, 2007].

Assim iniciou-se o processo de construção do modelo matemático do controlador PI da corrente i_{sr} . Inicialmente partiu-se do diagrama de blocos do sistema, em cadeia fechado representado na seguinte *figura 3.9*. Diagrama este constituído por o compensador PI que foi utilizado para efetuar o controlo da corrente i_{sr} , o conversor dois braços que foi utilizado no sistema, um ponto de soma entre a tensão do *barramento AC* (u_{gr}), e a tensão a saída do conversor, posteriormente a carga utilizada no sistema.

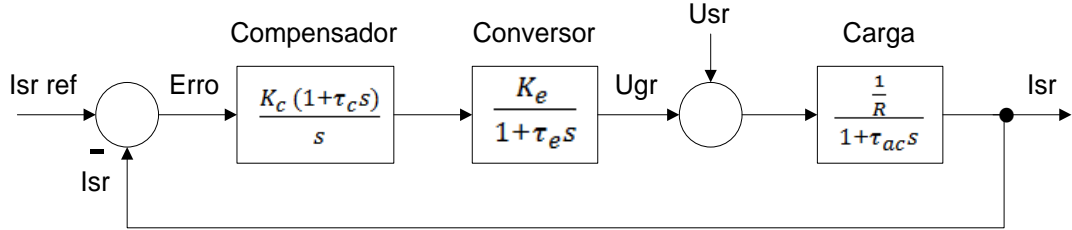


Figura 3. 9 - Diagrama de Blocos do Controlador PI para a corrente i_{sr} (1)

Circulando na malha do *Barramento AC*, temos a seguinte expressão:

$$\begin{aligned}
 u_{sr} &= -R \cdot i_{sr} - L \frac{di_{sr}}{dt} + u_{gr} \Rightarrow U_{sr}(s) = -R \cdot I_{sr}(s) - Ls \cdot I_{sr}(s) + U_{gr}(s) \Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow U_{sr}(s) - U_{gr}(s) &= (R + Ls) (-I_{sr}(s)) \Leftrightarrow U_{gr}(s) - U_{sr}(s) = (R + Ls)I_{sr}(s) \Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow I_{sr}(s) &= U_{gr}(s) - U_{sr}(s) \frac{1}{R + Ls} \Leftrightarrow \frac{I_{sr}(s)}{U_{gr}(s) - U_{sr}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{L}{R}s} \Leftrightarrow
 \end{aligned} \tag{68}$$

Considerando que $\tau_{ac} = \frac{L}{R}$, tem-se que:

$$\Leftrightarrow \boxed{\frac{I_{sr}(s)}{U_{gr}(s) - U_{sr}(s)} = \frac{1}{1 + \tau_{ac}s}} \tag{69}$$

Considerando que o polo da carga AC é igual ao zero do compensador PI, temos que:

$$1 + \tau_c s = 1 + \tau_{ac} s \tag{70}$$

Assim:

$$\tau_c = \tau_{ac} \Leftrightarrow \tau_c = \frac{L}{R} \tag{71}$$

Desta forma iremos cortar o polo da carga AC com o zero do compensador PI, e assim tem-se o seguinte diagrama de blocos da figura 3.10.

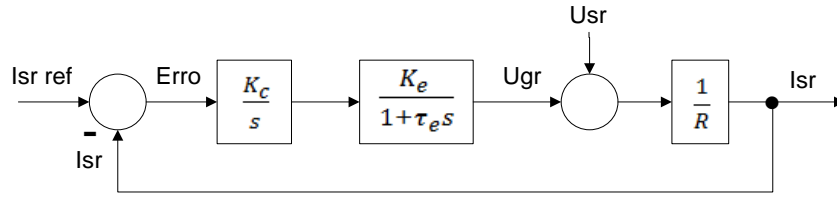


Figura 3. 10 - Diagrama de Blocos do Controlador PI para a corrente Isr (2)

Simplificando o Sistema, tendo em conta as regras dos sistemas em cadeia fechada $GH = \frac{G}{1+GH}$, em que G são as funções do sistema, e H a função de retroação, sendo esta unitária, tem se que :

$$\frac{I_{sr}}{I_{sr\ ref}} = \frac{\frac{k_c k_e}{R s(1 + \tau_e)}}{1 + \frac{k_c k_e}{R s(1 + \tau_e)}} = \frac{\frac{k_c k_e}{R s(1 + \tau_e)}}{\frac{R s(1 + \tau_e) + k_c k_e}{R s(1 + \tau_e)}} = \frac{k_c k_e}{R \tau_e s^2 + R s + k_c k_e} =$$

$$\Leftrightarrow \boxed{\frac{I_{sr}}{I_{sr\ ref}} = \frac{\frac{k_c k_e}{R \tau_e}}{s^2 + \frac{1}{\tau_e} s + \frac{k_c k_e}{R \tau_e}}}$$
(72)

Segundo as regras do ITAE, para sistemas de segunda ordem, em que:

$$\boxed{\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}}$$

Assim igualando os termos das expressões da cadeia fechada, aos termos desta regra, tem-se que:

$$\begin{cases} \omega_n^2 = \frac{k_c k_e}{R \tau_e} \\ 2 \cdot \xi \cdot \omega_n = \frac{1}{\tau_e} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \omega_n = \frac{1}{2\xi \tau_e} \\ \left(\frac{1}{2\xi \tau_e}\right)^2 = \frac{k_c k_e}{R \tau_e} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{1}{\tau_e^2 2^2 \xi^2} = \frac{k_c k_e}{R \tau_e} \\ k_c = \frac{R}{k_e \tau_e 4\xi^2} \end{cases} \Leftrightarrow$$
(73)

Tendo em conta os resultados obtidos, já estamos em condições de tirar as expressões dos ganhos proporcional e integral, assim tem-se que:

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{k_c(1 + s\tau_c)}{s} \quad (74)$$

Ao decompor a expressão do segundo membro, temos:

$$\frac{k_c(1 + s\tau_c)}{s} = \frac{k_c}{s} + k_c \cdot \tau_c \quad (75)$$

Assim:

$$K_p = k_c \tau_c = \frac{R}{k_e \tau_e 4\xi^2} \times \frac{L}{R} \Leftrightarrow \boxed{K_p = \frac{L}{k_e \tau_e 4\xi^2}} \quad (76)$$

$$K_i = k_c \Leftrightarrow \boxed{K_i = \frac{R}{k_e \tau_e 4\xi^2}} \quad (77)$$

3.2.2.2 Síntese do Controlador da Corrente i_{sr} por modo de deslizamento

Esta técnica é conhecida como *controlo por modo de deslizamento* [J.Fernando A. Silva, 2000], e consiste em aplicar um vetor de tensão disponível no conversor (para cada intervalo de comutação), para obter uma rápida convergência da corrente a controlar.

Este vetor é selecionado a partir de uma Lei de comutação suportada por uma superfície de deslizamento (S_{md}), que é dada em função do tempo (t) e do erro da corrente a controlar ($e_{i_{sr}}$).

Esta superfície acaba por ser o erro, isto é diferença entre a corrente á saída do *conversor* (i_{sr}), e a sua referência (i^*_{sr}).

$$S_{md}(e_{i_{sr}}, t) = i^*_{sr} - i_{sr} \quad (78)$$

Desta forma é importante ter em conta as condições ideais, isto é uma corrente i_{sr} , o mais próximo possível do valor de referência (i^*_{sr}), ou seja ter um erro o mais perto possível de zero.

$$S_{md}(e_{i_{sr}}, t) = 0 \cap \dot{S}_{md}(e_{i_{sr}}, t) = 0 \quad (79)$$

Também é importante garantir que o sistema permanece em modo de deslizamento, assim tornasse imprescindível verificarmos as seguintes condições:

$$S_{md}(e_{i_{sr}}, t) \cdot \dot{S}_{md}(e_{i_{sr}}, t) < 0 \quad (80)$$

É importante referir ainda que ao se verificar as condições anteriores, iria se obter uma frequência de comutação infinita, para evitar que isso aconteça definiu-se uma margem de erro (ε), em que se considera que o sistema se encontra em modo de deslizamento, de acordo com o sentido da corrente de saída do *Conversor* (i_{sr}). De salientar que esta corrente tomará sempre um valor dentro da margem de erro (ε), assim temos que:

$$\begin{cases} S_{md}(e_{i_{sr}}, t) > \varepsilon \Rightarrow \dot{S}_{md}(e_{i_{sr}}, t) < 0 \Rightarrow u_{sr}(t + T_s) = u_{sr}(t) - 1 \Rightarrow F_{R1} = 0 \wedge F_{R2} = 1 \\ S_{md}(e_{i_{sr}}, t) < -\varepsilon \Rightarrow \dot{S}_{md}(e_{i_{sr}}, t) > 0 \Rightarrow u_{sr}(t + T_s) = u_{sr}(t) + 1 \Rightarrow F_{R1} = 1 \wedge F_{R2} = 0 \end{cases} \quad (81)$$

Para que se possa perceber melhor o funcionamento desta técnica, em relação à evolução temporal de I_{sr} , e os limites da margem de erro, onde esta irá funcionar, recorreu-se ao diagrama da figura 3.11 abaixo representada:

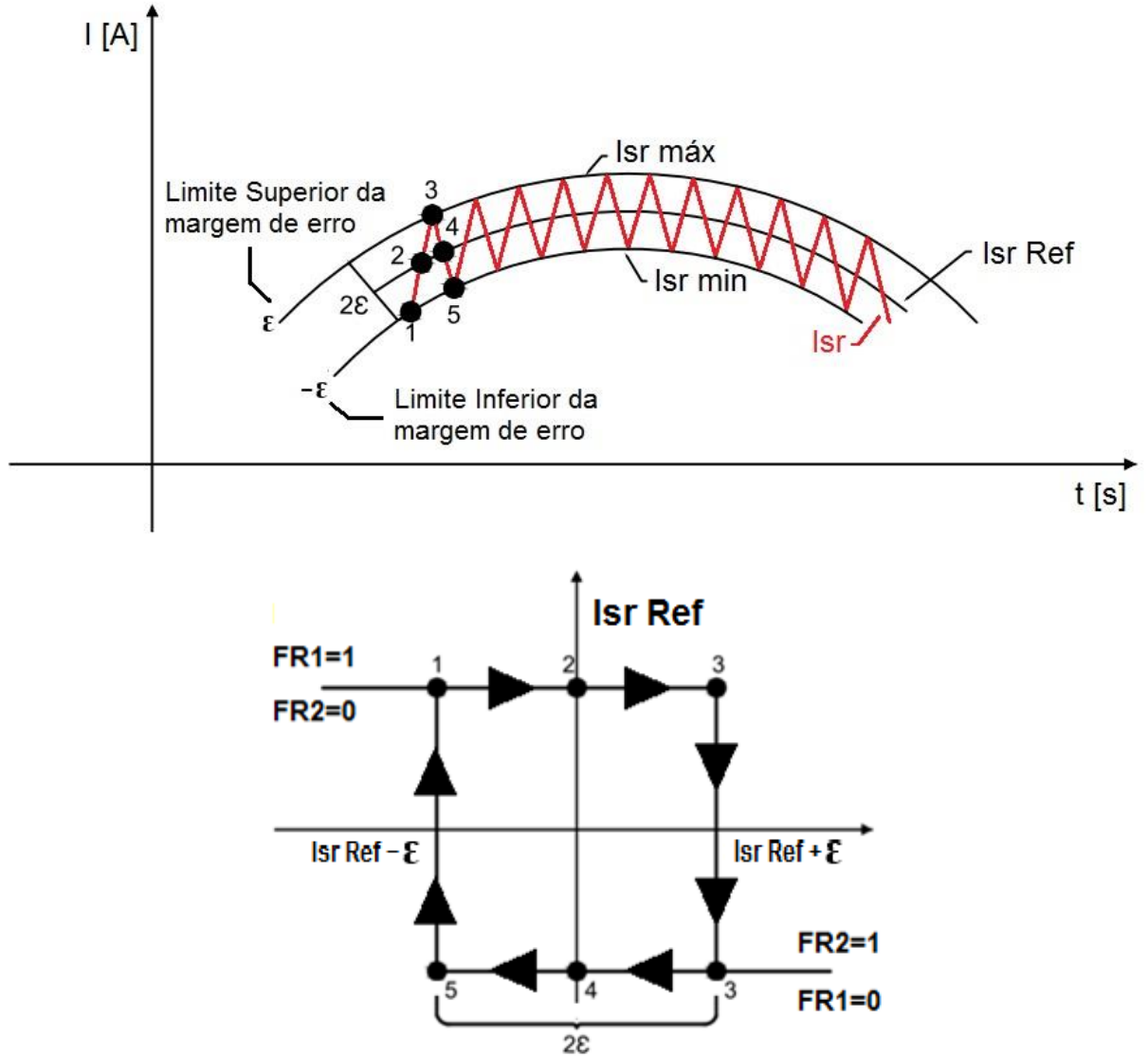


Figura 3. 11 - Princípio de funcionamento do Controlador Por Modo de Deslizamento

3.2.2.3 Síntese do Controlador Preditivo da Corrente i_{sr}

Este Controlo denomina-se por *controlo Preditivo de Corrente* [J. Chen, A. Prodić, R. W. Erickson, D. Maksimović, 2003], porque consegue prever qual o valor que a corrente/tensão, irá tomar no instante seguinte ($ts+Ts$), aquele em que nos encontramos (ts) como é possível verificar na *figura 3.12*, para que tal suceda, este controlador recorre a um método denominado por método de *Euler-Backward* [Cellier, François E., Kofman E., 2006], que tem a capacidade de realizar esse mesmo tipo de previsão.

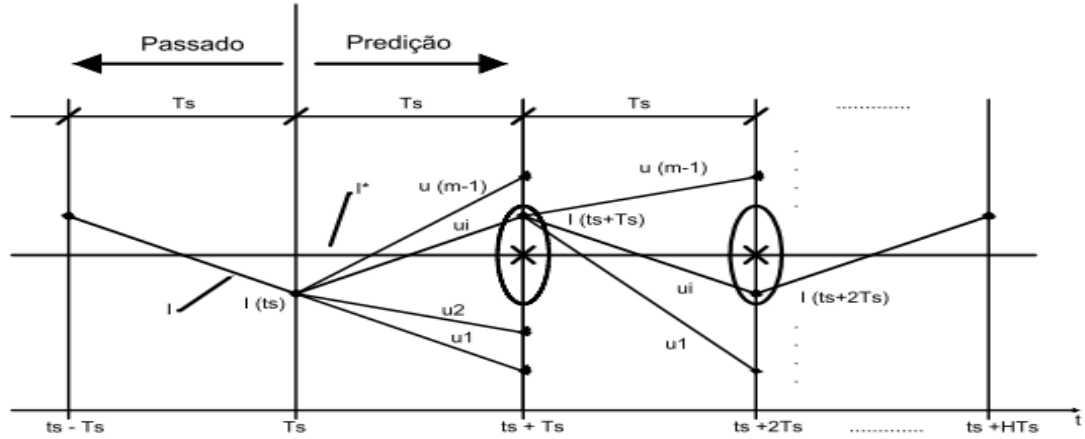


Figura 3. 12 - Princípio de funcionamento do Controlo Por Modo preditivo de Corrente

No caso de previsão da corrente i_{sr} , foi-se descobrir qual o valor que esta iria tomar no instante ($ts+Ts$), tendo por base apenas o valor de i_{sr} no instante (ts), foi então que baseando-se no método *Euler-Backward* se obteve a seguinte expressão para i_{sr} :

$$i_{SR}(ts + Ts) = i_{SR}(ts) + Ts \left(\frac{di_{SR}}{dt} \right)_{ts+Ts} \quad (82)$$

$i_{SR}(ts)$ → Valor da corrente actual (ts)

$Ts \left(\frac{di_{SR}}{dt} \right)_{ts+Ts}$ → Equação da recta que permite obter o valor da corrente i_{SR} para o instante ($ts+Ts$).

Para se obter a evolução temporal de i_{sr} , recorreu-se à expressão da malha do *barramento AC*, onde esta evolução temporal aparece discriminada $\left(\frac{di_{SR}}{dt} \right)$, e por sua vez colocar toda a expressão em ordem á mesma como se pode ver a seguir:

$$u_{sr} = -R i_{SR} - L \left(\frac{di_{SR}}{dt} \right) + u_{gr} \Leftrightarrow u_{sr} + L \left(\frac{di_{SR}}{dt} \right) = -R i_{SR} + u_{gr} \Leftrightarrow L \left(\frac{di_{SR}}{dt} \right) = -R i_{SR} + u_{gr} - u_{sr} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \boxed{\left(\frac{di_{SR}}{dt} \right) = \frac{-R i_{SR} + u_{gr} - u_{sr}}{L}} \quad (83)$$

Depois de obtida a expressão de $\left(\frac{di_{SR}}{dt}\right)$, foi-se substituir a mesma na expressão de *Euler-Backward* relativa á corrente para o instante $(ts+Ts)$, obtendo a expressão seguinte:

$$i_{SR}(ts + Ts) = i_{SR}(ts) + Ts \left(\frac{-R i_{SR} + u_{gr} - u_{sr}}{L} \right)_{ts+Ts} \Leftrightarrow \quad (84)$$

$$\Leftrightarrow i_{SR}(ts + Ts) = i_{SR}(ts) + Ts \cdot \left(\frac{-R i_{SR}(ts + Ts) + u_{gr}(ts + Ts) - u_{sr}(ts + Ts)}{L} \right) \quad (85)$$

$$\Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow i_{SR}(ts + Ts) + \frac{R Ts}{L} i_{SR}(ts + Ts) = i_{SR}(ts) + \frac{Ts}{L} (u_{gr}(ts + Ts) - u_{sr}(ts + Ts)) \Leftrightarrow \quad (86)$$

$$\Leftrightarrow i_{SR}(ts + Ts) \left(1 + \frac{R Ts}{L} \right) = i_{SR}(ts) + \frac{Ts}{L} (u_{gr}(ts + Ts) - u_{sr}(ts + Ts)) \Leftrightarrow \quad (87)$$

$$\Leftrightarrow i_{SR}(ts + Ts) = \frac{i_{SR}(ts) + \frac{Ts}{L} (u_{gr}(ts + Ts) - u_{sr}(ts + Ts))}{\left(1 + \frac{R Ts}{L} \right)} \quad (88)$$

Simplificada que está esta expressão, a mesma permite calcular o valor da corrente a prever $i_{SR}(ts + Ts)$, para todos os estados possíveis das funções de comutação (*FR1,FR2*), por aplicação dos vetores de tensão disponíveis no conversor $V_i=usr$.

Considerando que $u_{gr}(ts + Ts)$ é sinusoidal, esta é determinada, a partir do valor de $u_{gr}(ts)$, pela a predição da respetiva função trigonométrica para o instante de tempo $(ts+Ts)$.

Tendo estes fatores em consideração, iremos ter a seguinte *tabela 2* que ilustra, os valores a tomar pelo vetor de tensão aplicado pelo conversor, para todas as situações possíveis:

Tabela 2. Tabela de vetores disponíveis no conversor para todas as combinações possíveis das funções de comando do mesmo conversor

Vetor V_i	FR1	FR2	FR=FR1-FR2	$V_i=usr=FRxudc$
0	0	0	0	0
01	0	1	-1	- udc
10	1	0	1	udc
11	1	1	0	0

Desta forma a tensão aplicada pelo conversor V_i pode tomar os seguintes valores:

$$V_i \in \{-u_{DC}; 0; u_{DC}\}$$

Substituindo as variáveis na expressão de *Euler-Backward*, segundo as considerações tomadas temos como expressão final:

$$i_{SR}(ts + Ts) = \frac{i_{SR}(ts) + \frac{Ts}{L} (-V_i + u_{gr}(ts + Ts))}{\left(1 + \frac{R Ts}{L}\right)} \quad (89)$$

Quanto á escolha do vetor a ser aplicado pelo conversor no próximo intervalo de comutação, esta é feita através de um funcional de custo fc , que é calculado para cada vetor de tensão disponível no conversor V_i . Este funcional calcula o erro de seguimento das grandezas controladas.

Visto que se está a calcular a corrente a prever, neste caso este funcional irá depender do erro entre as correntes, sendo este erro dado pela expressão:

$$e_i = i_{SRref} - i_{SRVi} \quad (90)$$

Em que i_{SRVi} , são todas as correntes previstas para todos os estados possíveis do vetor de tensão aplicado pelo conversor V_i .

Este funcional de custo ainda estará em função de uma variável “ pi ”, que representa a ponderação atribuída ao controlo da corrente. Esta variável é utilizada para relativizar o controlo entre diferentes variáveis.

Assim o funcional de custo fc é dado pela seguinte expressão:

$$fc = \sqrt{pi e_i} \quad (91)$$

Ou seja o vetor aplicado pelo conversor que será escolhido, será aquele que apresentar um funcional de custo (fc) menor. ($min(fc(V_i))$).

Nota: Este funcional de custo no Ensaio Experimental, não foi utilizado pelo facto de esta função usar uma raiz quadrada o que iria exigir uma carga computacional muito grande por parte do Controlador DSP, neste processo laboratorial, pondo em causa o funcionamento do sistema

Capítulo 4

Protótipo Experimental

No presente capítulo faz-se uma descrição detalhada de cada elemento do protótipo experimental, que é utilizado no ensaio laboratorial. Apresenta-se também o dimensionamento dos elementos utilizados.

4.1 Introdução

Na explicação do protótipo utilizado, subdivide-se este em cinco partes distintas, nomeadamente no Circuito de Medição das correntes e tensões (Sondas), Circuito de Comando (DSPACE), Circuito de isolamento Ótico e Galvânico (Optocouplers), Circuito de Guiamento (Drivers) e por último o Sistema em estudo nesta dissertação (Conversor, *Barramento AC* e *Barramento DC*). Quanto a ligação lógico entre cada um destes elementos do sistema, esta é efetuada de acordo com o seguinte diagrama presente na *figura 4.1*.

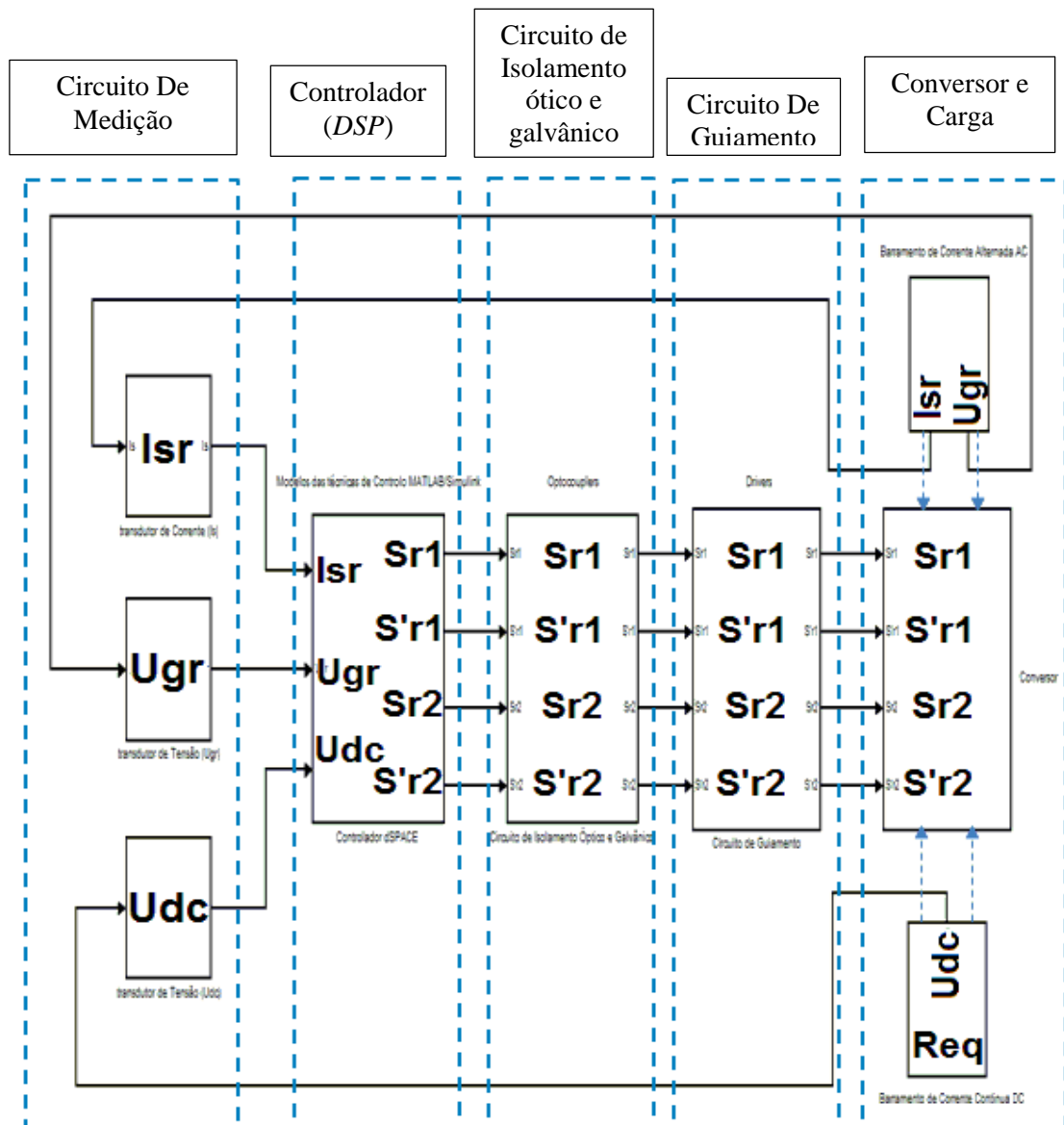


Figura 4. 1 – Diagrama do Protótipo Experimental.

Quanto ao funcionamento deste protótipo, começando no Controlador (DSP) que está programado de acordo com os Modelos Matemáticos desenvolvidos no capítulo 3, e posteriormente construídos em MATLAB/Simulink, irá injetar as funções de Comando geradas por os mesmos modelos, no Circuito de isolamento Ótico e galvânico, este circuito por sua vez irá encaminhar separadamente cada um desses sinais para o respectivo circuito de disparo de cada semicondutor, é ainda importante referir que este circuito para além desta finalidade, tem ainda a função de indicar se ocorreu algum erro nos semicondutores controlados por este circuito.

De seguida este Circuito de disparo (Circuito de Guiamento Drivers) irá enviar os sinais de comando recebidos, para os terminais do módulo do conversor (braço) em que o respectivo semicondutor está inserido. Assim sendo o conversor constituído por dois braços, este protótipo irá também ele ser constituído por dois módulos duplos de semicondutores, para que estes estejam ligados entre si, irá ser utilizado um circuito de ligação destes dois módulos de potência, concluído o circuito conversor.

Por sua vez este circuito irá estar acoplado ao Barramento DC, que será representado por um Condensador de 4,7 mF, e um *Barramento AC*, que irá ser constituído por um elemento resistivo e indutivo, ligados a REE. Para finalizar a fim de medir os valores das grandezas da tensão do barramento DC (*udc*), *barramento AC* (*ugr*) e a corrente de saída do conversor *isr*, utilizou-se um Circuito de medição (Sondas), que após recolhidos os valores destas grandezas, os envia para o Controlador DSP, para estas serem utilizadas pelos modelos geradores das funções de Comando.

Para a construção de cada módulo deste protótipo, foram utilizados placas de circuito impresso, que de modo a tentar evitar o ruído eletromagnético, e fazer com que estas tivessem um comportamento capacitivo de forma a minimizar as indutâncias parasitas, teve-se em linha de conta as secções mínimas entre pistas, de vias e planos de massa.

Em todas as placas de circuito impresso construídas, sempre que possível foram efetuadas todas as ligações na parte inferior das respetivas, nestas foi ainda criado um plano de massa, em que a face inferior é constituída por uma zona totalmente revestida por cobre preenchida com o valor de 15 V, e na face superior com uma zona também ela revestida por cobre, mas neste caso com o valor de 0V. A fim de minimizar o ruído nas alimentações, para além dos circuitos associados a cada placa, foram adicionados as mesmas, condensadores entre a alimentação a 15 V e 0 V, processo este que foi repetido em todos os integrados constituintes das mesmas.

Quanto aos cabos utilizados para efetuar as transmissões de sinal, a fim de evitar indutâncias parasitas, foram construídos em modo entrançado e com o menor comprimento possível.

No ponto seguinte irá ser feito uma apresentação mais detalhada de todos os módulos constituintes do sistema.

Finalizada esta breve explicação sobre o protótipo experimental a ser utilizado nesta dissertação temos a seguinte *figura 4.2*, que representa o mesmo protótipo já construído, com os respectivos circuitos constituintes.

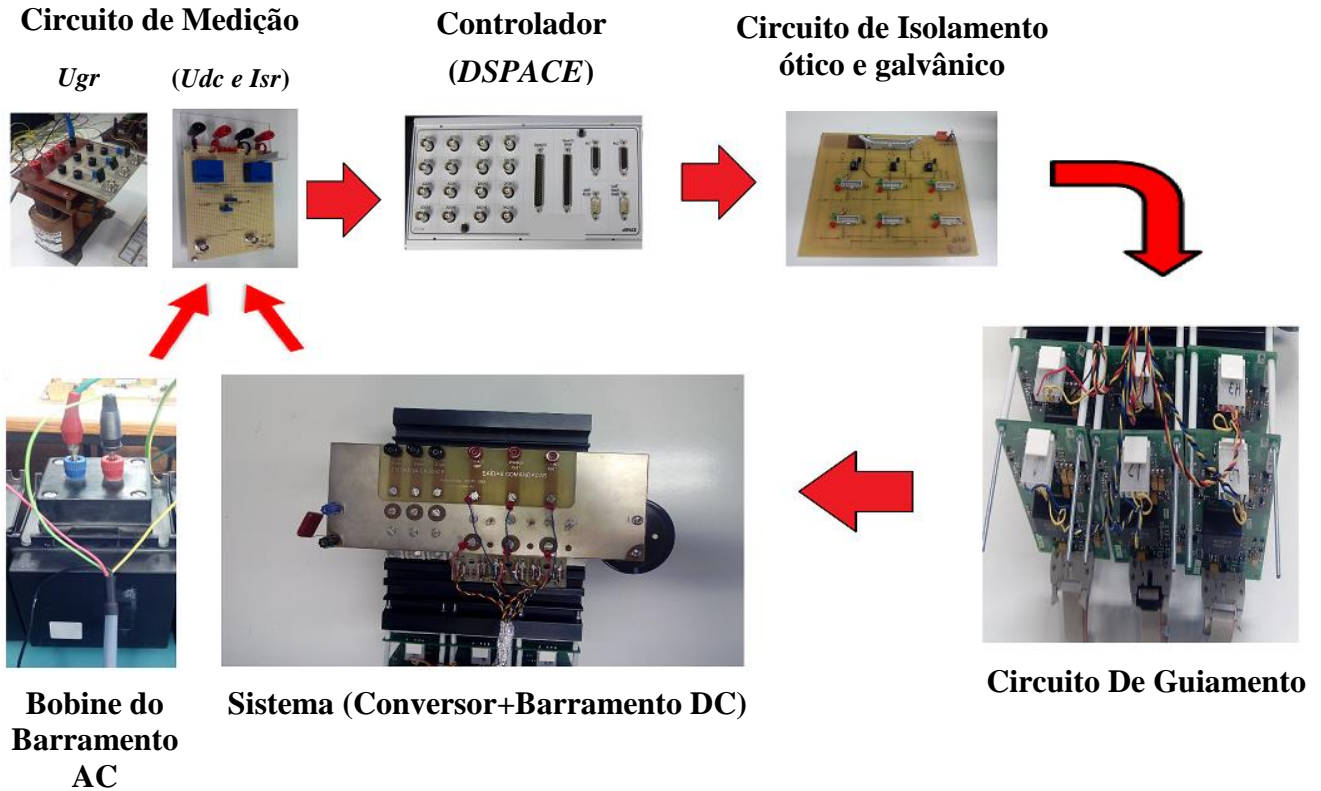


Figura 4. 2 – Elementos Constituintes do Sistema

Nota: Todos os esquemas dos circuitos contruídos, em placas de circuito impresso, encontram-se no Anexo 1.

4.2 Controlador *DSP Dspace 1104*

Para realizar-se esta simulação foi necessário efetuar-se a interface entre os modelos contruídos no *MATLAB/Simulink*, e as placas de circuito impresso, que controlam o conversor. Para que este processo fosse possível, teve que se recorrer ao software e a linguagem utilizada pelo controlador digital dspace.

Este controlador oferece a possibilidade de testar novas unidades de controlo eletrónico e software, sem que seja necessário por em causa a integridade dos equipamentos industriais, onde posteriormente iram ser implementados, visto que todo este processo é totalmente feito num ambiente virtual. Estes Controlador demonstra uma grande fiabilidade, visto que todos estes testes de são feitos em tempo real, com os mesmos layouts de testes e conjunto de parâmetros.

Através da utilização do Simulink desenvolveu-se os diagramas de blocos correspondentes aos sistemas de controlo utilizados, compatíveis com o software e a linguagem utilizada pelo controlador

digital. Os blocos que efetuam a conexão com o *DSP* (processador digital de sinal) podem ser encontrados na biblioteca de Simulink.

Este Controlador utiliza processamento digital, ao contrário do que acontece com o nosso sistema, visto que este é analógico. Assim para se efetuar a ligação entre ambos é necessário realizar uma conversão A/D e D/A, como se pode perceber no diagrama simplificado do funcionamento do *DSP*.

O *DSP* utilizado neste trabalho é o *DSPACE DS1104*. A sua ligação é feita num slot PCI, e a sua programação pode ser feita em linguagem C, ou utilizando o software Matlab-Simulink. A *figura 4.3* apresenta a imagem do *DSP* utilizado, cujo diagrama funcional é apresentado na *figura 4.4*.



Figura 4. 3 – Placa PCI DS1104

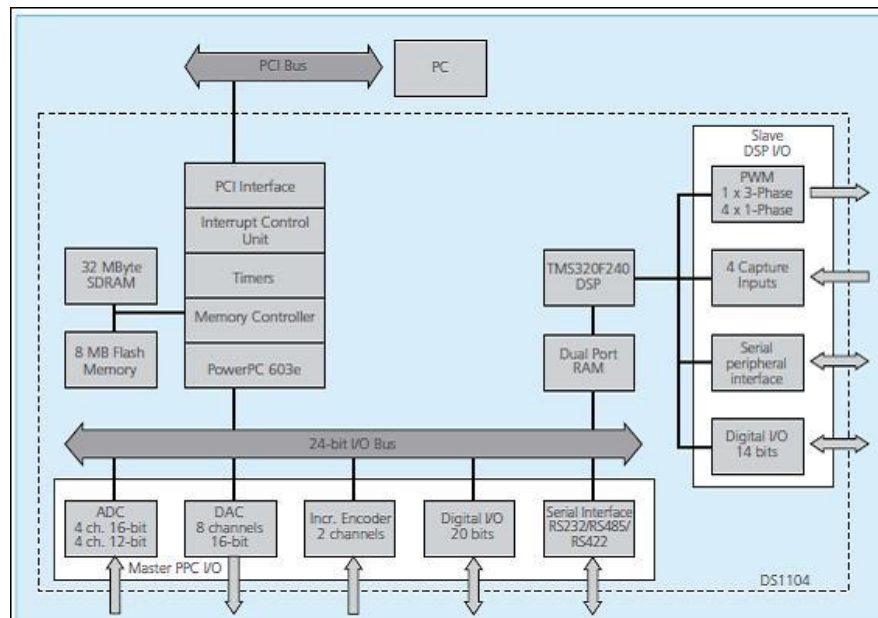


Figura 4. 4 – Arquitetura interna da placa interna DS 1104

Além do software e da placa PCI existe ainda um painel de ligações para interface com o DSP, figura 4.5.



Figura 4. 5 - Painel do Controlador DSP responsável pela ligação entre a placa PCI, e o Circuito de Isolamento Ótico e galvânico.

Neste painel estão disponíveis 8 canais de conversão Analógico/Digital, em que 4 desses canais de 16 bits são Multiplexados com uma frequência de 500kHz e 4 canais a 12 bits com uma frequência de 1,25MHz, todos com uma tensão de entrada de $\pm 10V$. Seguidamente existem 8 canais de conversão Digital/Analógico a 16 bits com uma frequência de 100kHz, com saída a $\pm 10V$. Encontra-se depois uma ligação de 37 pinos (macho) I/O digital que disponibiliza 5mA, ficha F01, esta ligação é utilizada para fazer fornecer os sinais de comando dos semicondutores conversor com o circuito C02 - tempos mortos e distribuição dos sinais por braço. Ao lado podemos observar uma ligação de 37 pinos fêmea de nome Slave I/O PWM, esta unidade possui 4 geradores de sinal PWM independentes e um PWM de saída trifásica. Existem duas entradas digitais, associados a encoders Incrementais que suportam TTL e RS422, a 24bits com uma frequência de 1,65MHz a 5V e 0,5A. Existem também 3 UART, transmissor assíncronos universais do tipo RS232, RS485 e RS422. No dSPACE 1104 temos um processador MPC8240, POWERPC 603e CORE a 250MHz com 32 KByte de memória interna a 64 bits e 32MByte de memória RAM.

No caso do circuito conversor em estudo nesta tese, o DSP desempenha o papel de fazer o interface entre as técnicas de controlo contruídas no MATLAB/Simulink®, e o circuito elétrico em estudo, sendo que todo ele existe em suporte físico. Desta forma o DSP irá receber o valor das grandezas (u_{gr} , u_{dc} e i_{sr}), provenientes do circuito de medição (Sondas), por sua vez ira fazer a conversão Analógico/Digital das mesmas, e usar os valores dessas grandezas nos modelos construídos no MATLAB/Simulink®, e assim gerar as funções de Comando que vão permitir a comutação dos semicondutores do Conversor em estudo. Estas funções de comando como já foi falado anteriormente podem ser geradas de três formas distintas, dependendo da técnica de controlo a utilizar, desta forma os Modelos a ser utilizados pelo Controlador DSP através do MATLAB/Simulink®, vão ser os Modelos destas Técnicas de controlo Construídas no Capítulo 3,

assim sendo vão ser os Modelos das técnicas de *Controlo por Modulador PWM*, *Controlo por Modo de deslizamento* e *Controlo por Modo Preditivo de Corrente*, sendo que estes vão ser constituídos por Controladores de tensão do barramento DC (*udo*) e de corrente do *Barramento AC (isr)*. Assim é será necessário fazer dimensionamento dos valores que os ganhos proporcional e integral vão ter para cada controlador, dimensionamento este que será efetuado nos seguintes pontos.

4.2.1 Dimensionamento do Controlador PI da Tensão *udc*

Tendo em conta as equações obtidas na construção do Modelo matemático do controlador PI da tensão *udc* (Capítulo 3), procedeu-se ao cálculo dos ganhos proporcional e integral deste mesmo controlador, bem como as grandezas necessárias para o cálculo do mesmo, nomeadamente o atraso estatístico (τ_e), Assim tem-se que:

O atraso estatístico (τ_e), é obtido tendo em conta a frequência de comutação utilizada no sistema desta dissertação, assim tem-se:

$$\tau_e = \frac{1}{2fc} = \frac{1}{2 \times 10000} = 0,5 \times 10^{-4} s \quad (92)$$

Em que para a frequência de comutação (fc), considerou-se o valor de $fc = 10000 \text{ Hz}$

Nota: Este atraso representa o intervalo entre o instante em que ocorre uma variação da tensão de comando, e o instante em que surge o próximo disparo do dispositivo semiconductor.

Para o calculo do F_R , Considerando que:

$$U_{GR} = 70 \text{ V}$$

$$U_{dc} = 120 \text{ V}$$

$$F_R = \frac{u_{GRd}}{u_{dc}} \Leftrightarrow F_R = \frac{70}{120} \Leftrightarrow F_R = 0,583 \quad (93)$$

Considerando que $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$, e tendo em conta que o condensador que iremos utilizar será de $C = 4,7 \times 10^{-3} F$, e que a Carga terá o valor de $Req=300 \Omega$ temos:

$$K_P = \frac{C}{F_R \tau_e 4\xi^2} = \frac{4,7 \times 10^{-3}}{0,583 \times (0,5 \times 10^{-4}) \times 4 \times \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2} = 80.617 \quad (94)$$

$$K_i = \frac{1}{F_R Req \tau_e 4\xi^2} = \frac{1}{0,583 \times 300 \times (0,5 \times 10^{-4}) \times 4 \times \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2} = 57,175 \quad (95)$$

4.2.1.1 Modelo MATLAB/Simulink do Controlador de Tensão PI para a Tensão udc

Depois de obtidos os ganhos proporcionais (K_p), e Integral (K_i), procedeu-se a construção do modelo MATLAB/Simulink do Controlador PI de tensão udc , como se pode verificar na seguinte figura 4.6.

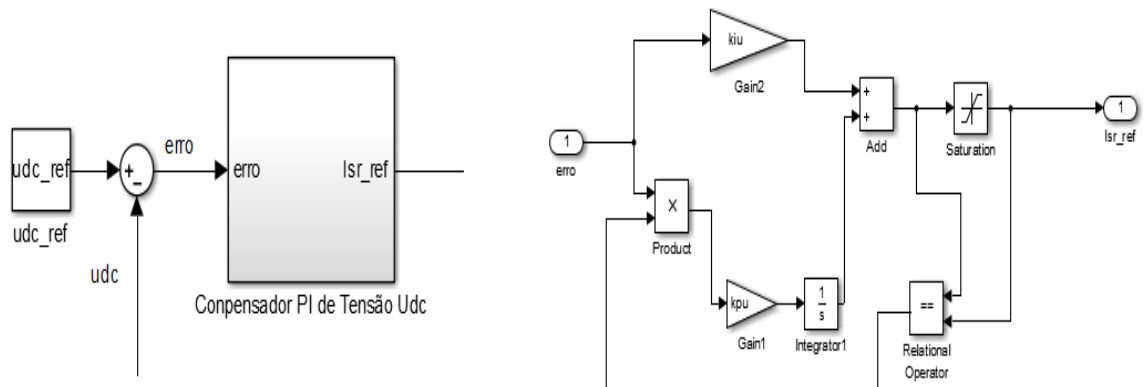


Figura 4. 6 - Modelo MATLAB/Simulink do Controlador de Tensão udc

4.2.2 Sincronizador da Corrente Isr

Antes de se usar a corrente Isr_{Ref} , para controlar a corrente efetiva do *barramento AC* (isr), é necessário que primeiro seja feito um sincronismo desta referência com a tensão da rede (ugr). Assim há saída do compensador PI de tensão tem-se um bloco de sincronismo, que irá enviar uma corrente de referência já sincronizada com a rede, e pronta para ser usada no controlo de Isr em todos os tipos de controlo que são efetuados neste estudo. Bloco este representado na seguinte figura 4.7.

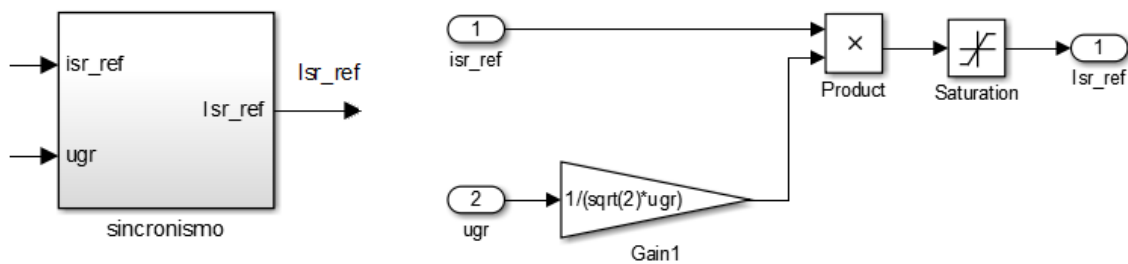


Figura 4. 7- Diagrama de Blocos do MATLAB/Simulink do Bloco de Sincronismo

4.2.3 Dimensionamento do Controlador PI da Corrente *isr*

Como já foi referido anteriormente no capítulo 3, na explicação de cada técnica de Controlo, a corrente *isr* será controlada de diferentes métodos consoante a técnica que esteja a ser utilizada. Assim tem-se um controlador de Corrente *isr* para cada técnica, sendo que no Controlo por PWM, este será feito através de um *compensador PI*, tal como já tinha sido utilizado o mesmo, no controlo da tensão *udc*, nesta mesma técnica. Quanto às duas outras técnicas, vão fazer o controlo de corrente utilizando métodos, característicos das mesmas, como já foi referido no capítulo 3.

4.2.3.1 Dimensionamento do Controlador de Corrente *isr* (Modo PWM)

Tendo em conta as equações obtidas na construção do Modelo matemático do controlador PI da Corrente *isr* (Capítulo 3), procedeu-se ao cálculo dos ganhos proporcional e integral deste mesmo controlador, bem como as grandezas necessárias para o cálculo do mesmo, nomeadamente o ganho estatístico (k_e), assim tem-se que:

Primeiro em relação ao Ganho estatístico (k_e), Considerou-se uma relação, entre a tensão do barramento DC (u_{dc}) e a tensão do limitador (u_c), assim:

$$k_e = \frac{u_{dc}}{u_c} = \frac{120}{10} = 12 \quad (96)$$

Quanto ao atraso estatístico (τ_e), para o controlador de corrente, irá ser utilizado o o atraso estatístico calculado para o controlador de tensão, visto que este atraso é obtido da mesma forma e com as mesmas grandezas no controlador de corrente:

Assim Considerando que $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$, e tendo em conta que a bobine que iremos utilizar será de $L = 4 \times 10^{-3}H$ e a Resistência do barramento AC é de $R=1 \Omega$, tem-se que:

$$K_P = \frac{L}{k_e \tau_e 4\xi^2} = \frac{4 \times 10^{-3}}{12 \times 0,5 \times 10^{-4} \times 4 \times \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2} = 3,333 \quad (97)$$

$$K_i = \frac{R}{k_e \tau_e 4\xi^2} = \frac{1}{12 \times 0,5 \times 10^{-4} \times 4 \times \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2} = 833,333 \quad (98)$$

Depois de obtidos os ganhos proporcionais (K_p), e Integral (K_i), procedeu-se a construção do modelo *MATLAB/Simulink* do Controlador PI de Corrente I_{sr} , como se pode verificar na seguinte *figura 4.8*:

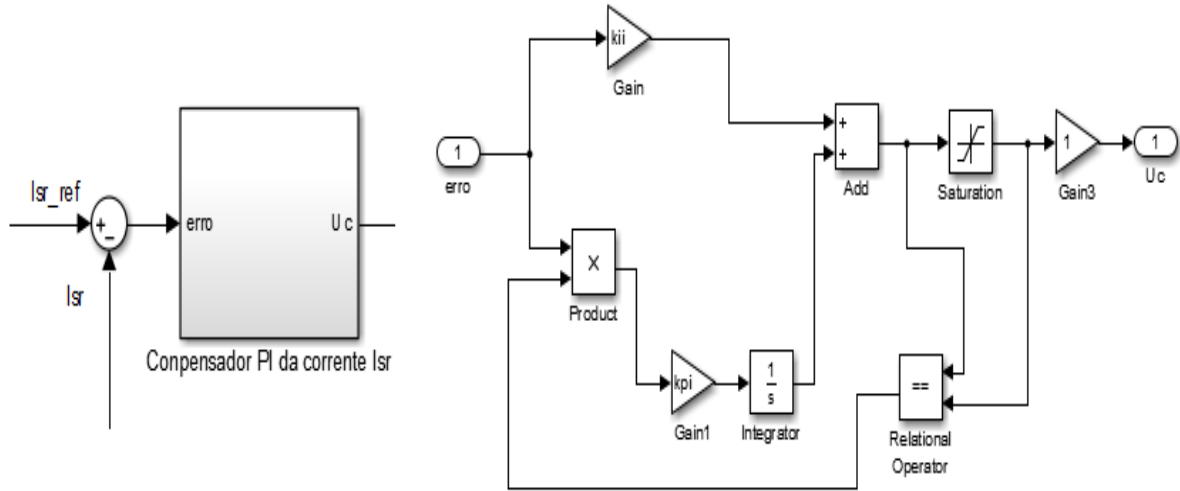


Figura 4. 8 - Modelo *MATLAB/Simulink* do Controlador da Corrente I_{sr}

Para além do Controlador clássico PI da corrente AC (I_{sr}), é importante referir o bloco Gerador de funções, que irá gerar as funções de comutação que vão efetuar o controlo do conversor, no controlo por PWM, bloco este que está representado a baixo na *figura 4.9*.

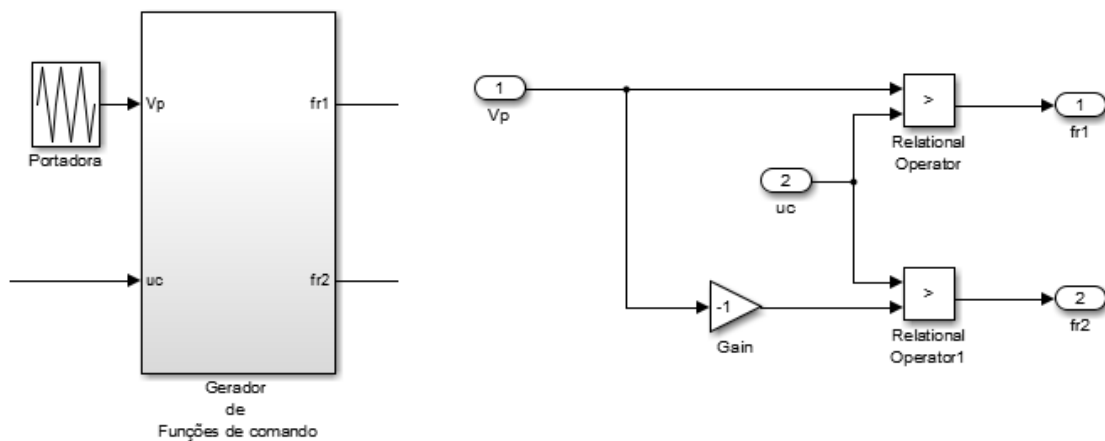


Figura 4. 9 - Diagrama de Blocos em *MATLAB/Simulink* do Gerador das Funções de Comando do controlador PWM

Assim tem-se o sistema construído em *MATLAB/Simulink*, para a técnica de controlo clássico, por *modulador PWM*, como é possível verificar na seguinte *figura 4.10*.

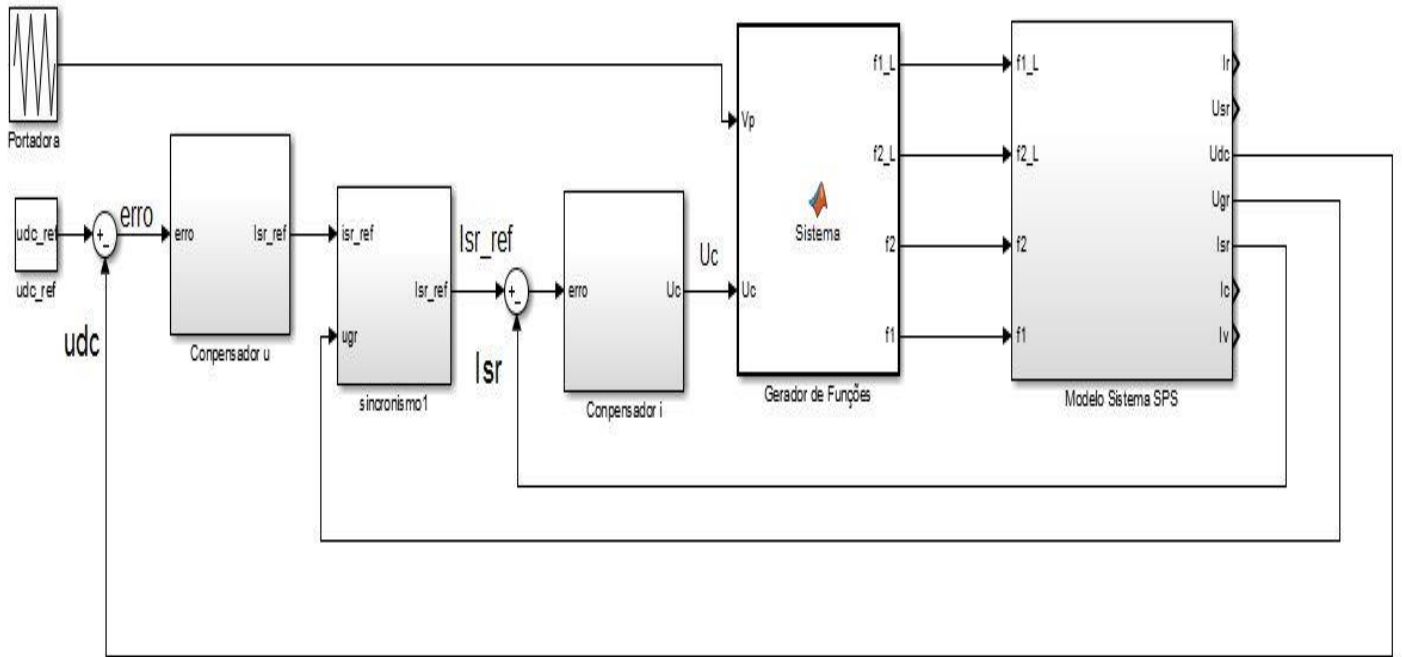


Figura 4. 10 - Diagrama de Blocos em *MATLAB/Simulink* do controlador PWM

4.2.3.2 Dimensionamento do Controlador de Corrente *isr* (Modo de Deslizamento)

Quanto ao modo de deslizamento iremos ter um bloco em *MATLAB/Simulink*, que irá efectuar o controlo da corrente AC, tendo em conta o seguinte bloco que irá gerar as funções de comutação do conversor, representado a baixo na *figura 4.11*.

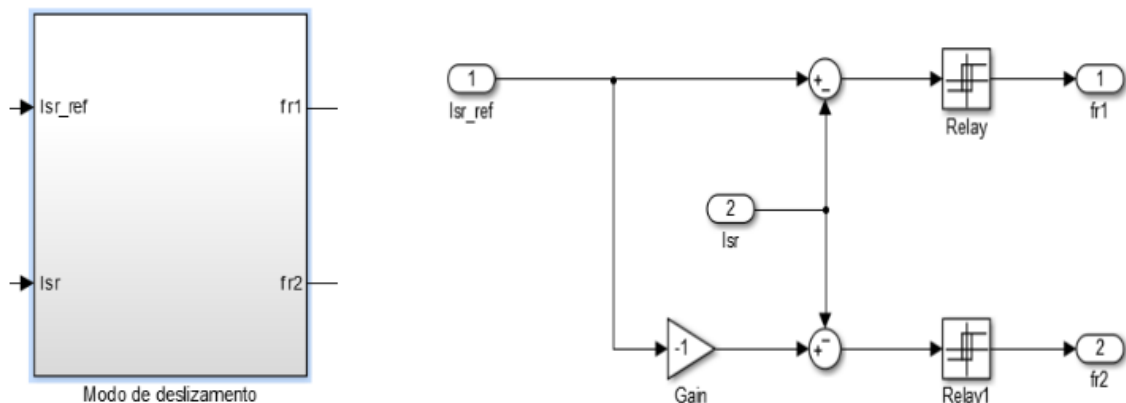


Figura 4. 11 – Bloco controlador de corrente em *MATLAB/Simulink* para o Modo de Deslizamento

Assim tem-se o sistema construído em *MATLAB/Simulink*, para a técnica de controlo por modo de Deslizamento, como é possível verificar na seguinte *figura 4.12*.

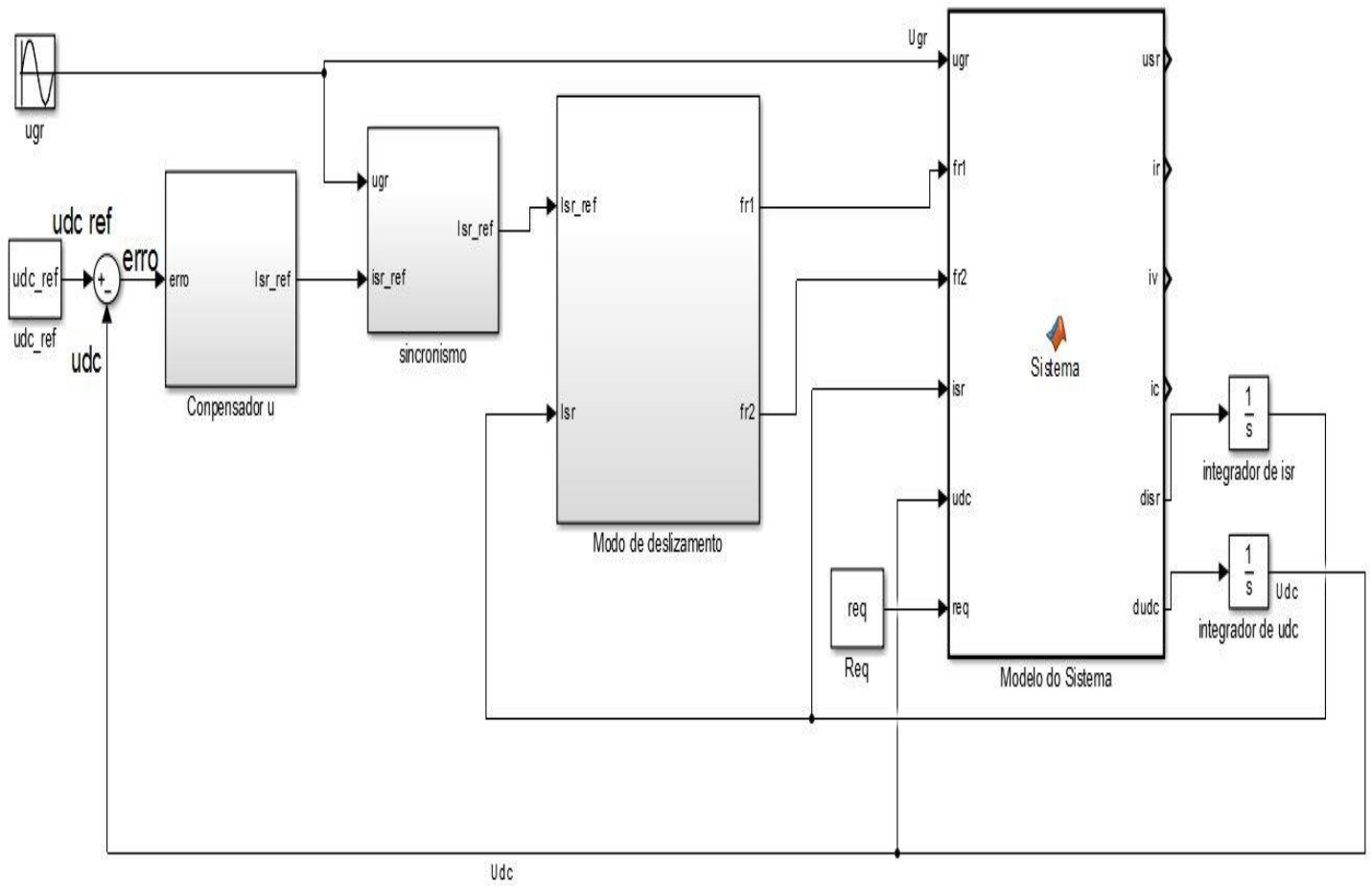


Figura 4. 12 – Diagrama de Blocos em Matlab/Simulink da técnica de Controlo por Modo de Deslizamento

4.2.3.3 Dimensionamento do Controlador de Corrente *isr* (Modo Preditivo)

Quanto ao Controlo da corrente AC para o modo preditivo, este foi criado no *MATLAB/Simulink*, através de código deste mesmo software, recorrendo para isso a um bloco de função deste, assim tem-se o seguinte código representado na *figura 4.13*.

```
function [F1_L,F2_L,F_2,F_1] = Sistema(udc,isr_ref,ugr,isr)

Ts=30e-6;%s    Tempo de dispar dos Semidondutores
L=4e-3;    %H    Bobine da Inter.AC
r=1;    %OHM resistência da inter. AC

a=[0 0 0 0]
%Variáveis a prever
v=a;isr_vi=a;erro_i=a;fc_vi=a;Fun1=a;Fun2=a;

i=1;    %posição das variáveis a prever
P_i=1;    %peso de Isr previsto no Func.custo

%Obtenção das variáveis em estudo para todos os estados possíveis das
%funções de comutação (para cada vector aplicado pelo conversor)

]for f2=0:1:1    %estado lógico da F.comutação 1 FR1
]    for f1=0:1:1    %estado lógico da F.comutação 2 FR2
    fr=f1-f2;
    v(i)=fr*udc; %vectores aplicados pelo conversor
    isr_vi(i)=(isr+((Ts/L)*(-v(i)+ugr)))/(1+(Ts*r/L));%Corrente a prever(Euler-Backward)
    erro_i(i)=isr_ref-isr_vi(i); %erro de corrente

    fc_vi(i)=sqrt(P_i*(erro_i(i)*erro_i(i))); %funcional de custo

    %funções de comutação
    Fun1(i)=f1 ;
    Fun2(i)=f2;

    i=i+1;
end

%Definir o valor inicial das variáveis
vi=v(1);
fc=fc_vi(1);
F_1=Fun1(1);
F_2=Fun2(1);
isrvi=isr_vi(1);

%função para encontrar o funcional de custo mais pequeno
]for j=2:1:4

    if fc>fc_vi(j)

        fc=fc_vi(j) ;    %funcional de custo mais pequeno
        vi=v(j) ;    %vector seleccionado (com funcional de custo mais pequeno)
        isrvi=isr_vi(j); % corrente desse vector

        F_1=Fun1(j);    %estado de f1 para o vector seleccionado
        F_2=Fun2(j) ;    %estado de f2 para o vector seleccionado

    else

    end

end

F1_L=1-F_1;
F2_L=1-F_2;
```

Figura 4. 13 - Codigo para o Controlo da Corrente Isr ná técnica de Controlo Preditivo

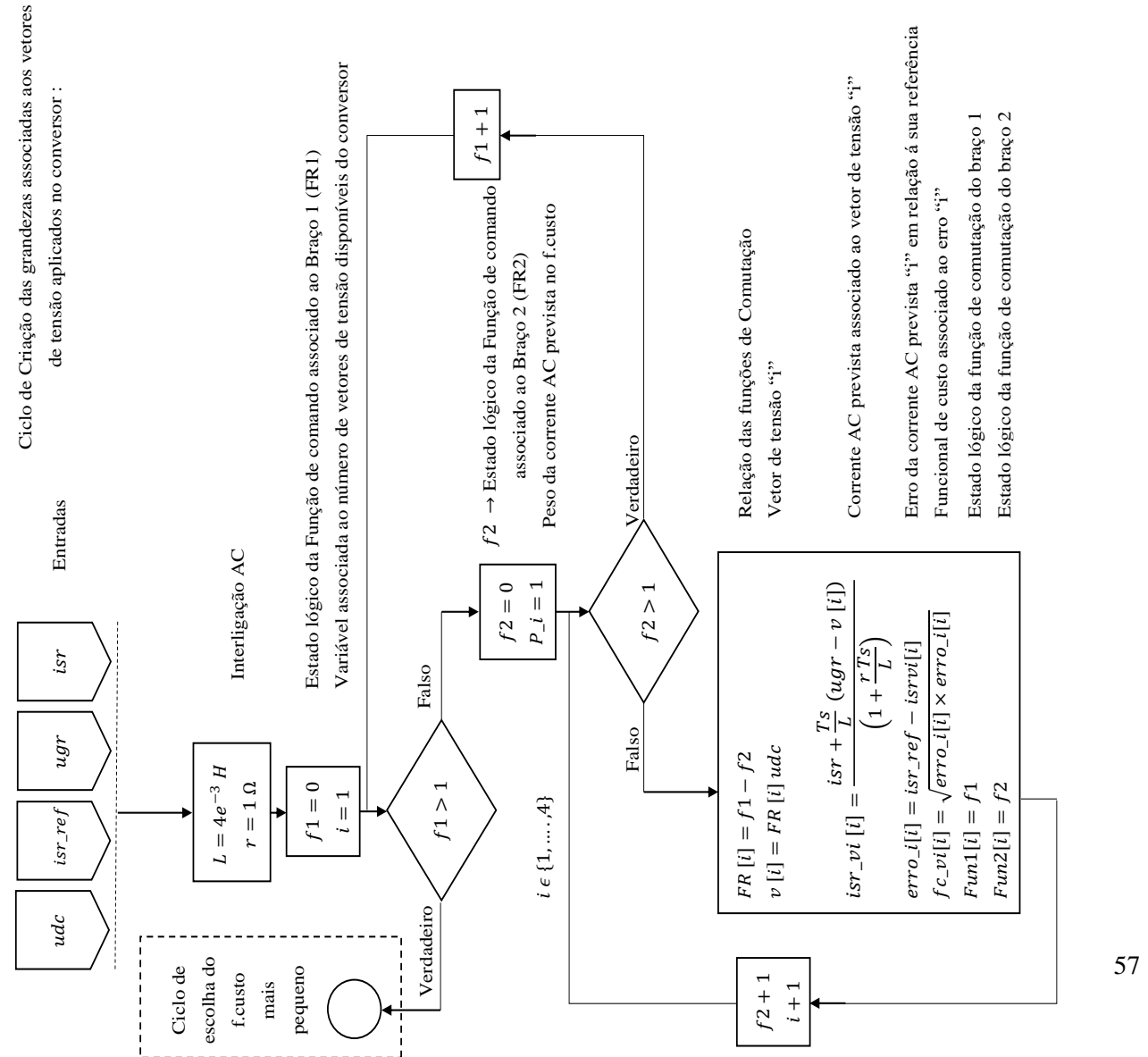


Figura 4. 14 – Fluxograma do código do bloco de função relativo ao controlo preditivo da corrente Isr

Assim tem-se o sistema construído em *MATLAB/Simulink*, para a técnica de controlo por modo preditivo, como é possível verificar na seguinte *figura 4.15*.

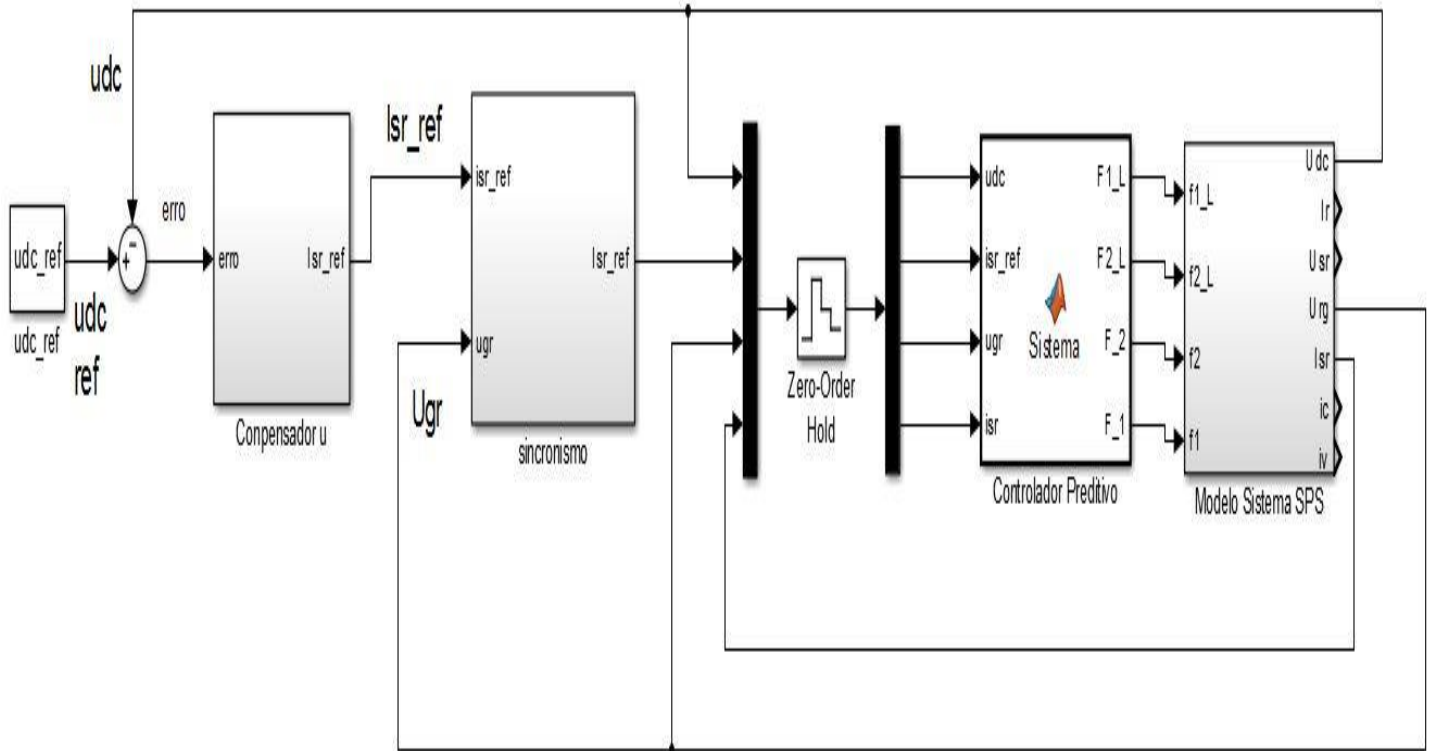


Figura 4. 15- Diagrama de Blocos do MATLAB/Simulink do controlador por modo Preditivo

As ligações efetuadas entre o painel *DSP* e o Circuito de isolamento ótico e galvânico, é feita através do output digital deste painel, recorrendo a um flatcable de 37 vias. Sendo que para este trabalho só foram utilizados 7 pinos, visto só o Conversor do sistema só ser constituído por dois braços de dois semicondutores cada, e neste caso só ser necessário enviar 4 sinais para cada um dos semicondutores. De referir que um dos pinos está reservado para o *GND* do *DSP*, que está conectado com os 0 V da fonte de alimentação de 15 V, é importante ressaltar ainda que os restantes dois pinos a ocupar, estão reservados, para possibilitar a utilização desta placa num conversor de três braços duplos. Assim os pinos a serem ocupados, para serem posteriormente utilizados no circuito de isolamento ótico e galvânico, são os apresentados na *tabela 3*.

Tabela 3 - Pinagem SUB-D37 vias

SUB-D 37 vias Ficha F01		
Sinal	Pinagem	Sinal
	1	
	20	IO0
IO1	2	
	21	IO2
IO3	3	
	22	GND
GND	4	
	23	IO4
IO5	5	
	24	IO6
IO7	6	
	25	GND
GND	7	
	26	IO8
IO9	8	
	27	IO10
IO11	9	
	28	GND
GND	10	
	29	IO12
IO13	11	
	30	IO14
IO15	12	
	31	GND
GND	13	
	32	IO16
IO17	14	
	33	IO18
IO19	15	
	34	GND
GND	16	
	35	GND
GND	17	
	36	VCC(+5V)
GND	18	
	37	VCC(+5V)
GND	19	

4.3 Circuito de Isolamento Ótico (Optocouplers)

Este circuito irá receber as funções de Comando provenientes do *DSP*, e posteriormente distribuir estes sinais para o circuito de disparo do respetivo braço do Conversor. Este circuito será composto por uma ficha de entrada *IDC de 40 Vias (F01)*, e seis fichas de saída *IDC de 14 Vias (F02)*, para cada semicondutor dos dois braços do conversor desta dissertação, de referir que apesar de neste sistema, o conversor ser só constituído por dois braços duplos, a fim de possibilitar a utilização do mesmo circuito, para um terceiro braço duplo num sistema trifásico, as duas fichas de saída correspondentes a um terceiro braço, não vão ser utilizadas, assim só vão ser utilizados quatro destas fichas de saída. Assim tem-se a placa de circuito impresso relativo a este circuito, representada na *figura 4.16*.

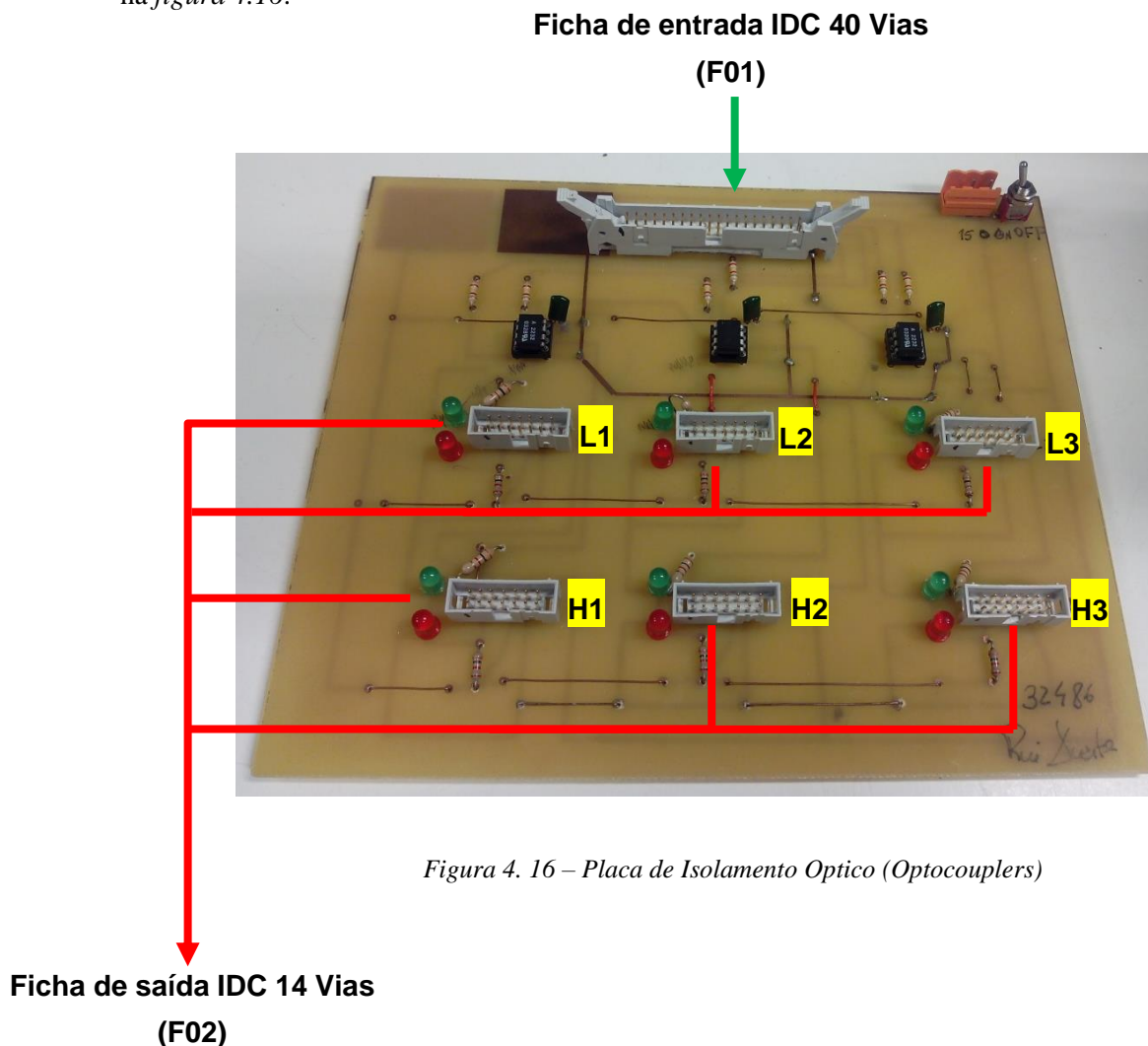


Figura 4. 16 – Placa de Isolamento Optico (Optocouplers)

- | | |
|--|--|
| L1 – Ficha associada ao Semicondutor <i>S'r1</i> | L2 – Ficha associada ao Semicondutor <i>S'r2</i> |
| H1 – Ficha associada ao Semicondutor <i>Sr1</i> | H2 – Ficha associada ao Semicondutor <i>Sr2</i> |

Nota: Esta placa ainda será composta por mais duas fichas de 14 vias, para que seja possível ligar um conversor que possua um terceiro braço, em aplicações futuras (L3 e H3).

Este circuito será ainda composto por 3 Optocouplers, iguais ao que se encontra na imagem a baixo (Figura 4.17), sendo que cada um estará associado a um braço do conversor. Este Optocoupler irá receber o sinal do Controlador *DSP* para cada semicondutor do braço (pinos 1 e 4), estando também conectado com o Ground do mesmo controlador (pinos 2 e 3). Por sua vês também irá enviar o sinal para os circuitos de disparo, dos semicondutores do braço a que está associado (pinos 6 e 7). Quanto as restantes saídas do Optocoupler (pino 5 e 8) vão estar conectadas com o polo positivo ($V_{cc} = +15V$), e o polo negativo ($GND = 0 V$) da fonte de alimentação, sendo que entre estes dois pinos irá estar acoplado um condensador *C*, com a principal função de minimizar o ruído das alimentações. Este Optocouplers têm ainda duas resistências conectadas com os pinos de entrada 1 e 4, estes dois componentes são essenciais para limitar a corrente que vem do *DSP* para o optocoupler, fazendo com que esta não seja maior que o valor de corrente admissível pelo mesmo Optocoupler. De referir que este Optocoupler neste circuito tem como principal função fazer o isolamento ótico e galvânico entre o *DSP* e o modelo integrado de potência (O Conversor).

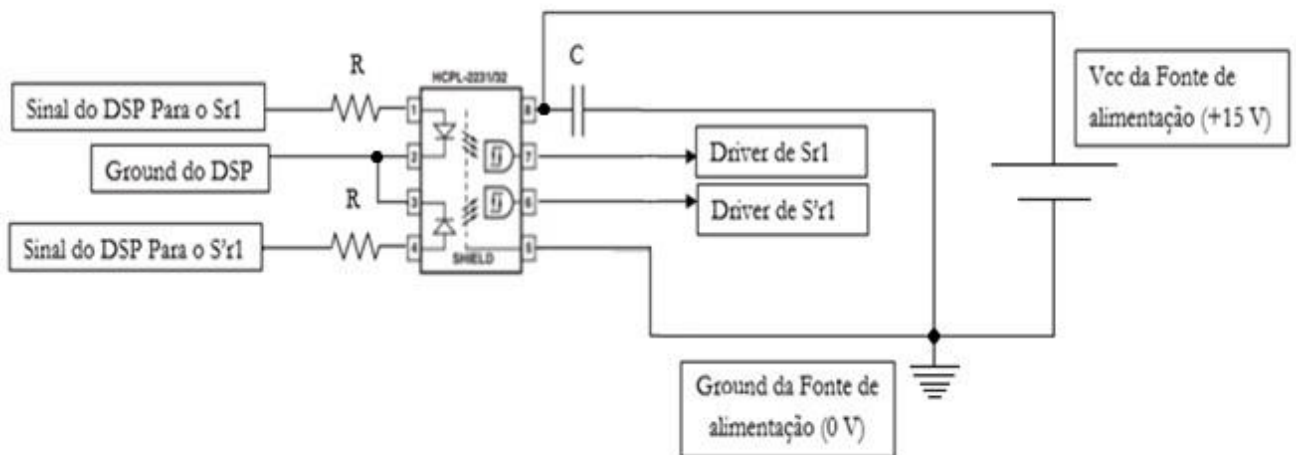


Figura 4. 17 - Optocoupler presente no Circuito de acoplamento ótico

Quanto a corrente consumida por os optocouplers, tendo em conta as seguintes Considerações:

- Sabendo que de acordo com o catalogo do Fabricante, cada Optocoupler tem uma corrente máxima de saída de $i_{Optocoupler} = 25 \text{ mA}$,
- Este circuito será composto por três Optocouplers,

A corrente Consumida é dada por:

$$i_{Optocoupler \text{ TOTAL}} = n^{\circ} \text{ Optocouplers} \times i_{Optocoupler} = 3 \times (25 \times 10^{-3}) \Leftrightarrow \Leftrightarrow i_{Optocoupler \text{ TOTAL}} = 75 \text{ mA} \quad (99)$$

Em relação à ficha de entrada *IDC de 40 Vias (F01)*, bem como as fichas de saída *IDC 14 Vias (F02)*, só alguns dos pinos de cada ficha vão estar a ser utilizados, de acordo com a funcionalidade associada aos mesmos. Assim os pinos da ficha de entrada irá ter a configuração presente na *tabela 4*, sendo que em relação aos pinos da ficha de saída vão ter a configuração contemplada na *tabela 5*.

Tabela 5 – Configuração dos pinos da ficha de entrada IDC 40 Vias (F01)

PIN	Ficha de Entrada IDC (40 vias)
1	
2	
3	
4	
5	
6	
7	
8	
9	
10	
11	
12	
13	
14	
15	
16	
17	
18	
19	
20	
21	
22	
23	L3
24	H3
25	L2
26	H2
27	L1
28	H1
29	
30	
31	
32	
33	
34	
35	
36	
37	
38	
39	
40	GND

Tabela 4- Configuração dos pinos da ficha de saída IDC 14 Vias (F02)

PIN	Ficha de Saída IDC (14 vias)
1	
2	Data Skn
3	Erro
4	Reset
5	
6	
7	
8	+15 V
9	+15 V
10	0 V
11	0 V
12	
13	
14	

Este Circuito é ainda constituído por dois leds por cada semicondutor, em que um desses leds irá dar a indicação de condução do respetivo semicondutor, isto é quando o semicondutor estiver ativo (á condução) o Led estará aceso, quando estiver ao desativo (ao corte), o Led estará apagado.

Nota: É importante ressaltar que este led de Sinal, está conectado com o pino 2 (Data Skan), que através do circuito de disparo, irá enviar a informação de que o Semicondutor, ao qual este led está associado está a conduzir (Led de Sinal ativo), ou ao corte (Led de Sinal desativo).

Quanto a corrente consumida por o Circuito de Led de Sinal de gate, tem-se que:

Tendo em conta o Circuito do Led de Sinal representado na *figura 4.18*, a corrente consumida por este circuito é dada por:

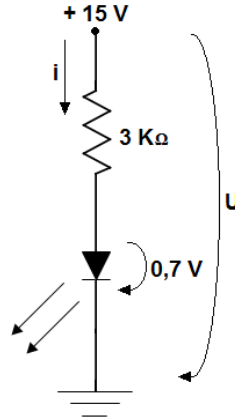


Figura 4. 18 – Circuito de Led de Sinal de gate

$$i_{consumido\ Circ\ Led} = \frac{U}{R} = \frac{15 - 0,7}{3000} \Leftrightarrow i_{consumido\ Circ\ Led} = 4,767\ mA \quad (100)$$

Tendo em conta que cada semicondutor do conversor, tem um led de sinal associado, este circuito irá ser composto por 6 Leds se sinal, sendo que só vão ser utilizados 4 desses Leds, assim a corrente Consumida do total dos leds, é dada por:

$$i_{consumido\ Circ\ Led\ TOTAL} = n^o\ Leds \times i_{consumido\ Circ\ Led} = 4 \times (4,767 \times 10^{-3}) \Leftrightarrow i_{consumido\ Circ\ Led\ TOTAL} = 19,07\ mA \quad (101)$$

O outro Led que se encontra associado a cada um dos semicondutores do sistema (6 leds), é um Led de erro que tem a função de indicar quando ocorre uma anomalia no semicondutor ao qual está associado, isto é caso suceda alguma anomalia no semicondutor ao qual este led pertence, este fica ativo, por sua vez se não ocorrer nenhum problema nesse *IGBT*, o Led permanecerá desligado. Este led de erro trabalha ainda em sintonia, com um interruptor RESET, que após ocorrer a anomalia no semicondutor, com o led de erro a este associado ativo, o circuito só poderá regressar ao funcionamento normal, quando este interruptor for acionado, fazendo com o que o led de erro fique desativo. Este esquema de ligações entre o Led de erro e o interruptor Reset, é representado pela *figura 4.19*.

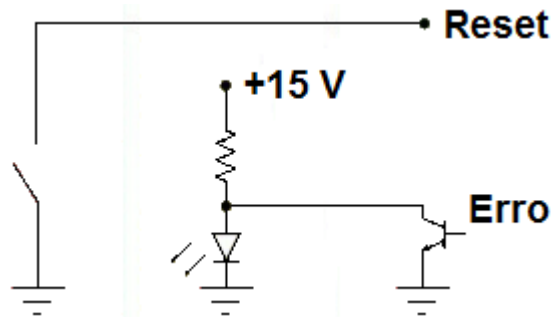


Figura 4. 19 – Esquema de ligações entre o Interruptor Reset e o Led de Erro

Nota: De referir que este Led de erro irá estar conectado com o pin 3 (Erro), da ficha de *14 Vias* que irá receber a informação proveniente do semicondutor, através do circuito de disparo. Por sua vez o interruptor Reset, está conectado com o pin 4 (Reset) desta mesma ficha, que vai enviar a informação para este circuito de disparo, que a anomalia já foi resolvida, e o sistema pode continuar o seu funcionamento normal.

Quando a dimensionamento dos componentes deste circuito de erro, teve-se em conta uma Resistência de $R=3000 \Omega$, e um led com uma tensão de $V_D=0,7 V$.

4.4 Circuito de Guiamento (Drivers)

Este circuito terá como principal função comandar os semicondutores de potência presentes nos braços do conversor, no sistema estudado nesta dissertação tem-se, seis circuitos de disparo, sendo um circuito por cada semicondutor *IGBT*, ao que sendo este um conversor monofásico, só vão estar a funcionar quatro destes drivers, cada um destes Drivers, irá estar conectado com o circuito de isolamento ótico, através das fichas de *14 Vias* anteriormente faladas, tendo as funcionalidades dos pinos da *tabela 6* a esta ficha associada. Quanto ao funcionamento deste circuito, este irá fornecer uma corrente ao semicondutor ao qual está associado, para que este entre a condução ou ao corte., este processo baseia-se num disparo isolado galvanicamente, feito pela driver no semicondutor associado, de maneira a fazer com que este comute de estado.

Para além desta finalidade este circuito, efetua ainda a proteção ativa para os dispositivos semicondutores, isto é no caso de ocorrer um curto-circuito, este dispositivo inibe o funcionamento do semicondutor a ele associado.

Assim para efetuar esta função, foi utilizado o *Driver Semikron SKHI 10/12*, Circuito este que é apresentado na *figura 4.20*.

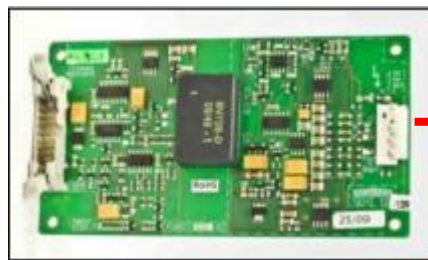


Figura 4. 20 - Driver Semikron SKHI 10/12, responsável pelo comando do IGBT

Relativamente as fichas de *14 Vias* (*F02*), que vão fazer a conexão da entrada deste circuito com o circuito de isolamento Ótico, em termos de pinos vão ter a configuração da seguinte *tabela 6*

Quanto a saída da Driver, que irá fazer a ligação entre este circuito e o circuito de ligação do driver, através de uma ficha de *4 condutores* (*F03*), estes pinos de saída vão ter a configuração apresentada pela *tabela 7*.

Tabela 7 – Entrada Drivers [14 Vias (F02)]

PIN	Ficha de Entrada IDC (14 vias)
1	Resistência de Ligação aos 0 V
2	Vin
3	Erro
4	Reset
5	
6	
7	
8	+15 V
9	+15 V
10	0 V
11	0 V
12	
13	
14	

Tabela 6 – Saída Drivers [4 condutores (F03)]

PIN	Ficha de Saída F03
1	Emissor (Referência Sinal de Comando)
2	Goff (Sinal de Comando Gate)
3	Gon (Sinal de Comando Gate)
4	Vce (Proteção Ativa)

De acordo com o Catalogo do Fabricante Smikron, tem-se o seguinte diagrama de Blocos deste Circuito, na figura 4.21:

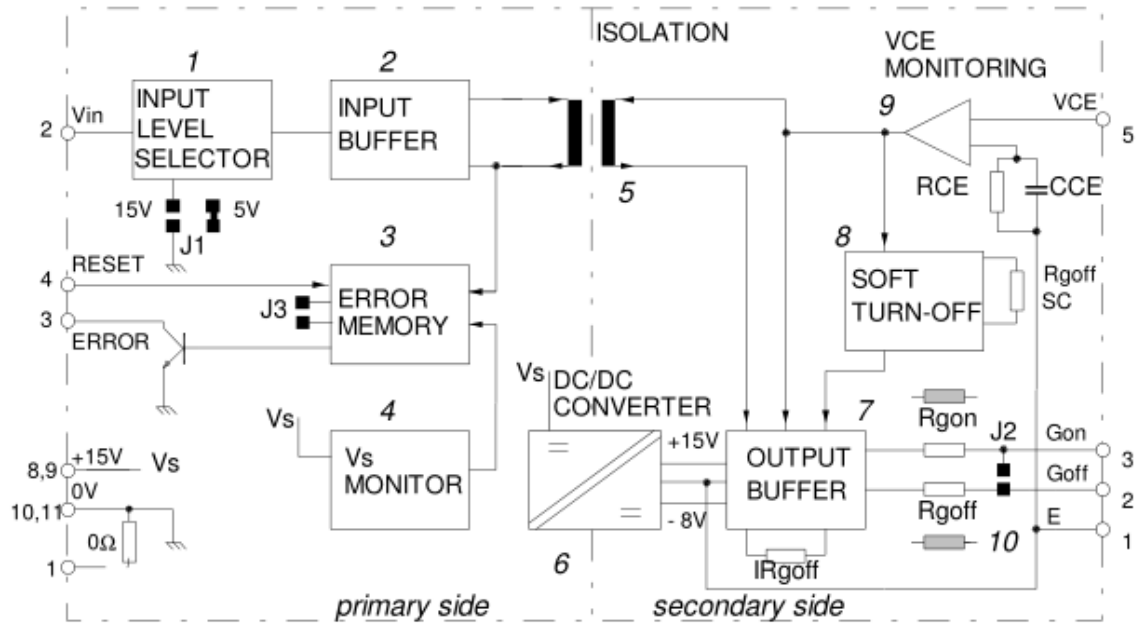


Figura 4. 21 - Diagrama de Blocos do Circuito de Disparo da Driver Semikron SKHI 10/12

Tendo em conta que este circuito irá dispor de 6 Drivers, sendo que só 4 vão ser utilizadas neste sistema, e que de acordo com o catalogo do fabricante Semikron, este dispositivo consome uma corrente de $i_s = 0,3 A$, no total a corrente Consumida será de:

$$i_{total} = n^{\circ} \text{ de Drivers} \times i_s = 4 \times 0,3 \Leftrightarrow i_{total} = 1,2 A \quad (102)$$

Desta forma a corrente total consumida pelo conjunto de Circuitos eletrônicos associados ao comando e disparo dos semicondutores, é dada por:

$$\begin{aligned} i_{total} &= i_{Stotal} + i_{consumido \text{ Circ Led TOTAL}} + i_{Optocoupler \text{ TOTAL}} \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow i_{total} = 1,2 + (19,07 \times 10^{-3}) + (75 \times 10^{-3}) \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow i_{total} = 1,29 A \end{aligned} \quad (103)$$

Assim a corrente que será necessária para alimentar este Conjunto de Comando e disparo dos semicondutores é de $i_{total} = 1,29 A$

4.5 Placa de Proteção dos Semicondutores IGBT's

Este Circuito será responsável pela conexão entre as drivers, e os semicondutores IGBT's, isto é este circuito recebe os sinais do circuito de disparo Drivers, e envia esses sinais para os pinos da gate e emissor dos módulos duplos de semicondutores. Apesar desta placa efetuar esta ligação entre dispositivos, a principal função da mesma passa por assegurar que a tensão V_{GE} , toma um valor de 0 V, quando não existe comando do circuito de disparo, e ao mesmo tempo efetuar a proteção sobre as tensões do mesmo circuito. Este Circuito encontra-se representado na *figura 4.22*.



Figura 4. 22 - Placa de proteção dos IGBT's

De referir que esta placa irá estar conectada com um módulo duplo de semicondutores, isto é este circuito irá ser responsável pela proteção de dois semicondutores, fazendo com que este sistema seja constituído por 3 destas placas, sendo que sendo a o sistema em estudo nesta dissertação, um retificador monofásico, só vão ser usados duas placas de proteção, sendo que as ligações de saída desta placa, vão ter a configuração representada na *tabela 9*. Quanto as ligações que cada placa de proteção, irá fazer com o circuito de disparo (Drivers), esta também irá estar acoplada a duas drivers, recebendo assim o sinal para os dois semicondutores do mesmo módulo, e assim efetuar a proteção dos mesmos, fazendo com que a entrada deste circuito tenha a configuração apresentada na *tabela 8*.

Tabela 9 – Placa de Proteção IGBT's entradas (Entre a Driver e esta placa)

Placa de Proteção IGBT's (Entradas)	
Ligação	Cor do Cabo
∞	Colector 1 Preto
	Gate 1 Amarelo
	Emissor 1 Verde
	Colector 2 Preto
∞	Gate 2 Amarelo
	Emissor 2 Verde

Tabela 8 – Placa de Proteção IGBT's Sidas (Entre a placa e o Modulo Duplo de Semicondutores)

Placa de Proteção IGBT's (Sidas)	
Ligação	Cor do Cabo
∞	1 Gate 1
	2 Emissor 1
	3 Gate 2
∞	4 Emissor 2

4.6 Módulos Semicondutores IGBT's

Quanto aos módulos, utilizados neste sistema, estes são módulos do tipo *Semikron SKKD 40F*, constituídos por dois semicondutores *IGBT's* em cada módulo. Em relação as ligações destes módulos, estas encontram-se representadas na *figura 4.23*.

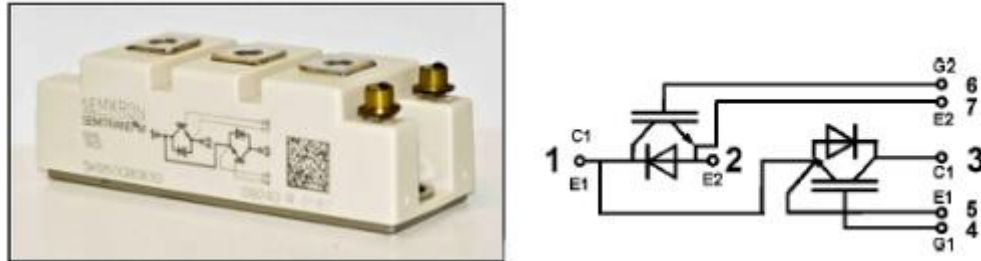


Figura 4. 23 - Ligação do módulo Semikron SKKD 40F

Relativamente aos terminais destes módulos duplos de semicondutores, estes vão estar associados aos terminais dos dois semicondutores que o constituem, assim a designação destes terminais tendo em conta a numeração da *figura 4.23*, está representada na *Tabela 10*.

Tabela 10 – Designação dos terminais do Módulo Semikron SKKD 40F

Módulo Duplo IGBT	
Terminal	Designação
1	Colector IGBT 2 e Emissor IGBT 1
2	Emissor IGBT 2
3	Colector IGBT 1
4	Gate IGBT 1
5	Emissor IGBT 1
6	Gate IGBT 2
7	Emissor IGBT 2

Quanto as Características dos semicondutores utilizados neste modulo duplo, são as representadas na *tabela 11*.

Tabela 11 – Características nominais dos IGBT's utilizados nos módulos duplos

Características IGBT's (Valores Nominais)
Vce=600 V
Ic=50 A
Icm=140 A
Ptotal=250 W
Visol=2500 V
Ton =50 ns
Toff=300 ns

4.7 Dimensionamento do Barramento DC e Interligação AC

Assim efetuou-se o dimensionamento de todos os parâmetros relativos, ao Barramento de Corrente Contínua DC, Barramento de Corrente Alternada. Sendo que pelo facto destes dois barramentos estarem diretamente acoplados aos braços duplos do conversor, o dimensionamento destes barramentos vão ter em conta a corrente máxima admissível, pelos braços duplos do conversor, ao mesmo tempo utilizam tensões elevadas, e desta forma não por em causa a integridade do mesmo. Desta forma como representação deste sistema tem-se a seguinte *figura 4.24*.

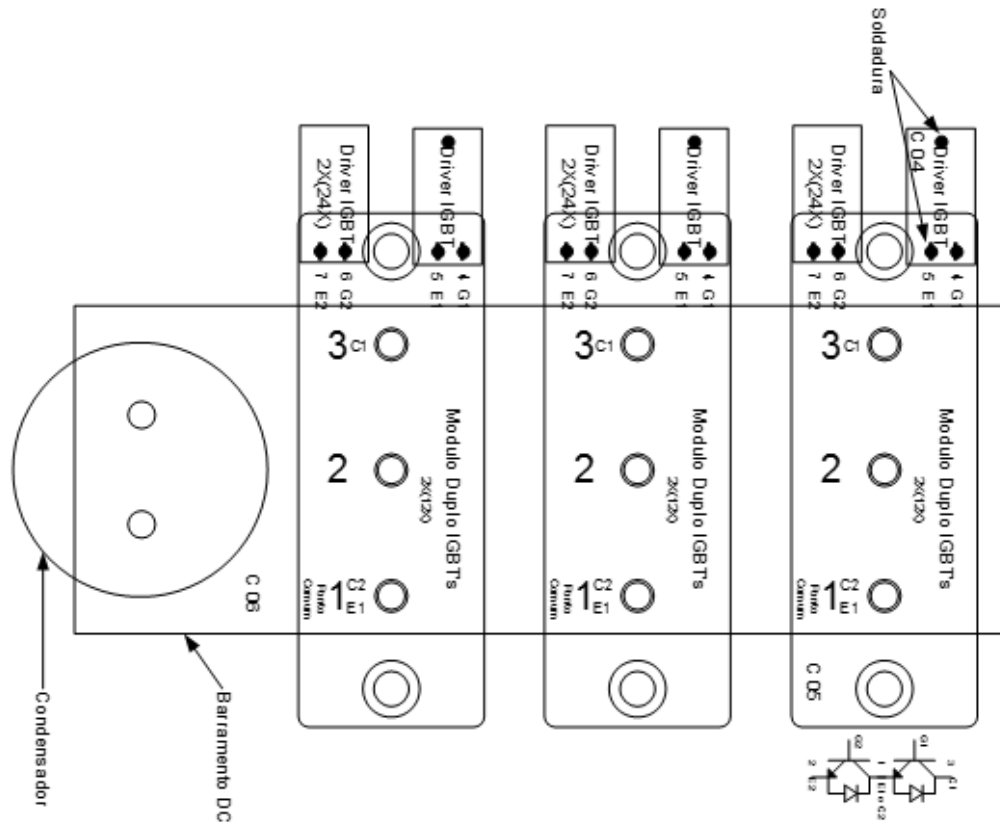


Figura 4. 24– Sistema composto por Braços do conversor, Barramento DC, Barramento AC

Assim é importante ter em conta a frequência de Comutação do Conversor que será da ordem dos 2 KHz, e atenção que presente no barramento de Corrente de Contínua é de $UDC=350$ V.

4.7.2 Dimensionamento do Barramento de Corrente Contínua DC

O barramento de corrente contínua deste sistema, é constituído por um Condensador, que irá estar acoplado ao Conversor (Módulos duplos de semicondutores), e a carga utilizada neste sistema (Como exemplo carga Resistiva). Este condensador como já foi referido anteriormente, tanto pode estar a fornecer energia ao barramento de Corrente alternada AC (Como Ondulador), como a receber energia deste barramento (Como Retificador), dependendo da funcionalidade em que este sistema esteja a ser utilizado. Desta forma para o dimensionamento do condensador do barramento DC, considerou-se para o valor da capacidade do condensador, um valor de 4,7 mF, condensador este presente na *figura 4.25*.



Figura 4. 25 – Condensador do Barramento DC

Assim procedeu-se ao cálculo da variação da energia que o mesmo vai ter, tendo por base a evolução temporal dessa energia como se pode verificar na seguinte *figura 4.26*

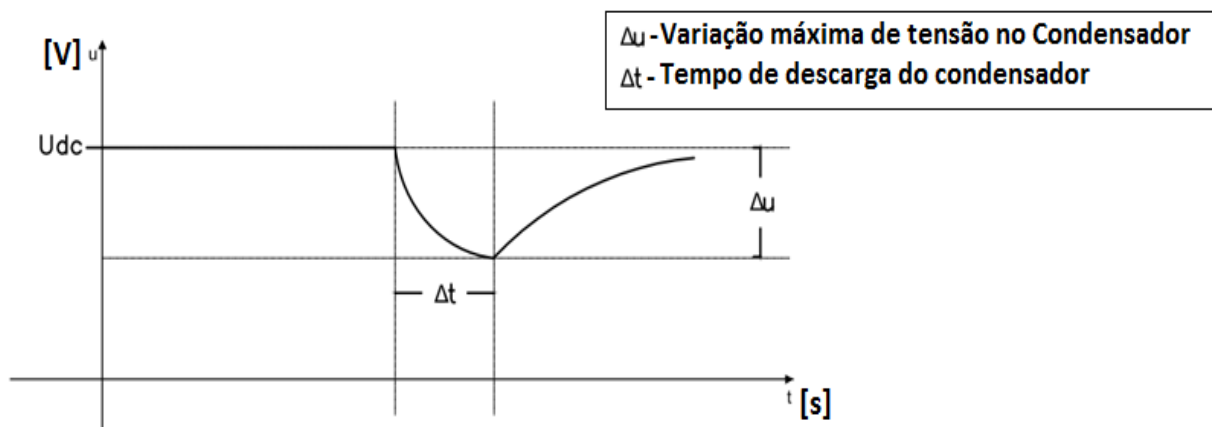


Figura 4. 26 - Diagrama temporal de Carga/Descarga do Condensador (C)

Tendo em conta esta evolução temporal, e sabendo que a energia é dada pela equação ($W = \frac{1}{2} C u^2$), torna-se possível chegar às equações de energia mínima (W_i), e energia máxima (W_f) que o condensador vai ter, assim tem-se que:

$$W_i = \frac{1}{2} C (u_{dc} - \Delta u)^2 \quad (104)$$

$$W_f = \frac{1}{2} C (u_{dc})^2 \quad (105)$$

Assim a equação da variação da energia no condensador será dada por:

$$\begin{aligned} \Delta W &= W_f - W_i = \frac{1}{2} C (u_{dc})^2 - \left[\frac{1}{2} C (u_{dc} - \Delta u)^2 \right] \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \Delta W &= \frac{1}{2} C (u_{dc})^2 - \left[\frac{1}{2} C (u_{dc}^2 - 2 u_{dc} \Delta u + \Delta u^2) \right] \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \Delta W &= \frac{1}{2} C (u_{dc})^2 - \frac{1}{2} C (u_{dc}^2 - 2 u_{dc} \Delta u + \Delta u^2) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \Delta W &= \frac{1}{2} C (u_{dc}^2 - u_{dc}^2 + 2 u_{dc} \Delta u - \Delta u^2) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \Delta W &= \frac{1}{2} C (2 u_{dc} \Delta u - \Delta u^2) \end{aligned} \quad (106)$$

Tendo em conta que a variação admissível na tensão do barramento DC (Δu), será igual a 5 % da tensão u_{dc} , tem-se que :

$$\Delta u = 0,05 \times u_{dc} = 0,05 \times 120 \Leftrightarrow \Delta u = 6 V \quad (107)$$

Assim partindo das considerações anteriores, para um condensador de 4,7 mF, tem-se que a variação da energia do mesmo, será a seguinte:

$$\begin{aligned} \Delta W &= \frac{1}{2} C (2 u_{dc} \Delta u - \Delta u^2) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \Delta W &= \frac{1}{2} \times (4,7 \times 10^{-3}) \times (2 \times 120 \times 6 - (6)^2) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \Delta W &= \frac{1}{2} \times (4,7 \times 10^{-3}) \times (1440 - 36) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \Delta W &= \frac{1}{2} \times (4,7 \times 10^{-3}) \times 1404 \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \Delta W &= 3,2994 J \end{aligned} \quad (108)$$

Agora sabendo que a variação da energia é equivalente a potência do barramento DC, durante um ciclo da rede de energia elétrica (REE), e considerando que este ciclo é de 20 ms ($T=20\text{ ms}$) esta potência poderá ser dada por:

$$W = \int p(t) dt = p(t) \int dt = p(t) [t]_{t=0}^{t=T} = p(t) [T - 0] \Leftrightarrow \boxed{W = p(t) T} \quad (109)$$

Sendo que $W = \Delta W$, tem-se que:

$$\Delta W = p(t) T \Leftrightarrow p(t) = \frac{\Delta W}{T} = \frac{3,2994}{20 \times 10^{-3}} \Leftrightarrow \boxed{p(t) = 164,97\text{ W}} \quad (110)$$

4.7.3 Dimensionamento da Interligação entre o Conversor e a Rede AC

O barramento de Corrente Alternada AC, é constituído por um elemento resistivo e um elemento indutivo, que irá estar acoplado ao Conversor (Módulos duplos de semicondutores), e á rede de energia elétrica monofásica de 70 V. Este barramento tal como no ponto anterior, tanto pode estar a fornecer energia elétrica ao barramento de corrente continua DC, ou a receber energia elétrica deste barramento. Desta forma Para o dimensionamento da bobine, teve-se em conta a malha do barramento AC da figura 4.27, assim

Circulando nesta malha, obteve-se a seguinte equação:

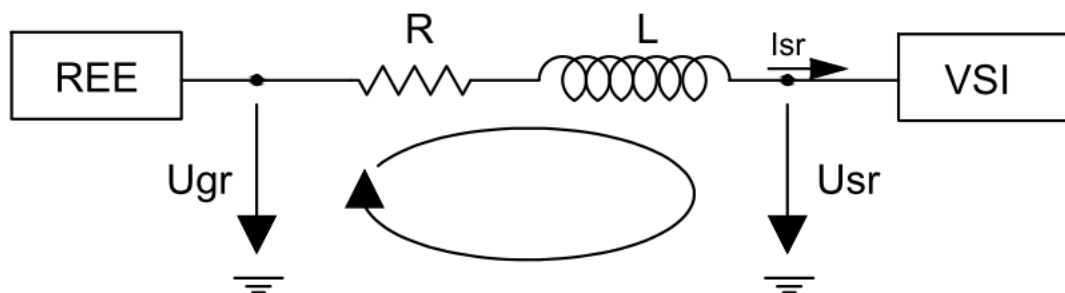


Figura 4. 27 - Malha do Barramento de Corrente Alternada (AC)

$$R i_{SR} + L \frac{di_{SR}}{dt} + u_{SR} - u_{GR} = 0 \Leftrightarrow u_{GR} = R i_{SR} + L \frac{di_{SR}}{dt} + u_{SR} \quad (111)$$

Considerando que $R i_{SR} \ll L \frac{di_{SR}}{dt}$.

Desta forma a parcela $R i_{SR}$ pode ser desprezada pelo facto de o valor de R ser muito pequeno ($R=1 \Omega$), isto deve-se a que se esta resistência tivesse um valor muito grande a corrente a bobine levaria muito tempo a carregar, assim para evitar esta situação teve-se esta consideração. Quanto a equação da malha, tem-se que:

$$u_{GR} = L \frac{di_{SR}}{dt} + u_{SR} \Leftrightarrow \frac{di_{SR}}{dt} = \frac{u_{GR} - u_{SR}}{L} \Rightarrow L = \frac{u_{GR} - u_{SR}}{\frac{di_{SR}}{dt}} \quad (112)$$

Nota: Neste sistema é importante que a bobine também tenha um valor muito pequeno, isto porque se esta tivesse um valor muito elevado, a mesma iria fazer com que a corrente fosse para infinito, assim para se evitar essa situação é importante verificar que este barramento irá ter uma bobine com um valor acima dos $10 mH$.

A partir do gráfico temporal de carga/descarga da corrente na bobine, permite perceber melhor a relação que o tempo de carga/descarga da bobine, tem com a corrente armazenada na mesma, como se pode verificar na *figura 4.28*.

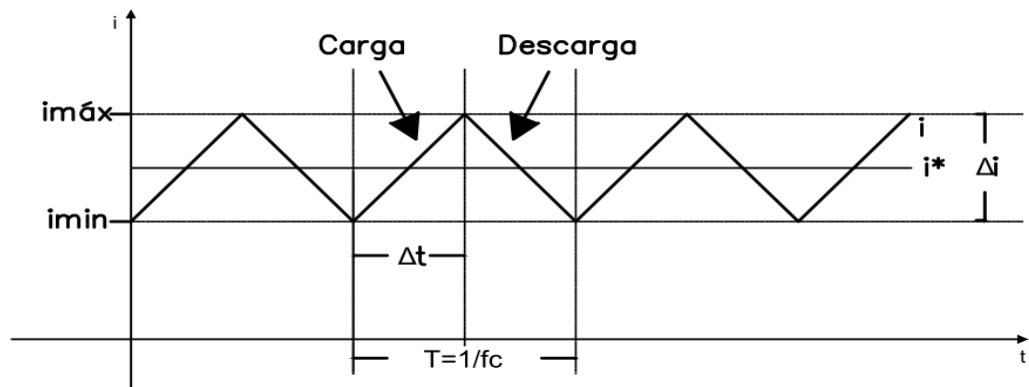


Figura 4. 28 - Diagrama de temporal de Carga/Descarga da Bobine (L)

Assim tendo em conta que:

$$\frac{di_{SR}}{dt} = \frac{\Delta i}{\Delta t} = \frac{\Delta i}{\frac{1}{fc/2}} = \frac{\Delta i}{\frac{1}{2fc}} \Leftrightarrow \frac{di_{SR}}{dt} = 2fc \Delta i \quad (113)$$

Substituindo na equação da malha, tem-se que:

$$L = \frac{u_{GR} - u_{SR}}{2fc \Delta i} \Leftrightarrow L = \frac{\Delta u}{2fc \Delta i} \quad (114)$$

Olhando para a expressão da variação da tensão na bobine, tem-se que:

$$\begin{aligned}\Delta u &= u_{GR} - u_{SR} \Leftrightarrow \Delta u = u_{GR} - [(F_{R1} - F_{R2}) u_{dc}] \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow \Delta u = u_{GR} + (F_{R2} - F_{R1}) u_{dc}\end{aligned}\quad (115)$$

Considerando a tensão $u_{GR} = 0 V$, e tendo em conta que a variação da tensão (Δu) é dada pela seguinte equação, tem-se que:

$$\Delta u = F_R u_{dc} \Leftrightarrow \boxed{\Delta u = (F_{R2} - F_{R1})u_{dc}} \quad (116)$$

Sabendo que só uma das funções de comando (F_{R1} e F_{R2}) pode estar ativa, chega-se a conclusão que a variação da tensão só pode tomar os seguintes valores:

Para F_{R1} ativo ($F_{R1} = 1$) $\Rightarrow F_{R2} = 0$

$$\Delta u = (0 - 1) u_{dc} \Leftrightarrow \Delta u = -u_{dc} \quad (117)$$

Para F_{R2} ativo ($F_{R2} = 1$) $\Rightarrow F_{R1} = 0$

$$\Delta u = (1 - 0) u_{dc} \Leftrightarrow \Delta u = u_{dc} \quad (118)$$

Logo Δu só tomará o valor de u_{dc} , ou $-u_{dc}$, Consoante a função de comando que se encontra ativa.

$$\begin{aligned}\Delta u &= -u_{dc} \vee \Delta u = u_{dc} \\ \Delta u &= -120 V \vee \Delta u = 120 V\end{aligned}\quad (119)$$

Considerando que a variação da corrente tem o valor de 1 A ($\Delta i = 1 A$), com uma frequência de comando de 10 KHz ($f_c = 10 KHz$), e pegando na equação da bobine (equação 126) obtida anteriormente foi-se obter o valor da mesma com $F_{R2} = 1 \wedge F_{R1} = 0$, assim tem-se que:

$$L = \frac{\Delta U}{2 f_c \Delta i} \Leftrightarrow L = \frac{120}{2 \times 10000 \times 1} \Leftrightarrow L = 0,006 H \Rightarrow \boxed{L = 6 mH} \quad (120)$$

Como não dispúnhamos no laboratório de uma bobine de 6 mH, para a obtenção dos resultados usou-se uma bobine de 4 mH.

4.8 Circuito de Medição de Corrente e Tensão

Este circuito tem como principal função a medição das grandezas que iremos variar (U_{GR} , U_{DC} e I_{SR}), desta forma este será composto por uma placa de circuito impresso com dois transdutores (Sondas), nomeadamente um transdutor de tensão (LV25-P) que irá medir a tensão do barramento de corrente contínua (U_{DC}), e um transdutor de corrente (LA25-NP) que irá medir a corrente que circula no barramento de corrente alternada (I_{SR}). Assim temos os respetivos transdutores representados na seguinte *figura 4.29*.

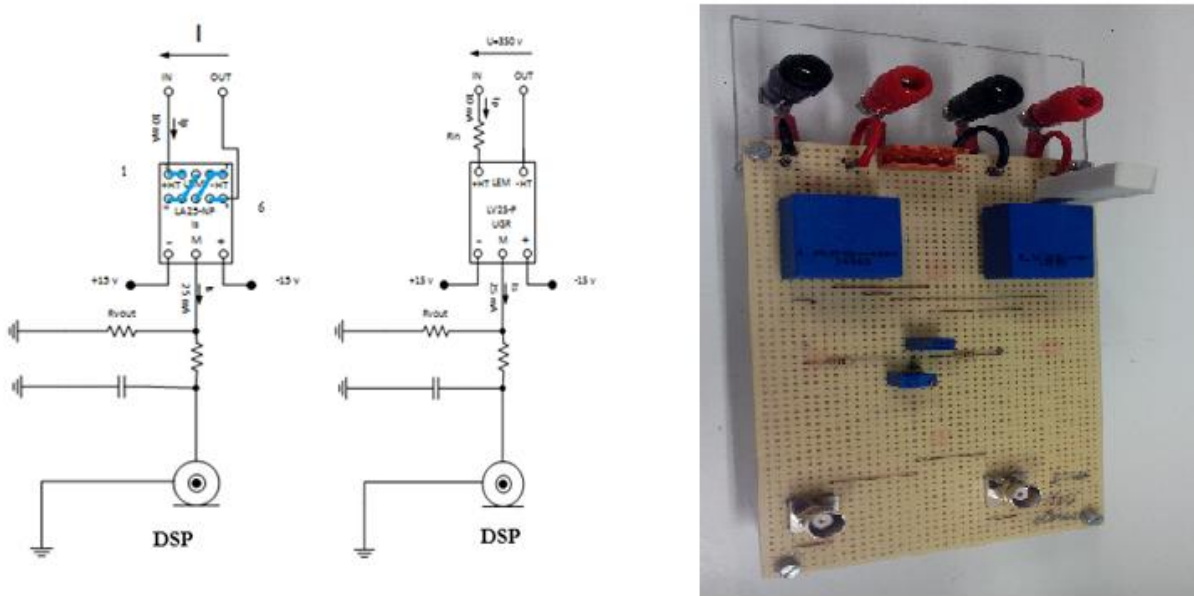


Figura 4. 29 - Circuito de Medição (Sondas)

Para além destas sondas, este circuito ainda contempla a utilização de um transformador de tensão que irá efetuar a medição da tensão do barramento de corrente alternada (U_{GR}), como podemos ver na *figura 4.30*.



Figura 4. 30 - Transformador de Tensão

Para a construção da placa de circuito impresso, a cima referida foi necessário efetuar o dimensionamento dos componentes para a sonda de Corrente (*LA25-NP*) e tensão (*LV25-P*), preparando-as para a medição das respectivas grandezas associadas. Assim procedeu-se ao dimensionamento desta placa.

Transdutor de Corrente

Quanto as ligações efetuadas no transdutor de corrente *LA25-NP*, estas foram feitas de acordo com o catalogo do fabricante, tendo em conta uma corrente de entrada (I_p) de valor 10 mA, e uma corrente de saída (I_s) de valor 25 mA, como se pode verificar na *figura 4.31*.

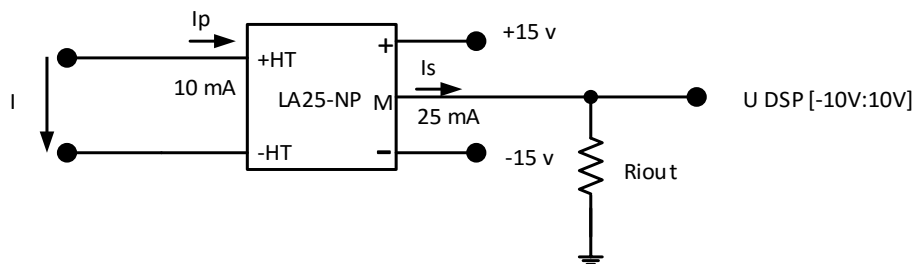


Figura 4. 31 - Transdutor de Corrente *LA25-NP*

+*HT* – Terminal de Entrada do transdutor

-*HT* – Terminal de Saída do Transdutor

I_s – Corrente Medida pelo o transdutor (Sonda)

I_p – Corrente de Entrada do transdutor

R_{iout} – Resistência de Medida

Esta Resistência de Medida (R_{iout}), irá ter como função principal de permitir que a medida que é efetuada pelo transdutor, tenha um valor correto na escala correta.

Quanto às ligações desta sonda de corrente de acordo com o Catalogo do fabricante, para que esta sonda conseguisse suportar a tensão máxima do sistema (tendo em conta que os limitador de corrente não permite que I_{SR} , tome um valor maior que 10 A), foi necessário escolher para a sonda de corrente a seguinte configuração representada na *figura 4.32*, que suporta de corrente máxima de entrada $I_p=12$ A, como é possível verificar na *tabela 12*, referente a esta configuração.

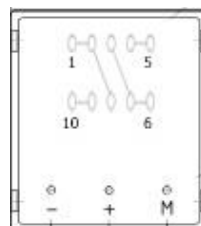


Figura 4. 32 - Transdutor d Esquema de ligações entre os pinos do Transdutor de Corrente *LA 25-NP*, para a Corrente a medir

Tabela 12 – Características do Transdutor LA 25-NP para a ligação pretendida

Enrolamento Primário	Corrente do Primário		Corrente Nominal de Saída I_{SN} [mA]	Relação de Transformação K_N	Resistência do Primário R_p [mΩ]	Indutância do Primário L_p [μH]
	Nominal I_{PN} [A]	Máxima I_p [A]				
3	8	12	24	3/1000	2.5	0.21

Partindo das características do transdutor de Corrente LA 25-NP para a ligação escolhida, considerou-se os seguintes valores:

$I_s=24$ mA (corrente nominal de saída)

$I_p= 8$ A (Corrente nominal do primário)

Assim de acordo com os limites fornecidos pelo fabricante, considerou-se como resistência de saída $R_{iout} = 200 \Omega$, posteriormente procedeu-se ao cálculo da tensão de saída (V_M) do transdutor:

$$V_M = R_{iout} I_S \Leftrightarrow V_M = 200 \times (24 \times 10^{-3}) \Leftrightarrow V_M = 4,8 V \quad (121)$$

$$R_{iout} = \frac{V_M}{I_S} \Leftrightarrow R_{iout} = \frac{5}{(24 \times 10^{-3})} \Leftrightarrow V_M = 208 \Omega \quad (122)$$

Assim tem-se que para as correntes e tensões deste transdutor de corrente LA 25-NP, Corrente de primário $I_p= 8$ A, tem-se uma tensão de saída $V_M = 4,8$ V.

Transdutor de Tensão U_{dc}

Quanto as ligações efetuadas no transdutor de tensão $LV\ 25-P$, estas foram feitas de acordo com o catalogo do fabricante, tendo em conta uma corrente de entrada (I_p) de valor 10 mA, e uma corrente de saída (I_s) de valor 25 mA, como se pode verificar na *figura 4.33*.

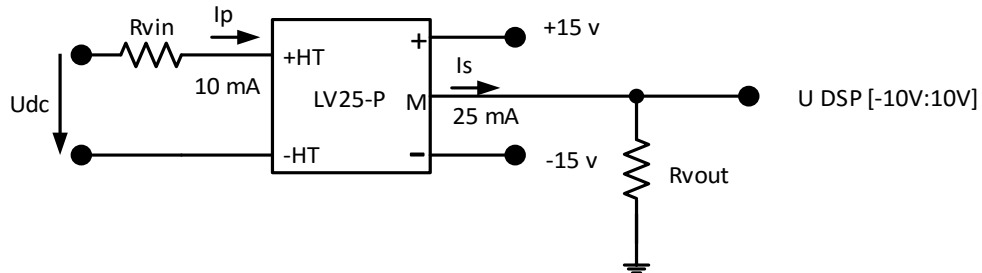


Figura 4. 33 - Transdutor de Tensão UDC LV 25-P

+HT – Terminal de Entrada do transdutor

-HT – Terminal de Saída do Transdutor

I_s – Corrente Medida pelo o transdutor (Sonda)

I_p – Corrente de Entrada do transdutor

R_{iout} – Resistência de Medida

R_{vin} – Resistência de entrada do transdutor de tensão

Esta resistência de entrada do transdutor de tensão, tem como principal função limitar a corrente que irá entrar no transdutor, para que a mesma corrente não exceda a corrente máxima admissível do transdutor, desta forma efetuou-se o cálculo das Resistências de entrada e saída do transdutor de Tensão $LV\ 25-P$:

Para a Resistência de entrada R_{vin} :

Tendo em conta que a tensão máxima a ser medida na entrada do transdutor de tensão, será de $V_p máx\text{ima} = u_{dc} = 350\text{ V}$, e uma corrente de entrada $I_p = 10\text{ mA}$, de acordo com o catalogo do fabricante para a mesma corrente tem-se que:

$$R_{vin} = \frac{v_p \text{ máxima}}{I_p} = \frac{350}{(10 \times 10^{-3})} \Leftrightarrow R_{vin} = 35\text{ K}\Omega \quad (123)$$

$$P_{R_{vin}} = R_{vin} I_p^2 = 35000 \times (10 \times 10^{-3})^2 \Leftrightarrow P_{R_{vin}} = 3,5\text{ W} \quad (124)$$

Assim tem-se que a resistência de entrada a ser utilizada para o transdutor de tensão será $R_{vin} = 35\text{ K}\Omega/7\text{W}$.

Para a Resistência de entrada R_{vout} :

De acordo com o catálogo do fabricante tem-se uma corrente de saída $I_S=25$ mA, considerou-se como resistência de saída $R_{vout}= 200 \Omega$, posteriormente procedeu-se ao cálculo da tensão de saída (V_M) do transdutor:

$$V_M = R_{vout} I_S \Leftrightarrow V_M = 200 \times (25 \times 10^{-3}) \Leftrightarrow V_M = 5 V \quad (125)$$

Assim tem-se que para uma *tensão de entrada* $V_P=250$ V, *tem-se uma tensão de saída* $V_M = 5$ V.

De referir que na saída das três sondas, mais precisamente entre a saída das sondas e a entrada do *DSP*, irá ser colocado um filtro passa baixo, com o intuito de diminuir o ruído do sinal que irá entrar no *DSP*. Assim a fim de dimensionar este filtro tem-se que:

Capítulo 5

Resultados Experimentais

No corrente capítulo apresentam-se todos os resultados obtidos, por simulação e em ensaio experimental. Apresenta-se também a comparação entre a simulação e os resultados experimentais.

5.1 - Introdução

Depois de finalizada a construção de todos os elementos constituintes do protótipo Experimental com os seus modelos de Controlo Construídos em *MATLAB/Simulink*, bem como no caso da simulação, o Modelo do Sistema construído no mesmo Software, procedeu-se a obtenção dos resultados experimentais, tanto do protótipo (Ensaio Experimental) como do Modelo do Sistema em *MATLAB/Simulink* (Simulação). Depois de Obtidos estes resultados efetuou-se uma comparação entre os mesmos, a fim de se concluir, através das diferenças obtidas, as causas que levaram estas a ocorrer.

Primeiro colocou-se o conversor a funcionar como Ondulador, a fim de se verificar que o controlo de corrente I_{SR} , de cada um dos três controlos, estava a funcionar corretamente, isto é a corrente I_{SR} , seguia a sua referência $I_{SR\ ref}$.

Depois colocou-se o Conversor a funcionar como Retificador, e utilizou-se como condições iniciais, para as grandezas a serem variadas durante o ensaio e a simulação, os seguintes valores:

$$u_{GR\ ef} = 70\ V, \quad u_{DC\ ref} = 120\ V, \quad Req = 300\ \Omega$$

E assim partindo destes valores variou-se cada uma destas grandezas, uma de cada vez, e efetuou-se uma análise ao comportamento de cada um dos três controladores, a estes transitórios. Posto isto os valores a que estas variáveis tomaram nesta experiência, são os seguintes:

$$Req = [200 \quad 400] \ [\Omega] \quad u_{DC\ ref} = [100 \quad 140] \ [V]$$

$$u_{GR\ ef} = [60 \quad 80] \ [V]$$

O processo de obtenção dos gráficos da simulação e ensaio, consistiu em variar uma grandeza e deixar as outras duas, com o valor inicial, realizando este para todas as variáveis.

Neste circuito foi ainda utilizado umas Resistências entre a *REE* e a interligação AC, a fim de proteger o circuito contra picos de Corrente a quando a ligação à *REE*, sendo que instantes depois as mesmas eram curtcircuitadas através de interruptores colocados em paralelo com as mesmas. Para além desta finalidade estas ainda foram utilizadas na imposição do escalão na tensão do barramento AC, colocando 60 V na alimentação do conversor com as resistências ligadas, passando para 80 V logo que ligados os interruptores.

De referir ainda que as grandezas que se achou importante analisar, para se compreender melhor o comportamento do respetivo controlador, foram a corrente e tensão do *barramento AC* (I_{SR} , e U_{GR}), as grandezas a controlar (I_{SR} , $I_{SR\ ref}$, U_{DC} , e $U_{DC\ ref}$), com os seguintes ganhos para obtenção dos diagramas temporais no Osciloscópio.

Tabela 13 – Ganhos das Grandezas do Sistema em estudo

Grandeza a ser medida	Ganhos
I_{SR} (CH 1)	1
$U_{DC\ ref}$ (CH 2)	1/60
U_{GR} (CH 3)	1/60
U_{DC} (CH 4)	1/60
$I_{SR\ ref}$ (CH 3)	1

De ressaltar ainda que para se efetuar a variação da tensão $U_{DC\ ref}$, e uma melhor precessão dos valores das restantes grandezas a variar (U_{GR} , e I_{SR}), a quando a o funcionamento do protótipo, recorreu-se a um painel disponibilizado com o próprio software Do controlador do DSP.

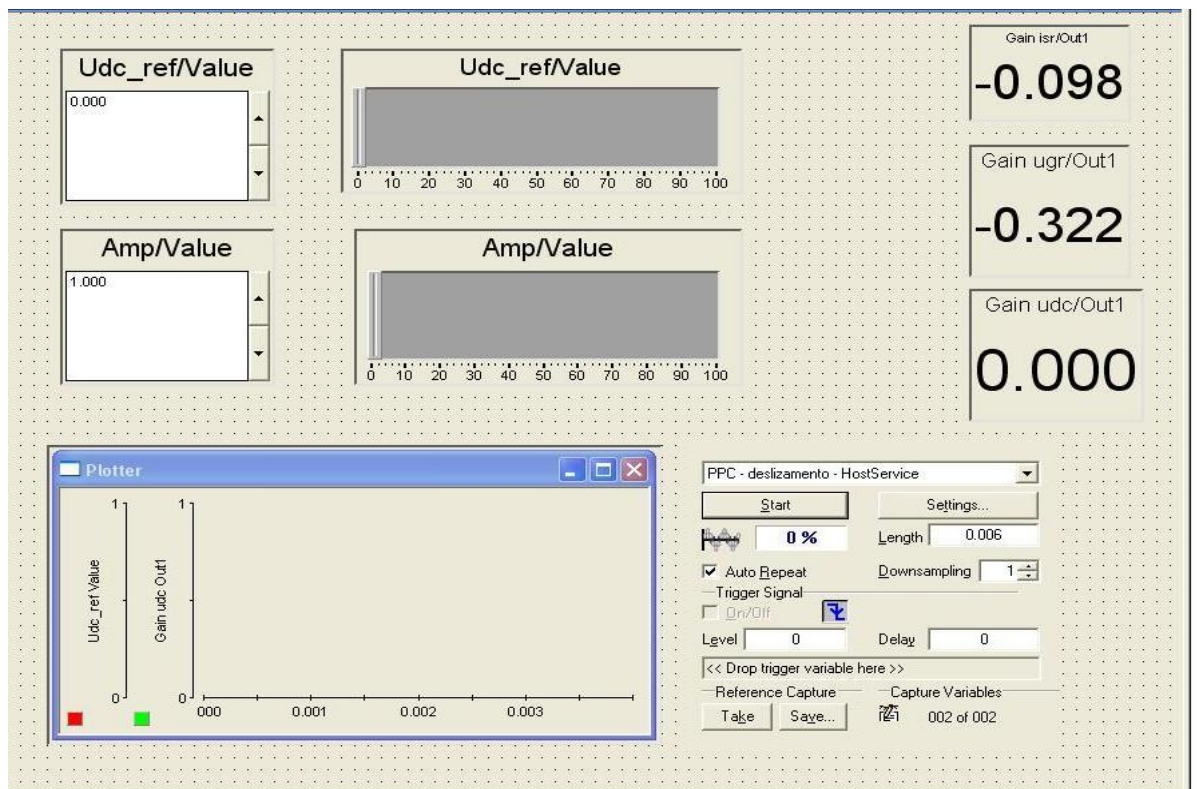


Figura 5. 1 – Layout do Sistema

5.1.1 Controlo de Corrente

- **Técnica de Controlo PWM**

Neste tipo de controlo, foi utilizado como parâmetros do ensaio, uma frequência de Comutação de 2500 Hz, e um Fixed Step de $40 \times e^{-6}$.

A Figura 5.2 mostra a evolução temporal de I_{srref} e I_{sr} , com o Conversor a funcionar como Ondulador. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 5.

Tabela 14 Condições do Sistema, com a imposição de uma Corrente AC (I_{sr}) de 4 A.

Ugr ef	Req	Udc ref	R	L	C
0 V	300 Ω	60 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

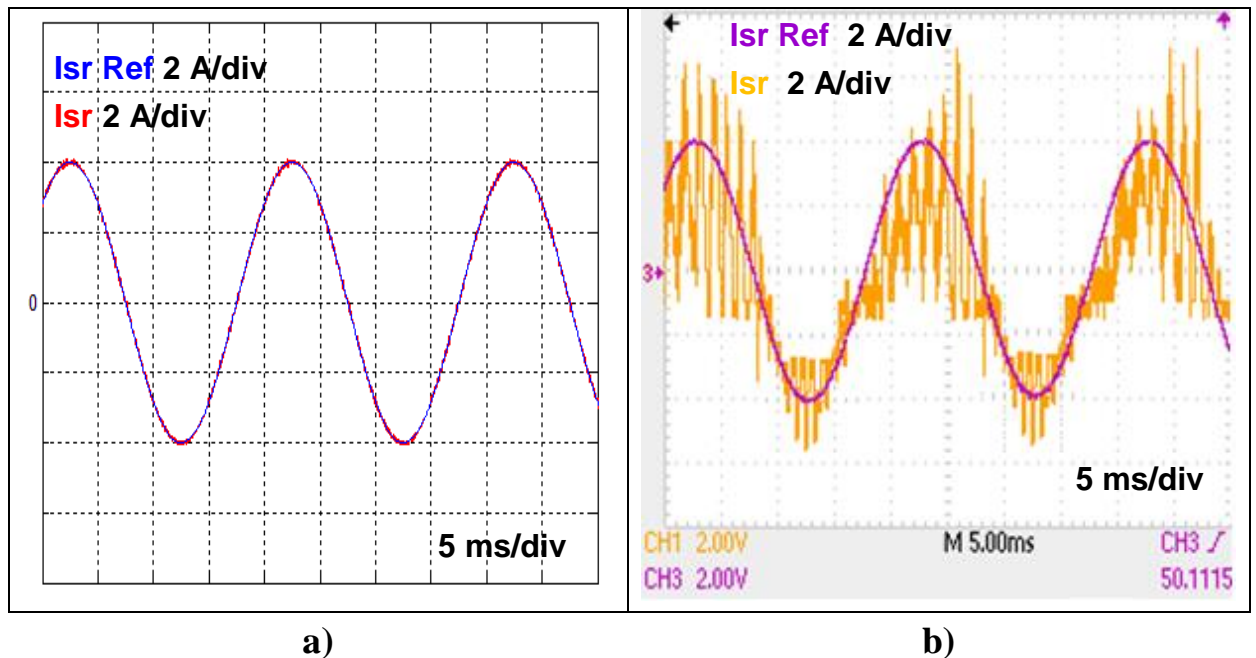


Figura 5. 2 – Evolução temporal de I_{sr} e $I_{sr ref}$, nas condições da Tabela 5, com o Conversor a funcionar como Ondulador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.

Como é possível verificar tanto na Simulação, como no Ensaio experimental, a corrente do barramento AC (I_{SR}), segue-o a sua a referência ($I_{SR ref}$). Assim pudemos concluir que o Controlador PI de corrente, estava a funcionar corretamente, e assim partir para o processo seguinte, o funcionamento do conversor como Retificador.

• **Técnica de Controlo por Modo de Deslizamento**

Neste tipo de controlo, foi utilizado como parâmetros do ensaio, uma frequência de Comutação de 50000 Hz, e um Fixed Step de $30 \times e^{-6}$. Assim analisou-se o impacto que a variação das seguintes varáveis tiveram neste controlador.

A Figura 5.3 mostra a evolução temporal de I_{srref} e I_{sr} , com o Conversor a funcionar como Ondulador. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 6.

Tabela 15 Condições do Sistema, com a imposição de uma Corrente AC (I_{sr}) de 4 A

Ugr ef	Req	Udc ref	R	L	C
0 V	300 Ω	60 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

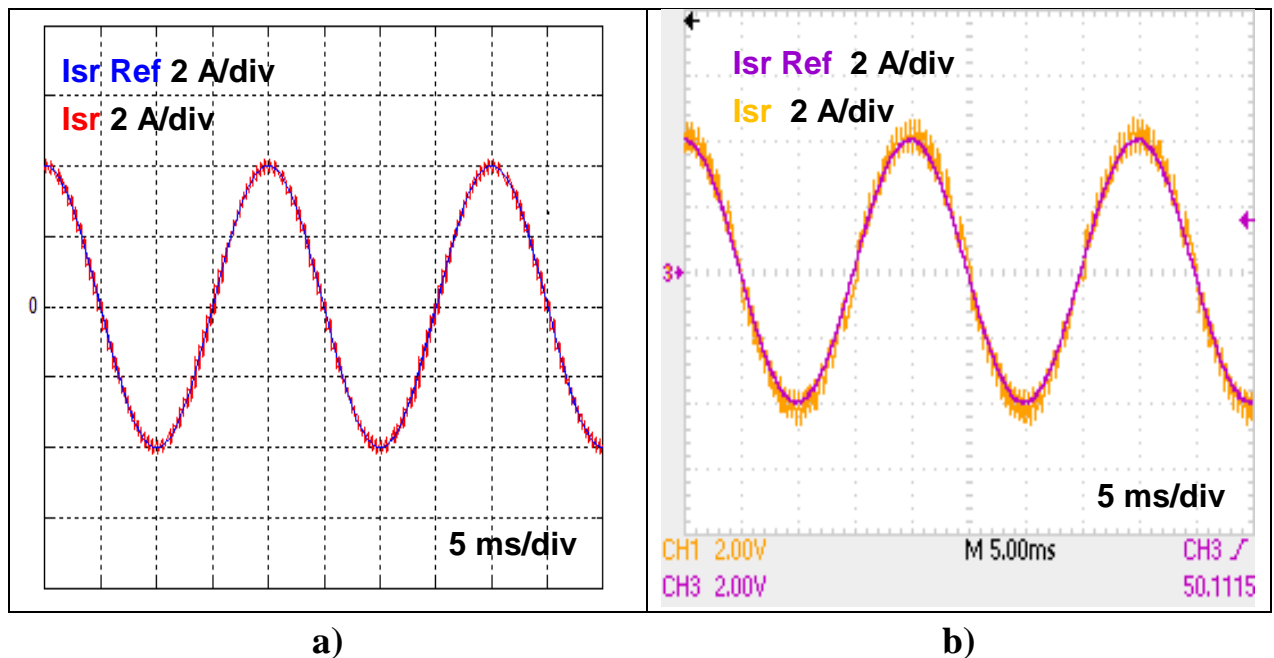


Figura 5. 3 – Evolução temporal de I_{sr} e $I_{sr ref}$, nas condições da Tabela 6, com o Conversor a funcionar como Ondulador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.

Como é possível verificar tanto na Simulação, como no Ensaio experimental, a corrente do barramento AC (I_{SR}), seguiu a sua referência ($I_{SR ref}$). Assim pudemos concluir que o Controlador PI de corrente, estava a funcionar corretamente, e assim partir para o processo seguinte, o funcionamento do conversor como Retificador.

• **Técnica de Controlo por Modo Preditivo**

Neste tipo de controlo, foi utilizado como parâmetros do ensaio, uma frequência de Comutação de 20000 Hz, e um Fixed Step de $40 \times e^{-6}$. Assim analisou-se o impacto que a variação das seguintes variáveis tiveram neste controlador.

A Figura 5.4 mostra a evolução temporal de I_{srref} e I_{sr} , com o Conversor a funcionar como Ondulador. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 7.

Tabela 16 Condições do Sistema, com a imposição de uma Corrente AC (I_{sr}) de 4 A

Ugr ef	Req	Udc ref	R	L	C
0 V	300 Ω	60 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

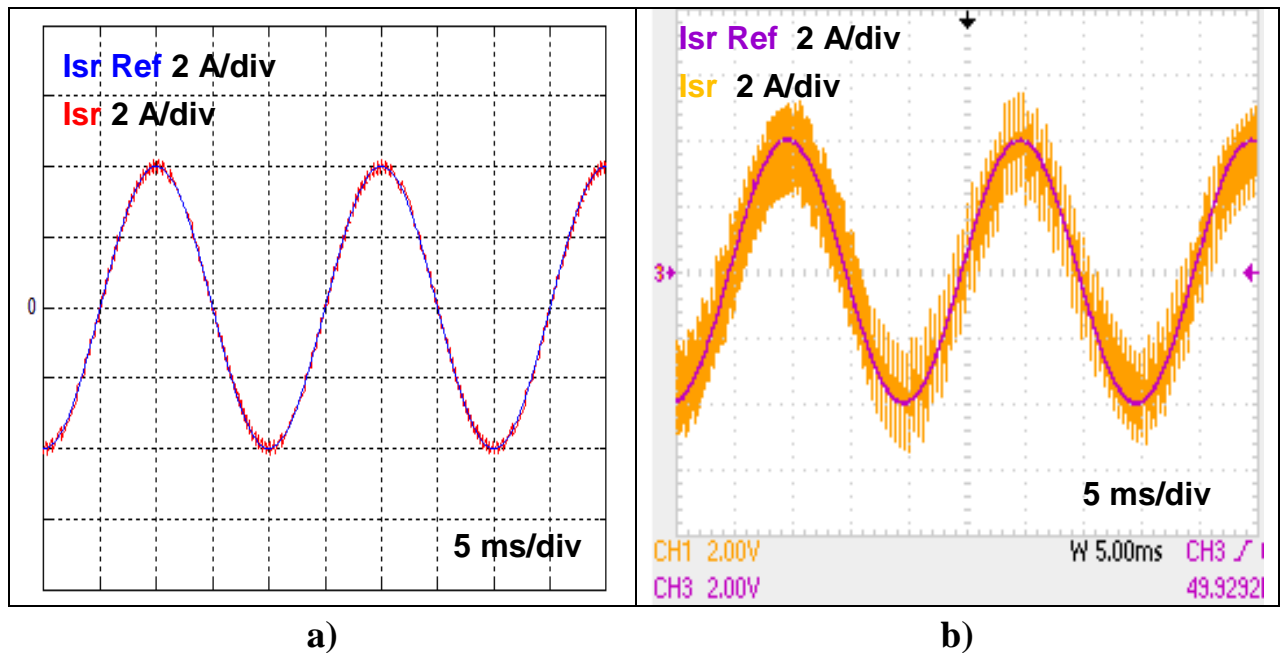


Figura 5. 4 – Evolução temporal de I_{sr} e $I_{sr ref}$, nas condições da Tabela 7, com o Conversor a funcionar como Ondulador: a) Resultado da simulação; b) Resultado experimental.

Como é possível verificar tanto na Simulação, como no Ensaio experimental, a corrente do barramento AC (I_{SR}), seguiu a sua referência ($I_{SR ref}$). Assim pudemos concluir que o Controlador PI de corrente, estava a funcionar corretamente, e assim partir para o processo seguinte, o funcionamento do conversor como Retificador.

5.1.2 Controlo de Tensão

- **Técnica de Controlo PWM**

A Figura 5.5 mostra a evolução temporal da $U_{dc\text{ref}}$, U_{dc} , $I_{sr\text{ref}}$ e I_{sr} para uma resposta do sistema a um escalão na Resistência de Carga (R_{eq}) de $200\ \Omega$ para $400\ \Omega$. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 8.

Tabela 17 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na Resistência de Carga (R_{eq})

$U_{gr\text{ref}}$	R_{eq}		$U_{dc\text{ref}}$	R	L	C
70 V	200 Ω	→ 400 Ω	120 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

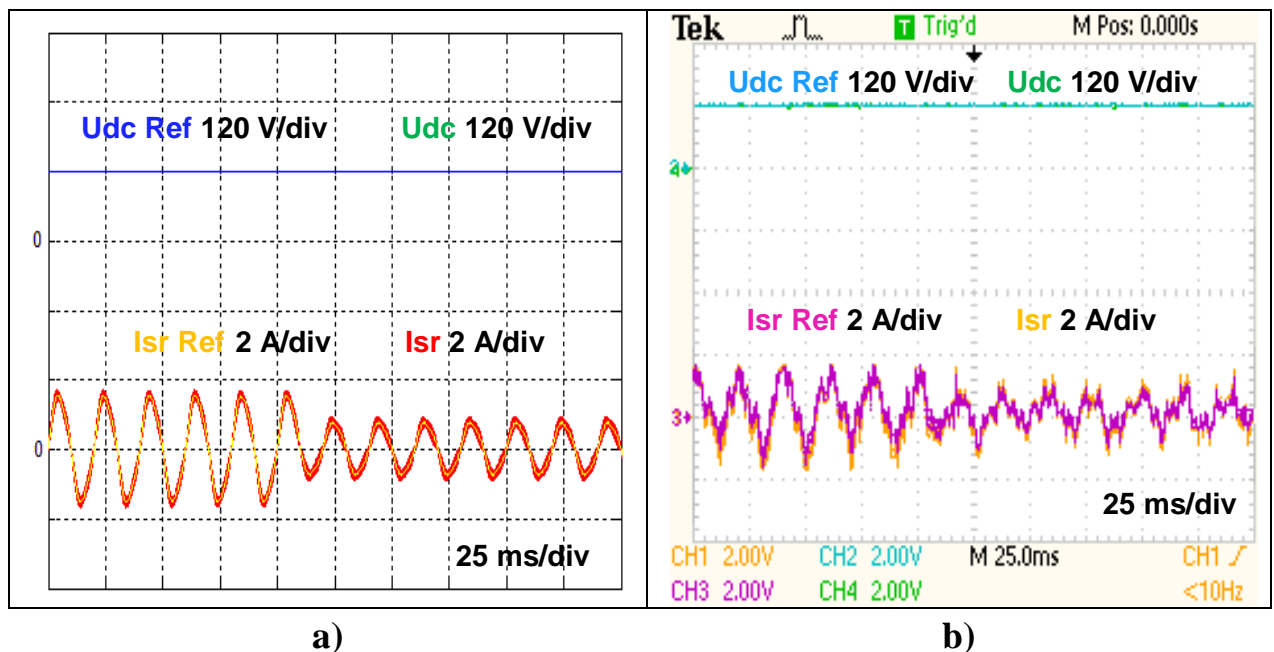


Figura 5. 5 – Evolução temporal de $U_{dc\text{ref}}$, U_{dc} , $I_{sr\text{ref}}$ e I_{sr} a um escalão na Resistência de Carga (R_{eq}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a) Resultado da simulação; b) Resultado experimental.

Estes gráficos permitem nos concluir que, tanto na simulação como no ensaio ao variar-se a resistência de carga (R_{eq}), de $200\ \Omega$ para $400\ \Omega$, fez com que a corrente do ramo desta carga diminuisse, o que levou por sua vez também a uma diminuição da corrente do barramento DC (I_R), e assim este barramento passou a exigir menos corrente do barramento AC (I_{SR}) para manter a tensão de referência DC ($U_{DC\text{ref}}$), fazendo desta forma, com que a corrente do barramento AC (I_{SR}) também acabasse por diminuir.

A Figura 5.6 mostra a evolução temporal da $U_{dc\text{ref}}$, U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} para uma resposta do sistema a um escalão na Resistência de Carga (R_{eq}) de $200\ \Omega$ para $400\ \Omega$. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 6.

Tabela 18 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na Resistência de Carga (R_{eq})

$U_{gr\text{ ef}}$	R_{eq}		$U_{dc\text{ ref}}$	R	L	C
70 V	200 Ω	→ 400 Ω	120 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

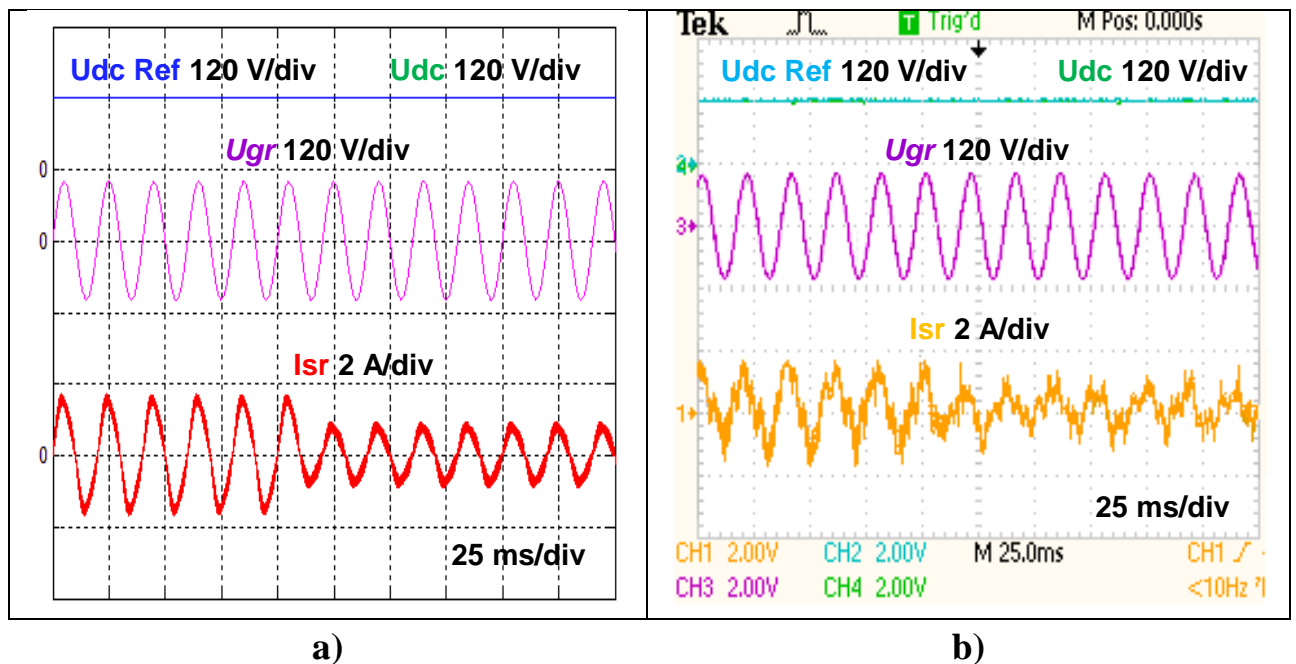


Figura 5. 6 – Evolução temporal de $U_{dc\text{ref}}$, U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} a um escalão na Resistência de Carga (R_{eq}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a) Resultado da simulação; b) Resultado experimental.

Neste caso, como é possível aferir nas duas situações, como não se efetuou nenhuma alteração na tensão do barramento AC (U_{GR}), esta manteve o valor que tinha antes da variação da resistência de carga (R_{eq}), e pelo que já foi explicado nos gráficos anteriores, ocorreu apenas uma variação na corrente do barramento AC (I_{SR}).

Também é possível verificar que a corrente do barramento AC (I_{SR}), se encontra síncrona com a tensão deste barramento AC, garantindo que estas duas grandezas se encontram em fase uma com a outra, o que por sua vez permite concluir que este conversor apresenta um fator de potência é quase unitário

A Figura 5.7 mostra a evolução temporal da U_{dcref} , U_{dc} , I_{srref} e I_{sr} para uma resposta do sistema a um escalão na tensão do Barramento AC ($U_{gr\ ef}$) de 60 V para 80 V. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 7.

Tabela 19 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do Barramento AC (U_{gr})

$U_{gr\ ef}$		R_{eq}	$U_{dc\ ref}$	R	L	C
60 V	→ 80 V	300 Ω	120 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

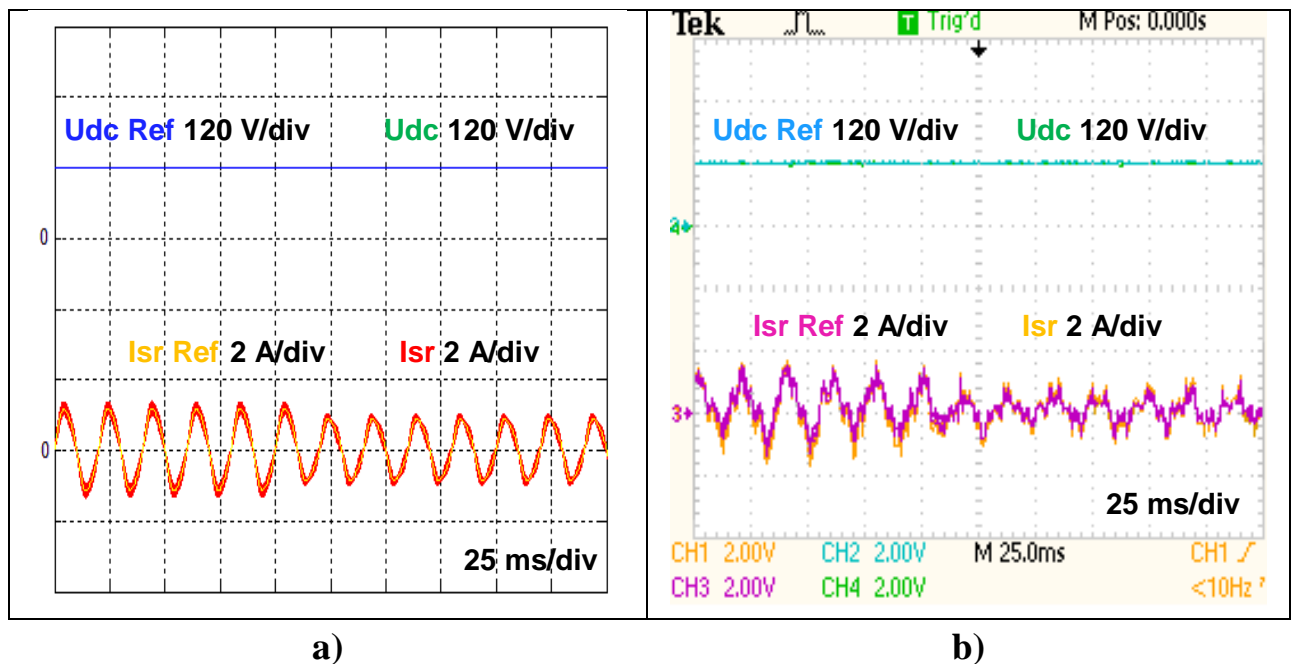


Figura 5. 7 – Evolução temporal de U_{dcref} , U_{dc} , I_{srref} e I_{sr} a um escalão na tensão do Barramento AC (U_{gr}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.

Estes gráficos permitem concluir que, após a variação da tensão do Barramento AC (U_{GR}), a corrente deste barramento (I_{SR}) diminui, este facto acontece porque como a tensão do Barramento AC aumenta, o barramento DC não precisa de uma corrente (I_R), tão elevada para manter a sua tensão efetiva (U_{DC}) na sua referência ($U_{DC\ ref}$), o que leva a que a corrente do barramento DC (I_R) diminua, assim esta também irá exigir que o barramento AC, não tenha a necessidade de injetar a mesma corrente que estava a injetar antes da variação de (U_{GR}), dando origem portanto a que a corrente do barramento AC (I_{SR}) diminua.

A Figura 5.8 mostra a evolução temporal da $U_{dc\ ref}$, U_{dc} , $I_{sr\ ref}$ e I_{sr} para uma resposta do sistema a um escalão na tensão do Barramento AC ($U_{gr\ ef}$) de 60 V para 80 V. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 8.

Tabela 20 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do Barramento AC (U_{gr})

$U_{gr\ ef}$	R_{eq}	$U_{dc\ ref}$	R	L	C
60 V \longrightarrow 80 V	300 Ω	120 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

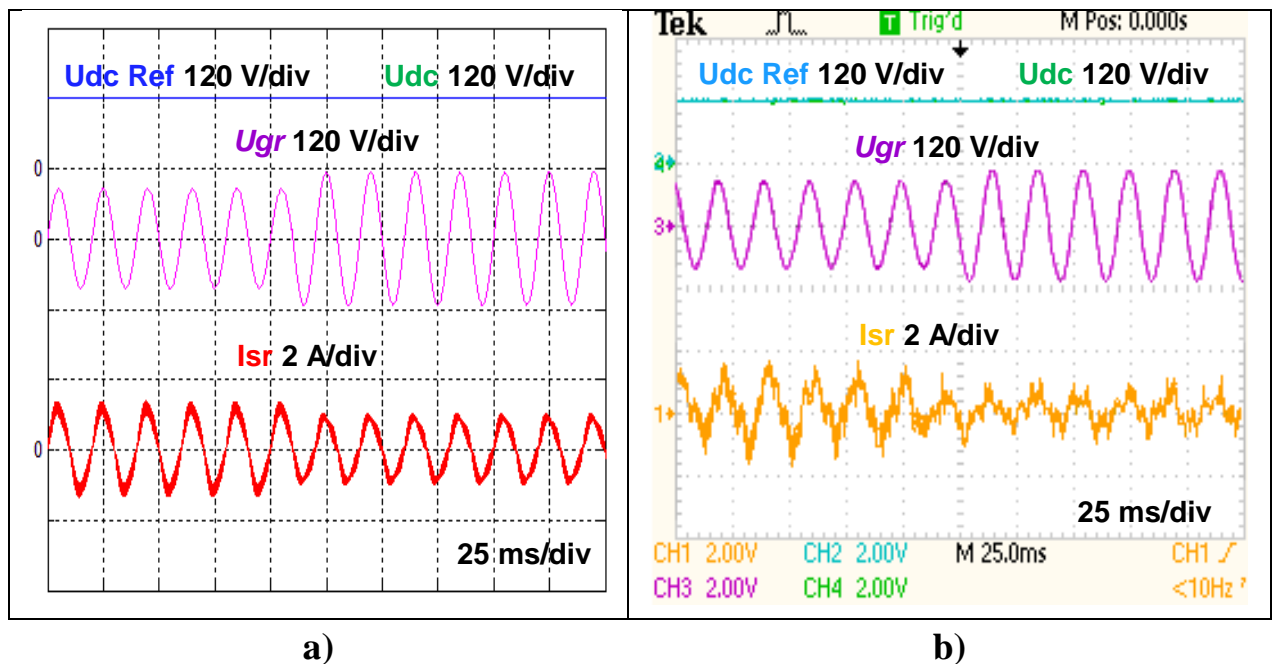


Figura 5. 8 – Resposta de $U_{dc\ ref}$, U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} a um escalão na tensão do Barramento AC (U_{gr}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a) Resultado da simulação; b) Resultado experimental.

Neste caso, como já foi explicado nos gráficos anteriores, o aumento da tensão do barramento AC (U_{GR}), leva a uma pequena diminuição da corrente deste barramento (I_{SR}).

Também é possível verificar que a corrente do barramento AC (I_{SR}), se encontra síncrona com a tensão deste barramento AC, garantindo que estas duas grandezas se encontram em fase uma com a outra, o que por sua vez permite concluir que este conversor apresenta um fator de potência é quase unitário

A Figura 5.9 mostra a evolução temporal da U_{dcref} , U_{dc} , I_{srref} e I_{sr} para uma resposta do sistema a um escalão na tensão do barramento DC (U_{DC}) de 100 V para 140 V. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 9.

Tabela 21 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do Barramento DC (U_{DC})

$U_{gr\ ref}$	R_{eq}	$U_{dc\ ref}$ (V)		R	L	C
70 V	300 Ω	100 V	→ 140 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

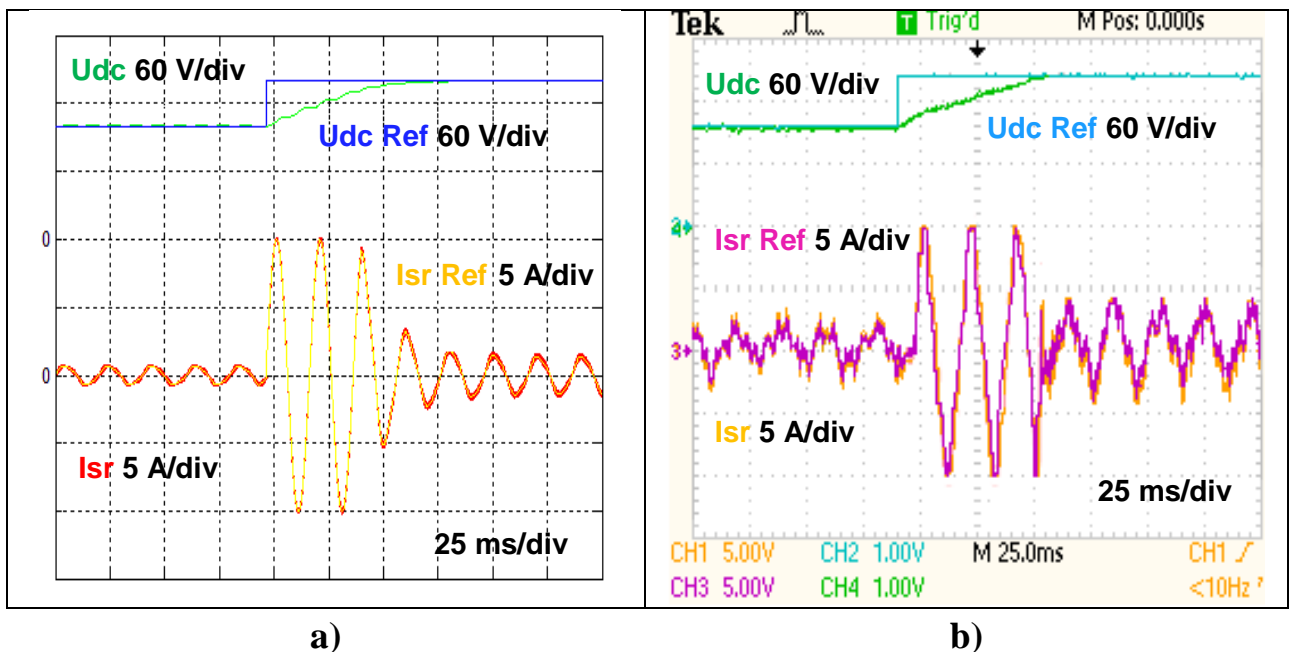


Figura 5. 9 – Resposta de U_{dcref} , U_{dc} , I_{srref} e I_{sr} a um escalão na tensão do Barramento DC (U_{dc}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a) Resultado da simulação; b) Resultado experimental.

Como é possível verificar tanto na simulação como no ensaio, quando se aumentou a referência da tensão do barramento DC (U_{DC}), dos 100 V para os 140 V, a corrente sofreu uma alteração para valores mais elevados, isto acontece porque ao mudar-se a referência ($U_{DC\ ref}$), fez com que a tensão efetiva desta barramento (U_{DC}), tivesse que aumentar a fim de chegar e seguir os 140 V de referência, para que isto suceda, a corrente do ramo do Condensador irá precisar de mais corrente dando a origem a que a corrente no Condensador (I_C) aumente, o que leva a que a corrente no barramento DC (I_R) também aumente, o que por sua vez irá exigir um aumento brusco da corrente do barramento AC (I_{SR}), até que a tensão efetiva do barramento DC (U_{DC}), atinga a sua,

referência ($U_{DC\ ref}$). Após essa situação a corrente do barramento AC (I_{SR}), volta a estabilizar neste caso num valor um pouco mais elevado do que aquele em que se encontrava, a quando a referência DC ($U_{DC\ ref}$) de 100 V, isto porque esta tensão também é 40 V mais elevada.

A Figura 5.10 mostra a evolução temporal da $U_{dc\text{ref}}$, U_{dc} , $I_{sr\text{ref}}$ e I_{sr} para uma resposta do sistema a um escalão na tensão do barramento DC (U_{DC}) de 100 V para 140 V. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 10.

Tabela 22 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do Barramento DC (U_{DC})

$U_{gr\text{ef}}$	R_{eq}	$U_{dc\text{ref}}$ (V)		R	L	C
70 V	300 Ω	100 V	→ 140 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

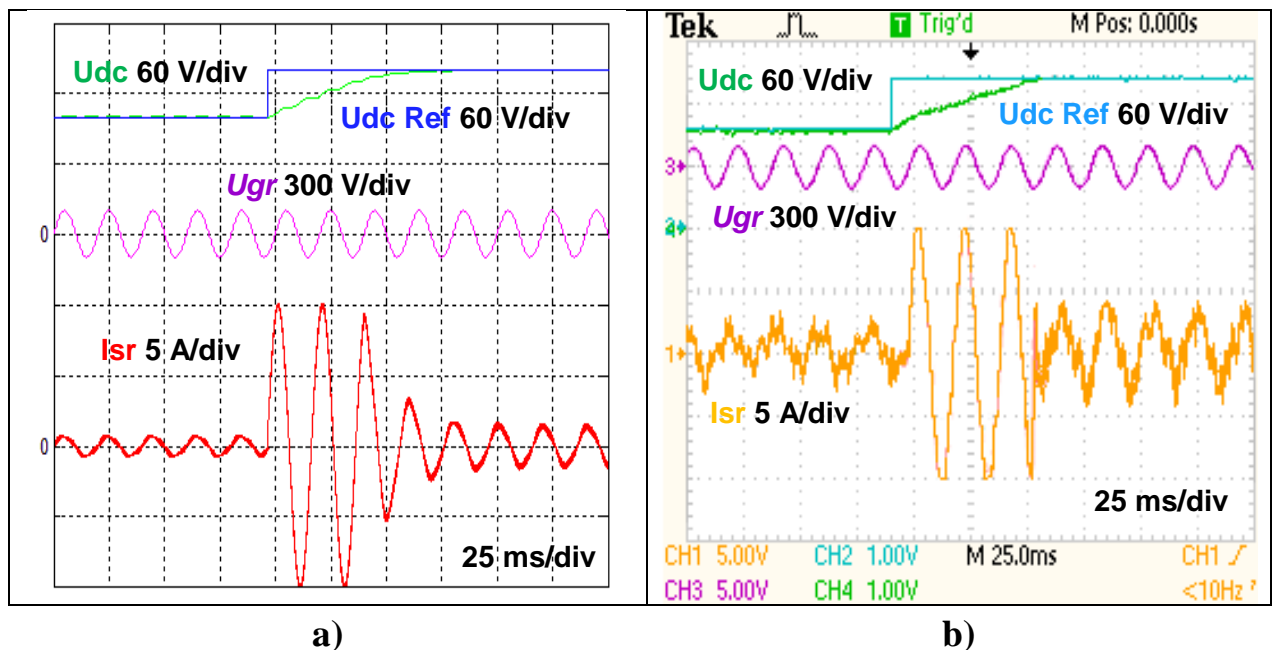


Figura 5. 10 – Resposta de $U_{dc\text{ref}}$, U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} a um escalão na tensão do Barramento DC (U_{dc}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a) Resultado da simulação; b) Resultado experimental.

Neste caso, como é possível verificar nas duas situações, como não se efetuou nenhuma alteração na tensão do barramento AC (U_{GR}), esta manteve o valor que tinha antes da variação da referência DC ($U_{DC\text{ref}}$), e pelo que já foi explicado nos gráficos anteriores, ocorreu apenas uma variação na corrente do barramento AC (I_{SR}).

Também é possível verificar que a corrente do Barramento AC (I_{SR}), se encontra síncrona com a tensão deste barramento AC, garantindo que estas duas grandezas se encontram em fase uma com a outra, o que por sua vez permite concluir que este conversor apresenta um fator de potência é quase unitário

• **Técnica de Controlo por Modo de Deslizamento**

A Figura 5.11 mostra a evolução temporal da $U_{dc ref}$, U_{dc} , $I_{sr ref}$ e I_{sr} para uma resposta do sistema a um escalão na Resistência de Carga (R_{eq}) de 200Ω para 400Ω . Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 11.

Tabela 23 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na Resistência de Carga (R_{eq})

$U_{gr ef}$	R_{eq}	$U_{dc ref}$	R	L	C
70 V	200Ω \longrightarrow 400Ω	120 V	1Ω	4 mH	4,7 mF

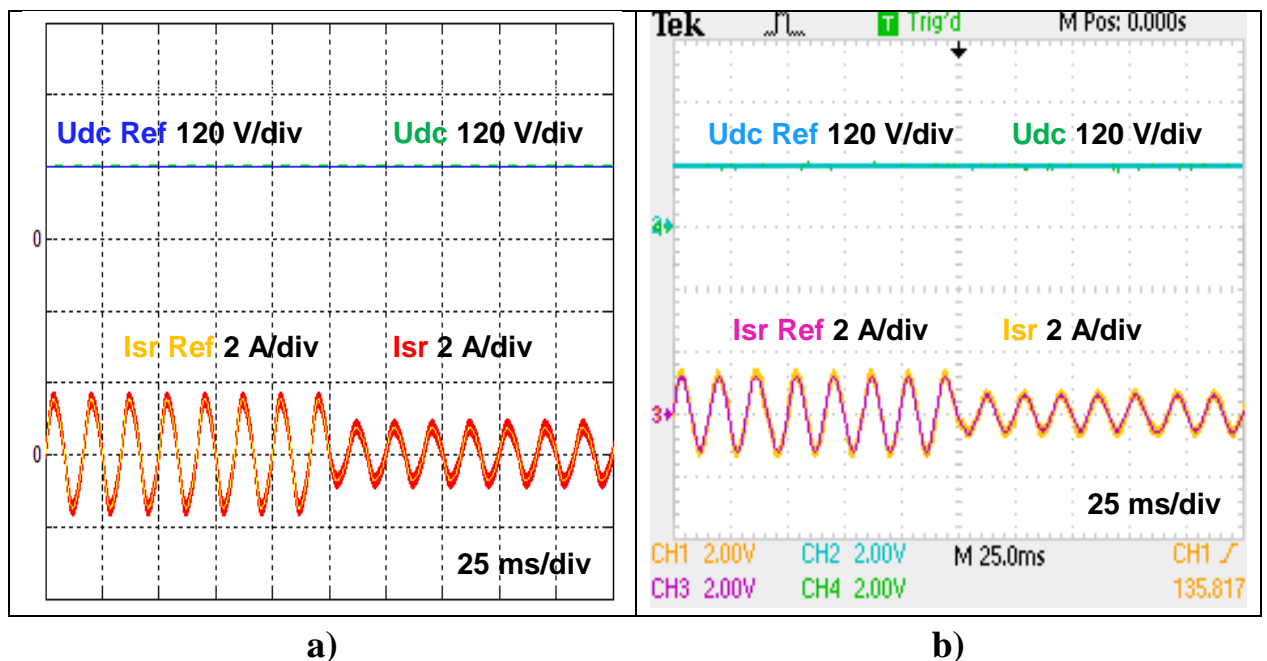


Figura 5. 11– Evolução temporal de $U_{dc ref}$, U_{dc} , $I_{sr ref}$ e I_{sr} a um escalão na Resistência de Carga (R_{eq}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.

Estes gráficos permitem nos concluir que, tanto na simulação como no ensaio ao variar-se a resistência de carga (R_{eq}), de 200Ω para 400Ω , fez com que a corrente do ramo desta carga diminuisse, o que levou por sua vez também a uma diminuição da corrente do barramento DC (I_R), e assim este barramento passou a exigir menos corrente do barramento AC (I_{SR}) para manter a tensão de referência DC ($U_{DC ref}$), fazendo desta forma, com que a corrente do barramento AC (I_{SR}) também acabasse por diminuir.

A Figura 5.12 mostra a evolução temporal da U_{dcref} , U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} para uma resposta do sistema a um escalão na Resistência de Carga (R_{eq}) de $200\ \Omega$ para $400\ \Omega$. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 12.

Tabela 24 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na Resistência de Carga (R_{eq})

$U_{gr\ ef}$	R_{eq}		$U_{dc\ ref}$	R	L	C
70 V	$200\ \Omega$	→ $400\ \Omega$	120 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

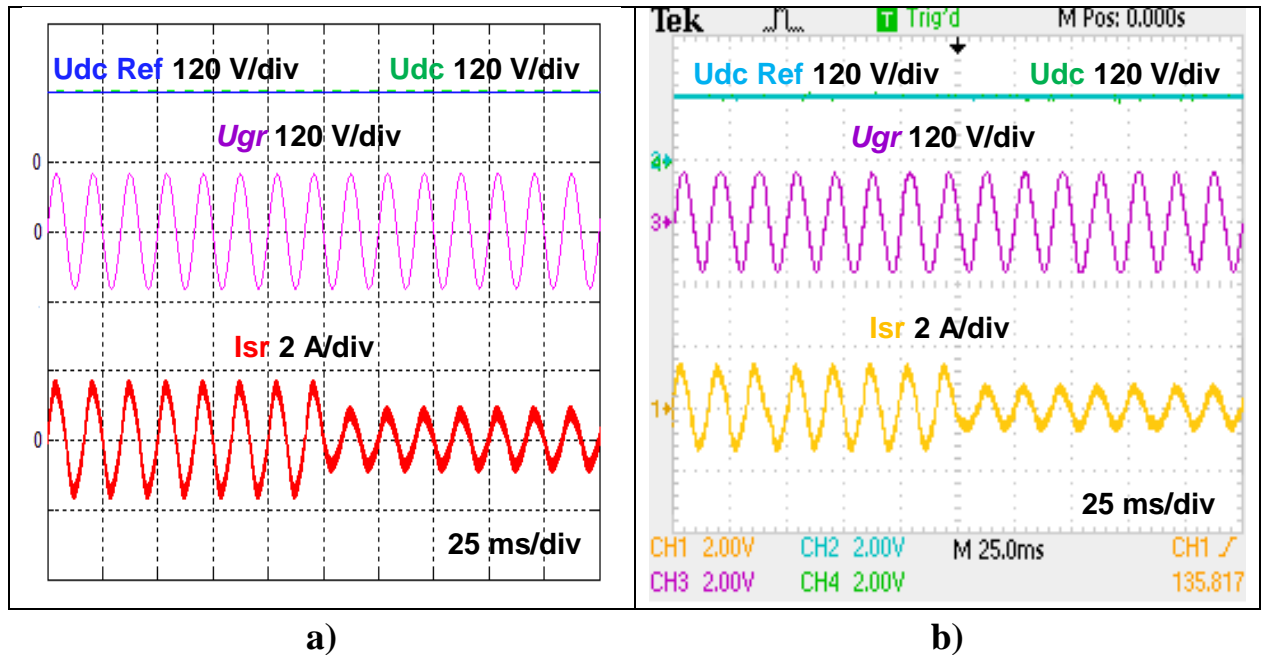


Figura 5. 12– Evolução temporal de U_{dcref} , U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} a um escalão na Resistência de Carga (R_{eq}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a) Resultado da simulação; b) Resultado experimental.

Neste caso, como é possível aferir nas duas situações, como não se efetuou nenhuma alteração na tensão do barramento AC (U_{GR}), esta manteve o valor que tinha antes da variação da resistência de carga (R_{eq}), e pelo que já foi explicado nos gráficos anteriores, ocorreu apenas uma variação na corrente do barramento AC (I_{SR}).

Também é possível verificar que a corrente do barramento AC (I_{SR}), se encontra síncrona com a tensão deste barramento AC, garantindo que estas duas grandezas se encontram em fase uma com a outra, o que por sua vez permite concluir que este conversor apresenta um fator de potência é quase unitário

A Figura 5.13 mostra a evolução temporal da U_{dcref} , U_{dc} , I_{srref} e I_{sr} para uma resposta do sistema a um escalão na tensão do Barramento AC ($U_{gr\ ef}$) de 60 V para 80 V. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 13.

Tabela 25 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do Barramento AC (U_{gr})

$U_{gr\ ef}$		R_{eq}	$U_{dc\ ref}$	R	L	C
60 V	→ 80 V	300 Ω	120 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

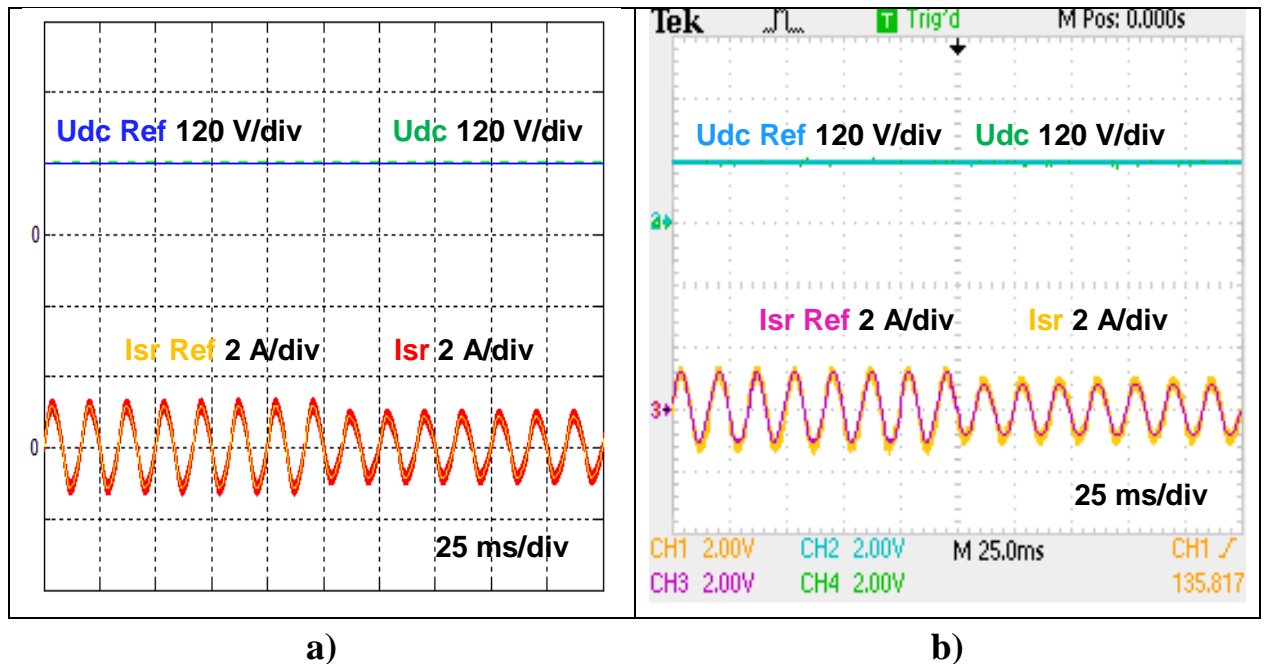


Figura 5. 13 – Evolução temporal de U_{dcref} , U_{dc} , $I_{sr\ ref}$ e I_{sr} a um escalão na tensão do Barramento AC (U_{gr}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.

Estes gráficos permitem concluir que, após a variação da tensão do Barramento AC (U_{GR}), a corrente deste barramento (I_{SR}) diminui, este facto acontece porque como a tensão do Barramento AC aumenta, o barramento DC não precisa de uma corrente (I_R), tão elevada para manter a sua tensão efetiva (U_{DC}) na sua referência ($U_{DC\ ref}$), o que leva a que a corrente do barramento DC (I_R) diminua, assim esta também irá exigir que o barramento AC, não tenha a necessidade de injetar a mesma corrente que estava a injetar antes da variação de (U_{GR}), dando origem portanto a que a corrente do barramento AC (I_{SR}) diminua.

A Figura 5.14 mostra a evolução temporal da $U_{dc\ ref}$, U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} para uma resposta do sistema a um escalão na tensão do Barramento AC ($U_{gr\ ef}$) de 60 V para 80 V. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 14.

Tabela 26 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do Barramento AC (U_{gr})

$U_{gr\ ef}$	R_{eq}	$U_{dc\ ref}$	R	L	C
60 V \longrightarrow 80 V	300 Ω	120 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

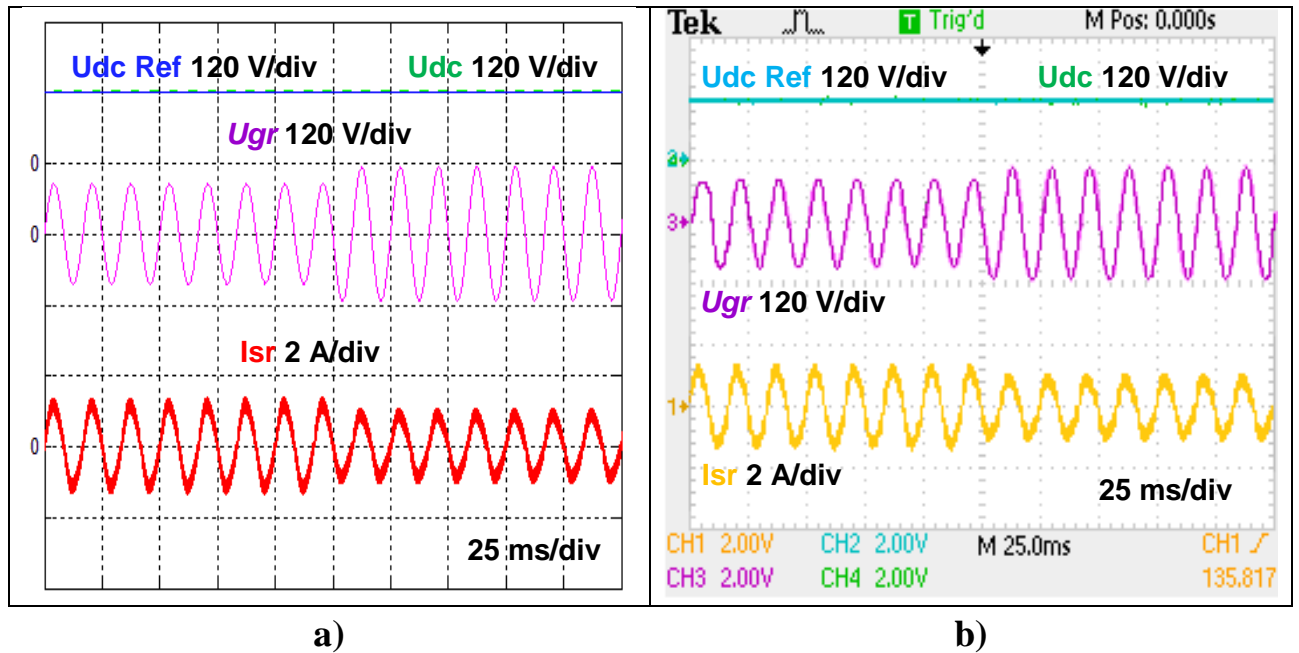


Figura 5. 14 – Evolução temporal de $U_{dc\ ref}$, U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} a um escalão na tensão do Barramento AC (U_{gr}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.

Neste caso, como já foi explicado nos gráficos anteriores, o aumento da tensão do barramento AC (U_{GR}), leva a uma pequena diminuição da corrente deste barramento (I_{SR}).

Também é possível verificar que a corrente do barramento AC (I_{SR}), se encontra síncrona com a tensão deste barramento AC, garantindo que estas duas grandezas se encontram em fase uma com a outra, o que por sua vez permite concluir que este conversor apresenta um fator de potência é quase unitário

A Figura 5.15 mostra a evolução temporal da U_{dcref} , U_{dc} , I_{srref} e I_{sr} para uma resposta do sistema a um escalão na tensão do barramento DC (U_{DC}) de 100 V para 140 V. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 15.

Tabela 27 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do barramento DC (U_{DC})

$U_{gr\ ef}$	R_{eq}	$U_{dc\ ref}\ (V)$		R	L	C
70 V	300 Ω	100 V	→ 140 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

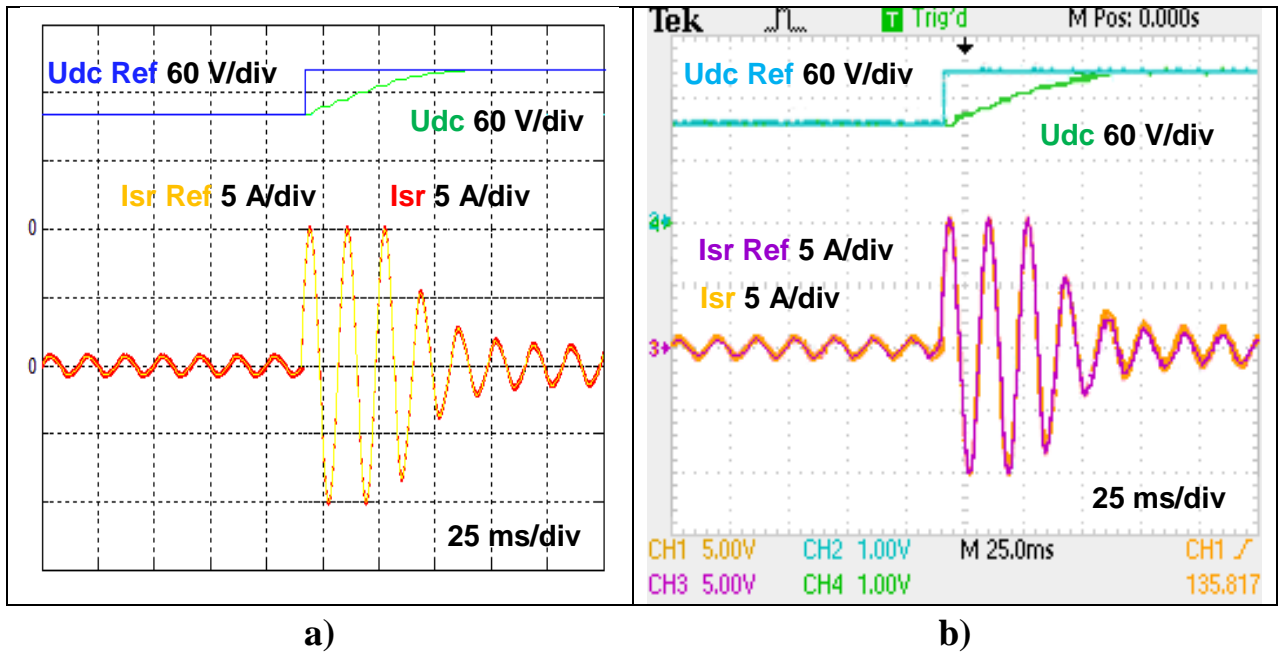


Figura 5. 15 – Evolução temporal de U_{dcref} , U_{dc} , $I_{sr\ ref}$ e I_{sr} a um escalão na tensão do barramento DC (U_{DC}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a) Resultado da simulação; b) Resultado experimental.

Como é possível verificar tanto na simulação como no ensaio, quando se aumentou a referência da tensão do barramento DC (U_{DC}), dos 100 V para os 140 V, a corrente sofreu uma alteração para valores mais elevados, isto acontece porque ao mudar-se a referência ($U_{DC\ ref}$), fez com que a tensão efetiva deste barramento (U_{DC}), tivesse que aumentar a fim de chegar e seguir os 140 V de referência, para que isto suceda, a corrente do ramo do Condensador irá precisar de mais corrente dando a origem a que a corrente no Condensador (I_c) aumente, o que leva a que a corrente no barramento DC (I_R) também aumente, o que por sua vez irá exigir um aumento brusco da corrente do barramento AC (I_{SR}), até que a tensão efetiva do barramento DC (U_{DC}), atinga a sua referência ($U_{DC\ ref}$). Após essa situação a corrente do barramento AC (I_{SR}), volta a estabilizar neste caso num valor um pouco mais elevado do que aquele em que se encontrava, a quando a referência DC ($U_{DC\ ref}$) de 100 V, isto porque esta tensão também é 40 V mais elevada.

A Figura 5.16 mostra a evolução temporal da U_{dcref} , U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} para uma resposta do sistema a um escalão na tensão do barramento DC (U_{DC}) de 100 V para 140 V. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 16.

Tabela 28 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do barramento DC (U_{DC})

$U_{gr\ ef}$	R_{eq}	$U_{dc\ ref}\ (V)$		R	L	C
70 V	300 Ω	100 V	→ 140 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

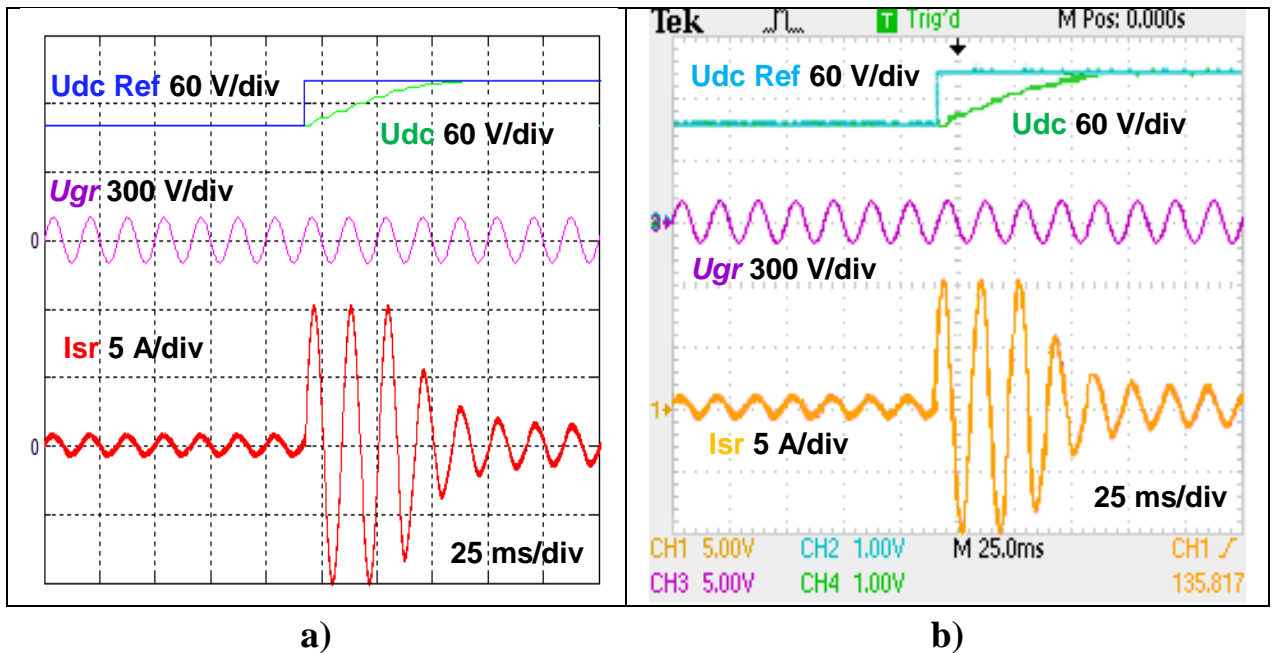


Figura 5. 16 – Evolução temporal de U_{dcref} , U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} a um escalão na tensão do barramento DC (U_{DC}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a) Resultado da simulação; b) Resultado experimental.

Neste caso, como é possível verificar nas duas situações, como não se efetuou nenhuma alteração na tensão do barramento AC (U_{GR}), esta manteve o valor que tinha antes da variação da referência DC ($U_{DC\ ref}$), e pelo que já foi explicado nos gráficos anteriores, ocorreu apenas uma variação na corrente do barramento AC (I_{SR}).

Também é possível verificar que a corrente do barramento AC (I_{SR}), se encontra síncrona com a tensão deste barramento AC, garantindo que estas duas grandezas se encontram em fase uma com a outra, o que por sua vez permite concluir que este conversor apresenta um fator de potência é quase unitário

• **Técnica de Controle por Modo de Preditivo**

A Figura 5.17 mostra a evolução temporal da $U_{dc\ ref}$, U_{dc} , $I_{sr\ ref}$ e I_{sr} para uma resposta do sistema a um escalão na Resistência de Carga (R_{eq}) de $200\ \Omega$ para $400\ \Omega$. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 17.

Tabela 29 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na Resistência de Carga (R_{eq})

$U_{gr\ ef}$	R_{eq}	$U_{dc\ ref}$	R	L	C
70 V	$200\ \Omega$ \longrightarrow $400\ \Omega$	120 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

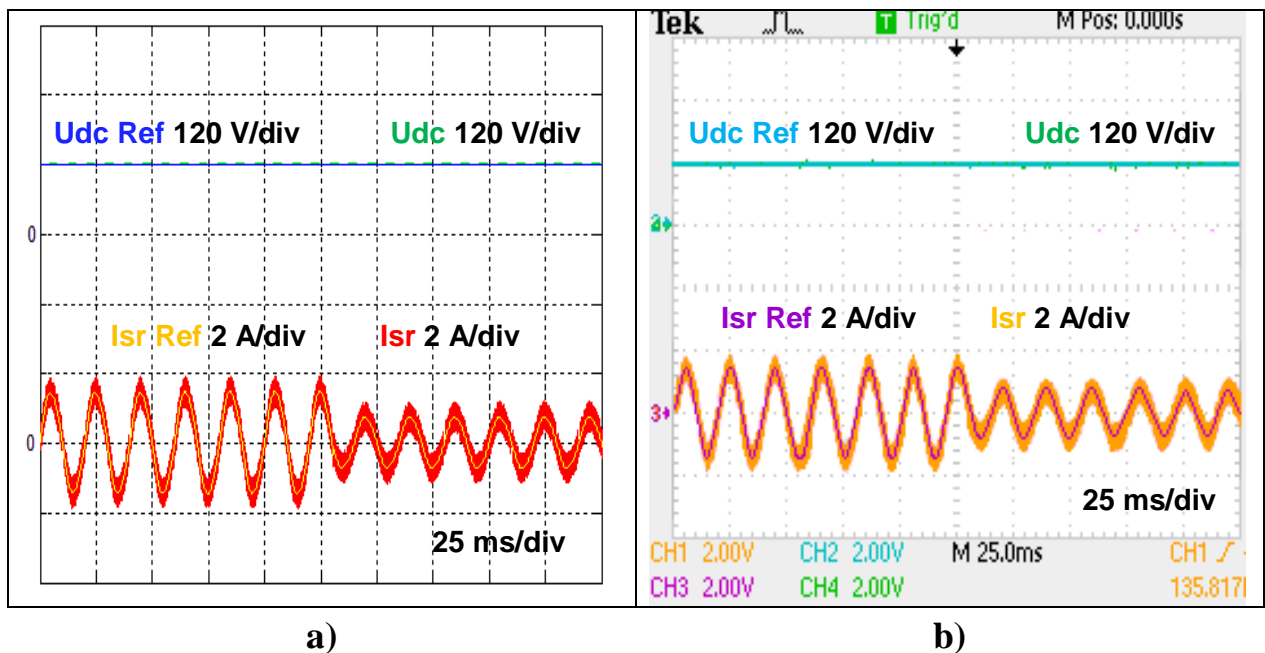


Figura 5. 17– Evolução temporal de $U_{dc\ ref}$, U_{dc} , $I_{sr\ ref}$ e I_{sr} a um escalão na Resistência de Carga (R_{eq}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.

Estes gráficos permitem nos concluir que, tanto na simulação como no ensaio ao variar-se a resistência de carga (R_{eq}), de $200\ \Omega$ para $400\ \Omega$, fez com que a corrente do ramo desta carga diminuisse, o que levou por sua vez também a uma diminuição da corrente do barramento DC (I_R), e assim este barramento passou a exigir menos corrente do barramento AC (I_{SR}) para manter a tensão de referência DC ($U_{DC\ ref}$), fazendo desta forma, com que a corrente do barramento AC (I_{SR}) também acabasse por diminuir.

A Figura 5.18 mostra a evolução temporal da U_{dcref} , U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} para uma resposta do sistema a um escalão na Resistência de Carga (R_{eq}) de $200\ \Omega$ para $400\ \Omega$. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 18.

Tabela 30 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na Resistência de Carga (R_{eq})

$U_{gr\ ef}$	R_{eq}		$U_{dc\ ref}$	R	L	C
70 V	200 Ω	→ 400 Ω	120 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

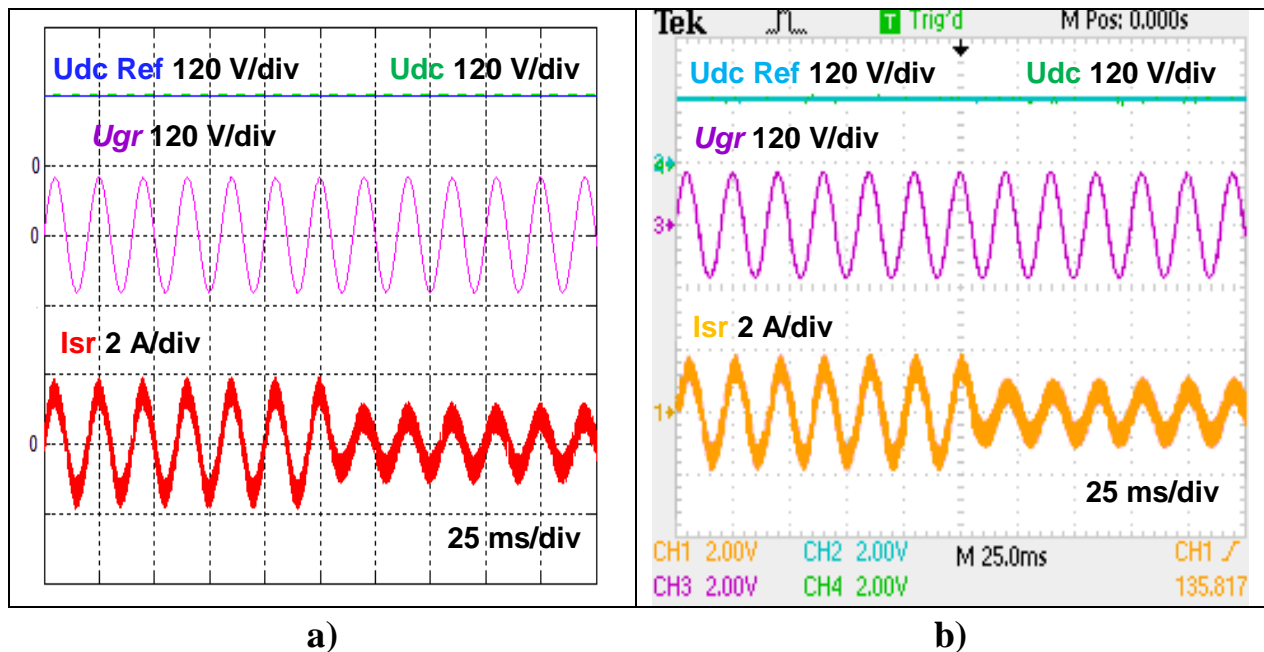


Figura 5. 18 – Evolução temporal de U_{dcref} , U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} a um escalão na Resistência de Carga (R_{eq}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a) Resultado da simulação; b) Resultado experimental.

Neste caso, como é possível aferir nas duas situações, como não se efetuou nenhuma alteração na tensão do barramento AC (U_{GR}), esta manteve o valor que tinha antes da variação da resistência de carga (R_{eq}), e pelo que já foi explicado nos gráficos anteriores, ocorreu apenas uma variação na corrente do barramento AC (I_{SR}).

Também é possível verificar que a corrente do barramento AC (I_{SR}), se encontra síncrona com a tensão deste barramento AC, garantindo que estas duas grandezas se encontram em fase uma com a outra, o que por sua vez permite concluir que este conversor apresenta um fator de potência é quase unitário

A Figura 5.19 mostra a evolução temporal da $U_{dc ref}$, U_{dc} , $I_{sr ref}$ e I_{sr} para uma resposta do sistema a um escalão na tensão do Barramento AC ($U_{gr ef}$) de 60 V para 80 V. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 19.

Tabela 31 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do Barramento AC (U_{gr})

$U_{gr ef}$	R_{eq}	$U_{dc ref}$	R	L	C
60 V \longrightarrow 80 V	300 Ω	120 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

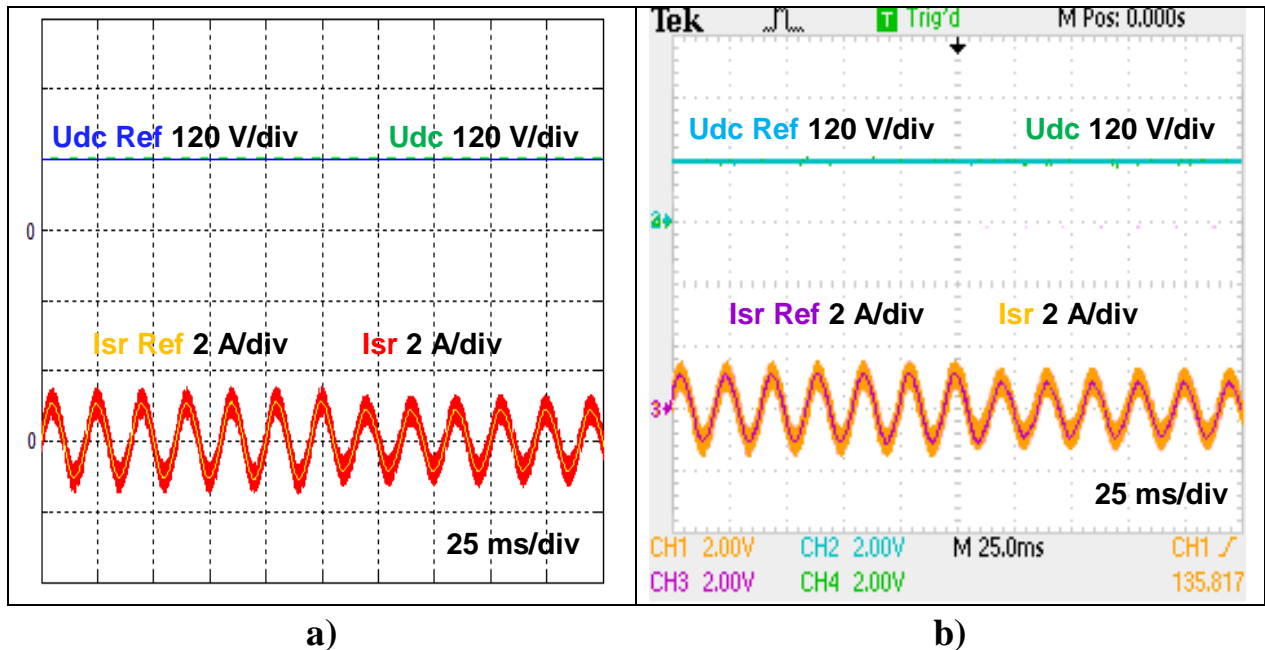


Figura 5. 19 – Evolução temporal de $U_{dc ref}$, U_{dc} , $I_{sr ref}$ e I_{sr} a um escalão na tensão do Barramento AC (U_{gr}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: **a)Resultado da simulação;** **b)Resultado experimental.**

Estes gráficos permitem concluir que, após a variação da tensão do barramento AC (U_{GR}), a corrente deste barramento (I_{SR}) diminui, este facto acontece porque como a tensão do barramento AC aumenta, o barramento DC não precisa de uma corrente (I_R), tão elevada para manter a sua tensão efetiva (U_{DC}) na sua referência ($U_{DC ref}$), o que leva a que a corrente do barramento DC (I_R) diminua, assim esta também irá exigir que o barramento AC, não tenha a necessidade de injetar a mesma corrente que estava a injetar antes da variação de (U_{GR}), dando origem portanto a que a corrente do barramento AC (I_{SR}) diminua.

A Figura 5.20 mostra a evolução temporal da U_{dcref} , U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} para uma resposta do sistema a um escalão na tensão do barramento AC ($U_{gr\ ef}$) de 60 V para 80 V. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 20.

Tabela 32 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do Barramento AC (U_{gr})

$U_{gr\ ef}$	R_{eq}	$U_{dc\ ref}$	R	L	C
60 V \longrightarrow 80 V	300 Ω	120 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

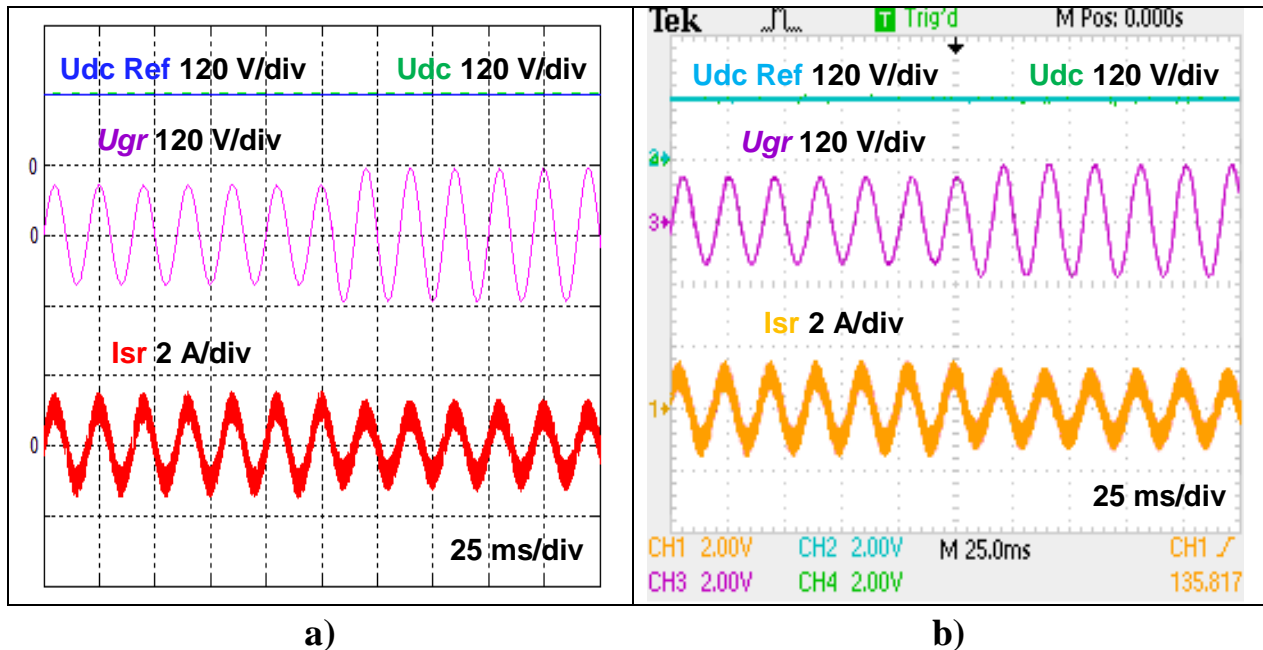


Figura 5. 20 – Evolução temporal de U_{dcref} , U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} a um escalão na tensão do Barramento AC (U_{gr}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.

Neste caso, como já foi explicado nos gráficos anteriores, o aumento da tensão do barramento AC (U_{GR}), leva a uma pequena diminuição da corrente deste barramento (I_{SR}).

Também é possível verificar que a corrente do barramento AC (I_{SR}), se encontra síncrona com a tensão deste barramento AC, garantindo que estas duas grandezas se encontram em fase uma com a outra, o que por sua vez permite concluir que este conversor apresenta um fator de potência é quase unitário

A Figura 5.21 mostra a evolução temporal da U_{dcref} , U_{dc} , I_{srref} e I_{sr} para uma resposta do sistema a um escalão na tensão do barramento DC (U_{DC}) de 100 V para 140 V. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 21.

Tabela 33 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do barramento DC (U_{DC})

$U_{gr\ ef}$	R_{eq}	$U_{dc\ ref}\ (V)$		R	L	C
70 V	300 Ω	100 V	→ 140 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

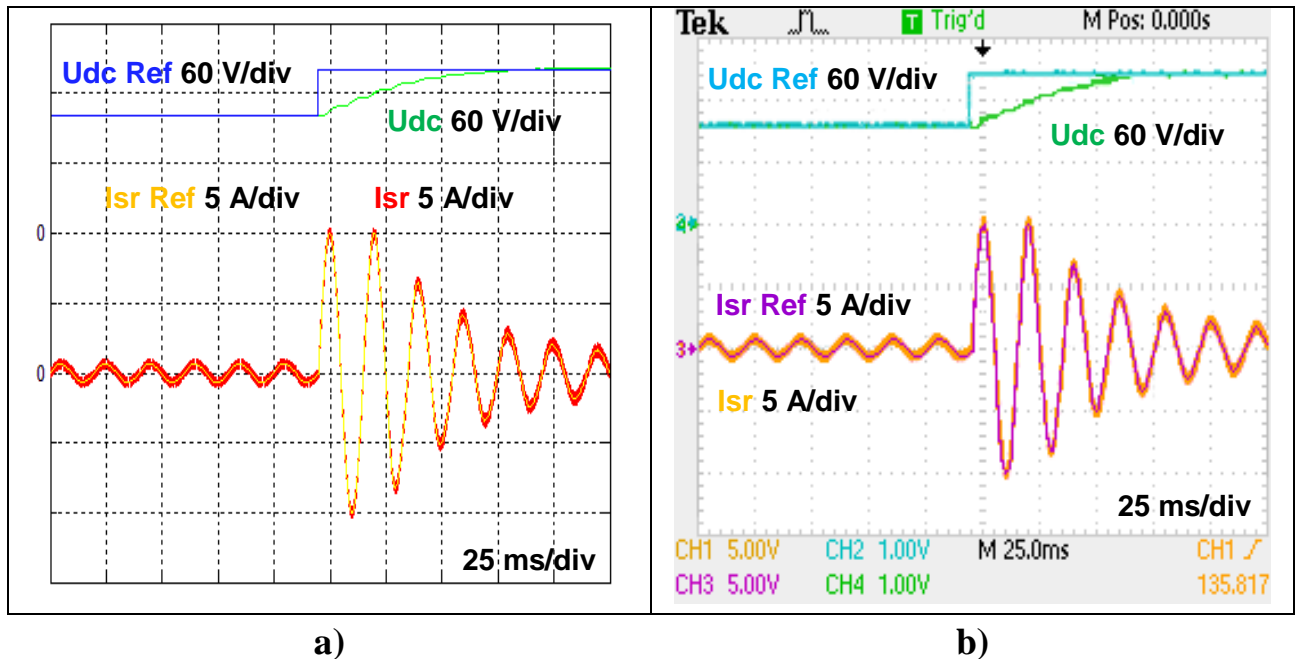


Figura 5. 21 – Evolução temporal de U_{dcref} , U_{dc} , $I_{sr\ ref}$ e I_{sr} a um escalão na tensão do barramento DC (U_{DC}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.

Como é possível verificar tanto na simulação como no ensaio, quando se aumentou a referência da tensão do barramento DC (U_{DC}), dos 100 V para os 140 V, a corrente sofreu uma alteração para valores mais elevados, isto acontece porque ao mudar-se a referência ($U_{DC\ ref}$), fez com que a tensão efetiva desta barramento (U_{DC}), tivesse que aumentar a fim de chegar e seguir os 140 V de referência, para que isto suceda, a corrente do ramo do Condensador irá precisar de mais corrente dando a origem a que a corrente no Condensador (I_C) aumente, o que leva a que a corrente no barramento DC (I_R) também aumente, o que por sua vez irá exigir um aumento brusco da corrente do barramento AC (I_{SR}), até que a tensão efetiva do barramento DC (U_{DC}), atinga a sua referência ($U_{DC\ ref}$). Após essa situação a corrente do barramento AC (I_{SR}), volta a estabilizar neste caso num valor um pouco mais elevado do que aquele em que se encontrava, a quando a referência DC ($U_{DC\ ref}$) de 100 V, isto porque esta tensão também é 40 V mais elevada.

A Figura 5.22 mostra a evolução temporal da U_{dcref} , U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} para uma resposta do sistema a um escalão na tensão do barramento DC (U_{DC}) de 100 V para 140 V. Os resultados de simulação a) e experimentais b) foram obtidos nas condições da Tabela 22.

Tabela 34 Condições do Sistema, com a imposição de um escalão na tensão do barramento DC (U_{DC})

$U_{gr\ ef}$	R_{eq}	$U_{dc\ ref}\ (V)$		R	L	C
70 V	300 Ω	100 V	→ 140 V	1 Ω	4 mH	4,7 mF

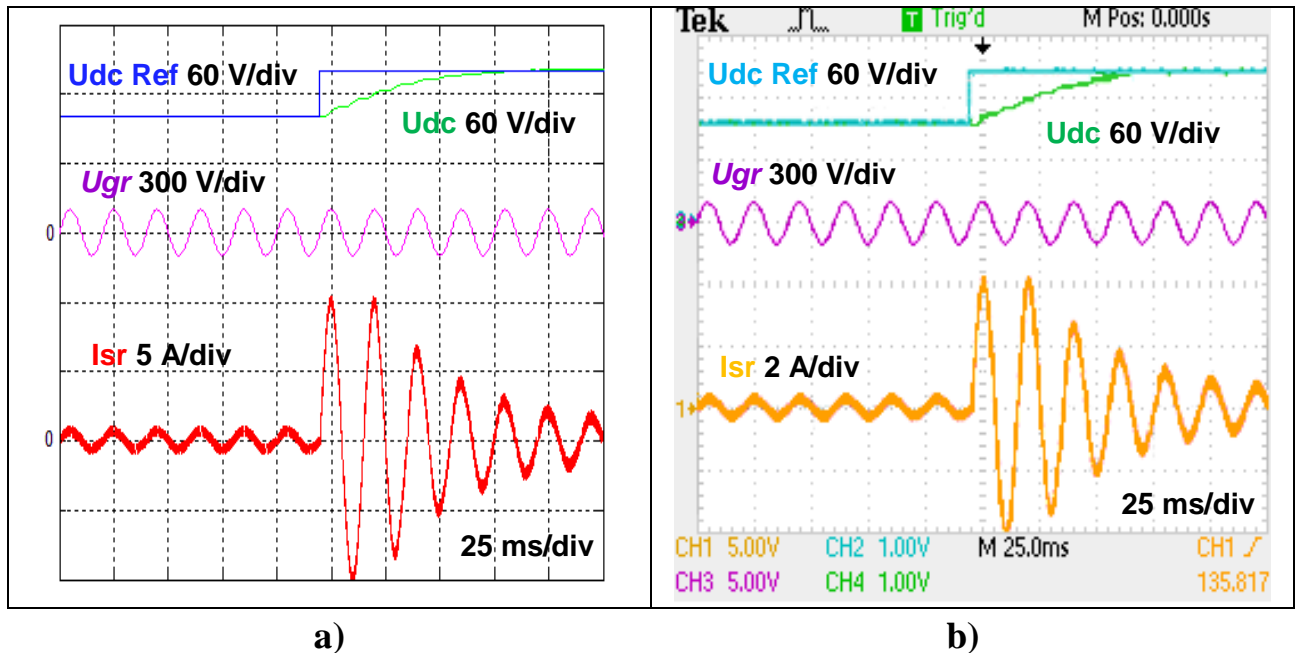


Figura 5. 22 – Evolução temporal de U_{dcref} , U_{dc} , U_{gr} e I_{sr} a um escalão na tensão do barramento DC (U_{DC}), com o Conversor a Funcionar como Retificador: a)Resultado da simulação; b)Resultado experimental.

Neste caso, como é possível verificar nas duas situações, como não se efetuou nenhuma alteração na tensão do barramento AC (U_{GR}), esta manteve o valor que tinha antes da variação da referência DC ($U_{DC\ ref}$), e pelo que já foi explicado nos gráficos anteriores, ocorreu apenas uma variação na corrente do barramento AC (I_{SR}).

Também é possível verificar que a corrente do barramento AC (I_{SR}), se encontra síncrona com a tensão deste barramento AC, garantindo que estas duas grandezas se encontram em fase uma com a outra, o que por sua vez permite concluir que este conversor apresenta um fator de potência é quase unitário

Capítulo 6

Conclusões

O presente capítulo apresentam-se as conclusões gerais do trabalho desenvolvido, e apontam-se perspectivas para trabalhos futuros.

6.1 Conclusões Gerais

O tema desta dissertação foi o estudo de um conversor monofásico em ponte totalmente controlado em tensão, e bidirecional em potência, com um fator de potência quase unitário. Este tipo de conversor permite interligar um circuito DC, com um circuito AC rede elétrica de energia (*REE*).

O conversor em estudo é genericamente designado por ondulator de tensão monofásico, sendo que o mesmo tanto pode funcionar como ondulator de tensão, ou como retificador controlado, dependendo do sentido do transito de energia.

Desenvolveu-se o modelo matemático representativo da dinâmica do conversor monofásico em ponte.

Quanto ao controlo do conversor, este controla a tensão do barramento DC, por imposição da corrente AC, através da utilização de um controlador linear clássico do tipo PI. Em relação ao controlo da corrente AC este foi efetuado, utilizando três técnicas de controlo distintas: 1) Nomeadamente o *controlador PI clássico, com modelador PWM*; 2) *Controlo por modo de deslizamento*; 3) *Controlo por preditivo*.

Posto isto com base no modelo obtido e para o controlador de corrente escolhido para o conversor, realizou-se a simulação numérica do sistema em *MATLAB/Simulink*, com o conversor a injetar energia na *REE* a partir de um barramento DC (Ondulator), e também com este a injetar energia no barramento DC a partir da *REE* (Retificador).

Ainda com base num protótipo experimental, foi realizado um ensaio experimental, controlado por um controlador do tipo *DSP (Digital Signal Processing)*, programado em *MATLAB/Simulink*. Este ensaio também foi realizado nos dois sentidos de trânsito de energia, isto é com o conversor a funcionar como Ondulator e Retificador.

Por fim após a obtenção dos resultados para cada técnica utilizada nas duas experiências, foi possível retirar as seguintes conclusões:

- Controlo de Corrente
 - No controlo de Corrente foi possível verificar que os controladores da corrente AC estavam a funcionar corretamente em todas as técnicas, isto a corrente do *barramento AC*, seguiu sempre a sua referência
- Controlo de Tensão
 - Em primeiro lugar com o aumento da resistência de carga de $200\ \Omega$ para $400\ \Omega$, a corrente do *barramento AC* diminuiu, isto porque a corrente do Barramento DC, também diminuiu, e assim passou a exigir menos corrente do barramento AC, do que estava a exigir a quando a utilização da resistência de $200\ \Omega$, esta diminuição de I_{SR} , verificou-se em todos os tipos de controlo.
 - Quanto há variação imposta na tensão de referencia do barramento DC, de $100\ \text{V}$ para $140\ \text{V}$, foi possível verificar logo após esta alteração, que a corrente subiu bastante, isto enquanto a tensão efetiva não tinha atingido os $140\ \text{V}$, tal facto deve-se ao Condensador precisar de mais corrente no seu ramo, para chegar a esta referência de tensão, e assim fez com que a corrente Do Barramento DC, fosse obrigada a aumentar, o que por sua vez exigiu da parte do barramento AC, que este injetasse mais corrente. No momento em que a tensão efetiva do barramento DC, chegou aos $140\ \text{V}$ de referência deste mesmo barramento, a corrente estabilizou num valor bem mais pequeno, do que a verificada momentaneamente no transitório, sendo que como a tensão de referência do barramento DC, passou a ser mais $40\ \text{V}$ do que era anteriormente, a corrente do barramento AC passou a ser também ela maior, do que a que se tinha com $100\ \text{V}$ de referência. Este facto verificou-se desta forma, para todos os tipos de controlo utilizados neste ensaio.
 - Em relação há variação da tensão do barramento AC de $60\ \text{V}$ para $80\ \text{V}$, pode verificar-se que tal como já tinha se verificado com a variação das outras duas grandezas anteriores, esta voltou a influenciar a corrente do barramento AC, sendo que em vez de esta ter aumentado como nas duas outras situações, neste caso a corrente do barramento AC, acabou por diminuir. Isto porque como a tensão do barramento AC, passou a ser mais próxima da tensão de referência DC, do que era com $60\ \text{V}$, fez com que a corrente do barramento DC, não exigisse tanta corrente do barramento AC, para que a tensão DC, se mantivesse na sua referência, assim a corrente do lado AC, passou a ser mais pequena. Como já tinha sido verificado antes, esta situação verificou-se para todos os tipos de controlo, utilizados no ensaio.

- Também foi possível verificar que em todas as técnicas de controlo utilizadas neste trabalho, a corrente do barramento AC, se encontrava síncrona com a tensão deste mesmo barramento, isto é estas duas grandezas estão em fase uma com a outra, o que permite concluir que este conversor apresenta um fator de potência quase unitário.

6.2 Perspetivas Futuras

Tendo em conta aplicações futuras que possam ser utilizadas neste tipo de sistema, a fim de melhores processos já existentes, bem como o trabalho desenvolvido nesta tese, sugerem-se os seguintes tópicos:

- ❖ Desenvolver circuitos eletrónicos associados ao comando e disparo do conversor, através da utilização de FPGA;
- ❖ Desenvolver outras técnicas de controlo menos exigentes para os semicondutores do conversor, do ponto de vista da frequência de comutação.
- ❖ Implementar outros tipos de controlo para este tipo de sistema, que sejam menos pesados em termos de processamento, e que ao mesmo tempo consigam ser mais precisos.
- ❖ Desenvolver outros controladores de tensão mais eficientes para o controlo do barramento de corrente contínua.
- ❖ Desenvolver sistemas de sincronização de fase da corrente com a tensão do barramento AC, como por exemplo o PLL.

Bibliografia

O presente capítulo completa toda a bibliografia consultada para redação da presente dissertação.

Referências

- [1] J.M.Afonso, “Dissertação Conversor multinível NPC de cinco níveis como ondulator de tensão ligado à rede”, Dissertação ISEL, 2007.
- [2] MárcioPrata, “Compatibilidade Electromagnética – Perturbações Injectadas na rede eléctrica por ondulator de tensão”, Dissertação ISEL, 2012.
- [3] Ulisses, A. Miranda, “Dissertação Análise de Conversores Monofásico-Trifásico”, Dissertação, COPPE/UFRJ, 2007.
- [4] Gambôa P., “Restauradores dinâmicos de tensão com conversores matriciais e volantes de inércia”, Tese de Doutoramento em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Instituto Superior Técnico, Set. 2011.
- [5] Palma J.; “Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável”, Fundação Calouste Gulbenkian, 1999.
- [6] Faria, José; Margato, Elmano; Resende, M.J.; “Gerador Assíncrono Auto-Excitado Controlado por Processador Digital de Sinal”, 2003.
- [7] Brod, David M.; Novotny, Donald W; “Current Control Of VSI-PWM Inverters”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.1^a-21, N^o4, May 1985.
- [8] Galhardo, A.B.; “Técnicas de modulação de potência”, “Modulação multinível”, “Modulação por Limites de Corrente (Histeresse)”, “Modulação Vectorial”, <<http://ajgb.no.sapo.pt/epotexto/ch01s2/ch01s2.htm#first>>.
- [9] Faria, José; Margato, Elmano; Resende, M.J.; “Gerador Assíncrono Auto-Excitado Controlado por Processador Digital de Sinal”, 2003.
- [10] Gyugyi, Laszlo; Schauder, Colin D.; “Static Synchronous Series Compensator: A Solid-State Approach to the Series Compensation of Transmission Lines”, IEEE Jan. 1997.
- [11] Gyugyi, L.; “Converter based FACTS controllers”, The FACTS (REF. No. 1998/500), IEEE colloquium, 1998.
- [12] Han, B.; Baek, S.; Kim, H.; “Static Synchronous Compensator Based on Cascaded H-Bridge Inverter”, Electric Power Systems May 2003.
- [13] Jenkins, N.; “Power Electronics applied to the Distribution System”, IEEE colloquium, 1998.
- [14] L. Lublin, S. Grocott, and M. Athans, “H₂ (LQR) and H_∞ control, the control handbook,” William S. Levine ed., CRC Press Inc., 1996.

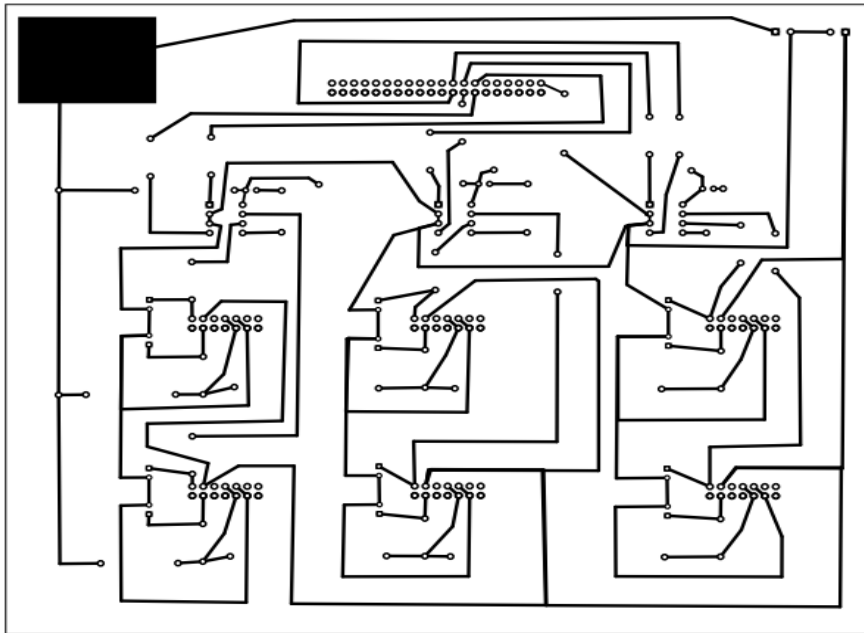
- [15] J. F. Silva, N. Rodrigues, and J. Costa, "Space vector alpha-beta sliding mode current controllers for three-phase multilevel inverters," in IEEE 31th Annual Power Electronics Specialists Conference PESC00, Vol. 1, pp. 133-138, June 2000.
- [16] J. F. Silva, C. Nodari, D. Prata e S. Costa, "Voltage and current controllers for multilevel inverters: the sliding mode approach," Proceedings on PEMC98 Conference, Prague, República Checa, vol.5, pp. 72-77, September 1998.
- [17] J. C. Doyle, K. Glover, P. P. Khargonekar, and B. A. Francis, "State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 34, no 8, pp. 831-847, August 1989.
- [18] J. Chen, A. Prodić, R. W. Erickson, D. Maksimović, "Predictive digital current programmed control," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 1, pp.411–419, Nov. 2003, DOI: 10.1109/TPEL.2002.807140.
- [19] Malesani, Luigi; Tomasin, P.; "PWM Current Control TEchniques of Voltage Source Converters-A Survey"; IEEE Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, Vol.2, Nov.1993.
- [20] Cellier, François E., Kofman E.; "Continuous System Simulation", Springer Science+Business Media, Inc., XXII, Cap.2, 644 p.284 illus., 2006.
- [21] Margato, E.; "Complementos de Máquinas Eléctricas", folhas de apoio à disciplina de complementos de Máquinas Eléctricas, 1997.
- [22] Mattavelli, Paolo; Stankovic, Aleksandar M.; Verghese, George C.; "SSR Analysis With Dynamic Phasor Model of Thyristor Controlled Series Capacitor", IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 14, Nº1, Feb. 1999.
- [23] Othman, Hisham A.; Änquist, Lennart; "Analytical Modeling of Thyristor-Controlled Series Capacitors for SSR Studies", IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 11, Nº 1, Feb. 1996.
- [24] Pomilio, J. A.; "Conversores CC-CA como Fontes de Alimentação com Frequência Fixa", Electrónica de Potência capítulo 6, 2007.
- [25] Radan, Ahmad; Far, Zahra Daneshi; " Optimization Opportunities in Carrier-Based Multilevel PWM Using Degrees of Freedom of Modulation", ITEE 2006.
- [26] Schauder, Colin; " The Unified Power Flow Controller – A Concept Becomes Reality", IEEE, Flexible AC Transmission Systems – The FACTS, Colloquium, Nov 1998.
- [27]] Silva, J. Fernando A.; "Electrónica Industrial", Fundação Calouste Gulbenkian, 1998.

[28]] Silva, J. Fernando A; “Multilevel optimal predictive dynamic voltage restorer”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS Volume 57 Número No. 8, 2010

Anexos

Em anexo ainda tem-se circuito impresso com o Bottom e top Layer na *figura A.1*, relativo ao comando do conversor, responsável pela separação dos sinais para os Semicondutores dos braços do mesmo:

Bottom Layer:



Top Layer :

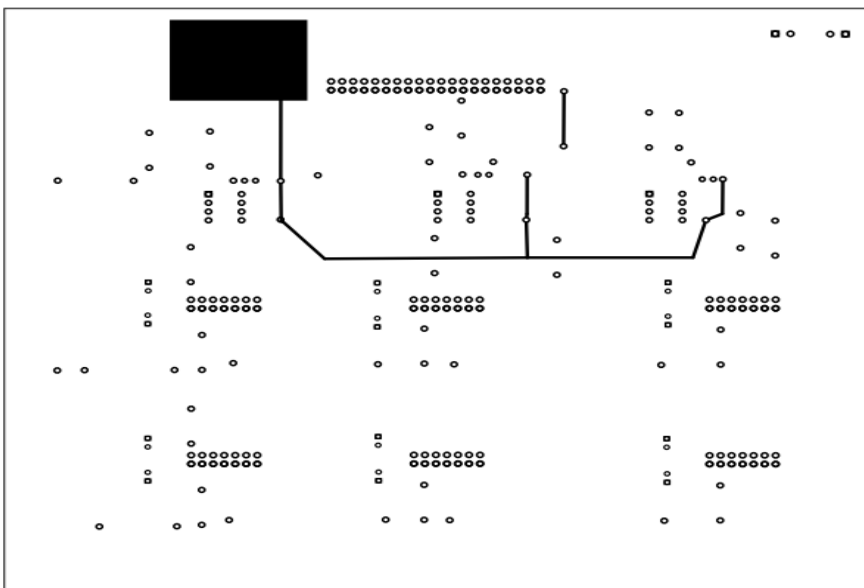


Figura A. 1- Circuito impresso do comando do conversor (Bottom e Top Layer)