

## **Retificador Trifásico Controlado com Fator de Potência Quase Unitário**

**JORGE MIGUEL RODRIGUES DUARTE**

(Licenciado)

Dissertação de Mestrado para obtenção do grau de Mestre em  
Engenharia Eletrotécnica - Ramo Automação e Eletrónica Industrial

Orientadores:

Professor Doutor Miguel Cabral Ferreira Chaves

Professor Doutor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa

Júri:

Presidente: Professor Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo

1º Vogal: Professor Doutor Miguel Cabral Ferreira Chaves

2º Vogal: Professor Doutor Armando José Leitão Cordeiro

**Setembro 2015**

## Resumo

Com o crescimento do transporte de energia e utilização de acionamentos eletromecânicos de velocidade variável podemos assistir ao conseqüente crescimento do uso de conversores de potência totalmente controlados. Os do tipo AC-DC têm como objetivo primordial o de controlar uma tensão contínua, elevando ou decrescendo a mesma conforme o necessário, e o controle de correntes do lado da rede trifásica.

A presente dissertação tem por objetivo fazer o estudo teórico e a respectiva comprovação experimental da aplicação de um retificador trifásico controlado, bidirecional em potência, com fator de potência quase unitário. Este tipo de conversores permite a interligação com a rede elétrica de cargas DC, passivas ou ativas, e em particular a alimentação de onduladores de tensão para aplicação em sistemas de acionamento eletromecânico de velocidade variável bidirecionais em potência.

O trabalho foi iniciado com a modelização do sistema, estudo do controlador a utilizar para o controle da tensão DC e correntes AC e simulação numérica do sistema proposto em *Matlab-Simulink*. Na fase seguinte foi projetado, dimensionado e construído o protótipo do retificador trifásico controlado, permitindo validar o modelo matemático, os dois controladores e a técnica de controle. Este protótipo teve por base o modelo matemático desenvolvido. O mesmo foi feito à custa do uso de um módulo de *IGBT's* com drives integradas.

Para o controle do conversor foi usado o *SPWM* por ser um modulador onde se pode alterar parâmetros como a frequência de comutação dos semicondutores usados e a frequência das correntes do lado da corrente alternada. Tendo o conversor proposto um fator de potência quase unitário, foi ainda comprovada a possibilidade de injeção de potência reativa, tanto para o lado do conversor como para o lado da rede trifásica. No final os resultados do protótipo laboratorial e simulados foram confrontados sendo possível concluir a robustez do conversor.

**Palavras-chave:** Inversor de Tensão Trifásico; Modulador SPWM; Retificador Trifásico Controlado; Fator de Potência Quase Unitário.

## Abstract

With the growth of energy transmission and use of electro-mechanical variable speed drives we can watch the resultant growth in the use of fully controlled power converters. For the AC-DC type their primary objective is to control a DC voltage, increasing or decreasing the same as necessary, and the control of the current in the side of the three-phase grid.

This thesis aims to make the theoretical study and the respective experimental proof of application of a controlled three-phase rectifier, bidirectional and with an almost unity power factor. This type of converters allows interconnection between the grid and DC loads, passive or active, in particular the supply voltage of inverters for use in electromechanical drive systems and bidirectional variable speed power.

The work was initiated with the system modeling, study of the controller to be used for the control of DC voltage and AC current and numerical simulation of the proposed system in *MatlabSimulink*. In the next stage was designed, dimensioned and built the three phase controlled rectifier prototype, allowing the validating of the mathematical model, the two controllers and the technique of control. This prototype was based on the mathematical model developed. The same was done with an *IGBT* module with integrated drives.

For the control of the converter was used the *SPWM* modulator, which can change various parameters like the operating frequency of the semiconductor used. Since the converter proposed has an almost unity power factor, it was proved the possibility of injecting reactive power, to the converter as well as for the three-phase network. At the end the results of the prototype and those from the simulation were confronted allowing to conclude about the robustness of the converter.

**Keywords:** Three-phase Voltage Inverter; *SPWM* modulator; Three-phase Controlled Rectifier; Almost unitary Power Factor.

## **Agradecimentos**

Gostaria de neste ponto agradecer em primeiro lugar aos meus orientadores Doutor Miguel Chaves e Doutor Paulo Gambôa, por todo o apoio, disponibilidade e dedicação dadas. Por terem sido sempre os primeiros a contribuir para a realização da presente dissertação e por terem arranjado sempre soluções apesar de todas as adversidades.

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

Ao Nuno Santos na qualidade de técnico de laboratório de Eletrónica Industrial na ajuda da elaboração inicial no projeto das placas de circuito impresso.

Ao ramo da Marinha das Forças Armadas Portuguesas pela construção das placas de circuito impresso.

Ao INESC-ID pelo financiamento na aquisição de transdutores de tensão e fontes comutadas.

Aos meus colegas e amigos Pedro Raimundo, Mykhaylo Zahyka, Rui Duarte, Sérgio André do ISEL por toda a ajuda dada, amizade e apoio prestado no decorrer da licenciatura, mestrado e mais particularmente da dissertação.

À Rita Garcia por todo o suporte e motivação dada e por todos os fins-de-semana perdidos.

À minha mãe, Maria de Fátima Duarte, ao meu pai, Jorge Duarte, por sempre me incentivarem à realização do mestrado, pelo apoio e compreensão demonstrados e à minha irmã mais nova, Ana Patrícia Duarte, por me alegrar e apoiar sempre durante os momentos de maior pressão e por ter sido uma constante durante, não só no meu percurso académico, mas na minha vida.

Por fim, um agradecimento a todos os colegas, amigos e professores do ISEL que se encontraram comigo durante o meu percurso académico por terem sido como uma segunda família.

## **Abreviaturas**

AC – Alternating current.

BNC – Conector Bayonet Neill Concelman.

DC – Direct current.

DSP – Digital Signal Processing.

HVDC – High Voltage Direct Current.

Hz – Hertz.

IGBT – Transistor bipolar de porta isolada.

ITAE – Integral of Time and Absolute Error.

MOSFET – Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.

Multi-PWM – Multiple Pulse With Modulation.

PCB – Printed Circuit Board.

PI – Proportional Integral.

PWM – Pulse With Modulation.

Single-PWM – Single Pulse With Modulation.

SPWM – Sinusoidal Pulse With Modulation.

SVPWM – Space Vector Pulse With Modulation.

STATCOM – Static Synchronous Compensator.

SVC – Static VAR Compensator.

TBJ – Transistor Bipolar de Junção.

V2G – Vehicle to Grid.

## Simbologia

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

$\varphi$  – Desfasamento entre a primeira harmónica da tensão e corrente [radiano, rad]

$\tau_e$  – Atraso estatístico, [segundos, s]

C – Condensador, [farad, F]

$dq$  – Sistema de coordenadas de Park.

$e_\alpha, e_\beta$  – Tensão segundo a componente  $\alpha$  e  $\beta$ , [volt, V]

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

$e_d, e_q$  – Tensão segundo a componente direta e inversa, [volt, V]

$f_\alpha, f_\beta$  – Funções de comando dos semicondutores segundo a componente  $\alpha$  e  $\beta$ , respetivamente.

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

$f_d, f_q$  – Funções de comando dos semicondutores segundo a componente direta e inversa, respetivamente.

$f_{REDE}$  – Frequência da rede, [hertz, Hz]

$f_{Portadora}$  – Frequência da onda portadora, [hertz, Hz]

$F_\alpha, F_\beta$  – Matrizes das funções de comando dos semicondutores segundo a componente  $\alpha$  e  $\beta$ , respetivamente, das tensões à entrada dos semicondutores.

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

$F_d, F_q$  – Matrizes das funções de comando dos semicondutores segundo a componente direta e inversa, respetivamente, das tensões à entrada dos semicondutores.

$F_S$  – Fluxo numa bobina, [weber, Wb]

$i$  – Corrente, [ampere, A]

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

$i_1, i_2, i_3$  – Corrente na primeira, segunda e terceira fases, respetivamente, [ampere, A]

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

$i_o$  – Corrente de carga do barramento DC, [ampere, A]

$i_c$  – Corrente no condensador do barramento DC, [ampere, A]

$i_d$  – Componente direta da corrente, [ampere, A]  
 $i_d$  – Componente inversa da corrente, [ampere, A]  
 $i_R$  – Corrente à saída do conversor com o sentido rede-barramento DC, [ampere, A]  
 $i_{dq}$  – Correntes no sistema de coordenadas  $dq$ , [ampere, A]  
 $N_S$  – Número de espiras numa bobina.  
 $L$  – Indutância, [henry, H]  
 $L_1, L_2, L_3$  – Filtro indutivo para a primeira, segunda e terceira fases, respectivamente, [henry, H]  
 $R$  – Resistência, [ohm,  $\Omega$ ]  
 $R_1, R_2, R_3$  – Resistência de linha para a primeira, segunda e terceira fases, respectivamente, [ohm,  $\Omega$ ]  
 $S_1, S_2, S_3$  – Semicondutores superiores para o primeiro, segundo e terceiro braços/ramos, respectivamente.  
 $S_1', S_2', S_3'$  – Semicondutores inferiores para o primeiro, segundo e terceiro braços/ramos, respectivamente.  
 $u_\alpha$  – Tensão segundo a componente  $\alpha$ , [volt, V]  
 $u_\beta$  – Tensão segundo a componente  $\beta$ , [volt, V]  
 $u_d$  – Tensão direta, [volt, V]  
 $u_q$  – Tensão inversa, [volt, V]  
 $U_{dc}$  – Tensão no barramento DC, [volt, V]  
 $V_1$  – Tensão no ponto médio do primeiro braço do conversor, [volt, V]  
 $V_2$  – Tensão no ponto médio do segundo braço do conversor, [volt, V]  
 $V_3$  – Tensão no ponto médio do terceiro braço do conversor, [volt, V]  
 $V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}$  – Tensão à entrada do conversor na primeira, segunda e terceira fases, respectivamente, [volt, V]  
 $V_{s12}$  – Tensão entre a primeira e segunda fases à entrada do conversor, [volt, V]  
 $V_{s23}$  – Tensão entre a segunda e terceira fases à entrada do conversor, [volt, V]  
 $V_{s13}$  – Tensão entre a primeira e terceira fases à entrada do conversor, [volt, V]  
 $\omega_A$  – Energia em  $A$ , [joule, J]  
 $\omega_B$  – Energia em  $B$ , [joule, J]  
 $\omega_\Delta$  – Variação de energia, [joule, J]

# Índice

Capítulo 1 – Introdução.....	1
1.1. Motivação.....	2
1.2. Objetivos.....	7
1.3. Organização e conteúdos.....	8
Capítulo 2 – Modelo e controlo do sistema.....	10
2.1. Introdução.....	11
2.2. Modelo do Conversor AC-DC.....	13
2.2.1. Modelo do sistema no sistema de coordenadas 123.....	14
2.2.2. Modelo do sistema no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ .....	22
2.2.3. Modelo do sistema no sistema de coordenadas $dq0$ .....	25
2.3. Modulador PWM.....	28
2.3.1. SPWM – Sinusoidal Pulse With Modulation.....	29
2.3.2. Outros tipos de Moduladores PWM.....	32
2.4. Dimensionamento dos controladores.....	35
2.4.1. Controlo de corrente.....	38
2.4.2. Controlo de tensão $U_{dc}$ .....	42
2.5. Simulação do sistema do AC-DC.....	46
2.5.1. Modelo de simulação numérica.....	47
2.5.2. Parâmetros de simulação.....	58
Capítulo 3 – Construção do protótipo.....	60
3.1. Introdução.....	61
3.2. Processador Digital de Sinal (DSP).....	65
3.3. Optoacoplador.....	68
3.4. Circuitos de disparo para os IGBTs.....	69
3.5. Barramento DC.....	72
3.6. Interligação com a rede elétrica.....	74

3.7. Transdutores .....	76
3.8. Placa de Circuito Impresso (PCB).....	80
3.9. Medição da tensão alternada.....	83
3.10. Taquigeradora .....	84
Capítulo 4 – Resultados de simulação e experimentais .....	86
4.1. Introdução.....	87
4.2. Controlo de corrente .....	88
4.3. Controlo de Tensão.....	95
Variação de -20V na tensão do barramento DC: .....	97
Variação de carga de 200Ω para 100Ω:.....	99
Variação da tensão em fase-neutro de -10V <sub>máx</sub> :.....	101
Variação para uma referência de $i_q$ positiva de 2A:.....	103
Variação para uma referência de $i_q$ negativa de -2A: .....	105
Capítulo 5 – Conclusões e perspetivas futuras.....	108
5.1. Conclusões.....	109
5.2. Perspetivas futuras .....	110
Bibliografia.....	111
Anexos.....	113
Anexo 1 – Transformação de coordenadas.....	114
Anexo 2 – Análise da potência .....	121
Anexo 3 – Ficheiros para construção do protótipo (PCB).....	127

## Índice de figuras

Figura 2.1 – Esquema global do conversor com funções de comando. ....	14
Figura 2.2 – Disposição dos vetores de tensão simples no referencial $\alpha\beta$ . ....	17
Figura 2.3 – Sistema global do conversor. ....	18
Figura 2.4 – Método de comando do <i>SPWM</i> com as evoluções temporais das modulantes, da portadora, das funções de comando e uma tensão composta. ....	31
Figura 2.5 – Funcionamento do <i>Multi-PWM</i> . ....	32
Figura 2.6 – a) Funcionamento do Single-PWM para uma portadora constante e uma modulante sinusoidal; b) Funcionamento do Single-PWM para uma portadora do tipo dente de serra e uma modulante constante. ....	33
Figura 2.7 – Vetores mais usados para o SVPWM. ....	34
Figura 2.8 – Entradas e saídas do controlador de tensão <i>udc</i> . ....	35
Figura 2.9 - Tensão aplicada, <i>u</i> , e referencial móvel <i>dq</i> expresso no referencial estático $\alpha\beta$ , sem posicionamento de <i>d</i> sobre tensão <i>u</i> ; ....	36
Figura 2.10 - Tensão aplicada e referencial móvel <i>dq</i> expresso no referencial estático $\alpha\beta$ , com posicionamento do vetor <i>d</i> sobre tensão composta <i>u</i> . ....	36
Figura 2.11 – Vetor de tensão composta <i>u</i> expressa no referencial $\alpha\beta$ , usando como referencia o angulo do vetor <i>d</i> do referencial de coordenadas móveis; ....	37
Figura 2.12 – Esquema global da malha de controlo de corrente. ....	38
Figura 2.13 – Diagrama de blocos da malha interna de corrente. ....	39
Figura 2.14 – Circuito equivalente do barramento DC no sistema de coordenadas <i>dq</i> ; ....	43
Figura 2.15 – Diagrama de blocos para controlo de tensão <i>Udc</i> . ....	43
Figura 2.16 – Sistema completo usando as equações deduzidas. ....	47
Figura 2.17 – Código das equações do subsistema “Conversor Barramento DC”; ....	48
Figura 2.18 – Código das equações do subsistema “Rede 3~”; ....	48
Figura 2.19 – Código das equações do subsistema “Carga RL”; ....	48
Figura 2.20 – Bloco de sincronismo com a rede, “ <i>Sen/Cos</i> ”. ....	49
Figura 2.21 – Equações da matriz de concórdia para passagem de 123 para $\alpha\beta$ . ....	49
Figura 2.22 - Equações do <i>Matlab-Simulink</i> referentes ao cálculo das ondas de sincronismo. ....	49
Figura 2.23 – Expansão do bloco ‘Controlo -> SPWM’. ....	50
Figura 2.24 – Controlador PI da tensão no barramento DC. ....	51
Figura 2.25 – Controlador PI da corrente direta na rede trifásica. ....	51
Figura 2.26 – Controlador PI da corrente referente à potência reativa; ....	52
Figura 2.27 – Geração de modulantes síncronas com a rede trifásica, “ <i>dq/ABC Geração modulantes</i> ”. ....	53
Figura 2.28 – Transformação de ‘ <i>dq</i> ’ em $\alpha\beta$ ; ....	53
Figura 2.29 – Transformação de $\alpha\beta$ em ‘ <i>ABC</i> ’; ....	53
Figura 2.30 – Bloco de geração de referências. ....	54
Figura 2.31 – Bloco de cálculo das potências; ....	55

Figura 2.32 – Transformação de $\alpha\beta$ em 'dq' .....	55
Figura 2.33 – Transformação de 'ABC' em $\alpha\beta$ .....	55
Figura 2.34 – Sistema completo simulado em <i>SimPowerSystem</i> .....	56
Figura 2.35 – Bloco onde são medidas as correntes, “ <i>Medição Correntes</i> ” .....	56
Figura 2.36 – Parametrização usada para medição das tensões da rede; .....	57
Figura 2.37 – Configuração dos parâmetros de simulação numérica do modelo. ....	58
Figura 2.38 – Definição do SPWM para efeitos de simulação. ....	58
Figura 2.39 – Calculo dos ganhos dos controladores. ....	59
Figura 3.1 – Conversor final, com cada componente assinalado.....	61
Figura 3.2 – Esquema de ligação do conversor à rede trifásica. ....	62
Figura 3.3 – Rede trifásica do laboratório;.....	62
Figura 3.4 – Resistências em série para limitação da corrente. ....	63
Figura 3.5 – Transformador para medição das tensões da rede trifásica. ....	63
Figura 3.6 – Filtro de entrada do conversor. ....	64
Figura 3.7 – Painel de ligações para interface entre DSP e conversor. ....	65
Figura 3.8 – Ficha de interligação entre placa de interligação e dSPACE. ....	66
Figura 3.9 – Ficha D para interligação com o conversor.....	67
Figura 3.10 – Conector CP18.....	67
Figura 3.11 – Esquema de montagem do optoacoplador;.....	68
Figura 3.12 – Esquema elétrico interno do integrado IRAMS10UP60B. ....	70
Figura 3.13 – Modulo integrado IRAMS10UP60B.....	71
Figura 3.14 – Ligações elétricas ao integrado IRAMS10UP60B.....	71
Figura 3.15 – Variação de tensão no barramento DC.....	72
Figura 3.16 – Representação de uma fase do filtro, percorrida pela corrente $i$ .....	74
Figura 3.17 – Representação de uma fase percorrida pela corrente $i$ , desprezando a resistência interna de $L$ . ....	74
Figura 3.18 – Ligação do transdutor de tensão ao barramento DC e ao <i>dSPACE</i> . ....	76
Figura 3.19 – Ligações elétricas do transdutor de corrente.....	79
Figura 3.20– Esquema do <i>Eagle</i> para a PCB – Ligações entre componentes.....	81
Figura 3.21 – Esquema do <i>Eagle</i> para a PCB – Entradas e saídas.....	81
Figura 3.22 – Bottom da PCB. ....	82
Figura 3.23 – Top da PCB. ....	82
Figura 3.24 – Características do servomotor a ser usado com a taquigeradora. ....	84
Figura 3.25 – Taquigeradora.....	85
Figura 4.1 – Ambiente do programa <i>ControlDesk</i> para variação de referências.....	88
Figura 4.2 – Modelo em <i>Matlab-Simulink</i> para teste do modelo. ....	89
Figura 4.3– Simulação - Controlo de correntes com um $i_d$ de 1A;.....	90
Figura 4.4– Ensaio - Controlo de correntes com um $i_d$ de 1A; .....	90
Figura 4.5– Simulação - Controlo de corrente com um step de 1A em $i_d$ ; .....	91

Figura 4.6 – Ensaio - Controlo de corrente com um step de 1A em $i_d$ ; .....	91
Figura 4.7 – a) Simulação - Injeção de $i_q$ negativo para desfasamento entre tensão e corrente b) Ensaio - Injeção de $i_q$ negativo para desfasamento entre tensão e corrente c) Simulação - Step de -1A em $i_{qref}$ para visualização da dinâmica do sistema d) Ensaio - Step de -1A em $i_{qref}$ para visualização da dinâmica do sistema. ....	92
Figura 4.8 – a) Simulação - Injeção de $i_q$ positivo para desfasamento entre tensão e corrente b) Ensaio - Injeção de $i_q$ positivo para desfasamento entre tensão e corrente c) Simulação - Step de 1A em $i_{qref}$ para visualização da dinâmica do sistema d) Ensaio - Step de 1A em $i_{qref}$ para visualização da dinâmica do sistema. ....	93
Figura 4.9 – Simulação - Step de 1A no $i_{dref}$ para visualização da dinâmica do sistema; .....	94
Figura 4.10 – Ensaio - Step de 1A no $i_{dref}$ para visualização da dinâmica do sistema; .....	94
Figura 4.11 – Simulação - Correntes na carga RL e $i_{1ref}$ ; .....	94
Figura 4.12 – Ensaio - Correntes na carga RL e $i_{1ref}$ ; .....	94
Figura 4.13 – Montagem em Matlab-Simulink para ensaio do protótipo.....	95
Figura 4.14 – Ambiente do <i>ControlDesk</i> para controlo de referências. ....	96
Figura 4.15 – Simulação - Step de tensão de referência de -20V e efeito nas correntes. ....	97
Figura 4.16 – Ensaio - Step de tensão de referência de -20V e efeito nas correntes.....	97
Figura 4.17– Simulação- Step de tensão de referência de -20V.....	98
Figura 4.18 – Ensaio - Step de tensão de referência de -20V.....	98
Figura 4.19– Simulação - Step de tensão de referência de -20V e resposta dinâmica. ....	98
Figura 4.20 – Ensaio - Step de tensão de referência de -20V e resposta dinâmica. ....	98
Figura 4.21 – Simulação - Step de carga para 100Ω e efeito nas correntes. ....	99
Figura 4.22 – Ensaio - Step de carga para 100Ω e efeito nas correntes. ....	99
Figura 4.23 – Simulação - Step de carga para 100Ω e efeito no sincronismo.....	100
Figura 4.24 – Ensaio - Step de carga para 100Ω e efeito no sincronismo.....	100
Figura 4.25 – Simulação - Step de carga para 100Ω e efeito na tensão $U_{dc}$ . ....	100
Figura 4.26 – Ensaio - Step de carga para 100Ω e efeito na tensão $U_{dc}$ . ....	100
Figura 4.27 – Simulação - Step de tensão AC de 50 para 40 entre fase-neutro e efeito nas correntes. ....	101
Figura 4.28 – Ensaio - Step de tensão AC de 50 para 40 entre fase-neutro e efeito nas correntes. ....	101
Figura 4.29 – Simulação - Step de tensão AC de 50 para 40 V e efeito no sincronismo. ....	102
Figura 4.30 – Ensaio - Step de tensão AC de 50 para 40 V e efeito no sincronismo. ....	102
Figura 4.31 – Simulação - Step de tensão AC de 50 para 40V e efeito na tensão $U_{dcj}$ ;.....	102
Figura 4.32 – Ensaio - Step de tensão AC de 50 para 40V e efeito na tensão $U_{dcj}$ ;.....	102
Figura 4.33 – Simulação - Efeito nas correntes relativamente à tensão uma referência negativa de $i_q$ . ....	103
Figura 4.34 – Ensaio - Efeito nas correntes relativamente à tensão uma referência negativa de $i_q$ . ....	103
Figura 4.35 – Ensaio - Desfasamento provocado pela referência de $i_q$ . ....	104
Figura 4.36 – Ensaio - Desfasamento provocado pela referência de $i_q$ . ....	104
Figura 4.37 – Simulação - Referência de $i_q$ . ....	104

Figura 4.38 – Ensaio - Referência de $i_q$ .....	104
Figura 4.39 – Simulação - Efeito nas correntes relativamente à tensão uma referência negativa de $i_q$ .....	105
Figura 4.40 – Ensaio - Efeito nas correntes relativamente à tensão uma referência negativa de $i_q$ .....	105
Figura 4.41 – Simulação - Desfasamento provocado pela referência de $i_q$ .....	106
Figura 4.42 – Ensaio - Desfasamento provocado pela referência de $i_q$ .....	106
Figura 4.43 – Simulação - Referência de $i_q$ ; .....	106
Figura 4.44 – Ensaio - Referência de $i_q$ ; .....	106
Figura anexos 1 – Referencial em coordenadas $123$ . .....	114
Figura anexos 2 – Desfasamento entre $\alpha$ e $\beta$ . .....	115
Figura anexos 3 – Referencial rotórico e estacionário do equivalente monofásico do sistema trifásico. ....	119
Figura anexos 4 – Esquemas dos circuitos elétricos: isolamento galvânico (optoacopladores), transdutores de corrente e tensão, fontes comutadas e módulo integrado de potência.....	128
Figura anexos 5 – Listagem e identificação das entradas e saídas da placa de circuito impresso. ....	129
Figura anexos 6 – <i>Layout</i> com a parte superior ( <i>top</i> ) da placa de circuito impresso do protótipo laboratorial. ..	130
Figura anexos 7 – <i>Layout</i> com a parte inferior ( <i>bottom</i> ) da placa de circuito impresso do protótipo laboratorial. ....	131
Figura anexos 8 – <i>Layout</i> com a parte superior ( <i>top</i> ) e inferior ( <i>bottom</i> ) da placa de circuito impresso para o condensador do barramento DC com interligação entre placas. ....	132
Figura anexos 9 – <i>Layout</i> com a parte superior ( <i>top</i> ) e inferior ( <i>bottom</i> ) da placa de circuito impresso para o condensador do barramento DC sem interligação entre placas. ....	133

## Índice de tabelas

Tabela 2-1 – Tensões simples em função das funções de comando dos semicondutores. ....	15
Tabela 2-2 – Tensões simples no referencial $\alpha\beta$ em função das funções de comando. ....	17
Tabela 3-1 – Numeração de cada pin e sinal associado. ....	67
Tabela 3-2 – Valor usado da tabela informativa das ligações nos transdutores de corrente. ....	78
Tabela 3-3 – Tabela de valores usados na taquigeradora. ....	85
Tabela 4-1 – Valores e parâmetros de simulação para a malha de controlo de corrente. ....	90
Tabela 4-2 – Tabela de valores para o ensaio do um <i>step</i> de -20V no barramento DC para o controlo de tensão. ....	97
Tabela 4-3 – Tabela de valores para o ensaio do um <i>step</i> da carga de -100 $\Omega$ para o controlo de tensão. ....	99
Tabela 4-4 – Tabela de valores para o ensaio do um <i>step</i> de -10V entre fase-neutro para o controlo de tensão. ....	101
Tabela 4-5 – Tabela de valores para o ensaio do um <i>step</i> de 2A em $i_q$ para o controlo de tensão. ....	103
Tabela 4-6 – Tabela de valores para o ensaio do um <i>step</i> de -2A para $i_q$ para o controlo de tensão. ....	105

## **Capítulo 1 – Introdução**

Neste capítulo será descrita a motivação da presente dissertação, os objetivos pretendidos com a mesma e ainda será apresentada a organização dos capítulos e respetivos conteúdos.

## 1.1.Motivação

Os conversores eletrônicos de potência podem ser construídos com semicondutores ativos, tais como por exemplo os transistores bipolares de potência (*IGBT's*), ou com semicondutores passivos, díodos, usando paralelamente elementos passivos dispostos por forma a ser possível converter o tipo de alimentação disponível para o pedido pela carga alimentada. Existem diferentes tipos de alimentação, por exemplo em corrente alternada, AC, podendo existir apenas uma fase três ou mais, respetivamente um sistema monofásico, trifásico ou polifásico, com habitualmente frequências de 50, 60 Hz ou podemos ainda ter um sistema em corrente contínua, DC. Presentemente é necessário ter em consideração as diferentes aplicações com fontes de energias renováveis.

Existem quatro tipos de conversores. Conversores AC-DC, podendo ser em mono e trifásico, conversores DC-AC, DC-DC e ainda AC-AC. Quanto aos conversores do tipo AC-DC estes podem apresentar várias topologias. Na topologia mais simples é constituído por retificadores em ponte a díodos. Esta topologia apresenta vantagens pelo fato de não necessitar de controlo dos semicondutores uma vez que são de comutação natural. Apresenta contudo uma grande desvantagem pelo fato das correntes de entrada terem grande distorção.

Em alternativa existe a topologia constituída por dispositivos de comutação forçada, ou seja, TBJ, IGBT, MOSFETs ou GTOs. O controlo adequado destes dispositivos de comutação permite o controlo simultâneo de tensões de saída e correntes de entrada. O controlo das correntes de entrada permite uma significativa redução da distorção e controlo do desfasamento com as tensões da rede, ou seja, é possível controlar o fator de potência. Quanto aos conversores do tipo DC-AC pretende-se variar o valor eficaz e frequência das tensões de saída bem como minimizar as suas harmónicas.

Com a crescente utilização de cargas constituídas por sistemas elétricos e eletrónicos, cada vez mais impulsionados pelo setor dos serviços, pela indústria das telecomunicações e automóvel, existe um crescimento do trânsito de energia nas linhas de transporte. Como este trânsito de energia é feito em AC, e é mais vantajoso controlar em equipamentos eletrónicos a componente DC, temos como resultado o crescimento da utilização de retificadores do tipo AC-DC. Com o aumento do consumo de energia elétrica a nível global e exigências no cumprimento do protocolo de Quioto [6], correspondendo a uma das exigências aumentar a geração de energia feita a partir de fontes não poluentes. Igualmente existe a necessidade de tornar a geração de energia sustentável. A

geração de energia eólica, e em especial a fotovoltaica é obtida em corrente contínua e para que esta possa ser transmitida habitualmente é necessário passar para alternada. Desta forma e por esta perspectiva, o aumento da necessidade do uso de conversores do tipo DC-AC (habitualmente designados por onduladores ou inversores), podendo estes operar no modo não conectado à rede, ou *stand-alone*, ou no modo conectado à rede, *grid-connected*, [16], ou seja, no modo não síncrono e síncrono com a rede respetivamente. Estas duas formas de geração maioritariamente são utilizadas no carregamento de baterias. Como aplicações possíveis, a nível doméstico estão associadas ao aquecimento de águas. O número de aplicações aumentam nesta área quando falamos em zonas rurais, onde se pode fazer o bombeamento de água, por exemplo, com o uso da energia gerada.

Uma ponte de díodos pode ser utilizada em analogia como um retificador do tipo AC-DC, tendo esta como pontos positivos a possibilidade de utilização de altas potências, a sua alta eficiência, pouca complexidade, a não necessidade de utilização de um sistema de controlo para efetuar os disparos dos semicondutores. Porém, com a cada vez maior utilização de conversores, é necessário que os mesmos não apresentem as desvantagens da utilização de uma ponte de díodos, sendo estas, a alta distorção harmónica das correntes de entrada. É importante garantir que a taxa de distorção harmónica (THD) seja inferior aos valores regulamentares (IEC 61000-3-2 e IEEE519). As harmónicas de corrente, pelo fato de existirem impedâncias de linha provocam harmónicas de tensão. A distorção da tensão da rede afeta o funcionamento do conversor em especial no funcionamento como retificador. E ainda necessário que os mesmos não funcionem apenas como retificadores, mas também como onduladores, aumentando assim o rol de possíveis aplicações do conversor, e ainda a existência da possibilidade de regulação da tensão de saída, permitindo assim a regeneração da potência da carga para a rede.

Existe ainda um outro ponto onde a aplicação de conversores está em crescimento, na implementação de redes inteligentes, *smartgrids*, devido ao impacto gerado pelo carregamento de veículos elétricos, podendo estes usar a tecnologia V2G, *vehicle-to-grid*, aumentando assim a importância dos conversores bidirecionais de potência. Podemos facilmente concluir isto se relembrarmos o conceito do V2G, onde vários veículos elétricos são carregados durante a hora de vazio da rede, fornecendo posteriormente esse excedente de energia nas horas de maior consumo o que leva a concluir que esta tecnologia assenta sobre o princípio da bidirecionalidade de potência de um conversor. Esta aplicação, só se torna possível caso existam as referidas redes inteligentes, uma vez patente a necessidade de análise do circuito de potência na rede e uso da mesma ponto-a-

ponto, por forma a minimizar o impacto geral nas redes de média e alta tensão. Com isto conseguimos fazer transitar uma maior quantidade de energia, satisfazendo uma carga maior, sem que seja necessário o aumento de número efetivo de centrais ou mesmo da sua potência efetiva.

Uma outra aplicação dos conversores do tipo AC-DC, é a de interligação de redes que funcionem a frequências distintas. Como sabido, a frequência utilizada nos EUA é de 60Hz, sendo de 50Hz para o caso europeu. Considerando a distância entre estes, não existe necessidade prática de se implementar um conversor entre a rede de ambos. Porém, existem outros casos onde é necessário haver interligação de redes entre países que funcionem a frequências diferentes, como o caso da Argentina (50Hz) e do Brasil (60Hz). Existindo mesmo um município no Brasil, chamado Garruchos, que subsiste apenas a partir da conversão de energia de um país para o outro. Outro caso ainda, onde se evidencia ainda mais a necessidade do uso de conversor de potência para interligação de redes com diferentes frequências, é o do Japão. Neste país, a sua parte oriental tem uma rede de alta tensão a 50Hz enquanto na parte ocidental existe uma de 60Hz. Existindo, em 2012, três grandes centros de conversão de energia de 50Hz para 60 Hz e vice-versa.

Mais uma aplicação deste tipo de conversores, é a de suporte ao transporte de energia em corrente contínua a alta tensão, *High Voltage Direct Current (HVDC)*. Onde são usados conversores para se transformar uma rede trifásica de muito alta tensão alternada, numa rede de alta tensão em corrente contínua. Para o caso de grandes distâncias o sistema de transporte de energia em corrente contínua torna-se menos dispendioso, contendo menos perdas. Esta forma de transporte de energia vê ainda a sua aplicabilidade ser mais reconhecida na parte do transporte com cabo submersos, onde existem grandes capacitâncias, como é o caso do *Baltic Cable* entre a Suécia e a Alemanha, do *NorNed* entre a Noruega e a Holanda e do *Basslink* entre a Austrália e a Tasmania. Continuando no mesmo tópico, apesar dos conversores de redes trifásicas para redes de corrente contínua continuarem a ser dispendiosos, este investimento, para grandes distâncias vê-se diluído uma vez que para o caso do transporte em DC são usados um menor número de condutores, o *breakeven* dá-se entre distâncias de 500 a 800 km [16]. É ainda necessário referir que para o caso do transporte de energia em corrente contínua, não se observa o efeito de pelicular presente no transporte de energia numa rede trifásica de corrente alternada, tirando assim um maior proveito do condutor usado. Quanto ao efeito pelicular, resumidamente este é a tendência para a corrente alternada num condutor ser mais densa nas extremidades do mesmo, decrescendo essa densidade para a parte mais interior do condutor. Este efeito ainda está associado ao aumento da resistência de um condutor quando são usadas frequências mais elevadas. Este efeito, no transporte

numa rede trifásica costuma ser mitigado usando condutores ociosos, diminuindo assim o peso e custo dos mesmos por se aproveitar mais eficazmente toda a área do condutor.

É ainda sabida a facilidade de controlo da potência transmitida quando em DC, onde são ultrapassados alguns problemas, tais como, os limites de estabilidade, visto a potência transferida numa linha de AC estar dependente da diferença angular entre os fasores de tensão do início e fim da linha. O controlo de tensão, numa linha de AC é difícil devido ao carregamento da linha propriamente dita e das quedas de tensão inerentes. É necessário ainda referir que o perfil de tensão numa linha de AC é linear apenas para uma determinada transferência de potência. Este está agregado ao aumento da potência de carga, sendo necessária a injeção de potência reativa para que se compense o aumento da mesma, o que torna cada vez mais essencial à medida que a linha de transmissão aumenta a compensação na linha. Esta compensação é apenas usada para longas distâncias e pode ser feita com condensadores em série ou compensadores estáticos (*SVCs* e *STATCOMs*) não sendo necessário para o caso do transporte em DC. Quanto aos problemas da interconexão, esta torna-se difícil para sistema em AC uma vez que ambos os lados da linha necessitam de ter a mesma frequência, tornando-se de difícil implementação uma vez que podem existir grandes oscilações de potência ou mesmo distúrbios na transmissão de uma das partes da linha. Já no que respeita à impedância de terra, esta não pode ser usada em sistemas de muito alta tensão uma vez que poderia afetar a transferência de potência, sendo em DC usado o cabo de retorno de massa. Apesar de todas as vantagens apresentadas pela transmissão em DC é de notar que o sistema está longe de ser perfeito sendo alguns dos problemas o alto custo de equipamento de conversão, o impedimento do uso de transformadores para redução/ampliação de tensão, a geração de harmónicas e a necessidade de potência reativa nos postos de conversão e complexidade de controlo. Quanto à parte do controlo, hoje em dia são usadas soluções como os conversores multinível e semicondutores em paralelo ou em série [16].

Por fim, o transporte em corrente contínua, provavelmente, verá o seu uso disseminado com a integração das energias renováveis onde já foram propostos projetos para o uso deste tipo de transporte de energia para a produção de energia eólica *offshore* [16]. Os conversores permitem ainda compensar a potência reativa, sendo possível injetar o retirar a mesma da rede como poderá ser visto numa fase posterior da presente dissertação.

É ainda necessário referir que o objetivo principal da presente dissertação não é o do transporte de energia em corrente contínua, porém esta pode ser analisada como uma parte dos sistemas de transmissão em corrente contínua. Tanto pelo controlo da tensão no barramento DC, como pelas correntes de entrada do conversor.

## 1.2. Objetivos

A presente dissertação de mestrado tem como objetivo a utilização de um dos métodos clássicos de controlo. O método de controlo proposto será feito com recurso a um Modulador de Largura de Impulso do tipo *PWM* (*Pulse Width Modulation*), sendo este mais especificamente a variante Modulação de Largura de Impulso Sinusoidal *SPWM* (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) para a realização deste método de controlo. É pretendido o controlo da tensão num barramento DC, controlando em simultâneo as correntes de entrada do conversor. O controlo das correntes de entrada implica redução do conteúdo harmónico e a obtenção de um fator de potência praticamente unitário. O fator de potência praticamente unitário é obtido colocando em fase as correntes e tensões de alimentação da rede elétrica trifásica, onde poderá haver a necessidade de compensação da potência reativa.

Será utilizada uma onda triangular de alta frequência como portadora para comparação com três ondas modulantes, por forma a serem obtidos os sinais de disparos para os semicondutores de potência. Visando com isto a obtenção de um menor número de harmónicas como resultado dos frequentes disparos dos semicondutores, controlo da tensão no barramento DC, bem como o controlo das correntes a injetar na rede elétrica e a potência reativa no conversor.

### 1.3. Organização e conteúdos

O documento da dissertação de mestrado está dividido em cinco capítulos sendo estes: 1 – introdução; 2 – modelo e controlo do sistema; 3 – construção do protótipo; 4 – resultados de simulação e experimentais, 5 – conclusões e em 3 anexos, sendo estes: Anexo 1 – transformação de coordenadas; Anexo 2 – análise de potência e sincronismo com a rede; Anexo 3 – Ficheiros para construção do protótipo (PCB).

Os capítulos e anexos mencionados anteriormente são descritos seguidamente:

No capítulo 1, será descrita a motivação para a realização da presente tese, dos objetivos que a mesma pretende atingir e da sua organização.

Relativamente ao capítulo 2, será apresentado o modelo do conversor estático de potência, inicialmente no sistema de coordenadas  $123$  depois em  $\alpha\beta\gamma$  e por fim em  $dq$ . Será igualmente apresentando o tipo de modulador utilizado, bem como outras alternativas existentes. É indicado o processo de cálculo para dimensionamento dos ganhos dos controladores de corrente e de tensão. No final do capítulo são apresentados os modelos de simulação e parâmetros, onde se poderá ver a implementação do sistema numa simulação numérica com o recurso à *toolbox SimPowerSystem* do *Matlab-Simulink*.

No que respeita ao capítulo 3, apresenta-se a descrição geral do sistema, o equipamento utilizado para a implementação do protótipo experimental, como o Controlador Digital de Sinal (*Digital Signal Processing* – DSP), sendo neste caso o dSPACE, e as várias placas de circuito impresso (PCB) com a implementação dos circuitos elétricos e eletrónicos em especial pelo inversor de tensão. Apresenta-se a configuração do sistema e o esquema de montagem utilizado. No final do capítulo será descrito o *software* utilizado para o desenho das placas PCB e os ficheiros associados aos vários circuitos elétricos e eletrónicos.

No capítulo 4, serão analisadas todas as partes constituintes da simulação numérica e resultados práticos, apresentado uma pequena introdução com a simulação do sistema em cadeia aberta, com a malha de controlo de corrente e em malha fechada com o controlo de tensão. Os resultados simulados e práticos são confrontados ao longo deste capítulo onde se tiram conclusões com a comparação dos resultados.

Finalmente no capítulo 5, serão descritas as conclusões obtidas no decorrer desta tese e com a análise dos resultados em simulação numérica e experimentais, referindo no final as perspectivas futuras.

Quanto aos anexos, no primeiro anexo é apresentado o cálculo das matrizes que possibilitam a passagem entre sistemas de coordenadas. No segundo anexo é feita a análise de potência em sistemas monofásicos e trifásicos e mostrado como é feito o sincronismo com a rede trifásica. Por fim, no terceiro anexo estão presentes os esquemas elétricos e layouts das placas de circuito impresso necessários para a impressão das placas de circuito impresso.

## **Capítulo 2 – Modelo e controlo do sistema**

Neste capítulo será apresentado o modelo desenvolvido do conversor em três sistemas de coordenadas distintos. Será abordado ainda o modulador usado e o dimensionamento dos controladores de corrente e tensão. Por fim descrito o modelo construído para simulação numérica.

## 2.1.Introdução

No presente capítulo será descrito o modelo do conversor AC-DC no sistema de coordenadas  $123$ ,  $\alpha\beta$  e  $dq$ . Para tal, a partir do modelo global do conversor, obteve-se as equações do sistema, apresentando na forma mais simplificada no final. Com isto será obtido, para os três sistemas de coordenadas, o modelo matemático representativo do conversor trifásico. São vistas as combinações possíveis de funcionamento dos semicondutores de potência, que se caracterizam pelas funções de comando, que foram introduzidas no modelo do conversor. Estas combinações e respetivas funções de comando, permitem definir os vários vetores de tensão disponíveis, inicialmente no sistema de coordenadas  $123$  e depois em  $\alpha\beta$ . Estes vetores podem ser usados para vários tipos de controlo.

Será descrito o modulador *PWM* usado, assim como alguns tipos de técnicas *PWM* mais usadas, fazendo uma breve explicação dos mesmos e do seu modo de funcionamento.

Seguidamente foi realizado o dimensionamento dos controladores Proporcional Integral (*PI*), para a malha interna de controlo de corrente, assim como para a malha de controlo de tensão. Este cálculo será realizado comparando as equações obtidas às funções de transferência de sistemas ótimos segundo o critério de ITAE de 2ª ordem, devendo-se isto ao facto de as equações calculas serem de 2ª ordem.

Por fim será apresentado o modelo global de simulação numérica, assim como os seus parâmetros. Quanto ao modelo de simulação este será construído usando o *software Matlab-Simulink*. Quanto aos parâmetros utilizados nas simulações numéricas, estes são sempre mantidos uma vez que se pretende obter uma relação entre a resolução e tempo de simulação ótimos.

Para efeito de modelização, consideraram-se os dispositivos semicondutores, *IGBTs*, ideais, ou seja, com quedas de tensão nulas à condução e impedância infinita ao corte. Iremos trabalhar com os mesmos na zona de saturação e na zona de corte. Foram também considerados tempos de comutação nulos. A modelização foi realizada em *Matlab-Simulink*.

Para a construção do protótipo laboratorial foi selecionado o circuito integrado de potência *IRAMS10UP60B* do fabricante *International Rectifier* (<http://www.irf.com/>). Este circuito integrado é constituído por dispositivos semicondutores do tipo *IGBT*.

Este circuito integrado de potência tem igualmente os díodos de roda livre integrados, bem como os circuitos de disparo e proteção. Os sinais de disparo para os *IGBTs* terão de ter lógica invertida. Quando o seu valor lógico for 0, o semicondutor estará à condução, quando o seu valor lógico for 1 o semicondutor estará ao corte. A inversão de lógica está presente em código no controlador digital de sinal.

A proteção é realizada por amostragem da corrente em tempo real, através de uma pequena resistência incorporada no módulo, o que permite externamente projetar e realizar circuitos eletrónicos, possibilitando a proteção contra sobrecargas, curto-circuitos, e monitorização da temperatura e subtensão.

## **2.2.Modelo do Conversor AC-DC**

Seguidamente é desenvolvido o modelo matemático do conversor para três sistemas de coordenadas distintos. A partir deste modelo é possível estabelecer topologias de controle, por forma a atuar no conversor, fazendo com que o mesmo possa controlar uma tensão de referência do lado do barramento de tensão contínua e as correntes de entrada do lado da rede trifásica. Desta forma é possível obter um fator de potência praticamente unitário ao controlar a potência reativa.

Estas topologias de controle apresentam alguma robustez para a variação e alteração das condições iniciais a que o conversor está sujeito. Por exemplo, as características da tensão da rede ou a carga no lado de corrente contínua.

**2.2.1. Modelo do sistema no sistema de coordenadas 123**

Na Figura 2.1 é apresentado o esquema global constituído pela rede elétrica, linha, conversor estático de potência e barramento de corrente contínua. A rede elétrica é representada pelo sistema trifásico de tensões  $e_1, e_2$  e  $e_3$ . A linha pelas resistências  $R_1=R_2=R_3=R$  e indutâncias  $L_1=L_2=L_3=L$ . O conversor estático de potência está representado pelos seis IGBTs e o barramento de corrente contínua pelo condensador  $C$ . para as correntes na linha ( $i_1, i_2, i_3$ ) e no barramento de corrente contínua ( $i_R, i_C, I_0$ ) foram adotados os sentidos representados também na Figura 2.1.

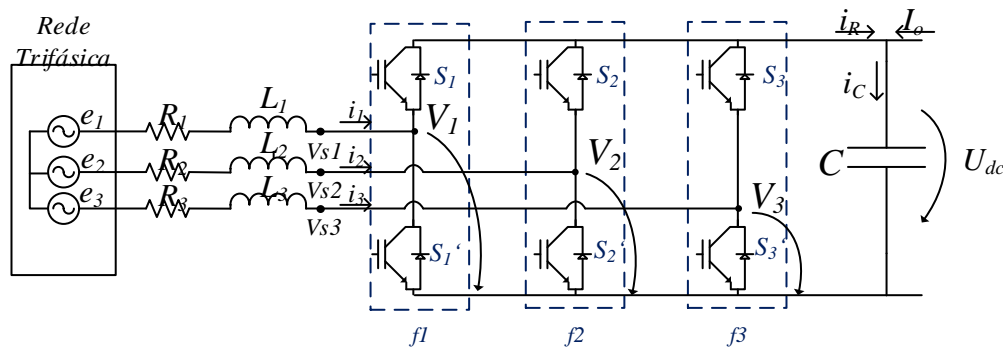


Figura 2.1 – Esquema global do conversor com funções de comando.

As funções de comando do conversor,  $f_1, f_2$  e  $f_3$ , exibidas na Figura 2.1, são obtidas para comando dos três semicondutores do ramo superior,  $S_1, S_2$  e  $S_3$  respetivamente, assim como os seus complementares no ramo inferior,  $S_1', S_2'$  e  $S_3'$ . Notemos ainda que os semicondutores são considerados ideais para facilidade de cálculos. Assim sendo, as funções de comando são dadas em (2.1). Para cada semicondutor o estado de condução é “on” e ao corte é “off”.

$$\begin{aligned}
 f_1 &\rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow S_1 \text{ on}; S_1' \text{ off}; \\ 0 \rightarrow S_1 \text{ off}; S_1' \text{ on}; \end{cases} \\
 f_2 &\rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow S_2 \text{ on}; S_2' \text{ off}; \\ 0 \rightarrow S_2 \text{ off}; S_2' \text{ on}; \end{cases} \\
 f_3 &\rightarrow \begin{cases} 1 \rightarrow S_3 \text{ on}; S_3' \text{ off}; \\ 0 \rightarrow S_3 \text{ off}; S_3' \text{ on}; \end{cases}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

As tensões no ponto comum de cada braço do conversor ( $V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}$ ) são obtidas pelos estados das funções de comando.

Analisando as funções de comando, podemos concluir que as tensões no ponto comum de cada braço serão dadas pelas funções de comando já associadas à tensão no barramento DC, (2.2).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} U_{DC} \quad (2.2)$$

Considerando as tensões compostas, (2.3), e a soma das tensões simples, (2.4), por manipulação matemática, obtém-se as tensões simples relativamente (2.5).

$$\begin{cases} V_{s12} = V_{s1} - V_{s2} \\ V_{s23} = V_{s2} - V_{s3} \\ V_{s31} = V_{s3} - V_{s1} \end{cases} \quad (2.3)$$

$$V_{s1} + V_{s2} + V_{s3} = 0 \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} V_{s12} - V_{s31} &= V_{s1} - V_{s2} - (V_{s3} - V_{s1}) \Leftrightarrow V_{s12} = \frac{1}{3}(2V_1 - V_2 - V_3) \\ V_{s12} - V_{s23} &= V_{s1} - V_{s2} - (V_{s2} - V_{s3}) \Leftrightarrow V_{s23} = \frac{1}{3}(-V_1 + 2V_2 - V_3) \\ V_{s23} - V_{s31} &= V_{s2} - V_{s3} - (V_{s3} - V_{s1}) \Leftrightarrow V_{s31} = \frac{1}{3}(-V_1 - V_2 + 2V_3) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Substituindo (2.2) em (2.5), as tensões simples podem ser expressas em função das funções de comando  $f_1, f_2$  e  $f_3$ , pode ser preenchida a Tabela 2-1.

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

Tabela 2-1 – Tensões simples em função das funções de comando dos semicondutores.

A partir de (2.5) e da Tabela 2-2 pode colocar-se na forma matricial as tensões simples em função de  $f_1, f_2$  e  $f_3$  (2.6).

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} U_{ac} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}f_1 & -\frac{1}{3}f_2 & -\frac{1}{3}f_3 \\ -\frac{1}{3}f_1 & \frac{2}{3}f_2 & -\frac{1}{3}f_3 \\ -\frac{1}{3}f_1 & -\frac{1}{3}f_2 & \frac{2}{3}f_3 \end{bmatrix} U_{ac} \quad (2.6)$$

Passando (2.6) para uma matriz simplificada foi obtido (2.7), como já visto em (2.2).

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} U_{DC} \Leftrightarrow [V_{s123}] = [F_{123}]U_{DC} \quad (2.7)$$

É também necessário definir as tensões simples no referencial  $\alpha\beta$  em função das funções de comando, (2.8). A equação (2.8) resulta da aplicação da matriz de Concordia calculada nos Anexos 1 na equação (A.15). Para alguns tipos de controlo é ainda essencial que se definam os fasores, com amplitude e fase, (2.9) e Tabela 2-2.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{DC} [C]^T \begin{bmatrix} 2f_1 & -f_2 & -f_3 \\ -f_1 & 2f_2 & -f_3 \\ -f_1 & -f_2 & 2f_3 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\overline{u_{\alpha\beta}} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} (f_1 + a f_2 + a^2 f_3), \text{ onde } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (2.9)$$

$f1$	$f2$	$f3$	$u_{\alpha\beta}$	Vetor
0	0	0	0	$v_0$
1	0	0	$\sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} e^{j0}$	$v_1$
1	1	0	$\sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} e^{j\frac{\pi}{3}}$	$v_2$
0	1	0	$\sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} e^{j\frac{2\pi}{3}}$	$v_3$
0	1	1	$\sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} e^{j\pi}$	$v_4$
0	0	1	$\sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} e^{j\frac{4\pi}{3}}$	$v_5$
1	0	1	$\sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} e^{j\frac{5\pi}{3}}$	$v_6$
1	1	1	0	$v_7$

Tabela 2-2 – Tensões simples no referencial  $\alpha\beta$  em função das funções de comando.

Para alguns tipos de controlo, como por exemplo o *Space Vector Width Modulation* (SVPWM), é necessário a definição de intervalos de atuação dos semicondutores em função das suas funções de comando, para a tensão necessária no referencial em  $\alpha\beta$ . A disposição dos vetores das tensões simples no referencial  $\alpha\beta$  está representada na Figura 2.2.

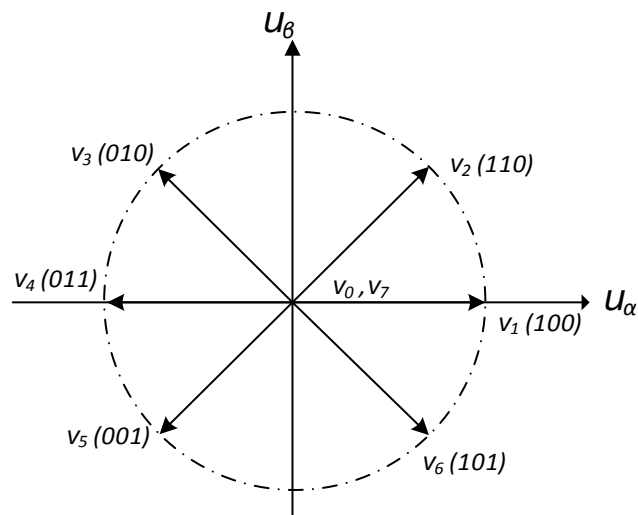


Figura 2.2 – Disposição dos vetores de tensão simples no referencial  $\alpha\beta$ .

A partir da Tabela 2-2 e da Figura 2.2 pode ser generalizado o vetor de tensão simples em função do seu número  $n$ , com as 8 combinações possíveis, conforme representado em (2.10).

$$\overline{u_{\alpha\beta}} = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} e^{\frac{j(n-1)\pi}{3}}, n \in [1,6] \\ 0, n \in \{0,7\} \end{cases} \quad (2.10)$$

É possível ainda a separação da parte imaginária da parte real em (2.10), (2.11).

$$\begin{cases} \overline{u_{\alpha}} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} \cos(n - 1) \\ \overline{u_{\beta}} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} \sin(n - 1) \end{cases} \quad (2.11)$$

Para passar do referencial  $\alpha\beta$  variante no tempo, para o referencial  $dq$ , será aplicada a matriz de rotação, calculada no Anexo 1, obtendo (2.12).

$$\begin{bmatrix} \overline{u_d} \\ \overline{u_q} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}}_{[R]} \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} \begin{bmatrix} \cos(n - 1) \\ \sin(n - 1) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} \begin{bmatrix} \cos(n - 1 - \theta) \\ \sin(n - 1 - \theta) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Para a obtenção do modelo do sistema de coordenadas  $123$ , lado AC, foi necessário definir as tensões da rede onde se pressupõe que estas são ideais e equilibradas entre si, (2.13). Quanto ao barramento DC foi definido o sentido da potência para o barramento DC para obter o modelo do sistema, (2.16) e Figura 2.3.

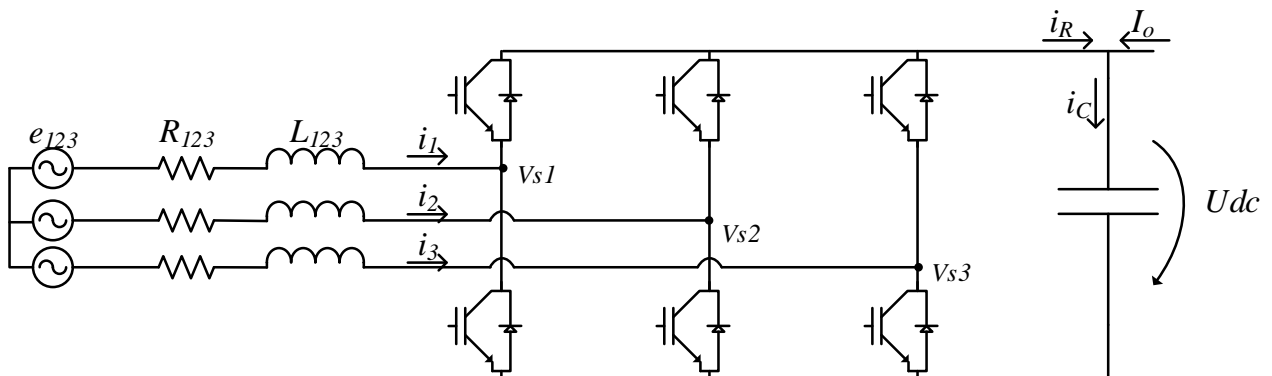


Figura 2.3 – Sistema global do conversor.

São definidas de seguida as tensões da rede. Estas idealmente têm um desfaseamento de  $120^\circ$  entre si e para o efeito de cálculos são consideradas ideais com esse desfaseamento.

$$\begin{cases} e_1 = \sqrt{2}U \cos \omega t \\ e_2 = \sqrt{2}U \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ e_3 = \sqrt{2}U \cos \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \rightarrow [e_{123}] = \sqrt{2}U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

A partir da Figura 2.3 podemos concluir, por aplicação da lei dos nós, (2.14).

$$i_c = i_R + I_o \quad (2.14)$$

Sabendo que  $i_R$  será a soma das três correntes do lado AC e que cada uma contribui apenas o tempo em que a respetiva função de comando está ativa podemos concluir (2.15)

$$i_R = f_1 i_1 + f_2 i_2 + f_3 i_3 \Leftrightarrow i_R = [f_1 \quad f_2 \quad f_3] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Uma vez que a corrente  $i_c$  é a corrente que passa no condensador, é possível definir a variação da tensão no condensador em função da mesma, (2.16).

$$i_c = C \frac{du_{DC}}{dt} \Leftrightarrow \frac{du_{DC}}{dt} = \frac{i_c}{C} \Leftrightarrow \frac{du_{DC}}{dt} = \frac{i_R + I_o}{C} \quad (2.16)$$

Substituindo (2.15) em (2.16) obtemos, na forma matricial, (2.17).

$$\frac{du_{DC}}{dt} = \frac{1}{C} [f_1 \quad f_2 \quad f_3] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{C} I_o \quad (2.17)$$

Por aplicação da lei das malhas, considerando os sentidos descritos na Figura 2.3 podemos definir (2.18). A equação (2.18) foi resolvida em ordem às variáveis de estado  $\frac{di_1}{dt}$ ,  $\frac{di_2}{dt}$  e  $\frac{di_3}{dt}$ .

$$\begin{cases} -e_1 + L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 + V_{s1} = 0 \\ -e_2 + L \frac{di_2}{dt} + Ri_2 + V_{s2} = 0 \\ -e_3 + L \frac{di_3}{dt} + Ri_3 + V_{s3} = 0 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{di_1}{dt} = \frac{e_1 - Ri_1 - V_{s1}}{L} \\ \frac{di_2}{dt} = \frac{e_2 - Ri_2 - V_{s2}}{L} \\ \frac{di_3}{dt} = \frac{e_3 - Ri_3 - V_{s3}}{L} \end{cases} \quad (2.18)$$

Passando (2.18) para a forma matricial é obtida (2.19).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

É assim possível passar (2.19) para a forma matricial simplificada (2.20).

$$\frac{d}{dt} [i_{123}] = - \left[ \frac{R}{L} \right] [i_{123}] + \left[ \frac{1}{L} \right] [e_{123}] - \left[ \frac{1}{L} \right] [V_{s123}] \quad (2.20)$$

Aplicando a matriz anteriormente apresentada em (2.2) é possível substituir as tensões simples usando as funções de comando e a tensão no barramento DC, (2.20).

$$\frac{d}{dt} [i_{123}] = - \left[ \frac{R}{L} \right] [i_{123}] + \left[ \frac{1}{L} \right] [e_{123}] - \left[ \frac{1}{L} \right] [F_{123}] u_{dc} \quad (2.21)$$

Para as equações simplificadas foram definidas as igualdades (2.22), (2.23), (2.24), (2.25) e (2.26).

$$[i_{123}] = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$\begin{bmatrix} R \\ L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$[e_{123}] = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$[V_{s123}] = \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Somando (2.17) a (2.19) e tendo em conta a transformação em (2.7) ou o processo implicado em (2.20), obtemos (2.27). Este contém todo o modelo para o sistema de coordenadas  $I23$ .

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{R1} \\ i_{R2} \\ i_{R3} \\ u_{DC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{F_{R1}}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{F_{R2}}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{F_{R3}}{L} \\ \frac{f_{R1}}{C} & \frac{f_{R2}}{C} & \frac{f_{R3}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R1} \\ i_{R2} \\ i_{R3} \\ u_{DC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ i_o \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Fica assim concluído o modelo do sistema em de coordenadas  $I23$ .

### 2.2.2. Modelo do sistema no sistema de coordenadas $\alpha\beta$

Para a modelização do sistema de coordenadas estático  $\alpha\beta$ , foi usada a matriz de *Concordia* calculada no Anexo 1, (A.14). Partindo de (2.20) e por aplicação da matriz de *Concordia* é possível definir o modelo do sistema para o sistema de coordenadas estático  $\alpha\beta$ , (2.28).

$$[C] \frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta 0}] = \left[ -\frac{R}{L} \right] [C] [i_{\alpha\beta 0}] + \left[ \frac{1}{L} \right] [C] [e_{\alpha\beta 0}] - \left[ \frac{1}{L} \right] [V_{s123}] \quad (2.28)$$

Multiplicando ambos os termos de (2.28) pela matriz transposta  $[C]^T$  obtemos (2.29).

$$\frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta 0}] = [C]^T \left[ -\frac{R}{L} \right] [C] [i_{\alpha\beta 0}] + [C]^T \left[ \frac{1}{L} \right] [C] [e_{\alpha\beta 0}] - [C]^T \left[ \frac{1}{L} \right] [V_{s123}] \quad (2.29)$$

Simplificando (2.29) em que  $[C]^T = [C] = [I]$ , e considerando as matrizes das resistências e indutâncias como constantes, podemos obter (2.30).

$$\frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta 0}] = \left[ -\frac{R}{L} \right] [i_{\alpha\beta 0}] + \left[ \frac{1}{L} \right] [e_{\alpha\beta 0}] - [C]^T \left[ \frac{1}{L} \right] [V_{s123}] \quad (2.30)$$

Para o cálculo das tensões no sistema de coordenadas estático, foi multiplicada a tensão da rede no referencial 123, (2.13), pela matriz de Concordia, (A.14), permitindo obter (2.31).

$$[u_{\alpha\beta 0}] = [C]^T [V_{123}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \sqrt{2} U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} = \sqrt{3} U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Substituindo (2.31) em (2.30) obtemos (2.32). Considera-se que as componentes homopolares são nulas, permitindo simplificar o modelo. Esta consideração é válida porque considera-se sistemas trifásicos equilibrados.

$$\frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta}] = -\frac{R}{L} [i_{\alpha\beta}] + \frac{1}{L} [e_{\alpha\beta}] - \frac{1}{L} [u_{\alpha\beta}] \quad (2.32)$$

De seguida são definidas as funções de comando no referencial estático  $\alpha\beta$ , (2.33).

$$[f_{\alpha\beta 0}]^T = [f_{123}]^T [C] \quad (2.33)$$

A igualdade em (2.34) aplicada em (2.33) serve para que se possa obter as funções de comando no referencial estático  $\alpha\beta$ , (2.35).

$$([A][B])^T = [B]^T [A]^T \quad (2.34)$$

$$[f_{\alpha\beta 0}] = ([f_{123}]^T [C])^T = [C]^T ([f_{123}]^T)^T = [C]^T [f_{123}] \quad (2.35)$$

Por aplicação em (2.35) da matriz de *Concordia* transposta, Anexo 1 (A.15), foi obtida a matriz das funções de comando para o conversor, (2.36).

$$[F_{\alpha\beta 0}] = [C]^T [F_{123}] \quad (2.36)$$

Aplicando a igualdade (2.7) em (2.32) obtemos (2.37).

$$\frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta}] = -\frac{R}{L} [i_{\alpha\beta}] + \frac{1}{L} [e_{\alpha\beta}] - \frac{1}{L} [C]^T [F_{123}] u_{DC} \quad (2.37)$$

Aplicando (2.36) em (2.37) é obtida (2.38).

$$\frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta}] = -\frac{R}{L} [i_{\alpha\beta}] + \frac{1}{L} [e_{\alpha\beta}] - \frac{1}{L} [F_{\alpha\beta}] u_{DC} \quad (2.38)$$

Para as equações simplificadas foram definidas as igualdades (2.39), (2.40), (2.41) e (2.42).

$$[i_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$[e_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

$$[F_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} F_{\alpha} \\ F_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$[f_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} f_{\alpha} \\ f_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Aplicando a mesma lógica anteriormente desenvolvida em (2.27), ou seja, somando as equações obtemos o modelo final em  $\alpha\beta$  sendo ele demonstrado de forma expandida em (2.43). Este contém todo o modelo para o sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ .

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{\gamma} \\ u_{DC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{F_{\alpha}}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{F_{\beta}}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{F_{\gamma}}{L} \\ \frac{f_{\alpha}}{C} & \frac{f_{\beta}}{C} & \frac{f_{\gamma}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{\gamma} \\ u_{DC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \\ e_{\gamma} \\ i_o \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Fica assim definido o modelo do sistema no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ .

### 2.2.3. Modelo do sistema no sistema de coordenadas $dq0$

Para a modelização do sistema de coordenadas móveis,  $dq$ , iremos usar a matriz de rotação. Esta está calculada no Anexo 1, (A.20), e é usada para passar do sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  para o pretendido. Aplicando a matriz de rotação a (2.32) obtemos (2.44).

$$[R]^T \frac{d}{dt} ([R][i_{dq}]) = [R]^T \left[ -\frac{R}{L} [R][i_{dq}] + [R]^T \left[ \frac{1}{L} [R][e_{dq}] - [R]^T \left[ \frac{1}{L} [R] \right] [u_{dq}] \right] \right] \quad (2.44)$$

Simplificando (2.44) obtém-se (2.45).

$$[R]^T \frac{d}{dt} ([R][i_{dq}]) = -\frac{R}{L} [i_{dq}] + \frac{1}{L} [e_{dq}] - [R]^T [u_{\alpha\beta 0}] \quad (2.45)$$

Como nesta transformação de coordenadas temos a matriz de rotação derivada teremos de realizar o calculo auxiliar indicado em (2.46).

$$\frac{d}{dt} [R] = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega \sin \theta & -\omega \cos \theta & 0 \\ \omega \cos \theta & -\omega \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Aplicando a regra da derivada do produto em (2.45) obtém-se (2.47).

$$[R]^T [R] \frac{d}{dt} [i_{dq}] + [R]^T \left( \frac{d}{dt} [R] \right) [i_{dq}] = -\frac{R}{L} [i_{dq}] + \frac{1}{L} [e_{\alpha\beta}] - [R]^T [u_{\alpha\beta 0}] \quad (2.47)$$

Depois de simplificar matematicamente (2.47) é obtido (2.48).

$$\frac{d}{dt} [i_{dq}] = -\frac{R}{L} [i_{dq}] + \frac{1}{L} [e_{\alpha\beta}] - [R]^T \left( \frac{d}{dt} [R] \right) [i_{dq}] - [R]^T [u_{\alpha\beta 0}] \quad (2.48)$$

Aplicando  $[R]^T$  a (2.31) obtemos a tensão da rede em  $dq$  que é dada por (2.49).

$$[u_{dq}] = [R]^T [u_{\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \sqrt{3}U \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{3}U \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta) \\ \sin(\omega t - \theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Sabendo a igualdade (2.50), onde é possível ver a matriz transposta das funções de comando para o referencial  $dq$ , é possível concluir (2.51) que por associação permite obter (2.52) e por fim faz com que possamos verificar a igualdade em (2.53). Obtemos assim a tensão  $\alpha\beta$ .

$$[f_{dq}]^T = [f_{\alpha\beta}]^T [R] \Leftrightarrow \left([f_{dq}]^T\right)^T = \left([f_{\alpha\beta}]^T [R]\right)^T \quad (2.50)$$

$$[f_{dq}] = [R]^T \left([f_{\alpha\beta}]^T\right)^T = [R]^T [f_{\alpha\beta}] \quad (2.51)$$

$$[F_{dq}] = [R]^T [F_{\alpha\beta}] \quad (2.52)$$

$$[u_{\alpha\beta}] = [R]^T [F_{\alpha\beta}] u_{DC} = [F_{dq}] u_{DC} \quad (2.53)$$

Aplicando (2.53) a (2.48) obtemos (2.54).

$$\frac{d}{dt} [i_{dq}] = -\frac{R}{L} [i_{dq}] + \frac{1}{L} [e_{\alpha\beta}] - \underbrace{[R]^T \left(\frac{d}{dt} [R]\right)}_{[G]} [i_{dq}] - [F_{dq}] u_{DC} \quad (2.54)$$

Onde  $[G]$  é dado por (2.55).

$$[G] = [R]^T \left(\frac{d}{dt} [R]\right) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\omega \sin \theta & -\omega \cos \theta & 0 \\ \omega \cos \theta & -\omega \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

Para as equações simplificadas foram definidas as igualdades (2.56), (2.57), (2.58) e (2.59).

$$[i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

$$[e_{dq}] = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

$$[F_{dq}] = \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

$$[f_{dq}] = \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Aplicando a mesma lógica anteriormente desenvolvida em (2.27) e (2.43), ou seja, somando as equações obtemos o modelo final em  $\alpha\beta$  sendo ele demonstrado de forma expandida em (2.60) e (2.61).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \\ u_{dc} \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{F_d}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{F_q}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{F_o}{L} \\ -\frac{f_d}{C} & \frac{f_q}{C} & \frac{f_o}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_o \\ i_o \end{bmatrix} - \\ & - \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left( \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.60)$$

Simplificando (2.60) obtemos (2.61).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \\ u_{dc} \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{F_d}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{F_q}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{F_o}{L} \\ -\frac{f_d}{C} & \frac{f_q}{C} & \frac{f_o}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_o \\ i_o \end{bmatrix} \\ & - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.61)$$

Fica assim definido o modelo do sistema no sistema de coordenadas  $dq$ .

Os modelos calculados anteriormente são usadas nas simulações numéricas que têm os seus resultados comparados com as os do protótipo.

### **2.3.Modulador PWM**

Seguidamente são apresentadas várias soluções de moduladores PWM e em especial o usado para controlo do sistema.

### 2.3.1. SPWM – Sinusoidal Pulse With Modulation

Este tipo de modulador é conhecido por provocar uma evolução quase sinusoidal das correntes do lado da corrente alternada à custa das tensões nesse mesmo lado. Para tal faz-se o maior número possível de manobras, numa determinada sequência com vista a se obter tensões com apenas harmónicas de ordem elevada, sendo as correntes filtradas pela indutância presente do sistema. Este tipo de técnicas são conhecidas como modulação por largura de impulso (*PWM*) e podem ser divididas em dois grupos.

Sendo o primeiro feito com base numa sequência de configurações do conversor que está guardada numa memória lida de forma cíclica, *SVPWM*.

Quanto ao segundo, e usado na presente tese, é feito com base numa intersecção entre dois sinais. Estes sinais são a modulante, onde se pode atuar na amplitude e usualmente a sua frequência é igual à da rede, a portadora, usualmente com uma amplitude fixa e com a possibilidade de atuação na frequência por forma a definir-se a frequência de comutação dos semicondutores [6]. Este sinal irá comandar os disparos dos seis *IGBT's* presentes no conversor, por forma a obter-se a amplitude de tensão desejada, assim como a frequência, permitindo no processo a eliminação de algumas harmónicas. Para se obter o sincronismo com a rede, e tendo em consideração a necessidade de fazer os disparos numa determinada ordem, será usada a função trigonométrica  $\cos \theta$  e  $\sin \theta$ , conseguindo assim obter o sincronismo com a rede. Com este processo são obtidas duas ondas sinusoidais de amplitude unitária e defasamento de  $90^\circ$  com a frequência da rede. Estas duas funções trigonométricas,  $\cos \theta$  e  $\sin \theta$ , são necessárias para a transformação das grandezas no referencial *dq*.

Conforme descrito anteriormente, para ser possível disparar os semicondutores, existem 3 modulantes que são comparadas com uma outra onda de frequência inferior à frequência máxima de comutação dos *IGBT's*, mas o mais alta possível de forma a não sobreaquecer os semicondutores e se conseguir diminuir ao mínimo o *ripple* na corrente injetada na rede. Esta onda será a nossa portadora. Para a presente tese foi escolhida uma portadora com uma forma de onda triangular, havendo também a possibilidade do uso de uma do tipo dente de serra [6].

Este tipo de modulador tem dois parâmetros importantes, sendo um deles o índice de modulador de amplitude ( $m$ ) e o índice de modulação de frequência ( $p$ ). As mesmas podem ser definidas pelas equações (2.62) e (2.63) .

$$m = \frac{V_{\text{máximo}_{\text{modulante}}}}{V_{\text{máximo}_{\text{portadora}}}} \quad (2.62)$$

$$p = \frac{f_{\text{Portadora}}}{f_{\text{REDE}}} \quad (2.63)$$

Assim sendo, para o  $m > 1$  o sistema diz-se sobremodulado. Quando  $p < 21$ , aproximadamente 1kHz para a frequência da portadora e 50Hz de frequência da rede europeia, é recomendável que seja usado um *PWM* síncrono com a rede [16].

Na Figura 2.4 está representado um exemplo das três modulantes a serem usadas e comparadas com a portadora.

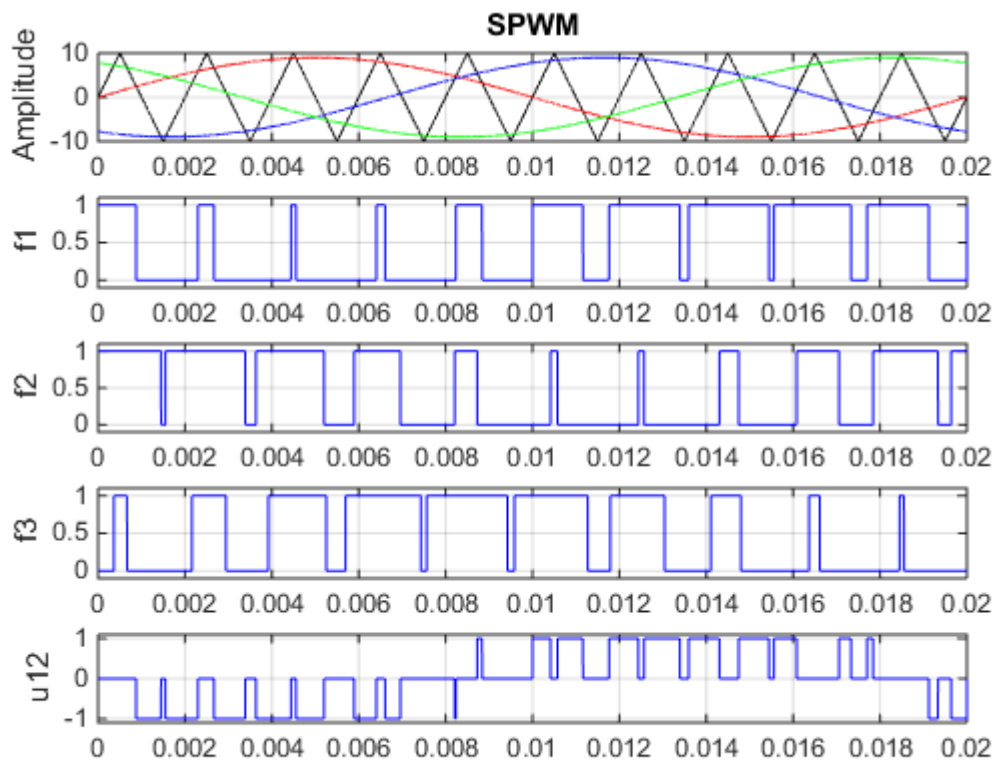


Figura 2.4 – Método de comando do *SPWM* com as evoluções temporais das modulantes, da portadora, das funções de comando e uma tensão composta.

Podem ainda ser observadas as funções de comando para cada braço de semicondutores e uma tensão composta originada por esses mesmos disparos.

### 2.3.2. Outros tipos de Moduladores PWM

#### Multi-PWM:

Existem, para além do *SPWM*, outros tipos de moduladores, sendo um deles o *Multi-Pulse Width Modulation (MPWM)*, Figura 2.5. Nesta solução, é usada como modulante uma onda do tipo quadrada com atuação sobre a sua amplitude. Da mesma forma, como anteriormente observado, o *MPWM* usa a frequência da modulante para definir a frequência de saída e a frequência da portadora para definir a frequência de comutação dos semicondutores [15].

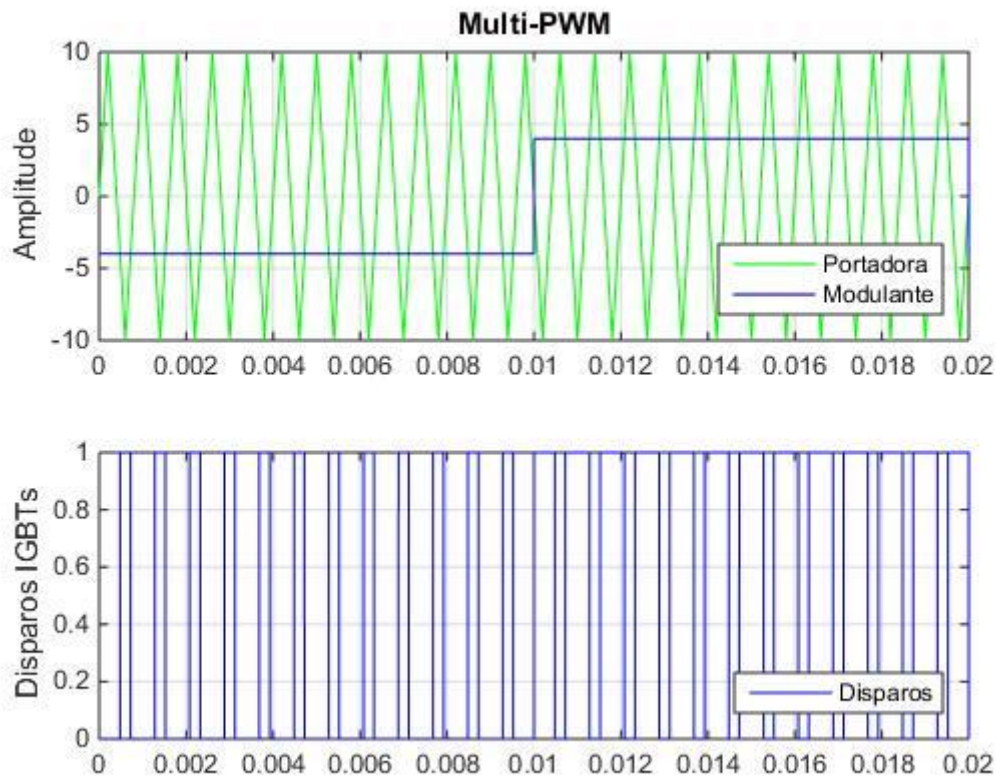


Figura 2.5 – Funcionamento do *Multi-PWM*.

Podemos ver na Figura 2.5 um exemplo do *Multi-PWM* onde se podem ver os disparos originados por este tipo de controlo.

### Single-PWM:

Já para o caso do *single-PWM*, apenas se obtém um impulso por cada metade do período. Existem duas formas de se conseguir gerar um *single-PWM*, sendo uma delas pelo método de passagem por zero, onde se usa uma modulante sinusoidal, podendo-se considerar uma portadora contínua de valor zero. Assim sendo, obtemos um impulso para o disparo dos semicondutores a cada meio período. Uma outra forma é usando uma portadora do tipo dente de serra, com uma modulante contínua de amplitude variável [15].

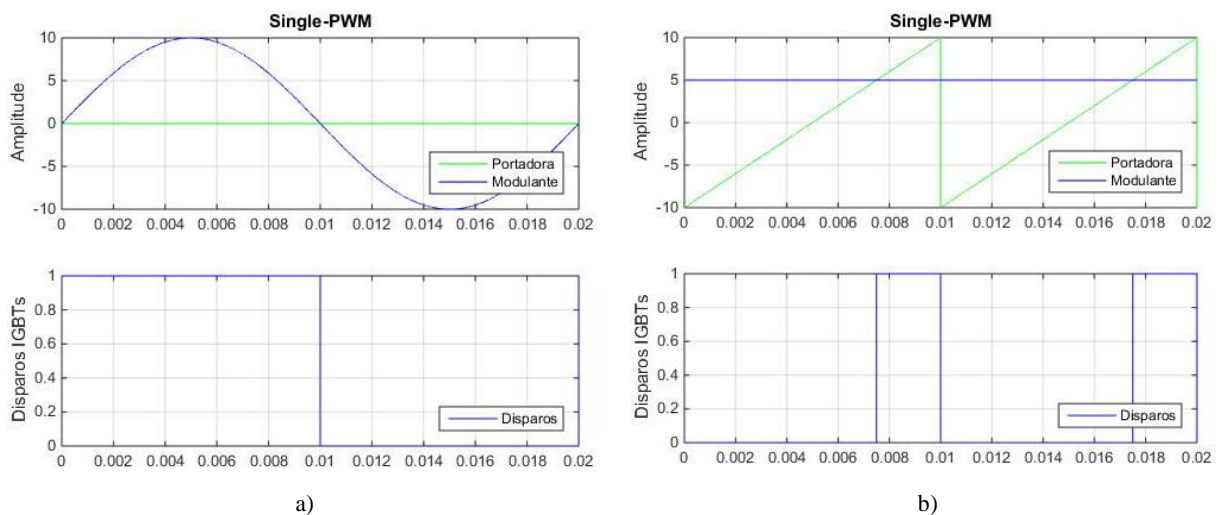


Figura 2.6 – a) Funcionamento do Single-PWM para uma portadora constante e uma modulante sinusoidal; b) Funcionamento do Single-PWM para uma portadora do tipo dente de serra e uma modulante constante.

Pode ser visto na Figura 2.6 um exemplo do disparo de um semiconductor originado pelo *Single-PWM*. Na figura a) pode ser visto o exemplo onde se usa uma portadora do tipo sinusoidal, enquanto que para a figura b) se pode ver um exemplo do uso de uma portadora do tipo dente de serra. Quanto aos disparos originados pelos diferentes tipos de modulantes, estes não apresentam diferenças significativas.

### Space Vector Pulse With Modulation - SVPWM:

Uma outra técnica de moduladores PWM, sendo das mais utilizadas nos conversores trifásicos, é a Modulação por Vetores de espaço, *Space Vector PWM* [6]. Nesta técnica é escolhido o vetor de tensão mais adequado no conjunto dos vetores disponíveis. Na Figura 2.7.

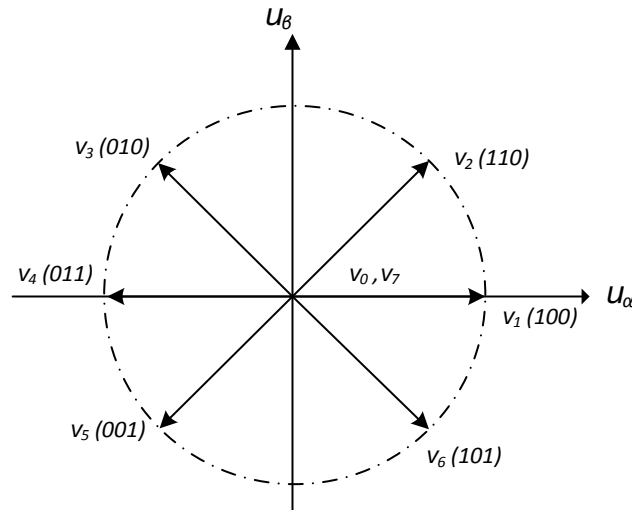


Figura 2.7 – Vetores mais usados para o SVPWM.

Teremos então um valor a ser imposto entre  $v_1$  e  $v_2$ , sendo este distinto do valor compreendido entre  $v_2$  e  $v_3$ . Este tipo de controlo é usualmente associado a conversores trifásicos, uma vez que foi desenvolvido para uso exclusivo nos mesmos.

### THIPWM:

Outro tipo de *PWM* é o *Third Harmonic Injection PWM*. Este tipo de controlo consiste em sobrepor uma 3ª harmónica às modulantes. A componente adicionada terá de ser pequena o suficiente por forma a não provocar uma sobremodulação. Uma vez que esta 3ª harmónica injetada estará em fase com a respetiva fase da rede não provocará qualquer influência nas tensões compostas. Porém é possível o aumento em cerca de 10% [15] do valor das tensões compostas.

## 2.4. Dimensionamento dos controladores

No presente subcapítulo é apresentada a forma como se efetuou o sincronismo com a rede. Para tal foi usado o sistema de coordenadas móveis e fixas. É descrito ainda em dois subcapítulos deste, como foram projetados e dimensionados os controladores de corrente e tensão do conversor.

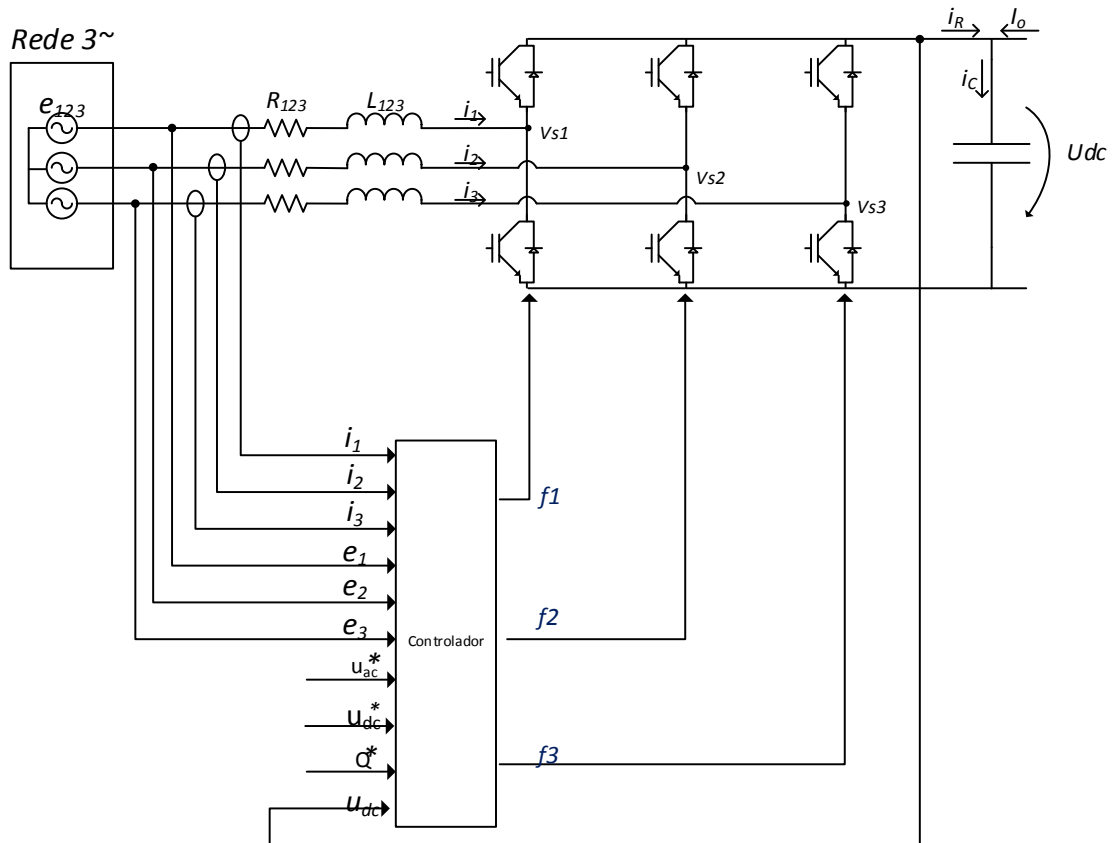


Figura 2.8 – Entradas e saídas do controlador de tensão  $u_{dc}$ .

Para ser possível o cálculo do sincronismo com a rede, é necessário posicionar os sistemas de coordenadas móveis e estáticas sobre um só eixo conforme apresentado na Figura 2.9.

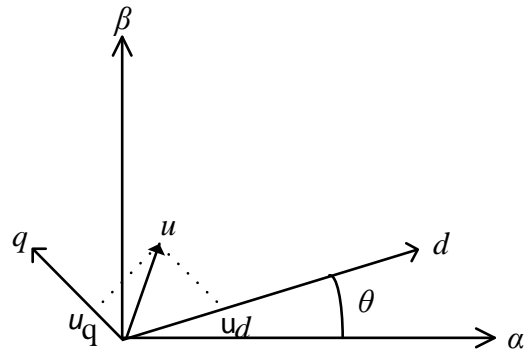


Figura 2.9 - Tensão aplicada,  $u$ , e referencial móvel  $dq$  expresso no referencial estático  $\alpha\beta$ , sem posicionamento de  $d$  sobre tensão  $u$ ;

Como pode ser analisado na Figura 2.9, o desfaseamento entre a componente direta do sistema de coordenadas móveis e a componente  $\alpha$  do sistema de coordenadas estático, é dado por  $\theta$ , (2.64) e considerando nulas as condições iniciais.

$$\int \frac{d\theta}{dt} = \int \omega \Leftrightarrow \theta = \int \omega t \quad (2.64)$$

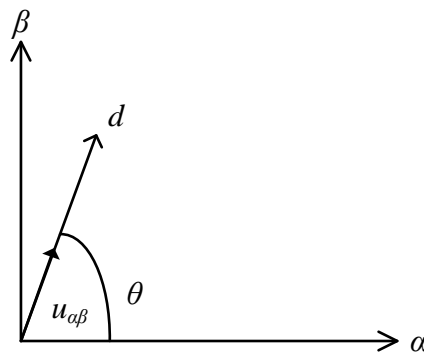


Figura 2.10 - Tensão aplicada e referencial móvel  $dq$  expresso no referencial estático  $\alpha\beta$ , com posicionamento do vetor  $d$  sobre tensão composta  $u_{\alpha\beta}$ .

Para o sincronismo com a rede, é necessário saber o valor do ângulo  $\theta$ . Para tal utiliza-se o vetor de tensão  $u$  que é obtido da composição dos vetores  $u_\alpha$  e  $u_\beta$ , Figura 2.11 e (2.65).

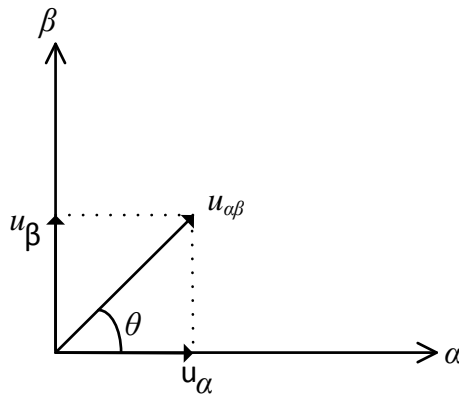


Figura 2.11 – Vetor de tensão composta  $u_{\alpha\beta}$  expressa no referencial  $\alpha\beta$ , usando como referencia o angulo do vetor  $d$  do referencial de coordenadas móveis;

$$u = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \quad (2.65)$$

Nestas condições é possível, por manipulação matemática, calcular o valor de  $\cos(\theta)$  e  $\sin(\theta)$ , (2.66).

$$\begin{cases} \cos\theta = \frac{u_\alpha}{u} \\ \sin\theta = \frac{u_\beta}{u} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \cos\theta = \frac{u_\alpha}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \\ \sin\theta = \frac{u_\beta}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \end{cases} \quad (2.66)$$

Obtemos assim, o valor do angulo  $\theta$  que nos permite o sincronismo com a rede.

### 2.4.1. Controlo de corrente

Neste capítulo procede-se ao dimensionamento e ao cálculo das constantes do controlador PI para o controlo da malha interna de corrente. O controlo usado foi o *SPWM* e na Figura 2.12 é possível se observar a forma como os sinais são obtidos e posteriormente usados.

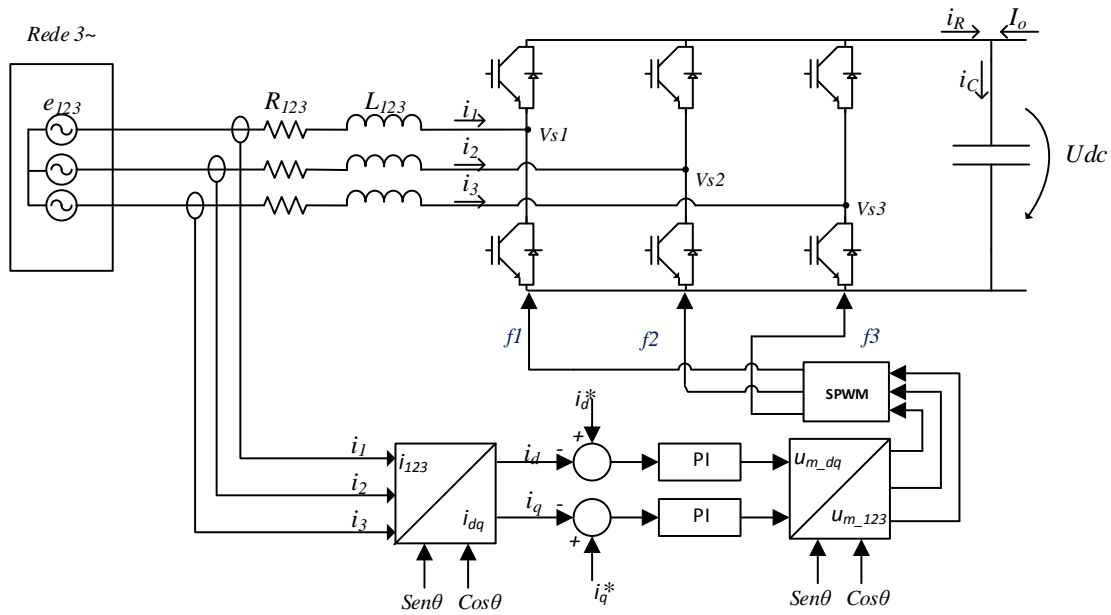


Figura 2.12 – Esquema global da malha de controlo de corrente.

Na Figura 2.12 pode ser vista a transformação do referencial em “123” para *dq*, onde é utilizado o  $\text{sen}\theta$  e  $\text{cos}\theta$  para se obter o sincronismo com a rede, (2.66). Seguidamente é calculado o erro para que se possa atuar em função do mesmo com um controlador do tipo PI. À saída do controlador as modulantes geradas em *dq* são transformadas em “123” para que se possa atuar sobre os ramos dos semicondutores.

Para controlo das correntes  $i_d$  e  $i_q$ , como representado na Figura 2.12, é necessário atuar nas modulantes. Para tal, é usado um diagrama de blocos genérico com um controlador PI para análise da malha interna de corrente, Figura 2.13. Para efeitos de cálculos, a tensão da rede  $E_{dq}$  é considerada como sendo uma perturbação.

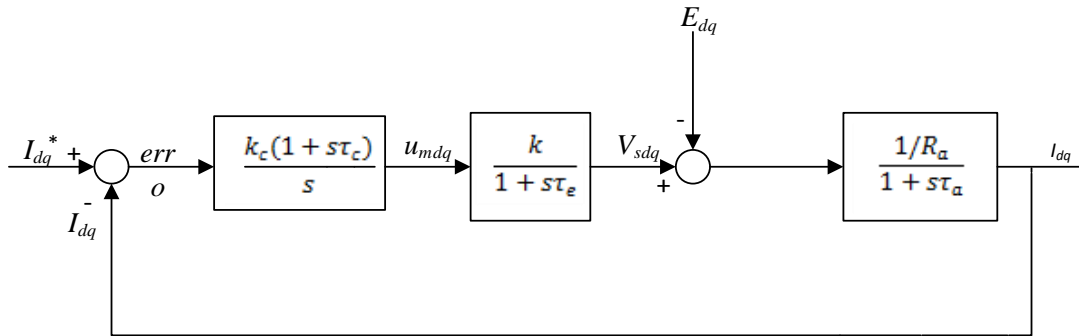


Figura 2.13 – Diagrama de blocos da malha interna de corrente.

Do diagrama de blocos podemos retirar as seguintes igualdades:

$$\frac{u_{mdq}(s)}{err_{oI_{dq}}(s)} = \frac{k_c(1 + s\tau_c)}{s} \quad (2.67)$$

$$\frac{V_{sdq}(s)}{u_{mdq}(s)} = \frac{k}{1 + s\tau_e} \quad (2.68)$$

$$k = \frac{u_{DC}}{u_m} \quad (2.69)$$

$$\frac{I_{dq}(s)}{V_{sdq}(s) - E_{dq}(s)} = \frac{1/R_a}{1 + s\tau_a} \quad (2.70)$$

Sabendo que o atraso estatístico será metade do tempo de comutação dos semicondutores obtemos (2.71).

$$\tau_e = \frac{1}{2f_{comutação}} \quad (2.71)$$

Anulando o polo dominante com o zero do conversor obtemos a igualdade (2.72), de onde ficamos com a igualdade de (2.73). Nesta igualdade está representada a resistência do filtro L da rede,  $R_a$ , e a indutância do mesmo,  $L_a$ .

$$1 + s\tau_c = 1 + s\tau_a \quad (2.72)$$

$$\tau_c = \tau_a = \frac{L_a}{R_a} \quad (2.73)$$

Do diagrama de blocos, e tendo em conta todas as considerações, retiramos (2.74), a partir da função de transferência global.

$$\frac{I_{dq}}{I_{dq}^*} = \frac{\frac{k_c k}{\tau_e R_a}}{s^2 + s \frac{1}{\tau_e} + \frac{k_c k}{\tau_e R_a}} \quad (2.74)$$

Obtida a função transferência global em malha fechada podemos aplicar o critério de ITAE de 2ª ordem, (2.75), para que nos seja possível efetuar o cálculo dos ganhos das constantes proporcional e integral, respetivamente (2.76) e (2.77).

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \wedge \zeta = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (2.75)$$

$$\begin{cases} \frac{1}{\tau_e} = 2\zeta\omega_n \\ \frac{k_c k}{\tau_e R_a} = \omega_n^2 \\ \tau_c = \tau_a = \frac{L_a}{R_a} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \omega_n = \frac{1}{2\tau_e \zeta} \\ k_c = \frac{R_a}{4\zeta^2 \tau_e k} \\ \tau_c = \frac{L_a}{R_a} \end{cases} \quad (2.76)$$

$$\begin{cases} k_p = k_c \tau_c = \frac{R_a}{4\zeta^2 \tau_e} \frac{L_a}{k R_a} = \frac{L_a}{4\zeta^2 \tau_e k} \\ k_I = k_c = \frac{R_a}{4\zeta^2 \tau_e k} \end{cases} \quad (2.77)$$

Desta forma ficamos com os ganhos dos controladores da malha de controlo de corrente dimensionados. Este dimensionamento será usado numa fase mais posterior, onde será necessário calcular o ganho dos controladores a usar.

### 2.4.2. Controlo de tensão Udc

Na Figura 2.14 pode ser visto o *PI* usado para o controlo de tensão. Assim sendo, passamos a poder controlar a tensão no barramento DC em detrimento do controlo de corrente.

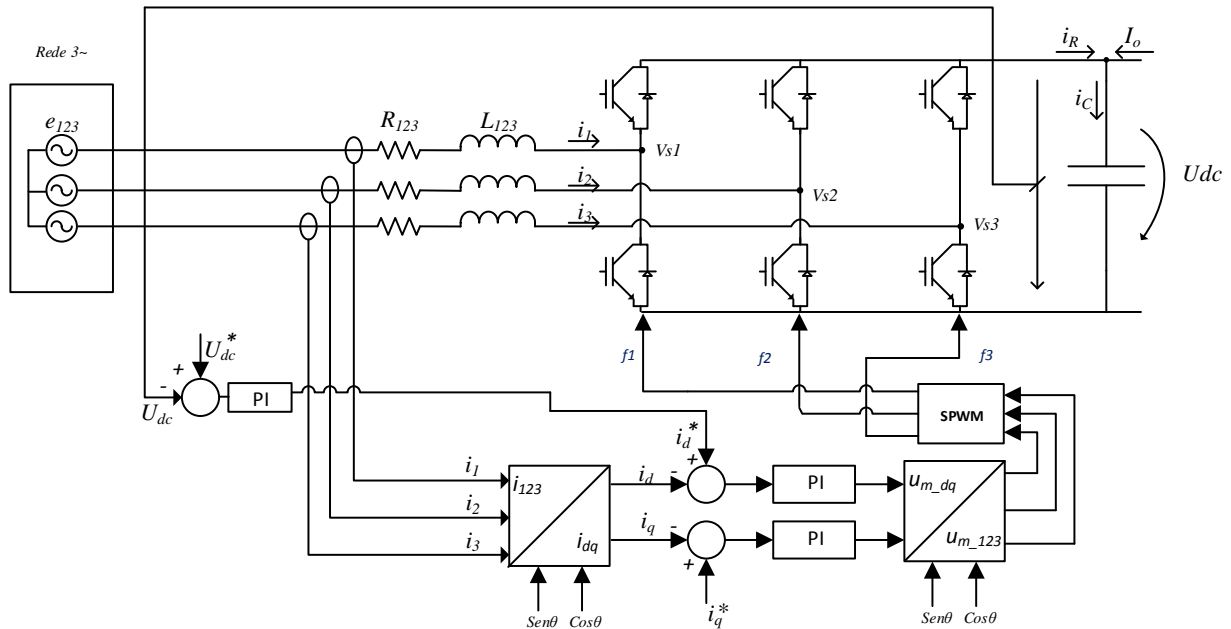


Figura 2.14 – Esquema global da malha de controlo de corrente e tensão.

Com base em (2.17) e por manipulação matemática, podemos desenvolver o modelo referente à tensão no barramento DC, (2.78), no referencial *dq*. Após obtido o modelo, podemos desenhar o circuito equivalente, Figura 2.15.

$$\frac{du_{DC}}{dt} = \frac{1}{C} [f_1 \quad f_2 \quad f_3] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{C} i_o = \frac{1}{C} [f_d \quad f_q \quad f_0] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{C} i_o \quad (2.78)$$

Podemos então representar o circuito equivalente do barramento no sistema de coordenadas *dq*, notemos que para este circuito equivalente usamos uma resistência para representar a carga equivalente do conversor. Considera-se a componente homopolar  $f_0$  nula.

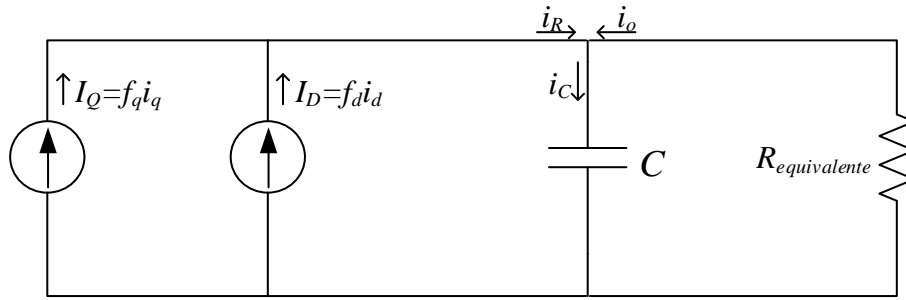


Figura 2.15 – Circuito equivalente do barramento DC no sistema de coordenadas  $dq$ ;

Como se pode verificar pelo circuito equivalente, para se controlar a tensão  $U_{dc}$  é necessário atuar nas componentes  $i_{dq}$ .

Pode-se definir o diagrama de blocos do modelo usando o critério ITAE de 2ª ordem, (2.85), para o cálculo dos parâmetros do conversor, (2.84). Considerando apenas a contribuição da componente  $i_d$ , ou seja a componente direta da corrente posicionada sobre a tensão composta no referencial estático, para que seja possível eliminar o transito de reativa no conversor, podemos representar o diagrama de blocos da Figura 2.16.

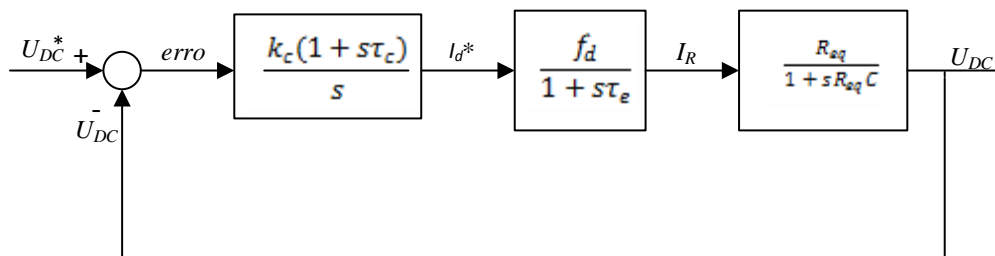


Figura 2.16 – Diagrama de blocos para controlo de tensão  $U_{dc}$ .

Do diagrama de blocos da Figura 2.16 podemos retirar as seguintes igualdades:

$$\frac{I_d^*(s)}{\text{erro}_{U_{dc}}(s)} = \frac{k_c(1 + s\tau_c)}{s} \quad (2.79)$$

$$\frac{I_R(s)}{I_d^*(s)} = \frac{f_d}{1 + s\tau_e} \quad (2.80)$$

$$\frac{U_{dc}(s)}{I_R(s)} = \frac{R_{eq}}{1 + sR_{eq}C} \quad (2.81)$$

Sabemos que o atraso estatístico associado ao circuito de comando e potência do conversor será igual a metade do tempo de comutação dos semicondutores. Assim sendo obtemos (2.82).

$$\tau_e = \frac{1}{2f_{comutação}} \quad (2.82)$$

Cancelando o zero do controlador com o polo dominante do sistema obtemos a igualdade de (2.83).

$$\tau_c = R_{eq}C \quad (2.83)$$

Desta forma podemos calcular a função transferência em malha fechada:

$$\frac{U_{dc}}{U_{dc}^*} = \frac{\frac{k_c f_d R_{eq}}{\tau_e}}{s^2 + \frac{1}{\tau_e} s + \frac{k_c f_d R_{eq}}{\tau_e}} \quad (2.84)$$

Obtida a função transferência em malha fechada podemos aplicar o critério de ITAE de 2ª ordem, (2.85), para que seja possível calcular os ganhos das constantes proporcional e integral, respetivamente  $k_p$  (2.87) e  $k_I$  (2.87).

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \wedge \zeta = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (2.85)$$

$$\begin{cases} \frac{1}{\tau_e} = 2\zeta\omega_n \\ \frac{k_c f_d R_{eq}}{\tau_e} = \omega_n^2 \\ \tau_c = R_{eq}C \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \omega_n = \frac{1}{2\tau_e\zeta} \\ k_c = \frac{1}{4\zeta^2\tau_e f_d R_{eq}} \\ \tau_c = R_{eq}C \end{cases} \quad (2.86)$$

$$\begin{cases} k_p = k_c \tau_c = \frac{C}{4\zeta^2 \tau_e f_d} = \frac{C}{2\tau_e f_d} \\ k_I = k_c = \frac{1}{4\zeta^2 \tau_e f_d R_{eq}} = \frac{1}{2\tau_e f_d R_{eq}} \end{cases} \quad (2.87)$$

Para a determinação de  $f_d$ , podemos admitir que a potencia do lado AC será igual à do lado DC e que a corrente no condensador é nula, (2.88).

$$\begin{cases} P_{DC} = P_{AC} = P \\ I_c = 0 \end{cases} \quad (2.88)$$

A potência do lado DC pode ser calculada na resistência equivalente de carga, assim como a corrente do lado DC. Isto porque a corrente no condensador é nula, contribui para que toda a corrente à saída dos *IGBT's* circule para a resistência equivalente, (2.89).

$$\begin{cases} P = U_{dc}(-I_0) = u_d i_d \\ I_R = -I_0 = f_d i_d \end{cases} \quad (2.89)$$

A partir de (2.89) podemos obter (2.90).

$$f_d = \frac{u_d}{U_{dc}} \quad (2.90)$$

Usando o valor calculado em (2.90) e (2.87), podemos calcular os ganhos das contantes, (2.91).

$$\begin{cases} k_p = \frac{C}{2\tau_e f_d} \\ k_I = \frac{1}{2\tau_e f_d R_{eq}} \end{cases} \quad (2.91)$$

Ficam assim os ganhos  $k_p$  e  $k_I$  do controlador de tensão definidos. Como anteriormente foi referido, estas equações para dimensionamento dos ganhos serão aplicadas numa fase mais posterior da presente dissertação.

## **2.5.Simulação do sistema do AC-DC**

Seguidamente é apresentado o modelo de simulação e os seus parâmetros.

Para o modelo de simulação será especificada como foi feita a construção do modelo matematicamente e ainda com o recurso ao toolbox *SimPowerSystem* do *Matlab-Simulink*.

Os parâmetros de simulação permitiram a relação entre a resolução dos resultados favoráveis e o tempo de simulação.

### 2.5.1. Modelo de simulação numérica

Para a simulação do sistema descrito na presente tese foi usado o software *Matlab-Simulink*. Foi ainda feita uma outra simulação, mas com recurso ao “*SimPowerSystem*”. Apresentam-se seguidamente as figuras representativas do modelo desenvolvido com base no modelo dinâmico obtido no subcapítulo 2.2. O sistema simulado representado na Figura 2.17, separa o sistema em cinco partes fulcrais. Uma delas diz respeito à geração das funções de comando para os semicondutores, outra ao cálculo das potências ativa e reativa, ao conversor propriamente dito assim como ao barramento DC, rede trifásica e por fim, à carga *RL* que é usada como filtro e separação entre rede e conversor. Uma vez que o modelo obtido é puramente matemático para o caso do conversor, barramento DC, rede trifásica e carga *RL*, foram usadas funções embebidas para a reprodução do mesmo.

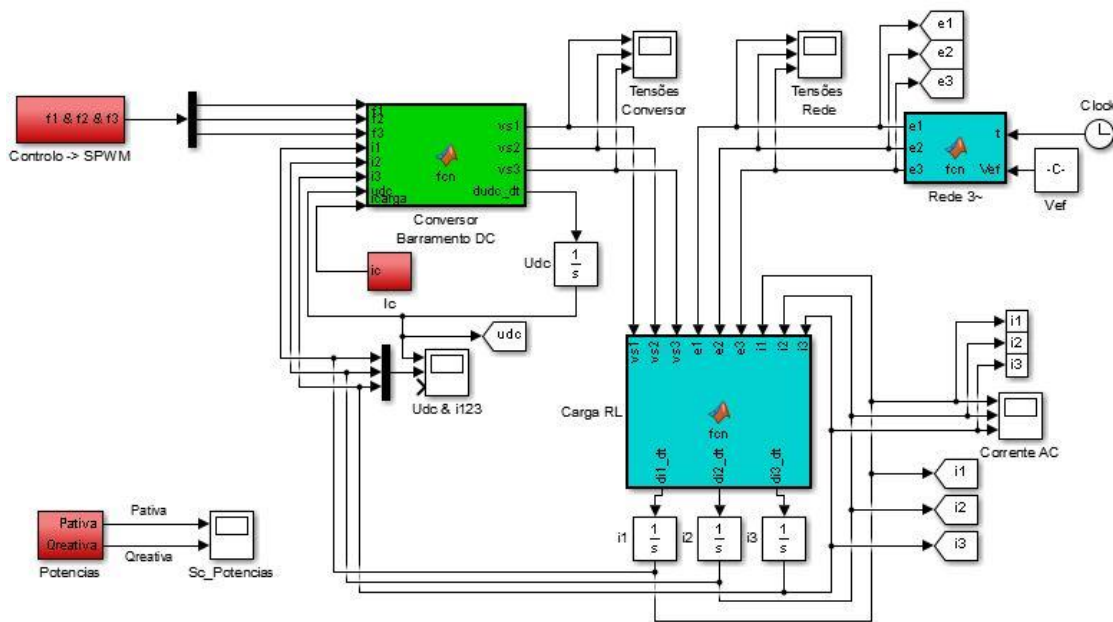


Figura 2.17 – Sistema completo usando as equações deduzidas.

Na Figura 2.18 estão representadas o código das equações referentes ao modelo do conversor, (2.6), e barramento DC, (2.17).

```
function [vs1,vs2,vs3,dudc_dt] = fcn(f1,f2,f3,i1,i2,i3,udc,icarga)

C=330e-6;%4.6e-3;

%Conversor:
vs1=udc*(2*f1-f2-f3)/3;
vs2=udc*(-f1+2*f2-f3)/3;
vs3=udc*(-f1-f2+2*f3)/3;

%Barramento DC:
dudc_dt=(f1*i1+f2*i2+f3*i3)/C+icarga/C;
```

Figura 2.18 – Código das equações do subsistema “Conversor Barramento DC”;

Na Figura 2.19 estão representadas as equações da rede trifásica, (2.13).

```
function [e1,e2,e3] = fcn(t,Vef)

freq=50;

e1=sqrt(2)*Vef*cos(2*pi*freq*t);
e2=sqrt(2)*Vef*cos(2*pi*freq*t-2*pi/3);
e3=sqrt(2)*Vef*cos(2*pi*freq*t-4*pi/3);
```

Figura 2.19 – Código das equações do subsistema “Rede 3~”;

Na Figura 2.20 estão representadas as equações da carga RL, (2.18).

```
function [di1_dt,di2_dt,di3_dt] = fcn(vs1,vs2,vs3,e1,e2,e3,i1,i2,i3)

R=0.05;
L=4e-3;

di1_dt=(e1-R*i1-vs1)/L;
di2_dt=(e2-R*i2-vs2)/L;
di3_dt=(e3-R*i3-vs3)/L;
```

Figura 2.20 – Código das equações do subsistema “Carga RL”;

O bloco responsável pelo sincronismo com a rede, está indicado com o nome “Sen/Cos”. Este está representado na Figura 2.21.

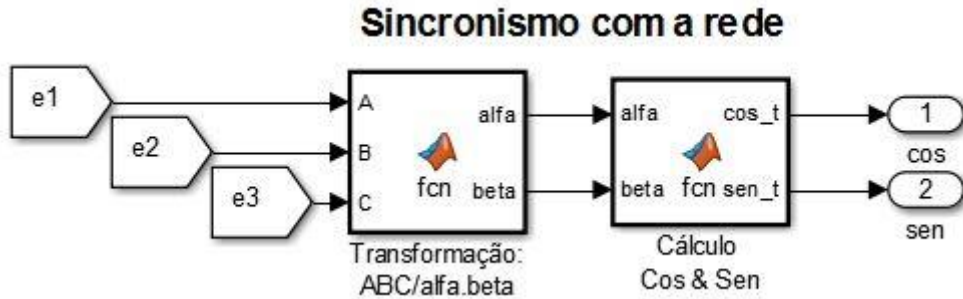


Figura 2.21 – Bloco de sincronismo com a rede, “Sen/Cos”.

As equações com as transformações representadas na Figura 2.21 estão na Figura 2.22 e Figura 2.23. Estas equações podem ser vistas nos Anexos 1, onde é calculada a matriz de Concordia, e no subcapítulo 2.4, mais propriamente em (2.66). Este bloco é usado apenas para a simulação onde se recorreu ao *SimPowerSystem* como pode ser visto na Figura 2.35.

```
function [alfa,beta] = fcn(A,B,C)
    alfa=sqrt(2/3)*(A-B/2-C/2);
    beta=sqrt(2/3)*(B*sqrt(3)/2-C*sqrt(3)/2);
```

Figura 2.22 – Equações da matriz de concórdia para passagem de 123 para  $\alpha\beta$ .

```
function [cos_t,sen_t] = fcn(alfa,beta)
    cos_t=alfa/(sqrt(alfa^2+beta^2));
    sen_t=beta/(sqrt(alfa^2+beta^2));
```

Figura 2.23 - Equações do *Matlab-Simulink* referentes ao cálculo das ondas de sincronismo.



Os blocos respeitantes aos controladores *PI* podem ser vistos na Figura 2.25, Figura 2.26 e Figura 2.27.

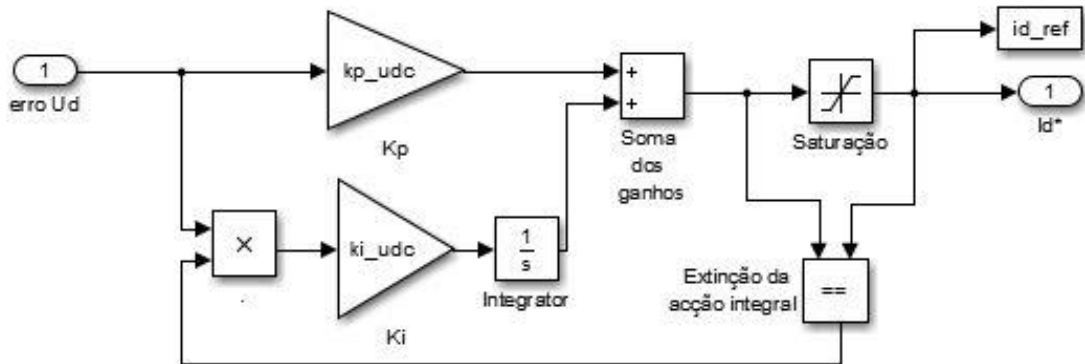


Figura 2.25 – Controlador PI da tensão no barramento DC.

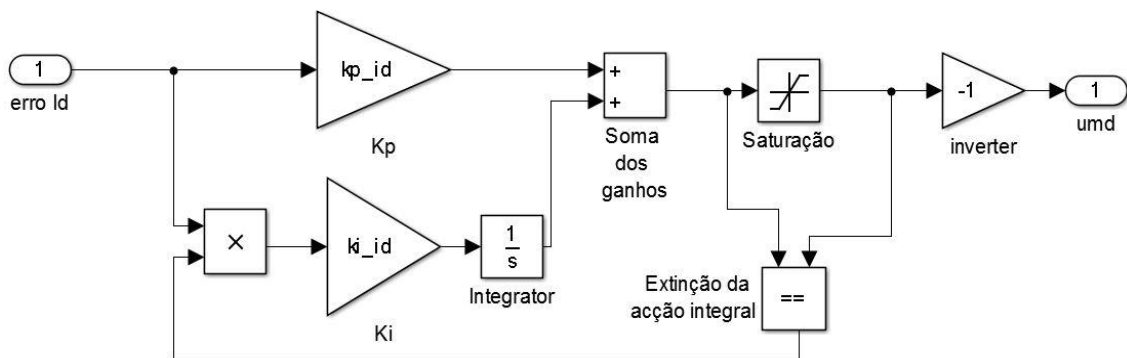


Figura 2.26 – Controlador PI da corrente direta na rede trifásica.

Neste controlador o sinal à saída é invertido. Tal deve-se à necessidade de diminuir a tensão quando o erro de corrente é positivo, ou seja, quando há necessidade de se aumentar a corrente diminui-se a tensão. Esta exigência de inverter o sinal é necessária porque o módulo integrado de potência usado na construção do protótipo laboratorial, Capítulo 3, funciona com lógica invertida. Isto ocorre por a tensão ser diretamente proporcional ao valor das modulantes, significando que com modulantes de valor mais elevado se obtém uma tensão de valor mais elevado também.

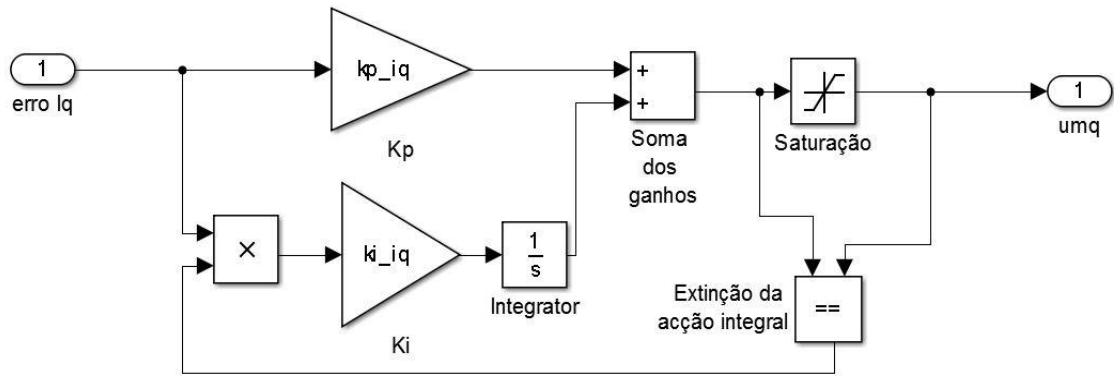


Figura 2.27 – Controlador PI da corrente referente à potência reativa;

Na Figura 2.26 e Figura 2.27 o bloco “Saturação” está com os valores máximo e mínimos definidos. Estes valores máximo e mínimo, respetivamente  $A_{maxima_{dq}}$  e  $-A_{maxima_{dq}}$  são importantes porque impõem a amplitude das ondas modulantes  $A_{maxima_{123}}$ . Esta relação de amplitudes é dada por (2.93).

$$A_{maxima_{dq}} = \sqrt{\frac{2}{3}} A_{maxima_{123}} \quad (2.93)$$

Considerando que a amplitude da portadora é de  $A_{port}$ , iremos usar como amplitude máxima para ‘123’ o mesmo valor para que se possa utilizar toda a escala da portadora.

$$A_{maxima_{dq}} = \sqrt{\frac{2}{3}} A_{port} \quad (2.94)$$

O bloco de transformação das modulantes “dq” em “ABC” está representado na Figura 2.28.

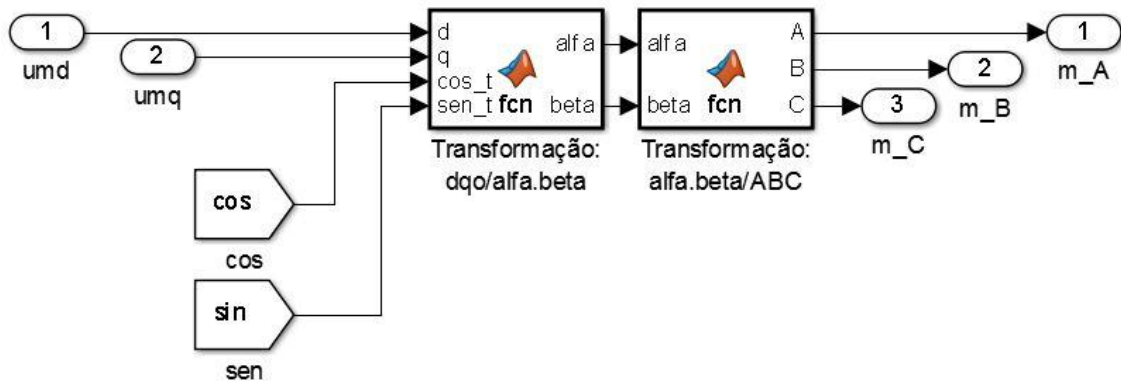


Figura 2.28 – Geração de modulantes síncronas com a rede trifásica, “dq/ABC Geração modulantes”.

As equações presentes nos blocos “*Transformação: dq0/alfa.beta*” e “*Transformação: alfa.beta/ABC*” podem ser vistas na Figura 2.29 e Figura 2.30, respetivamente e deduzidas nos Anexos 1, (A.20) e (A.14) respetivamente.

```
function [alfa,beta] = fcn(d,q,cos_t,sen_t)
    alfa=d*cos_t-q*sen_t;
    beta=d*sen_t+q*cos_t;
```

Figura 2.29 – Transformação de ‘dq’ em  $\alpha\beta$ ;

```
function [A,B,C] = fcn(alfa,beta)
    gama=0;
    A=sqrt(2/3)*(alfa+gama*sqrt(1/2));
    B=sqrt(2/3)*(-alfa/2+beta*sqrt(3)/2+gama*sqrt(1/2));
    C=sqrt(2/3)*(-alfa/2-beta*sqrt(3)/2+gama*sqrt(1/2));
```

Figura 2.30 – Transformação de  $\alpha\beta$  em ‘ABC’;

O bloco usado para a geração de referências do sistema, Figura 2.31, a sua construção teve por base a possibilidade de usar referências geradas de forma automática e manual. Desta forma existe a possibilidade de teste de situações pontuais, ou de teste das situações propostas, onde se variam todos os parâmetros presentes para ser possível a sua análise. A variação dos parâmetros são: Resistência de carga, “ $R_{carga}$ ”, tensão  $U_{dc}$  imposta, “ $U_{dc\_ref}$ ”, tensão eficaz de cada fase, “ $V_{ef}$ ” e trânsito de potência reativa, “ $Q_{ref}$ ”.

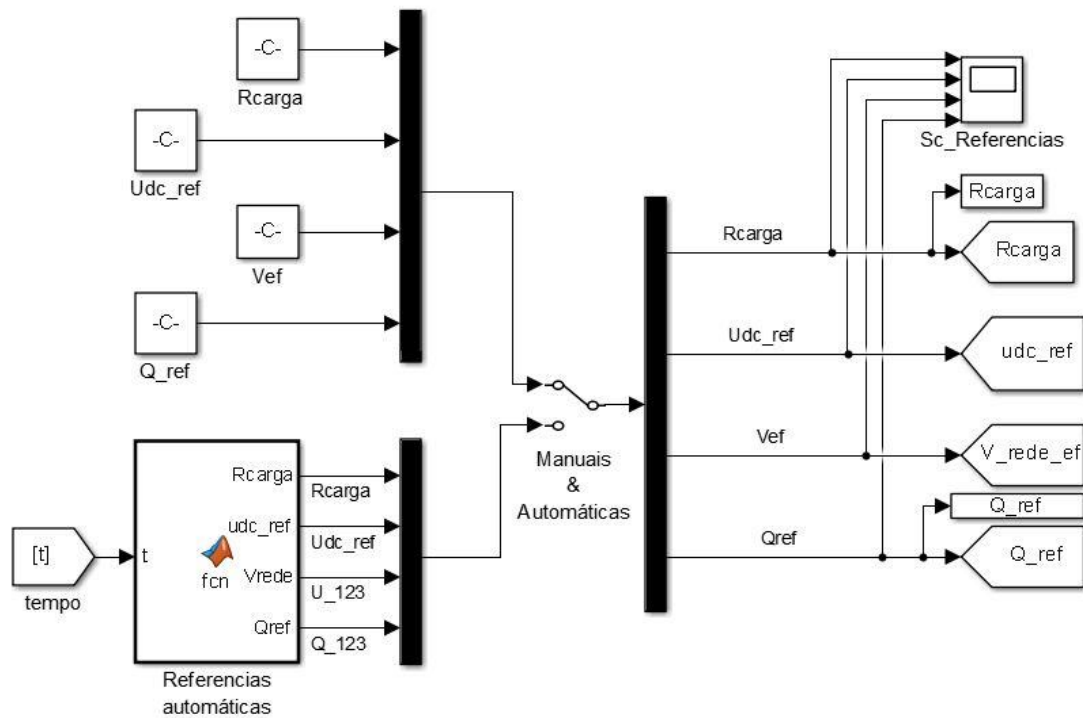


Figura 2.31 – Bloco de geração de referências.

Na Figura 2.32 está representado o bloco “Potencias” onde são calculadas a potência ativa e reativa do conversor. Para o cálculo das potências ativa e reativa os valores da corrente “ $i_d$ ” e “ $i_q$ ” têm de ser multiplicados por “ $U_d$ ” e “ $U_q$ ”, que podem ser calculados com o recurso a (2.95).

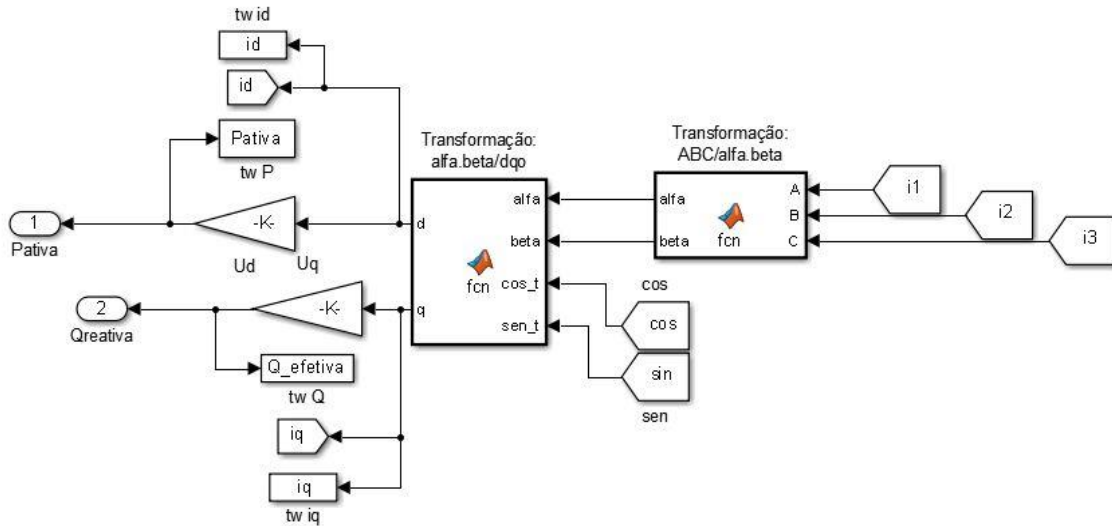


Figura 2.32 – Bloco de cálculo das potências;

$$Ganho = \sqrt{3}U_{ef} \quad (2.95)$$

O código dos blocos de funções embebidas, os mesmos podem ser vistos na Figura 2.33 e Figura 2.34.

```
function [d,q] = fcn(alfa,beta,cos_t,sen_t)
d=alfa*cos_t+beta*sen_t;
q=-alfa*sen_t+beta*cos_t;
```

Figura 2.33 – Transformação de  $\alpha\beta$  em ‘dq’.

```
function [alfa,beta] = fcn(A,B,C)
alfa=sqrt(2/3)*(A-B/2-C/2);
beta=sqrt(2/3)*(B*sqrt(3)/2-C*sqrt(3)/2);
%gama=sqrt(2/3)*sqrt(1/2)*(A+B+C);
```

Figura 2.34 – Transformação de ‘ABC’ em  $\alpha\beta$ .

Foi ainda feita uma outra simulação, mas com recurso ao “*SimPowerSystem*” onde são usadas as equações calculadas. Na Figura 2.35 está a representação do sistema completo da simulação onde foi usado o “*SimPowerSystem*” ao invés de parte das equações deduzidas. Quanto aos blocos “*Controlo -> SPWM*”, “*Potencias*” e “*Geração Referências*” são equivalentes entre as simulações. Os restantes blocos são apresentados de seguida.

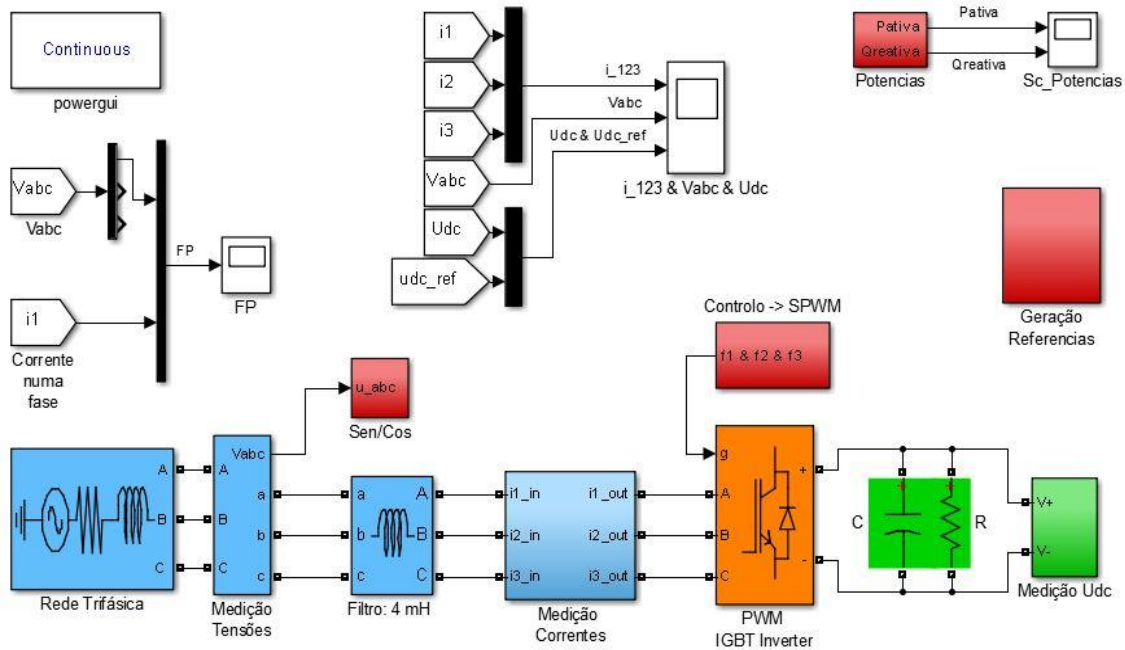


Figura 2.35 – Sistema completo simulado em *SimPowerSystem*.

Na Figura 2.36 está representado o bloco “*Medição Correntes*” onde se usam três amperímetros virtuais para que se possam visualizar as correntes da rede trifásica.

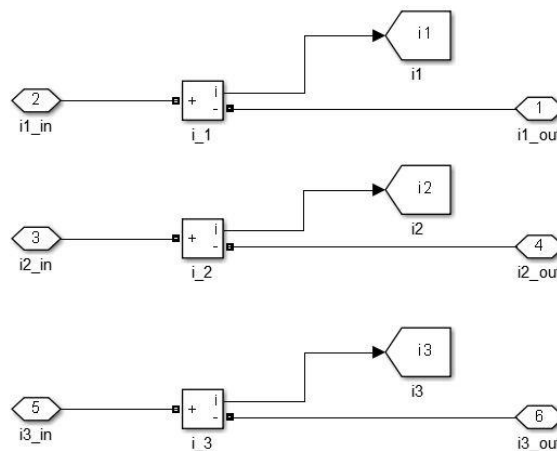


Figura 2.36 – Bloco onde são medidas as correntes, “*Medição Correntes*”.

Na Figura 2.37 está representada a parametrização do bloco para medição das tensões da rede. Esta medição foi realizada antes do filtro L, para que não se obtenham as tensões distorcidas do conversor.

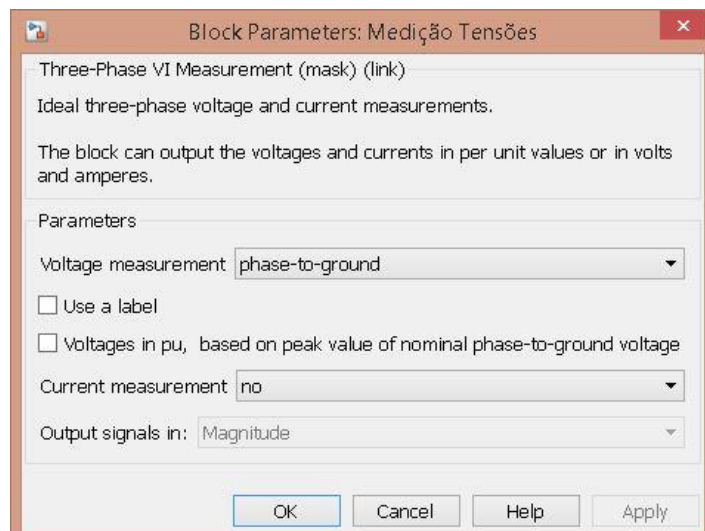


Figura 2.37 – Parametrização usada para medição das tensões da rede;

Neste capítulo foi apresentada a construção do modelo de simulação do conversor. Foram usadas duas formas, sendo uma delas feita com o recurso às equações calculadas e a outra com o recurso ao *SimPowerSystem*, onde não se obtiveram diferenças relevantes entre resultados obtidos.

## 2.5.2. Parâmetros de simulação

Na simulação numérica foi usado um passo de cálculo, “*step*”, fixo e para o método de integração numérico o “*ode3*”. O passo de cálculo foi na ordem dos 10 $\mu$ s.

Figura 2.38 – Configuração dos parâmetros de simulação numérica do modelo.

Na Figura 2.39 pode ser visto que a amplitude das modulantes é calculada com base em (2.93). Este código está presente num ficheiro à parte que terá de ser executado antes de se iniciar a simulação numérica.

```

%Portadora PWM:
Aport=10;
fc=1000;
Tport=1/fc;
%Modulante PWM:
Amodulante=10*sqrt(2/3);

%Controladores:
%Tensão Udc:
I_max=Amodulante;

%Transito de reativa:
umq_max=Amodulante;

%Corrente Id:
umd_max=Amodulante;
    
```

Figura 2.39 – Definição do SPWM para efeitos de simulação.

Na Figura 2.40 apresenta-se o código para calcular os ganhos controladores proporcional e integral de cada malha de controlo. Assim sendo, pode-se ver primeiro o cálculo dos ganhos do PI para o controlador de corrente, (2.77), e seguidamente para o controlador de tensão, (2.91). Pode ainda ser visto o cálculo de  $fd$ , (2.90).

```
%Corrente
La=4e-3; Ra=0.05;
te=1/(2*fc);
udc=300; ucomando=10; k=udc/ucomando;

kp_id=La/(4*(2/4)*(te)*(k)); kp_iq=La/(4*(2/4)*(te)*(k));
ki_id=Ra/(4*(2/4)*(te)*(k)); ki_iq=Ra/(4*(2/4)*(te)*(k));

%Tensão
C=330e-6;%4.3e-3;
Uef=110; ud=sqrt(3)*Uef;
fd=ud/udc;
Rcarga=200;

kp_udc=C/(2*te*fd);
ki_udc=1/(2*te*fd*Rcarga);
```

Figura 2.40 – Cálculo dos ganhos dos controladores.

Para os parâmetros de simulação foram usadas as equações calculadas. Numa primeira abordagem, quer em simulação numérica quer depois experimentalmente, os ganhos usados foram calculados com as equações referidas anteriormente. Depois e durante o processo de simulação e ensaios experimentais, esses ganhos podem sofrer pequenos ajustes.

## **Capítulo 3 – Construção do protótipo**

Neste capítulo são apresentados e descritos todos os passos realizados para a construção do protótipo. É feita uma pequena introdução para melhor explicação da disposição dos componentes usados no protótipo bem como são apresentadas as características mais importantes de cada componente e circuito usado.

### 3.1.Introdução

O projeto das placas de circuito impresso (PCB), necessárias na construção do protótipo, Figura 3.1, foi realizado com o *software Eagle*. No mesmo *software* definiu-se a localização de todos os componentes usados para o protótipo. Foram ainda definidas todas as furações da placa para o encaixe, tanto dos componentes, como para a realização de vias. Foi ainda deixado um espaço para a inserção de um condensador de capacidade elevada e tensão acima da de trabalho, assim como um local para ser usado como ponte entre conversores. Para esta ponte será usada uma placa de interligação, ficando esta unida à extremidade das duas placas que servem de conversor. Nesta placa, de dimensões mais reduzidas, estará presente o condensador e a ligação à fonte de tensão de corrente contínua, presente em bancada.

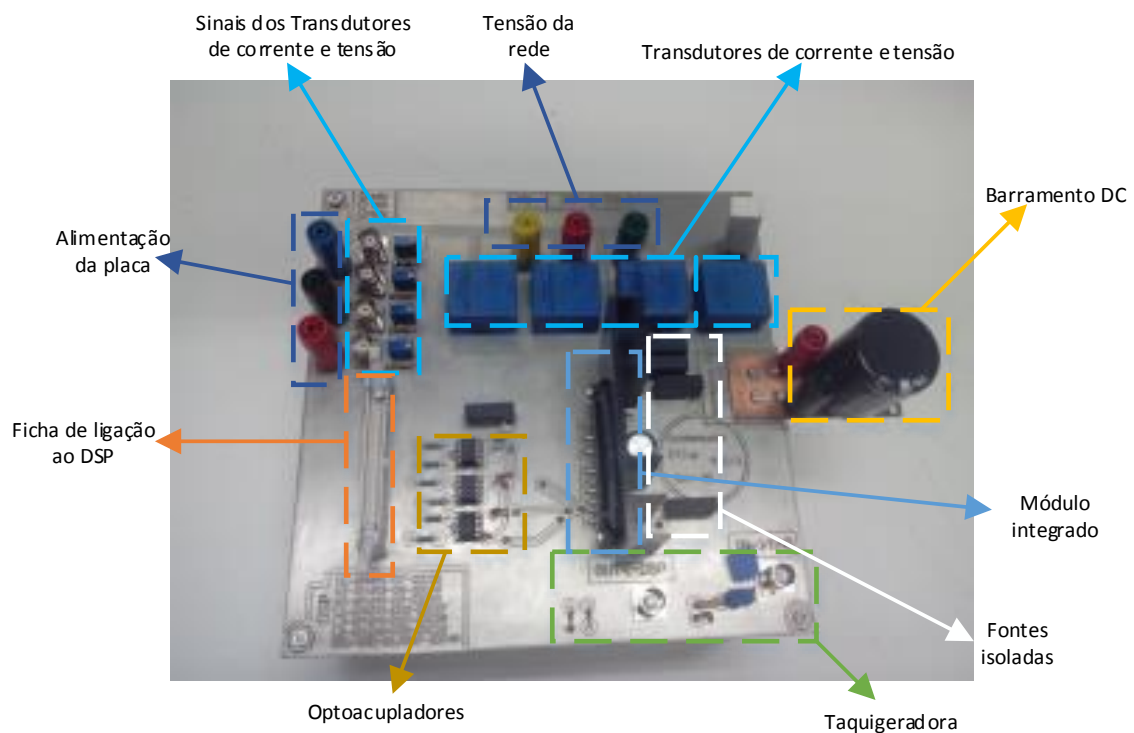


Figura 3.1 – Conversor final, com cada componente assinalado.

Para a ligação do protótipo à rede foi usado o esquema da Figura 3.2. Ligado à rede trifásica existem resistências para limitação da corrente no instante em que liga a rede. Existe um transformador de isolamento para ligação à rede, seguido de um autotransformador, usado para regular a tensão máxima aplicada ao conversor e por fim o filtro L que fará a ligação ao conversor. Quanto às resistências de limitação, as mesmas são desligadas logo após se ligar a rede a trifásica. O transformador usado para medir as tensões da rede foi ligado antes do filtro L para ser possível obter tensões com menor distorção e ruído.

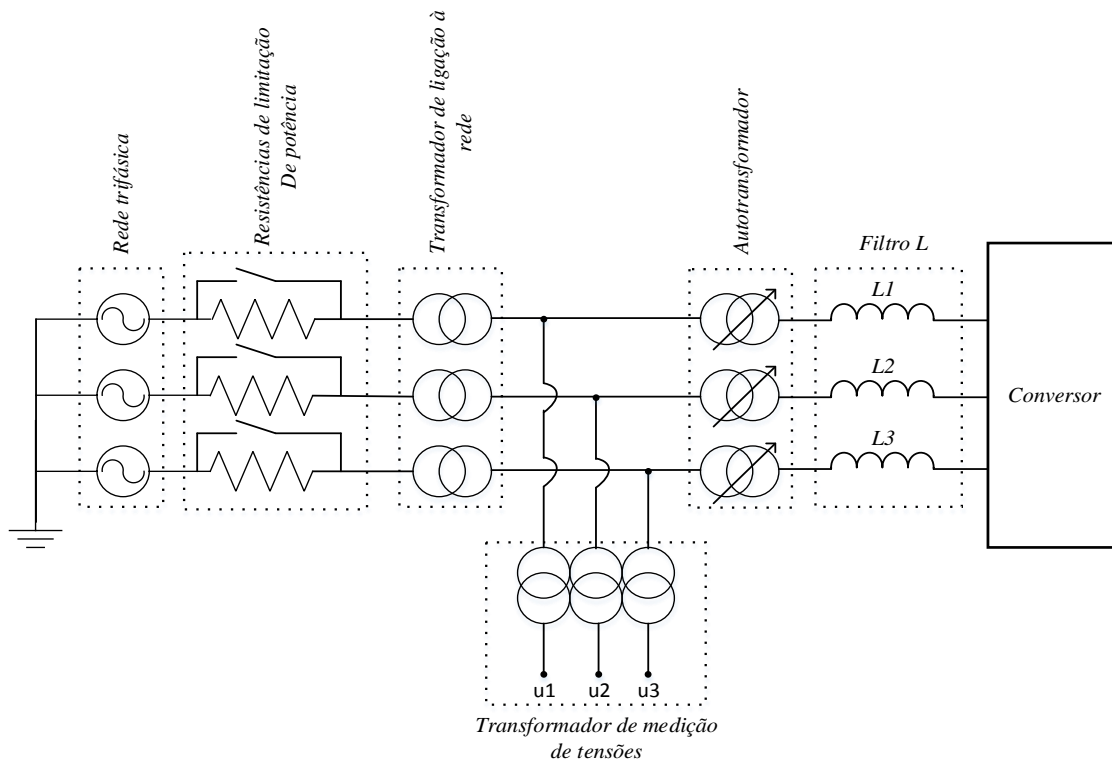


Figura 3.2 – Esquema de ligação do conversor à rede trifásica.

A rede trifásica usada foi a presente no laboratório, como se pode ver na Figura 3.3. A sequência de fases foi mantida desde a rede até ao conversor.



Figura 3.3 – Rede trifásica do laboratório;

As resistências em série para limitação da corrente podem ser vistas na Figura 3.4, juntamente com o interruptor usado para retirar as resistências depois de ligada a rede trifásica.



Figura 3.4 – Resistências em série para limitação da corrente.

O transformador usado para medir as tensões pode ser visto na Figura 3.5. Este transformador está ligado de forma a medir as tensões entre fase e neutro. Os ganhos do transformador foram ajustados durante o processo de testes do protótipo, sendo que a amplitude das tensões não é considerada, uma vez que estas são usadas apenas para que se possa fazer o sincronismo com a rede.



Figura 3.5 – Transformador para medição das tensões da rede trifásica.

Por fim, quanto ao filtro de entrada, este foi realizado com bobinas como pode ser visto na Figura 3.6. Este fará a ligação final entre a rede e o conversor. As bobinas usadas durante os testes foram de 4mH.

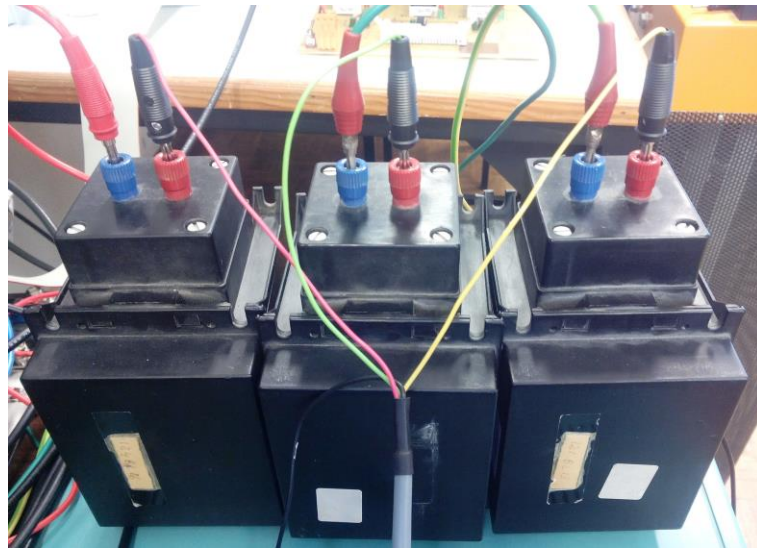


Figura 3.6 – Filtro de entrada do conversor.

Com isto, foi possível observar e melhor compreender o material e características deste usado para a construção do protótipo bem como a ligação à rede trifásica.

### 3.2. Processador Digital de Sinal (DSP)

O código com os controladores PI das correntes e tensão no barramento DC, a geração das modulantes e referências foi implementado com o processador digital de sinal (DSP) do fabricante dSPACE.

Para o comando dos semicondutores foi usada a placa PCI DS1104, permitindo interligar o programa desenvolvido em *Matlab-Simulink* com as entradas do conversor de tensão. É necessário ainda referir que os tempos mortos foram programados no dSPACE e o valor usado foi o 10 $\mu$ s.

Para interligação entre a placa e o conversor foi usado um painel de ligações como pode ser visto na Figura 3.7. os seus sinais de comando para os IGBTs existentes no conversor do protótipo estão disponíveis na saída slave I/O PWM.

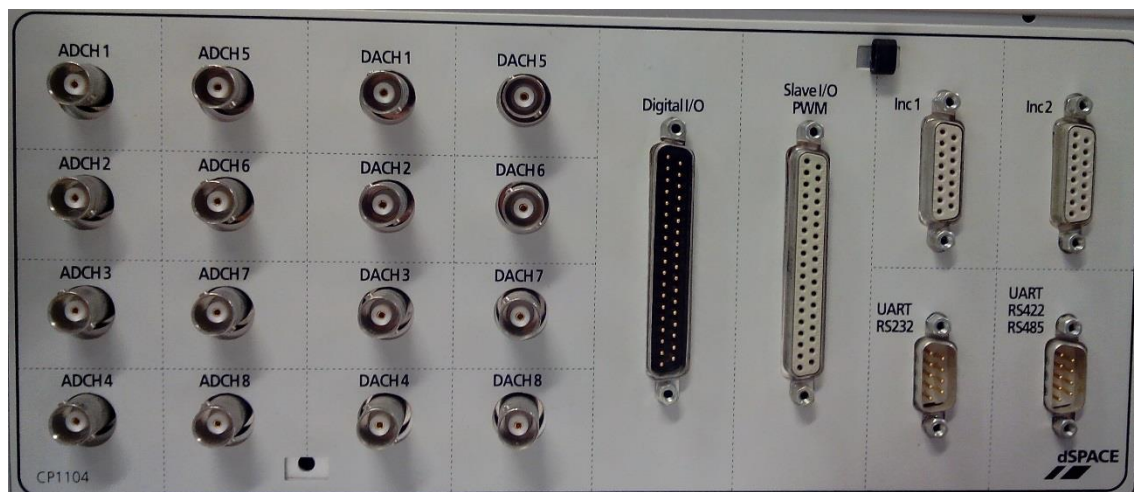


Figura 3.7 – Painel de ligações para interface entre DSP e conversor.

No painel de ligações existe um total de 8 canais de conversão analógica para digital ADCH1 a ADCH8. Destes 8, os primeiros 4 canais são multiplexados e possuem uma frequência máxima de 500kHz, tendo um total de 16 bits. Quanto aos outros 4 canais, estes têm uma frequência máxima de 1,25MHz e um total de 12 bits. Todos estes canais têm uma entrada de tensão com limitação de  $\pm 10V$ . Para que seja possível enviar sinais para fora do ambiente do DSP, existem ainda mais 8 canais de conversão digital para analógica DACH1 a DACH8. Estes canais têm uma frequência máxima de 100kHz, 16 bits e, tal como os de conversão analógica para digital, uma tensão de  $\pm 10V$ .

Existe igualmente uma ligação de 37 pinos do tipo macho, Digital I/O, que pode ser utilizada para enviar sinais para fora do ambiente dSPACE e gerar, por exemplo, disparos para os semicondutores.

Uma outra ligação de 37 pinos também, que será a usada na presente tese para que se possa aceder aos sinais de disparo dos semicondutores, Slave I/O PWM. Esta será descrita mais em pormenor depois da explicação da placa de interface.

Continuando a descrição podem ser vistas duas entradas digitais associadas a *encoders* incrementais que suportam TTL (*single-ended*) e RS422 (*differential*) a uma frequência de 1,65MHz, 24bits e 5V e 0,5A.

Existem ainda mais duas fichas *single UART* que suportam RS232/RS422/RS485.

Mais concretamente em relação ao controlador digital de sinal, este possui um processador MCP8240 com PPC 603e core a 64 bits com 250MHz, 2x16kb de cache e uma memória SDRAM de 32Mb. Tem ainda uma memória interna de 8MB.

Para interligação entre o DSP e o conversor foi usada uma ficha Sub-D/D como pode ser visto na Figura 3.8.



Figura 3.8 – Ficha de interligação entre placa de interligação e dSPACE.

Quanto à ficha Sub-D, a pinagem da mesma pode ser consultada na Figura 3.10. Na Tabela 3-1 existe a correspondência entre a numeração de pinos da ficha sub-D/D (Figura 3.8) e os sinais associados ao bloco de programação do código com o programa desenvolvido em *Matlab/Simulink*.

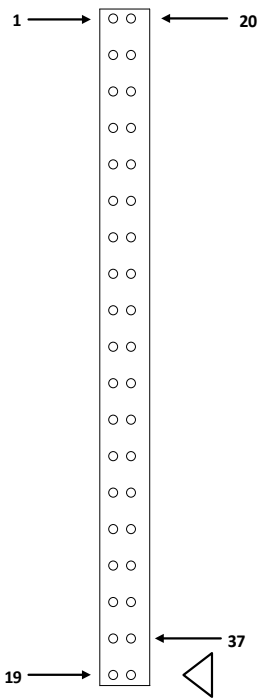


Figura 3.9 – Ficha D para interligação com o conversor.

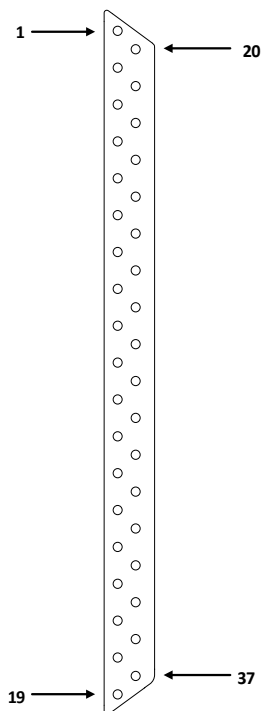


Figura 3.10 – Conector CP18.

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

Tabela 3-1 – Numeração de cada pin e sinal associado.

Desta forma foi apresentado e descrito os processos de obtenção de amostragens de grandezas analógicas, saídas analógicas e sinais digitais, tais para comando dos IGBTs existentes no conversor.

### 3.3. Optoacoplador

Os optoacopladores usados foram os HCPL-2232 da Avago (<http://www.avagotech.com/>). Estes distinguem-se dos restantes da mesma família, por permitirem o uso de dois sinais no mesmo integrado. Fazendo assim com que fossem usados 3 e não de 6 para a geração dos seis sinais de *PWM* usados para os disparos dos *IGBTs*.

Teremos à entrada destes o sinal enviado pelo *dSPACE* que será aplicado a um fotodíodo obtendo-se um sinal de +15V para o módulo integrado de *IGBTs*, permitindo com isto o seu disparo. Como a saída do *dSPACE* é de +10V e o optoacoplador necessita no máximo de 5mA para o sinal luminoso atuar podemos concluir que a resistência a usar terá de ser no mínimo de 2kΩ, como pode ser visto em (3.1), assim sendo, foram usadas resistências de 2,6kΩ.

$$V_{Out_{DSP}} = RI_{máximo_{HP}} \Leftrightarrow R = \frac{V_{Out_{DSP}}}{I_{máximo_{HP}}} = \frac{10}{5 \times 10^{-3}} = 2k\Omega \quad (3.1)$$

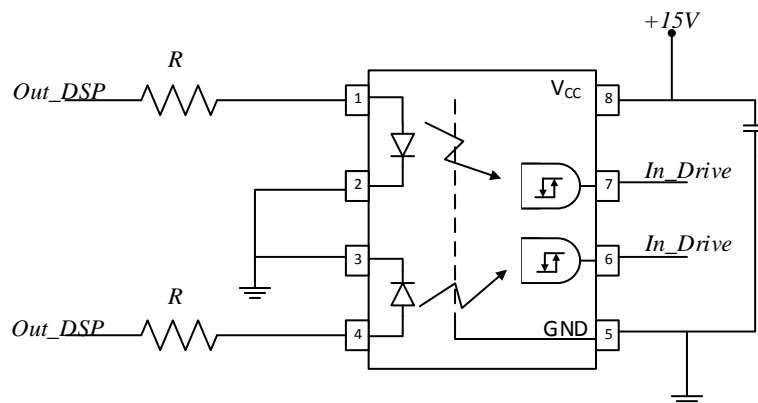


Figura 3.11 – Esquema de montagem do optoacoplador;

Quanto ao consumo dos optoacopladores este é de 25mA por saída, porém iremos usar 3 integrados, perfazendo assim um consumo de 150mA, (3.2) e (3.3).

$$I_{consumo_{optoacopladores}} = I_{optoacoplador} \cdot total_{integrados} \cdot 2_{saídas} \quad (3.2)$$

$$I_{consumo_{optoacopladores}} = 25 \times 10^{-3} \times 3 \times 2 = 150mA \quad (3.3)$$

O consumo dos optoacopladores é um fator importante porque a sua alimentação é feita com pequenas fontes comutadas. O seu consumo não pode exceder a potência das fontes comutadas.

### 3.4. Circuitos de disparo para os IGBTs

Encerrada a explicação da parte de sinal iremos proceder à explicação da parte de potência. Para tal teremos de analisar a Figura 3.14, referente às ligações elétricas. Nesta figura podemos ver as ligações internas do módulo integrado de potência, com destaque para o circuito de disparo (*drivers*) dos *IGBTs*, descrito dentro do retângulo azul a tracejado. Como se pode ver na Figura 3.14, iremos alimentar os *drivers* de cada *IGBT* com três fontes comutadas, estando a massa das fontes ligada a cada uma das fases. Em paralelo com o condensador de elevada capacidade estará o transdutor de tensão (Figura 3.14) assim como o pin (V+) e (V-) do módulo integrado, onde é possível a ligação a uma fonte de tensão de corrente contínua ou a um outro conversor de potência. Os sinais virão dos optoacopladores, onde se teve em consideração as saídas do DSP por forma a se conseguir atuar sobre o módulo integrado dos *IGBTs*, como visto no ponto anterior. Finalmente, ainda se teve de alimentar o módulo, a alimentação do mesmo é feita no pin 23 com uma fonte comutada. Esta fonte irá partilhar a mesma massa dos optoacopladores.

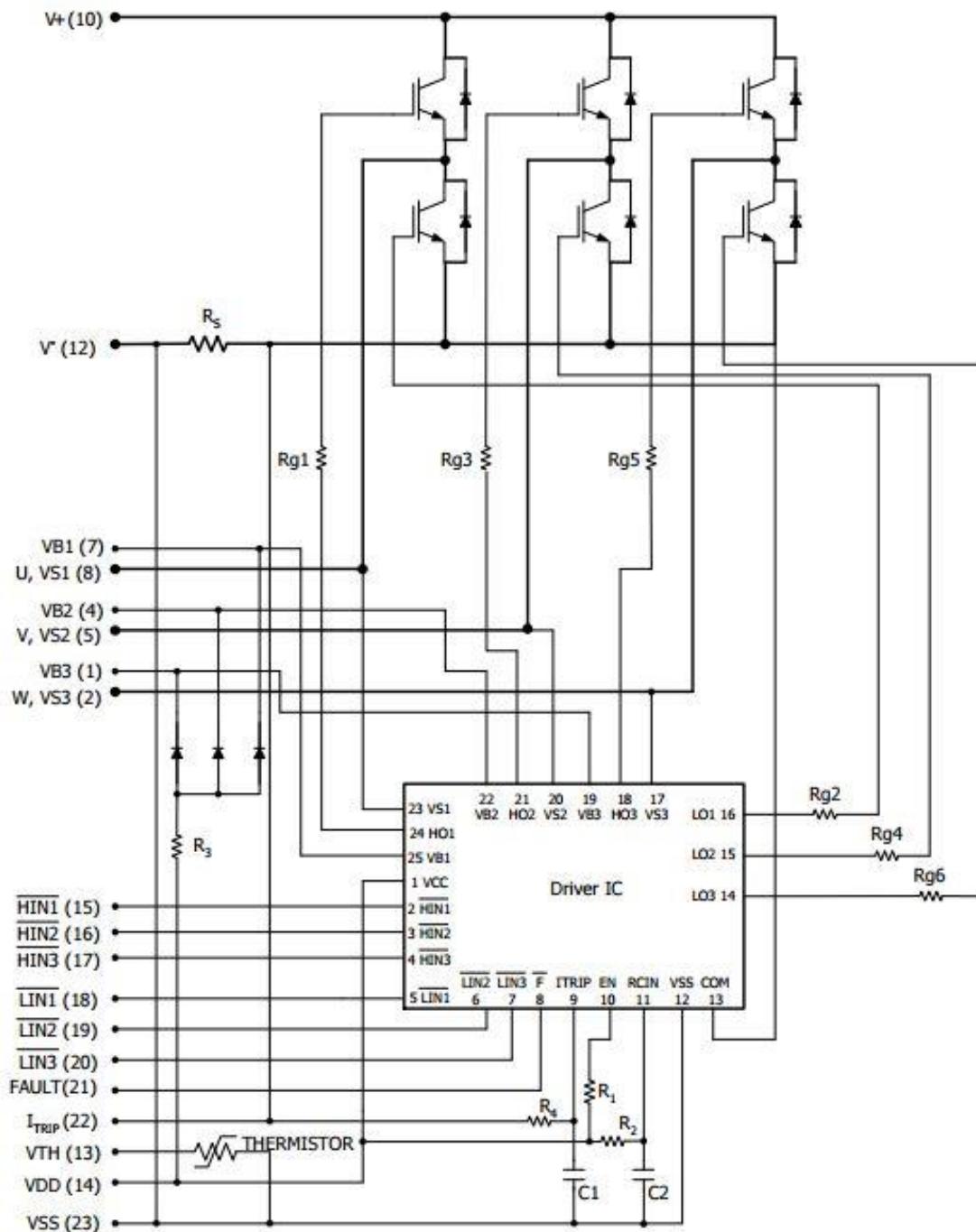


Figura 3.12 – Esquema elétrico interno do integrado IRAMS10UP60B.

O módulo integrado de potência usado foi o IRAMS10UP60B do fabricante *International Rectifier*, Figura 3.12 e Figura 3.13, este tem como tensão  $V_{CE}$  máxima 600V, como corrente de fase máxima  $10A_{ef}$  e com uma frequência máxima de comutação dos IGBTs de 20kHz.

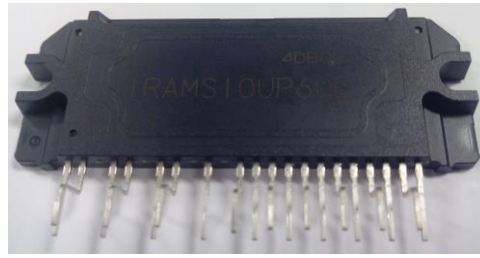


Figura 3.13 – Módulo integrado IRAMS10UP60B.

Para se definirem as ligações necessárias depois para o projeto das placas de circuito impresso (PCB), foi usado o esquema elétrico do módulo integrado, Figura 3.14. Este teve uma particular importância para o desenho do protótipo no *Eagle*.

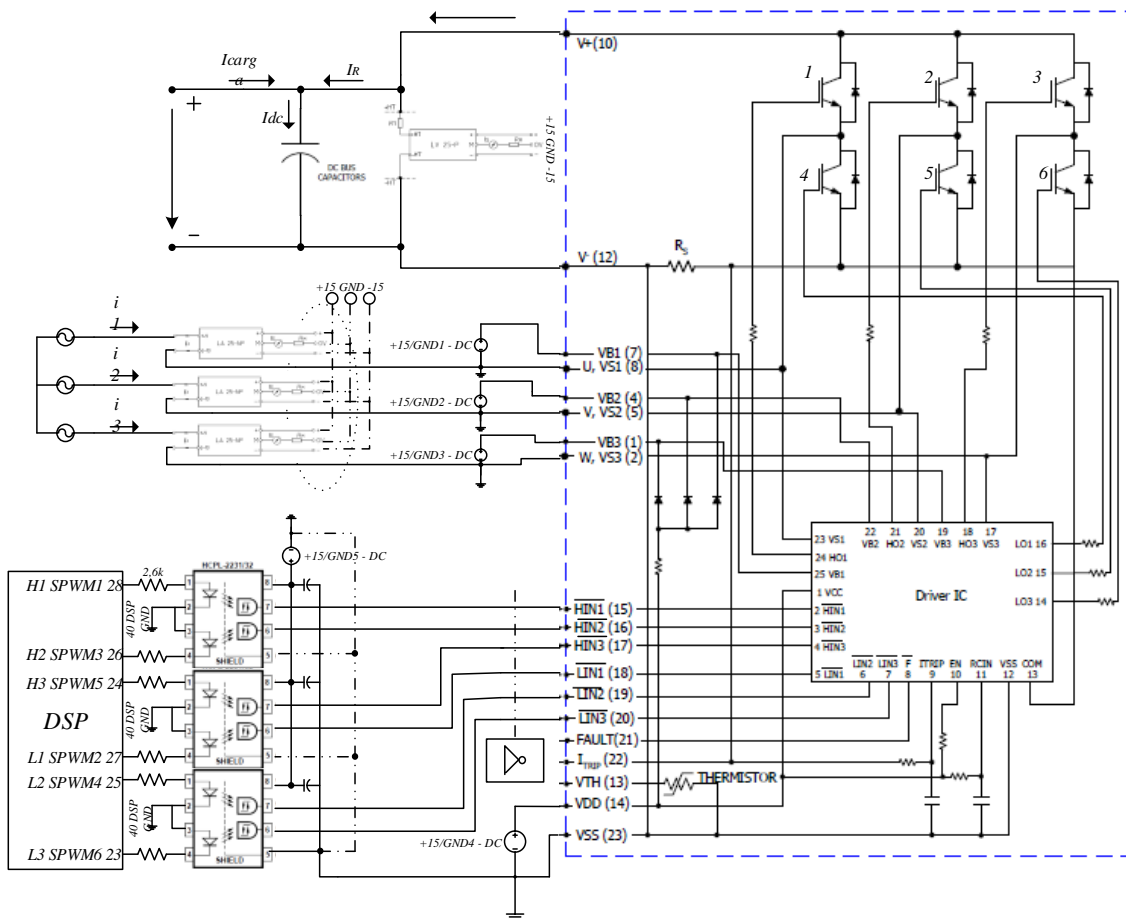


Figura 3.14 – Ligações elétricas ao integrado IRAMS10UP60B.

Este esquema elétrico permitira durante a construção, teste e ensaio do protótipo, auxiliar na validação dos sinais e identificação de problemas e erros de projeto/construção.

### 3.5. Barramento DC

O condensador do barramento DC, este foi dimensionado para as flutuações máximas de energia, Figura 3.15, de 10%.

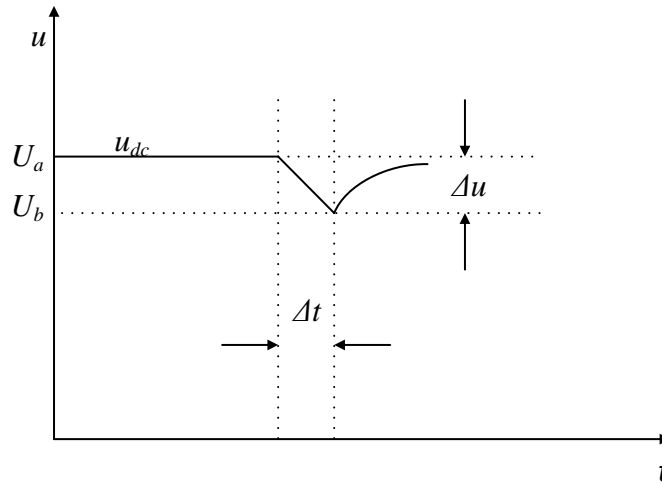


Figura 3.15 – Variação de tensão no barramento DC.

De seguida é calculada a energia para a reta feita por  $U_A$  e  $U_B$ . Permitindo-nos assim, pela diferença entre ambos, calcular a capacidade necessária para se poder executar uma determinada variação de energia no condensador presente no barramento DC.

A expressão da energia elétrica armazenada, sabemos que a energia armazenada no condensador terá de ser metade da sua capacidade multiplicada pela tensão nele aplicado ao quadrado. Como podemos constatar em (3.4) como o cálculo de energia em A.

$$W_a = \frac{1}{2} C u_{DC}^2 \quad (3.4)$$

Com base na Figura 3.15 podemos fazer (3.5) para a energia em B.

$$W_b = \frac{1}{2} C U_B^2 \Leftrightarrow W_b = \frac{1}{2} C (u_{DC} - \Delta u)^2 \quad (3.5)$$

Obtemos então, pela diferença, a variação de energia necessária para o condensador do barramento DC, (3.6).

$$\Delta W = W_a - W_b = \frac{1}{2} C u_{DC}^2 - \frac{1}{2} C (u_{DC} - \Delta u)^2 \quad (3.6)$$

A partir de (3.6) facilmente podemos chegar à expressão que nos permite calcular a capacidade do condensador, (3.7).

$$C = \frac{2\Delta W}{2u_{dc}\Delta u - \Delta u^2} \quad (3.7)$$

Para prosseguir com os cálculos, iremos considerar o barramento DC com uma tensão de 300V. A tensão considerada foi de 300V uma vez que o módulo integrado suporta 600V, assim sendo, por segurança foi considerado metade desse valor. Quanto à variação máxima da tensão, como será visto para o cálculo dos transdutores, esta foi de 10%, 330V. Uma vez que a variação máxima de potência que se pretende realizar é de 1kW, iremos calcular a energia dessa mesma variação, o tempo considerado será de 15 vezes menos que um ciclo da rede, uma vez que é pretendido um conversor bidirecional em potência.

$$P = \frac{dW}{dt} \Leftrightarrow W = \int_t^t P(t)dt \Leftrightarrow W = P\Delta t = 1000 \frac{20}{15} \frac{1}{1000} \frac{1}{3600} \quad (3.8)$$

$$\approx 3,7 \times 10^{-5} Wh \quad \underbrace{\quad}_{\times 3,6 \times 10^3} \quad W \approx 1,33J$$

Aplicando (3.8) a (3.7) obtemos (3.9).

$$C = \frac{2\Delta W}{2u_{dc}\Delta u - \Delta u^2} = \frac{2 \times 4/3}{2 \times 300 \times (300 \times 0,1) - (300 \times 0,1)^2} = 300\mu F \quad (3.9)$$

Será então necessário um condensador com mais de 330V e com cerca de 300μF. Posto isto, foi usado um condensador com 450V e 330 μF.

### 3.6. Interligação com a rede elétrica

Para a interligação com a rede, como referido no ponto 3.1, foi usado um filtro do tipo L, Figura 3.16. É apresentado de seguida o seu dimensionamento.

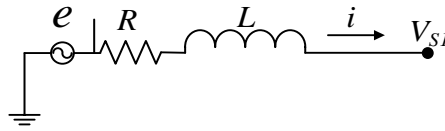


Figura 3.16 – Representação de uma fase do filtro, percorrida pela corrente  $i$ .

Aplicando a lei de Kirchoff, (3.10), podemos determinar a equação da tensão do conversor em função da queda de tensão na resistência, a variável de estado que será a corrente  $i$  e a tensão da rede elétrica.

$$V_{S1} = -Ri - L \frac{di}{dt} + e \quad (3.10)$$

Podemos ainda desprezar a queda de tensão em  $R$ , Figura 3.17, por ser a resistência interna da bobine, tem um valor pequeno resultando numa queda de tensão não significativa.

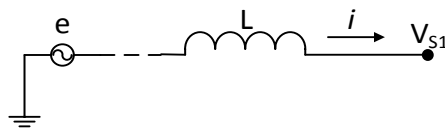


Figura 3.17 – Representação de uma fase percorrida pela corrente  $i$ , desprezando a resistência interna de  $L$ .

Da Figura 3.17 podemos concluir (3.11).

$$V_{S1} = L \frac{di}{dt} + e \quad (3.11)$$

Por manipulação matemática de (3.11) obtemos (3.12).

$$V_{S1} - e = L \frac{di}{dt} \Leftrightarrow L = \frac{(V_{S1} - e)}{\frac{di}{dt}} = \frac{(V_{S1} - e)}{\frac{\Delta i}{\Delta t}} \quad (3.12)$$

Para ser possível prosseguir com os cálculos, iremos considerar uma frequência de comutação dos semicondutores de 1kHz, podendo assim se utilizar o conversor para frequências de comutação mais altas uma vez que o módulo integrado pode utilizar uma frequência de comutação de até 20kHz.

$$\Delta t = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f_c} \quad (3.13)$$

Aplicando a variação do tempo,  $\Delta t$ , (3.13) em (3.12), obtemos (3.14).

$$L = \frac{(V_{s1} - e)}{\frac{\Delta i}{\Delta t}} = \frac{(V_{s1} - e)}{\frac{\Delta i}{1/(2f_c)}} \quad (3.14)$$

Uma vez que a corrente está limitada a 10A pela malha de controlo de corrente, iremos considerar uma variação de 10% da corrente,  $\Delta i = 1A$ . Quanto à frequência de comutação dos *IGBTs* iremos considerar 1kHz,  $f_c = 1000Hz$ , (3.15). Foi considerada uma rede elétrica, obtida a partir do auto-transformador trifásico, com 110V de tensão simples, ou seja, metade do valor da tensão da rede pública.

$$L = \frac{V_{s1} - e}{\frac{\Delta i}{1/(2f_c)}} \Leftrightarrow L = \frac{(110\sqrt{2}\sqrt{3} - 110\sqrt{2})}{\frac{\Delta i = 1A}{1/(2 \times 1000)}} = 56,9mH \quad (3.15)$$

Uma vez que uma indutância de 56,9mH é demasiado grande para a implementação do protótipo, iremos considerar uma frequência de comutação dos semicondutores cinco vezes maior,  $f_c = 5000Hz$ , (3.16).

$$L = \frac{V_{s1} - e}{\frac{\Delta i}{1/(2f_c)}} \Leftrightarrow L = \frac{(110\sqrt{2}\sqrt{3} - 110\sqrt{2})}{\frac{\Delta i = 1A}{1/(2 \times 5000)}} = 11,4mH \quad (3.16)$$

Assim sendo, para as características consideradas a indutância em série com a rede deverá ser de *11,4mH*.

### 3.7. Transdutores

Foram usados dois tipos de transdutores para amostragem de duas grandezas, respectivamente tensão e correntes necessárias para o controlo do conversor. Os transdutores de tensão e corrente, respectivamente modelo LV 25-P e LA 25-NP são do fabricante LCM. Um de tensão para o barramento DC e três de corrente para as correntes do lado AC. São apresentados de seguida todos os cálculos para dimensionamento das resistências usadas nestes. A tensão de saída para o DSP permite obter um sinal de tensão que afetado de um ganho nos permite saber a tensão no barramento DC.

#### Transdutor de tensão:

As ligações elétricas do transdutor de tensão podem ser vistas na Figura 3.18. A medição é feita com o auxílio a uma resistência de potência,  $R$ , e o ganho do sinal é definido por uma resistência em serie,  $R_{min}$ , com um potenciômetro,  $P_t$ , que será usado para o ajusto do ganho.

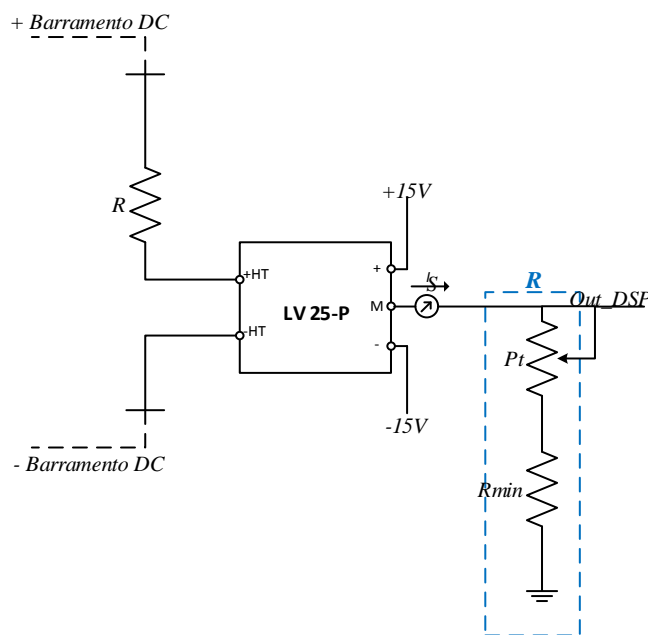


Figura 3.18 – Ligação do transdutor de tensão ao barramento DC e ao dSPACE.

Para o cálculo da resistência de potência, foi considerada uma tensão  $V_{barrDC_{m\acute{a}x}} = 330V_{DC}$  e uma corrente  $I_R = \pm 10mA$ . Com isto é possível o cálculo da resistência a ser usada em paralelo com a tensão do barramento DC, (3.17).

$$V_{barrDC} = R I_R \Leftrightarrow R = \frac{V_{barrDC_{m\acute{a}x}}}{I_R} = \frac{330}{10 \times 10^{-3}} = 33k\Omega \quad (3.17)$$

Assim sendo, para que nos seja possível ajustar  $R$ , iremos usar um potenciômetro em série com uma resistência, como mostrado na Figura 3.18.

Uma vez que para uma corrente de  $10\text{mA}$ ,  $I_R$ , máxima, no primário do transdutor, se obtém  $25\text{mA}$ ,  $I_S$ , no secundário, representado na Figura 3.18, iremos calcular  $R$  de acordo com estes mesmos valores, (3.18).

$$\left\{ \begin{array}{l} I_P = 10\text{mA} \\ V_{DC\text{máx}} = 330V_{DC} \\ R_1 = 33\text{k}\Omega \\ I_S = 25\text{mA} \end{array} \right. \quad (3.18)$$

Teremos ainda de definir a potência que a resistência de potência,  $R$ , deverá de dissipar, (3.19).

$$P = UI = R I^2 = 33 \times 10^3 (10 \times 10^{-3})^2 = 3,3\text{W} \quad (3.19)$$

A resistência usada tem  $7\text{W}$ , podemos considerar que a potência necessária a ser dissipada é inferior à capacidade de dissipação da resistência, (3.20).

$$P = 3,3\text{W} < 7\text{W} \quad (3.20)$$

Uma vez que os conversores analógico/digital do controlador digital de sinal recebem sinais até um máximo de  $10\text{V}$  iremos usar um valor de  $V_R = 10V_{DC}$

$$V_R = R I_S \Leftrightarrow R = \frac{V_R}{I_S} = \frac{10}{25 \times 10^{-3}} = 400\Omega \quad (3.21)$$

De acordo com a informação técnica do datasheet do fabricante, a resistência tem de ser entre  $100\Omega$  e  $350\Omega$ , teremos de dimensionar para um  $V_R = 5V_{DC}$ .

$$V_R = R I_S \Leftrightarrow R = \frac{V_R}{I_S} = \frac{5}{25 \times 10^{-3}} = 200\Omega \quad (3.22)$$

Assim sendo, iremos usar como  $R_{min}$   $100\Omega$  e um potenciômetro,  $P_t$ , de pelo menos  $200\Omega$  para que haja a possibilidade de ajustar o mesmo em torno de  $100\Omega$ , perfazendo assim os  $200\Omega$  calculados.

Ficamos assim com as duas resistências e o potenciômetro necessários ao bom funcionamento do transdutor definidos. O potenciômetro  $P_t$  foi ajustado em ensaios laboratoriais permitindo estabelecer o ganho  $5V$  para a amostragem da tensão no barramento DC.

### Transdutor de corrente:

Para o caso dos transdutores de corrente, foi usada a conexão com duas voltas ao primário, que pode ser vista com detalhe na Tabela 3-2. Esta foi a escolhida uma vez que a corrente máxima permitida no módulo integrado é de  $10A$ , sendo este o valor mais próximo em termos de corrente nominal, torna-se o ideal para ser usado.

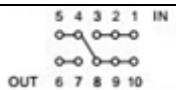
Número de voltas no primário	Corrente nominal no primário $I_{PN}[A]$	Corrente máxima no primário $I_{PN}[A]$	Corrente nominal de saída $I_{SN}[mA]$	Rácio de voltas $K_N$	Resistência no primário $R_P[m]$	Indutância no primário $L_P[\mu H]$	Conexão recomendada
2	12	18	24	2/1000	1,1	0,09	

Tabela 3-2 – Valor usado da tabela informativa das ligações nos transdutores de corrente.

As ligações elétricas do transdutor de corrente podem ser vistas na Figura 3.19. Com base nessa mesma figura e na Tabela 3-2 iremos realizar os cálculos da resistência e potenciômetro necessários para o processo do sinal do transdutor.

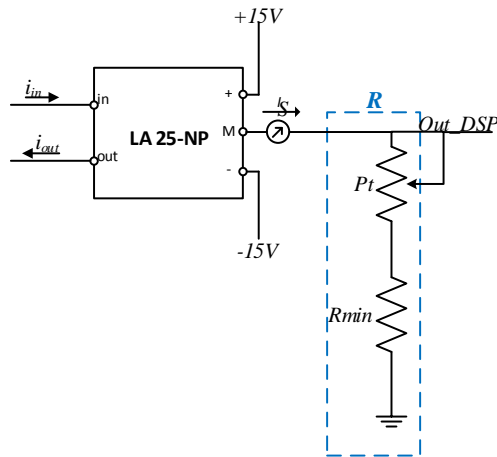


Figura 3.19 – Ligações elétricas do transdutor de corrente.

Para a topologia escolhida iremos ter  $I_{SN} = 24mA$  e estipulámos um  $V_R = 10V$ , devido à entrada do *dSPACE*. Com base na Figura 3.19 obtemos (3.23).

$$V_R = R \times I_S \Leftrightarrow R = \frac{V_R}{I_S} = \frac{10}{24 \times 10^{-3}} = 416,6\Omega \quad (3.23)$$

Para dar cumprimento às características técnicas do fabricante/*datasheet* a resistência tem de ter o seu valor compreendido entre  $100\Omega$  e  $320\Omega$ , usaremos um  $V_R = 5V$ .

$$V_R = R \times I_S \Leftrightarrow R = \frac{V_R}{I_S} = \frac{5}{24 \times 10^{-3}} = 208,3\Omega \quad (3.24)$$

Usando a mesma lógica usada no dimensionamento do transdutor de tensão, para o transdutor de corrente também iremos usar um potenciómetro em série com uma resistência, garantindo assim sempre o mínimo de resistência indicado pelo fabricante e deixando o potenciómetro para eventuais ajustes de resistência, como mostrado na Figura 3.19.

Assim sendo, iremos usar como  $R_{min}$   $100\Omega$  e um potenciómetro,  $P_t$ , de pelo menos  $200\Omega$  para que haja a possibilidade de ajustar o mesmo em torno de  $100\Omega$ , totalizando assim os  $200\Omega$  calculados.

### 3.8. Placa de Circuito Impresso (PCB)

O protótipo do conversor foi assembled utilizando placa de circuito impresso (PCB). Quanto à explicação da mesma esta irá ser dividida em duas partes, a de sinal e a parte de potência. Quanto à parte do sinal, como já visto, foi usado o *dSPACE* para geração dos sinais. Para isolamento entre as partes de sinal e potência usou-se optoacopladores. Para que se possa limitar a corrente à entrada dos mesmos foram usadas resistências de  $2,6k\Omega$ . Uma vez que os optoacopladores usam optoacopladores para isolar a parte de sinal e potência, é necessário alimentar os mesmos para que estes possam enviar os sinais de disparo, recebidos pelo *dSPACE*, para o módulo de *drives* dos *IGBTs*, Figura 3.13. Para tal, foi usada uma fonte comutada de 15V onde se usaram três condensadores para acelerar os disparos fornecidos pelos optoacopladores, assim como estabilizar a tensão e eliminar algum ruído das fontes comutadas. Assim sendo, estes três condensadores, foram colocados entre os +15V e 0V das fontes comutadas. Quanto à aquisição dos sinais, à saída dos transdutores de corrente e tensão foi posta uma resistência de  $100\Omega$  e um potenciômetro de  $200\Omega$ , conforme apresentado no subcapítulo Transdutores. Para a recepção dos sinais analógicos por parte do *dSPACE*, foram usados 4 *BNCs*.

Finalmente, na placa ainda foi deixada uma parte referente à taquigeradora. Onde existe uma entrada do sinal da taquigeradora, possuindo após isto um divisor de tensão e no final dois díodos zenner em antisérie, para limitação da tensão de saída para o *dSPACE* de 10V.

Todas as ligações e o desenho da placa podem ser vistos nas figuras abaixo, Figura 3.20 Figura 3.21 Figura 3.23 e Figura 3.22, ou com mais pormenor nos anexos relativos à PCB.

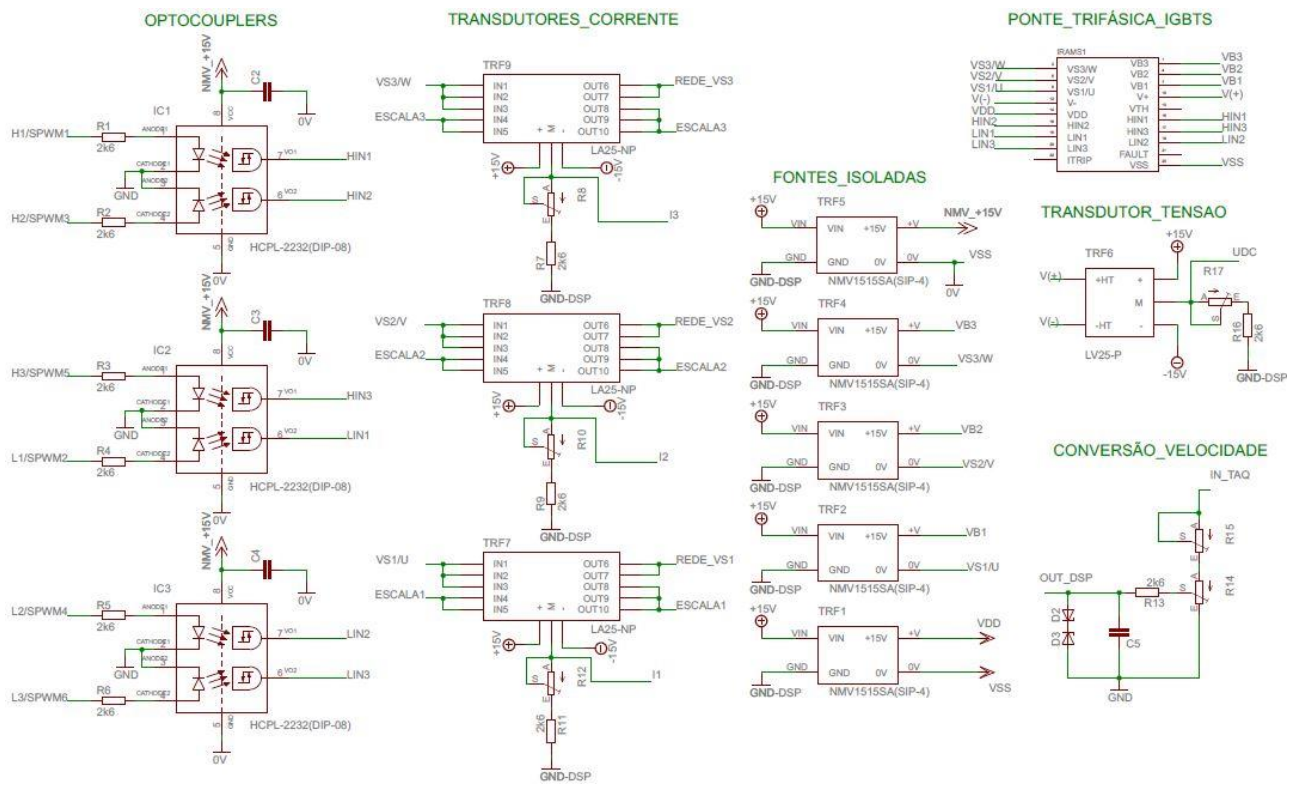


Figura 3.20– Esquema do Eagle para a PCB – Ligações entre componentes.

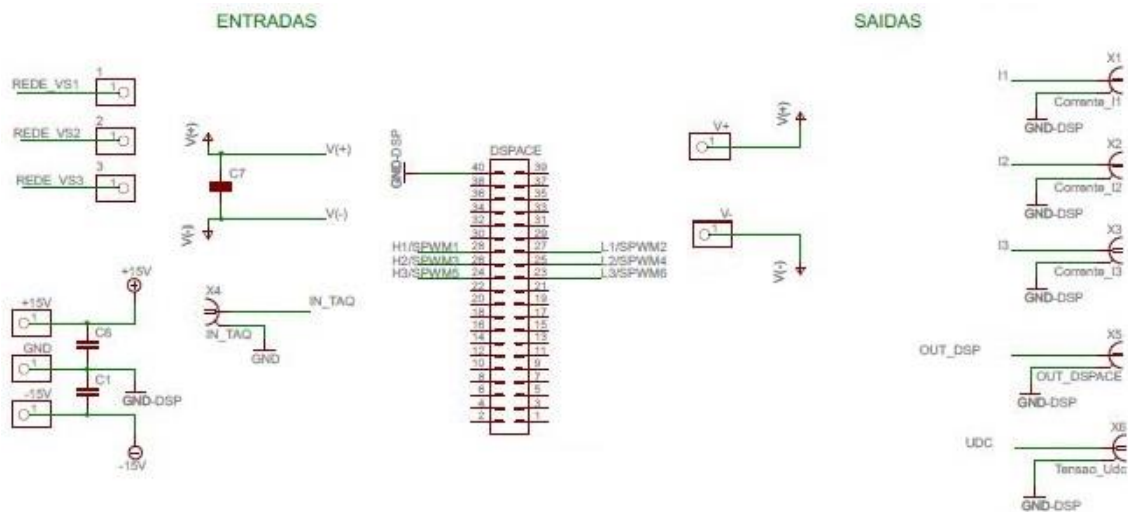


Figura 3.21 – Esquema do Eagle para a PCB – Entradas e saídas.

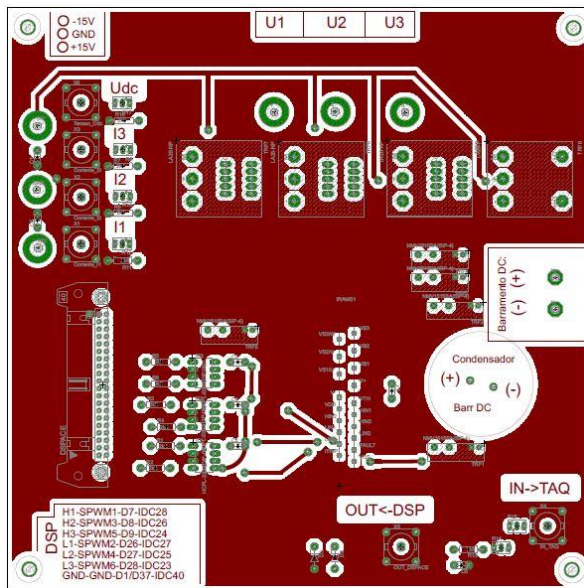


Figura 3.23 – Top da PCB.

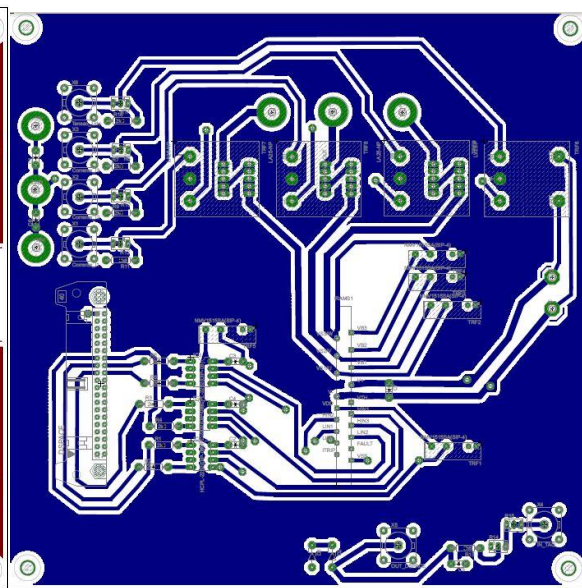


Figura 3.22 – Bottom da PCB.

Com este capítulo foi apresentada a disposição de cada componente e as suas ligações elétricas, assim como as placas de circuito impresso principais do conversor. Notemos que as placas de interligação entre placas ou para interligação com o barramento DC ou fonte DC podem ser consultadas no Anexo 3.

### **3.9. Medição da tensão alternada**

Para a medição da tensão da rede foi usado um transformador redutor existente em laboratório, Figura 3.5. Neste transformador estão disponíveis 4 saídas, sendo 3 das mesmas as fases da rede e a 4ª o neutro. Fazendo assim com que seja possível medir as tensões entre fase-neutro.

Quanto aos ganhos, estes foram ajustados a partir do osciloscópio. Assim sendo, ficámos com uma saída de  $\pm 10V$ , do transformador de medição das tensões. Os ganhos foram ajustados para um valor de 1:660 relativamente ao valor da rede e a saída do transformador usado para a medição da tensão.

### 3.10. Taquigeradora

A taquigeradora está acoplada ao veio de um motor de corrente contínua de magnetos permanentes. A taquigeradora tem um ganho de 10V/1000r.p.m.. O motor de corrente contínua tem uma velocidade nominal de 3500r.p.m. a que corresponderiam 35V. Este valor é muito elevado para as entradas analógicas do DSP pelo que é necessária a sua redução por divisão potenciométrica e para um valor máximo de 40V (4000r.p.m.) foi feito o dimensionamento das resistências. Estas entradas analógicas estão limitadas à tensão de  $\pm 10V$ .



Figura 3.24 – Características do servomotor a ser usado com a taquigeradora.

Na Figura 3.25 estão as ligações elétricas para aquisição e obtenção do ganho de amostragem da velocidade angular da máquina elétrica. Tem como entrada a tensão da taquigeradora e saída a tensão proporcional à velocidade. Do dimensionamento realizado existe um ganho de 10V/r.p.m.

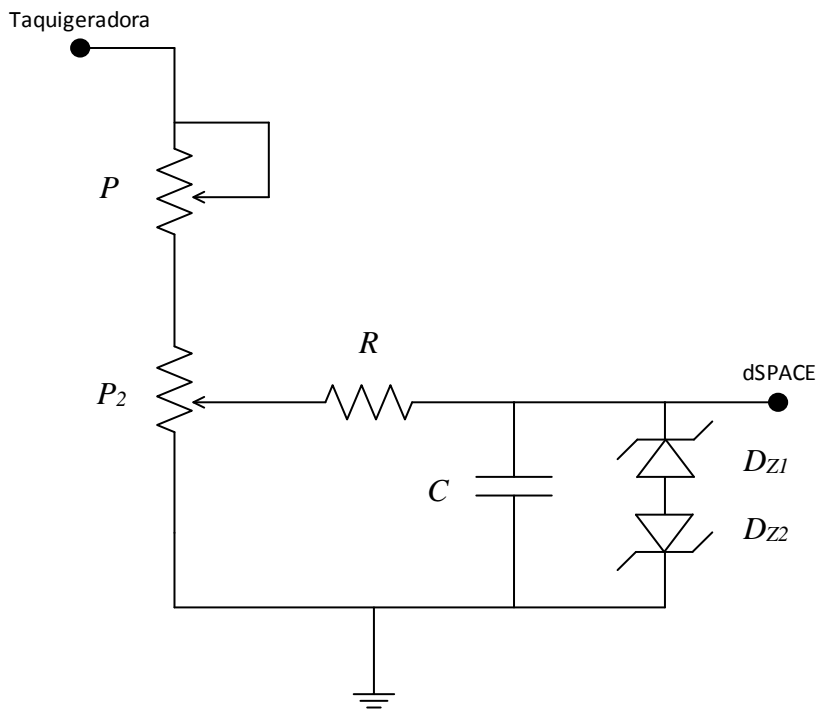


Figura 3.25 – Taquiageradora.

Foi usado um divisor de tensão, Figura 3.25, para que se obtenha um valor máximo de 10V para entrada do *dSPACE*. Assim sendo, e como medida segurança, são colocados dois díodos zenner em para que não sejam ultrapassados os 9,8V (9,1V de tensão de zenner e 0,7V de tensão de díodo), assegurando sempre assim a entrada do *dSPACE* tensões inferiores a  $\pm 10V$ . É ainda usado um condensador para que se possam extinguir parte das flutuações de tensão.

Quanto ao valor dos potenciômetros e resistências, foram usados os valores presentes na Tabela 3-3.

$P_1$ – Potenciómetro de 25k $\Omega$	$P_1$ – Potenciómetro de 100k $\Omega$	$R$
14k $\Omega$	72k $\Omega$ para parte superior 28k $\Omega$ para parte inferior	2,6k $\Omega$

Tabela 3-3 – Tabela de valores usados na taquiageradora.

Com isto podemos obter um divisor de tensão que garanta uma variação entre -10V e 10 V.

Podemos também dar por concluído o capítulo relativo à construção do protótipo, onde foram descritos ver todos os passos para que fosse possível a realização do mesmo.

## **Capítulo 4 – Resultados de simulação e experimentais**

Neste capítulo serão apresentados, comparativamente, os resultados obtidos em simulação numérica e experimentais. Para cada ensaio serão descritos as condições e parâmetros utilizados e conclusões.

## **4.1.Introdução**

No presente capítulo é feita a comparação entre os resultados obtidos em simulação numérica e os obtidos com o protótipo desenvolvido.

As condições de simulação para o controlo de corrente e de tensão são diferentes. Nomeadamente os ganhos dos controladores e referências de corrente e tensão, respetivamente para cada um dos tipos de simulação e de resultados experimentais.

No subcapítulo de controlo de tensão, as condições dos ensaios foram mudadas para que se pudesse melhor evidenciar o efeito de cada referência no conversor, como já referido. As condições dos ensaios são mostradas no início da apresentação dos resultados.

## 4.2. Controlo de corrente

Para ser possível a alteração dos parâmetros do controlo, tais como os ganhos proporcional e integral de cada controlador, assim como referências de corrente em tempo real foi usado o *ControlDesk* do fabricante dSPACE.

A implementação do algoritmo no *software Matlab/Simulink* foi feita com blocos usados também na simulação, sendo usado como interface o controlador digital de sinal. Com este controlador digital de sinal é possível ajustar os parâmetros do algoritmo por forma a se obter uma melhor performance do controlo.

São apresentadas de seguida as figuras referentes ao ambiente do *ControlDesk*, Figura 4.1, e ao *Matlab-Simulink*, Figura 4.2, que foram usadas para o ensaio do conversor. Tal foi exposto para que se possa facilmente reproduzir os resultados obtidos.

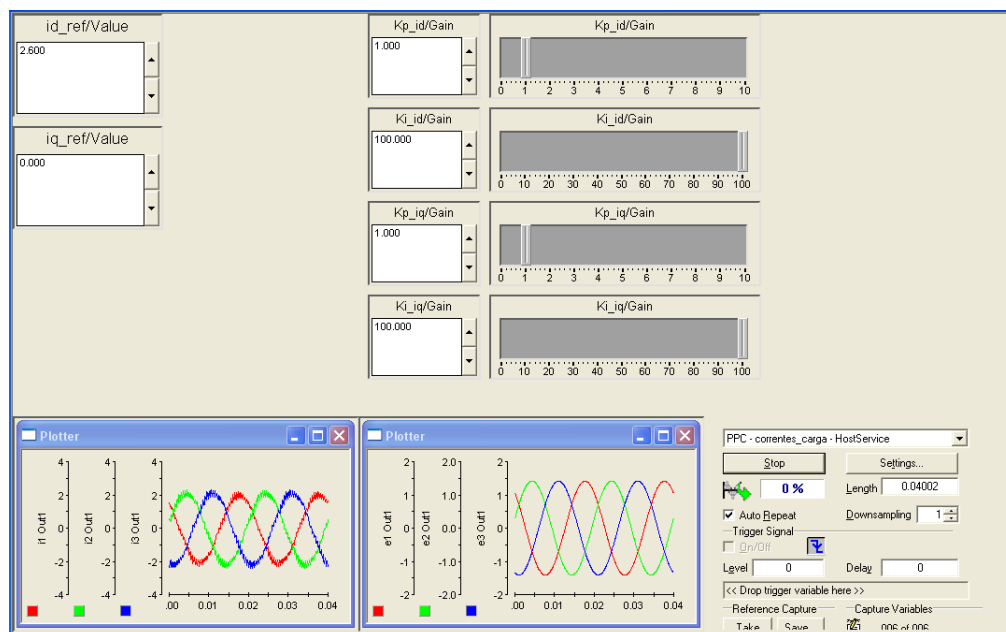


Figura 4.1 – Ambiente do programa *ControlDesk* para variação de referências.

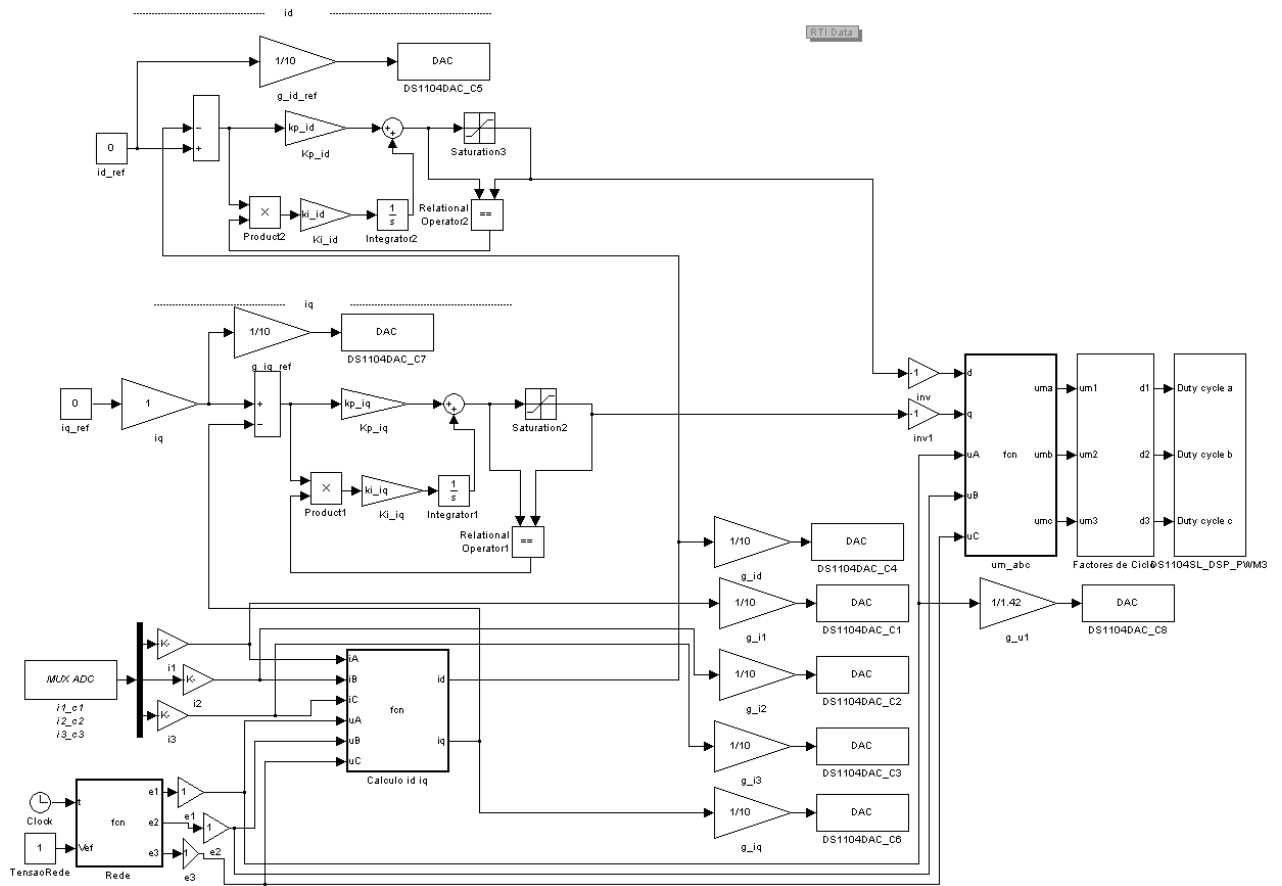


Figura 4.2 – Modelo em *Matlab-Simulink* para teste do modelo.

**Ensaio 1:**

$R$ ( $\Omega$ )	$L$ (mH)	$Kd$	$Ki$
0,05	4	1	10

Tabela 4-1 – Valores e parâmetros de simulação para a malha de controlo de corrente.

Para o presente ponto usou-se o controlo anteriormente dimensionado, porem sem a malha de controlo de tensão e usando os valores presentes na Tabela 4-1.

Neste ensaio foi imposta uma referência positiva e constante de corrente  $i_d=1A$ . Foi imposta uma variação de um escalão (*step*) na referência de corrente  $i_d$  de 1A para 2A.

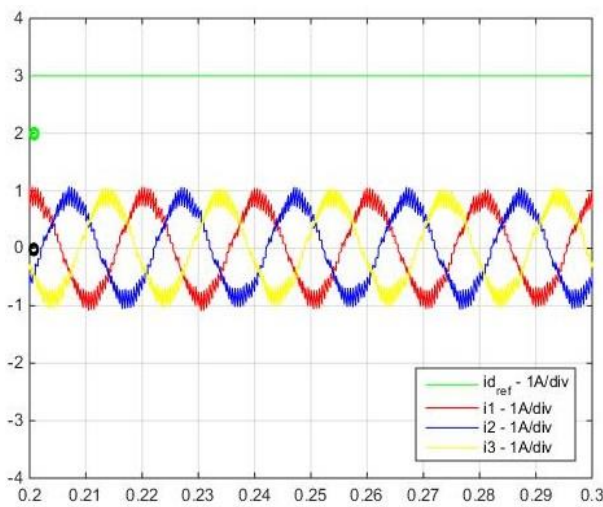


Figura 4.3– Simulação - Controlo de correntes com um  $i_d$  de 1A;

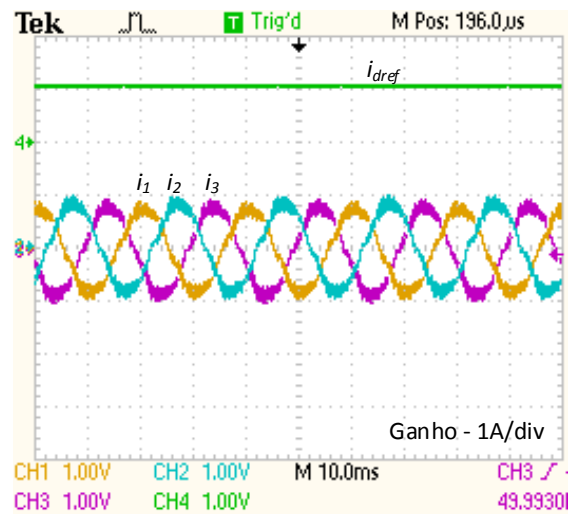


Figura 4.4– Ensaio - Controlo de correntes com um  $i_d$  de 1A;

Podemos constatar que para uma referência positiva de  $i_d$  obtemos correntes com a amplitude desejada e com a sequência de fases desejada.

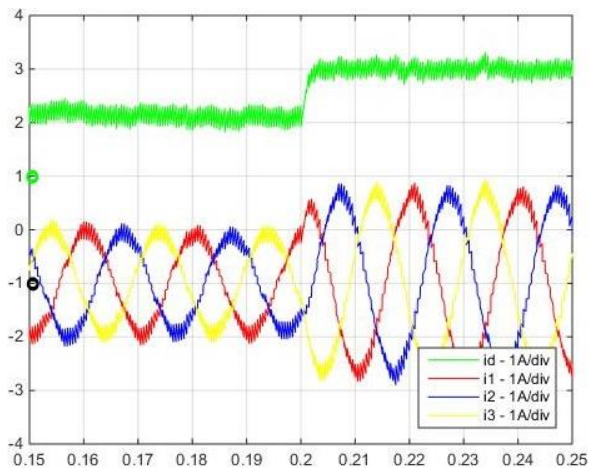


Figura 4.5– Simulação - Controlo de corrente com um step de 1A em  $i_d$ ;

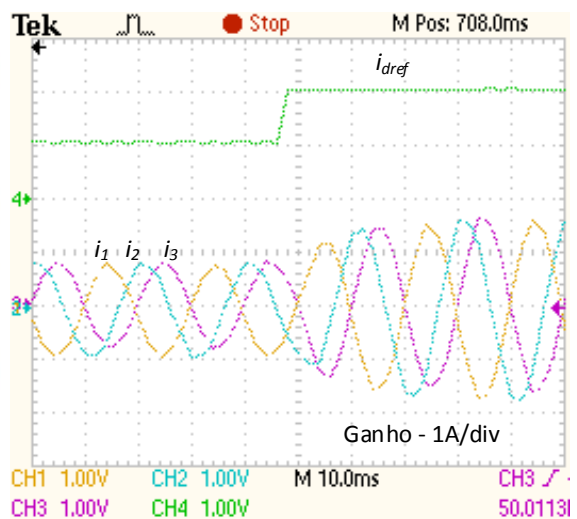


Figura 4.6 – Ensaio - Controlo de corrente com um step de 1A em  $i_d$ ;

Para um step de 1A em  $i_d$  podemos observar a resposta das correntes no aumento da amplitude, tanto para o ensaio experimental como para a simulação do sistema.

**Ensaio 2:**

Para este ensaio foi imposta uma referência negativa e constante de corrente  $i_q = -1A$ . Foi introduzida uma variação de um escalão (*step*) na referência de corrente  $i_q$  de  $-1A$  para  $-2A$ .

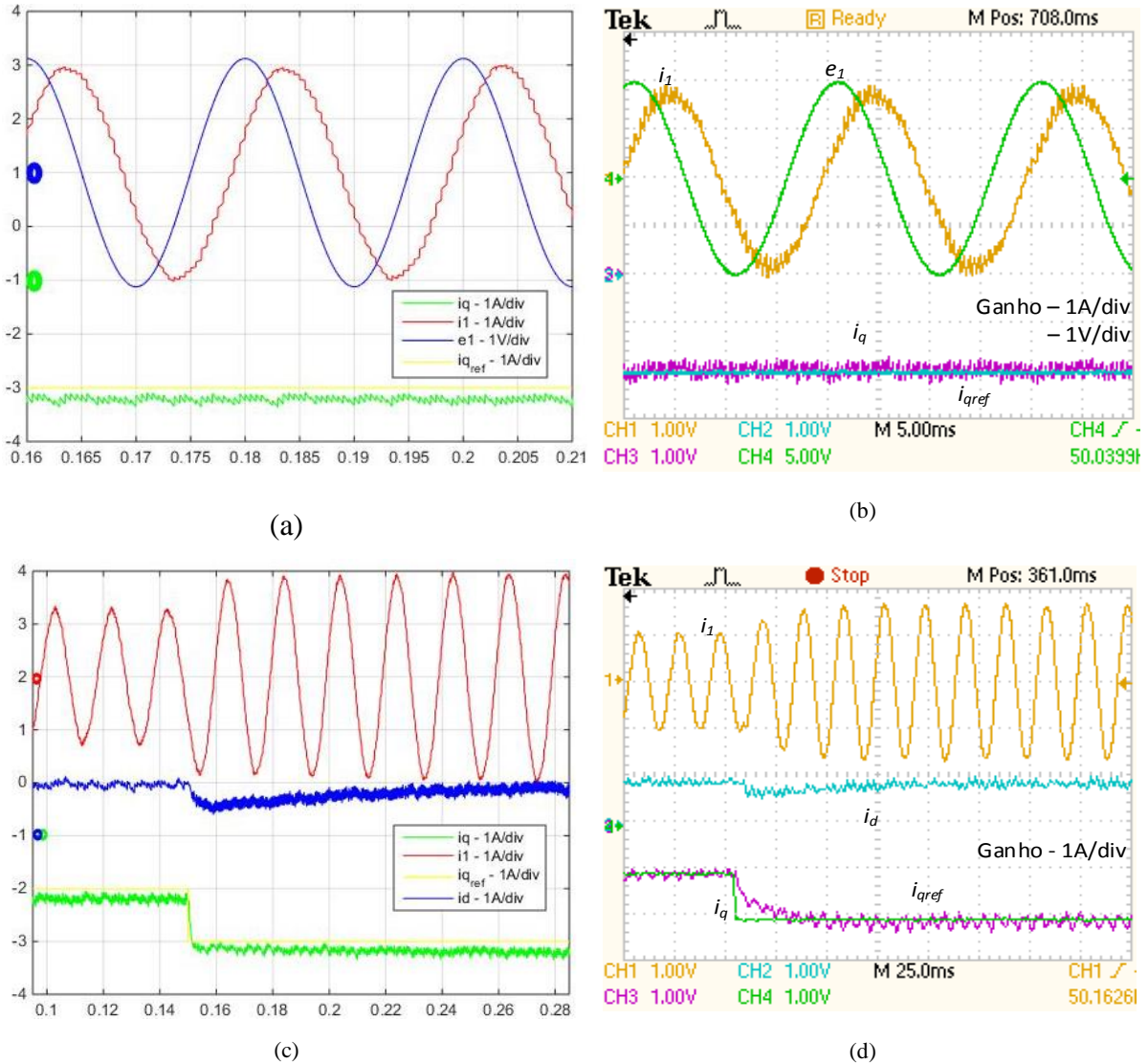
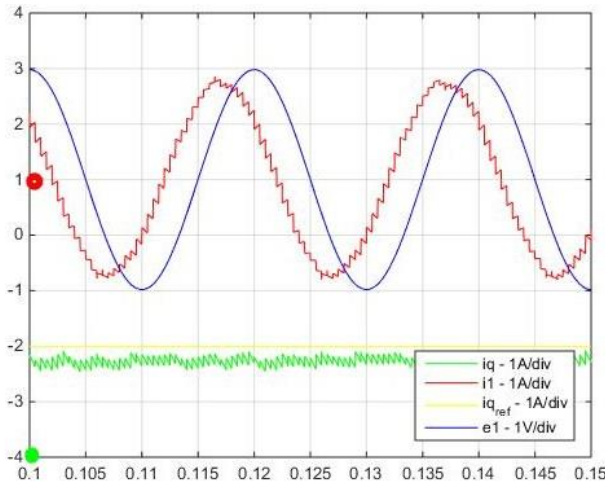


Figura 4.7 – a) Simulação - Injeção de  $i_q$  negativo para desfasamento entre tensão e corrente b) Ensaio - Injeção de  $i_q$  negativo para desfasamento entre tensão e corrente c) Simulação - Step de  $-1A$  em  $i_{qref}$  para visualização da dinâmica do sistema d) Ensaio - Step de  $-1A$  em  $i_{qref}$  para visualização da dinâmica do sistema.

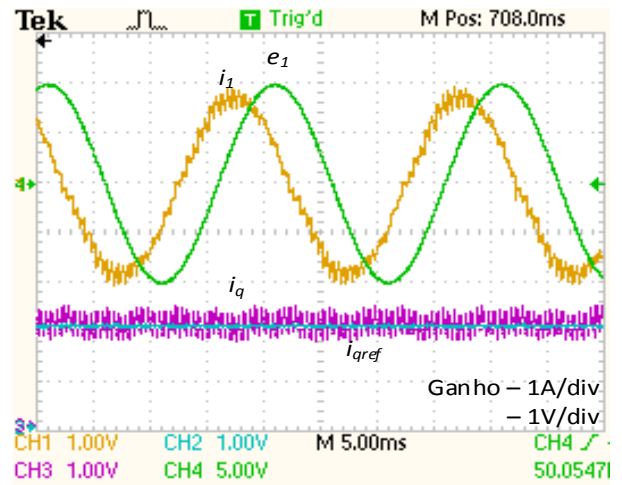
Como se pode constatar tanto o modelo simulado como no ensaio prático as referências são seguidas. Podemos ainda observar um desfasamento, como seria de esperar, entre a tensão e a corrente. Ou seja, obtemos uma corrente em atraso relativamente à tensão.

**Ensaio 3:**

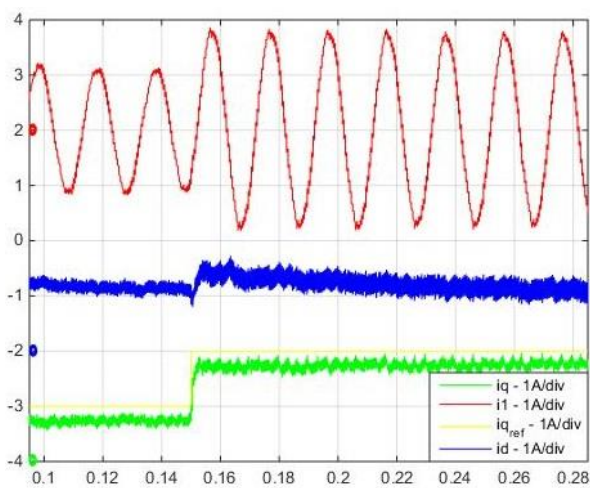
Foi imposta uma referência positiva e constante de corrente  $i_q=1A$  para este ensaio. Foi imposta a variação de um escalão (*step*) na referência da corrente  $i_q$  de 1A para 2A.



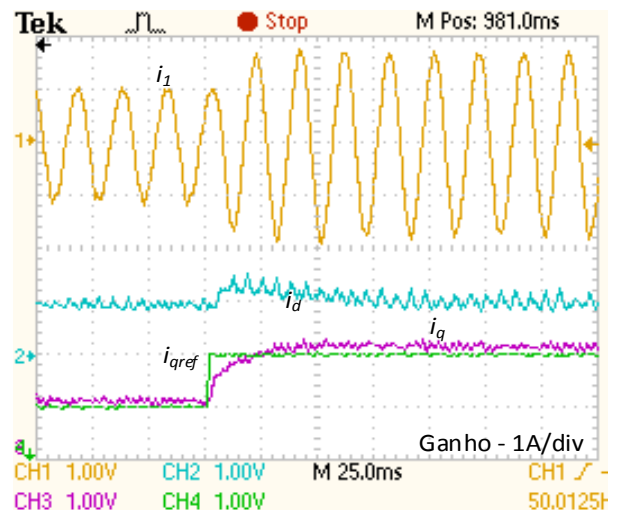
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.8 – a) Simulação - Injeção de  $i_q$  positivo para desfaseamento entre tensão e corrente b) Ensaio - Injeção de  $i_q$  positivo para desfaseamento entre tensão e corrente c) Simulação - Step de 1A em  $i_{qref}$  para visualização da dinâmica do sistema d) Ensaio - Step de 1A em  $i_{qref}$  para visualização da dinâmica do sistema.

Como se pode constatar pelas figuras acima expostas, o sistema para um step de 1A de  $i_q$  tem uma resposta idêntica ao visto para a referência inversa, sendo que para este caso obtemos um desfaseamento da tensão e corrente diferente. Ou seja, a corrente fica em avanço relativamente à tensão, como esperado.

**Ensaio 4:**

Foi imposta uma variação de um escalão (*step*) na referência da corrente  $i_d$  de 1A para 2A.

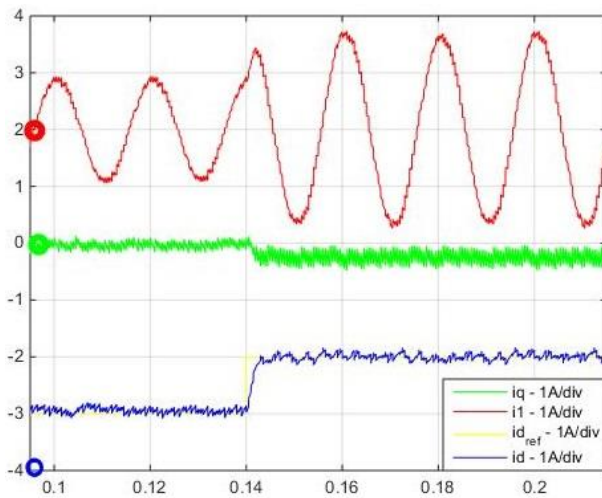


Figura 4.9 – Simulação - Step de 1A no idref para visualização da dinâmica do sistema;

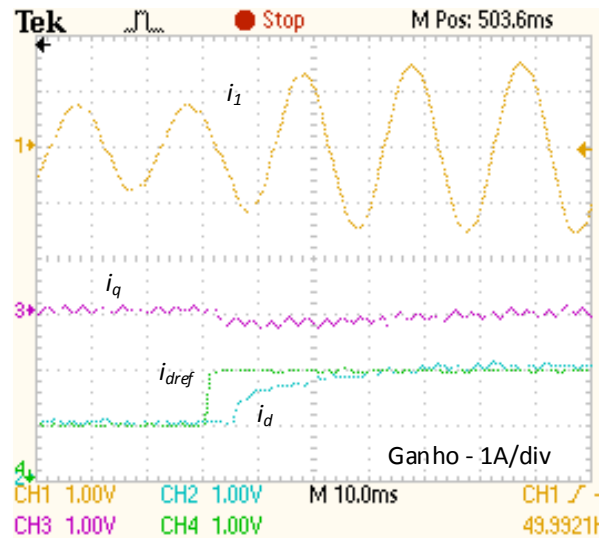


Figura 4.10 – Ensaio - Step de 1A no idref para visualização da dinâmica do sistema;

Como esperado a potência reativa mantém-se próxima de zero e as correntes na carga RL aumentam a sua amplitude. É ainda possível ver que a resposta para a simulação é mais rápida relativamente ao ensaio.

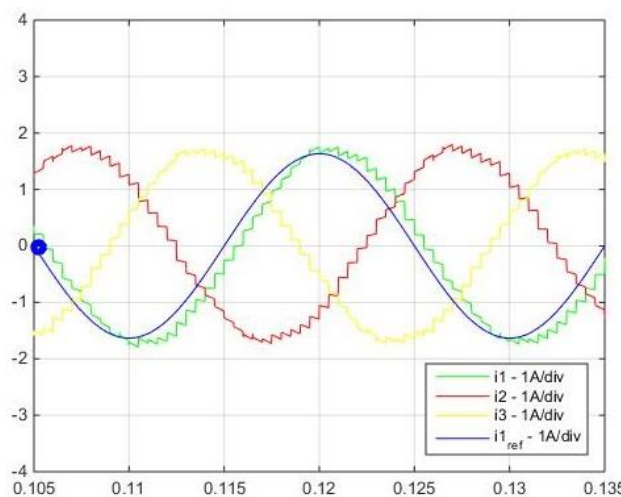


Figura 4.11 – Simulação - Correntes na carga RL e  $i_{1ref}$ ;

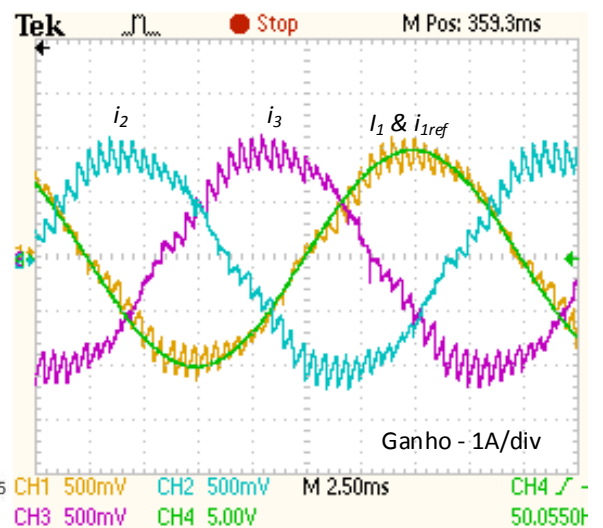


Figura 4.12 – Ensaio - Correntes na carga RL e  $i_{1ref}$ ;

Por último, foi ainda visto num ensaio a referência de corrente e corrente amostrada para melhor constatação do controlo de corrente.

### 4.3. Controlo de Tensão

No presente subcapítulo são apresentadas as figuras referentes ao modelo no ambiente do *Matlab-Simulink*, Figura 4.13, e do *ControlDesk*, Figura 4.14, que foram usadas para o ensaio do conversor. Como anteriormente foi feito para o controlador de corrente, o controlo de tensão segue os mesmos procedimentos.

Para o modelo global em *Matlab-Simulink*, Figura 4.13, o modelo numérico usado foi o da Figura 2.35. Os controladores de tensão, indicados a verde, e os de corrente, indicados a azul, estão assinalados na Figura 4.13 e podem ser consultados nos subcapítulos 2.4.1 e 2.4.2.

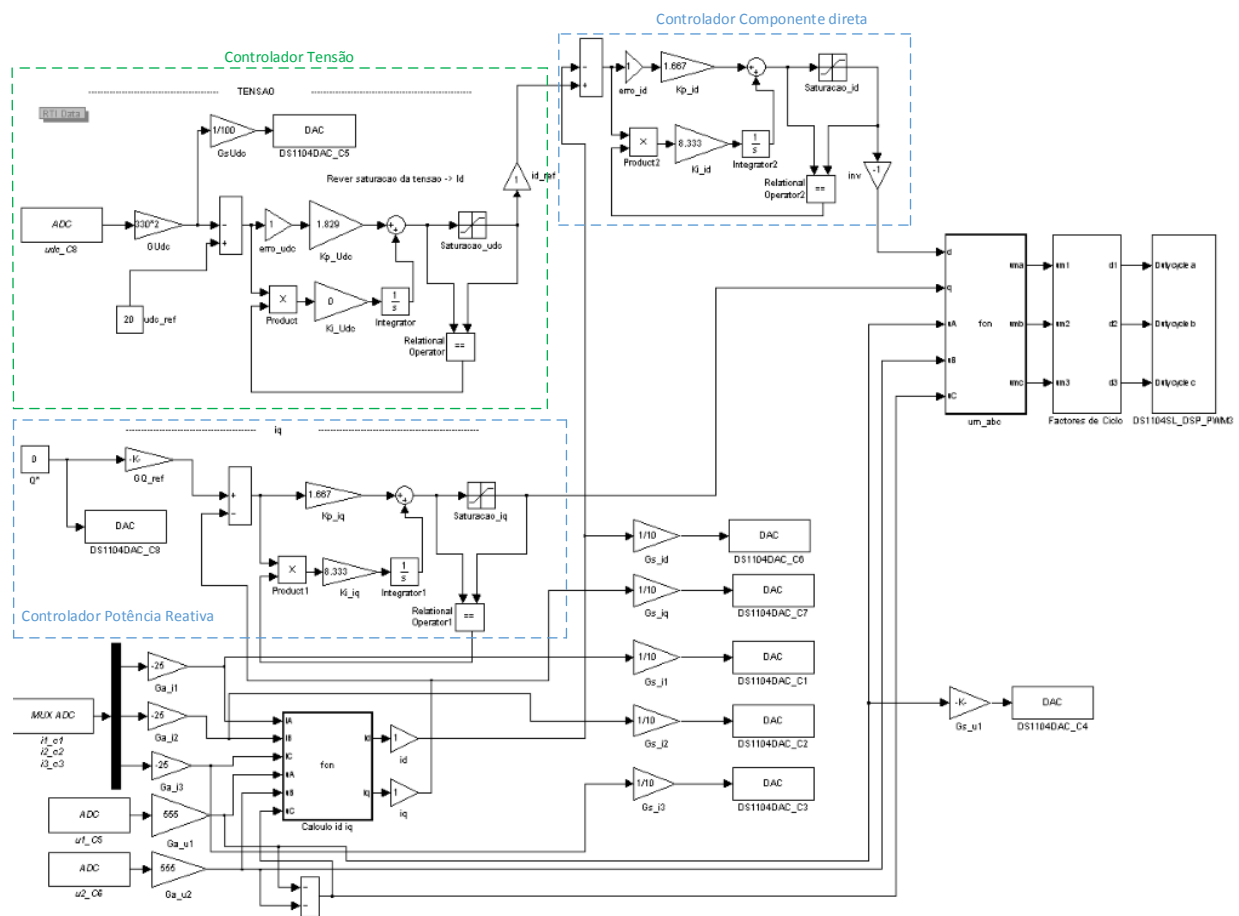


Figura 4.13 – Montagem em Matlab-Simulink para ensaio do protótipo.

Como explicado anteriormente, para a obtenção dos resultados experimentais foi usado o *ControlDesk*.

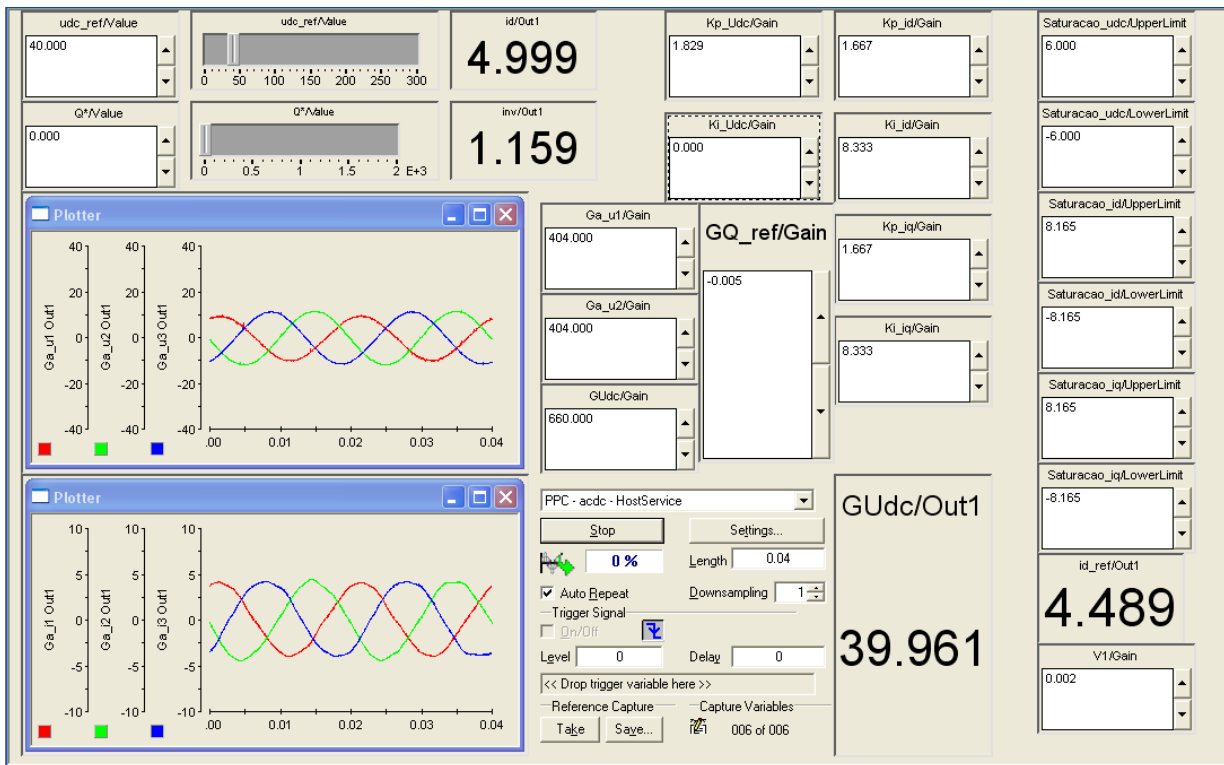


Figura 4.14 – Ambiente do *ControlDesk* para controlo de referências.

### Variação de -20V na tensão do barramento DC:

Neste ensaio pretende-se realizar a simulação numérica e ensaio experimental para uma variação na referência da tensão do barramento DC de 20V, ou seja, descer de 120V para 100V.

Na Tabela 4-2 estão indicados os valores da carga ( $R_{carga}$ ) e da linha ( $R_a$  e  $L_a$ ).

Os ganhos proporcional e integral dos dois controladores foram calculados no subcapítulo Dimensionamento dos controladores.

A tensão da rede ( $e_{1n}$ ) foi regulada com o autotransformador para 50V.

$R_{carga}$ ( $\Omega$ )	$U_{DC}$ (V)	$e_{1n}$ (V <sub>ef</sub> )	$I_q$ (A)	$k_i$			$k_p$			$L_a$ (mH)	$R_a$ ( $\Omega$ )
				$I_d$	$I_q$	$U_{dc}$	$I_d$	$I_q$	$U_{dc}$		
200	120 $\rightarrow$ 100	50	0	50	50	57,74	4	4	3,81	4	0,05

Tabela 4-2 – Tabela de valores para o ensaio do um step de -20V no barramento DC para o controlo de tensão.

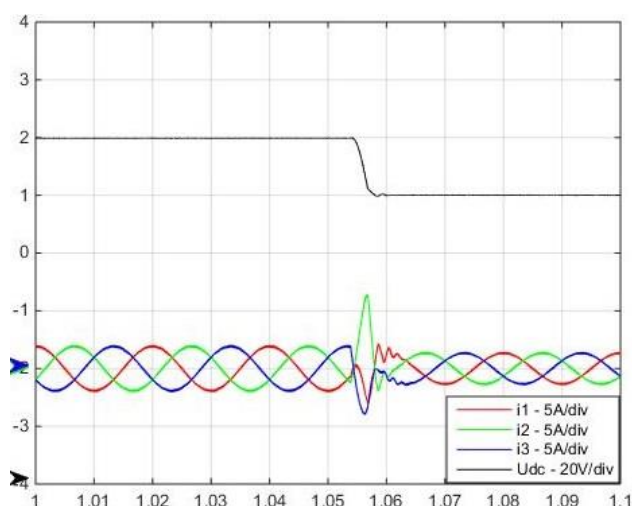


Figura 4.15 – Simulação - Step de tensão de referência de -20V e efeito nas correntes.

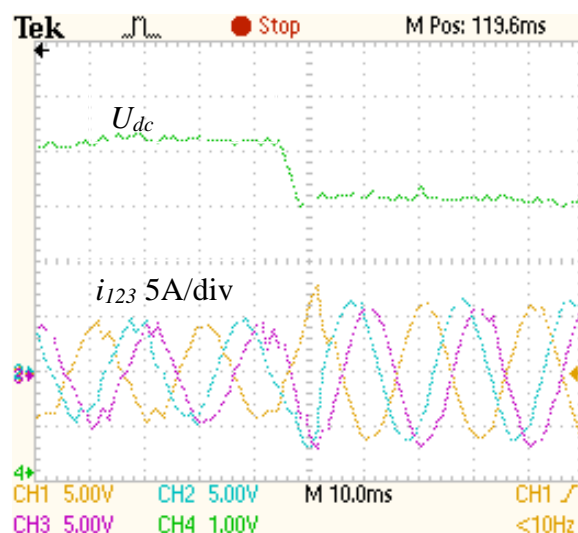


Figura 4.16 – Ensaio - Step de tensão de referência de -20V e efeito nas correntes.

Como pode ser visto, depois do step imposto de -20V na referência de tensão do barramento DC, houve um transitório nas correntes. Quanto à simulação, esta tem as correntes com uma amplitude maior antes da imposição da referência, na ordem dos 5A de amplitude. Tal deve-se ao facto de no ensaio pratico, o protótipo ter mais flexibilidade no uso da tensão da rede. Ou seja, a tensão da rede fica com a sua amplitude mais reduzida para retirar os 20V do barramento DC, Figura 4.18.

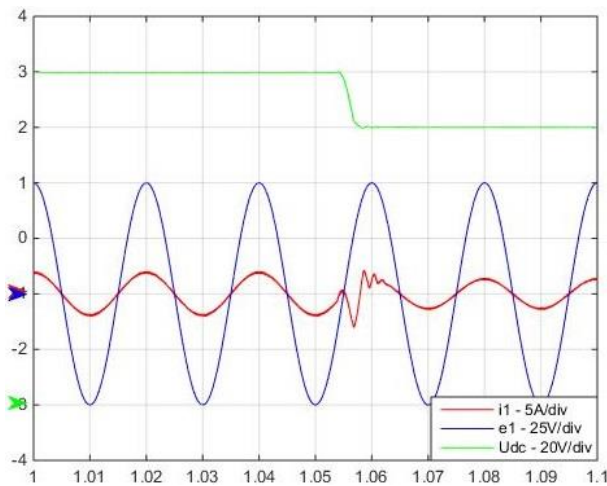


Figura 4.17– Simulação- Step de tensão de referência de -20V.

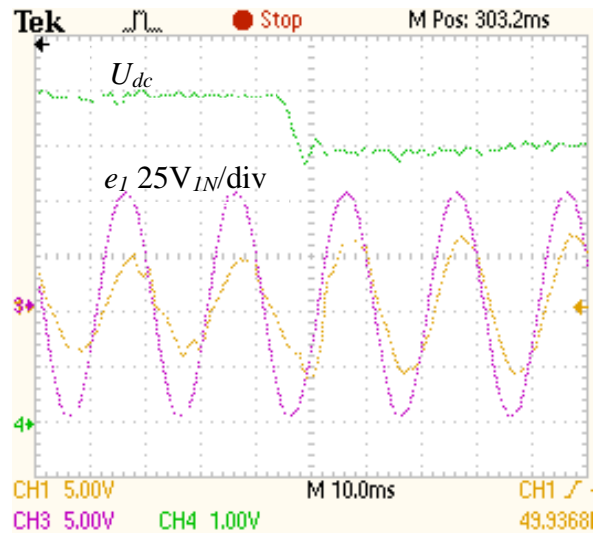


Figura 4.18 – Ensaio - Step de tensão de referência de -20V.

Como pode ser analisado na Figura 4.17 e Figura 4.18 podemos concluir que o sincronismo é mantido depois de se dar o step de -20V na tensão de referência do barramento DC.

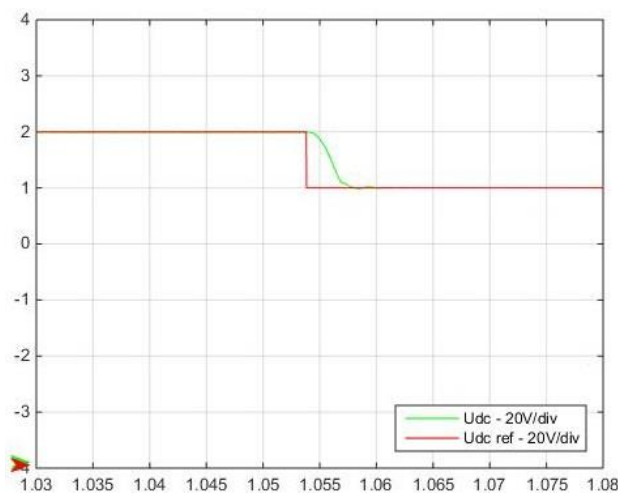


Figura 4.19– Simulação - Step de tensão de referência de -20V e resposta dinâmica.

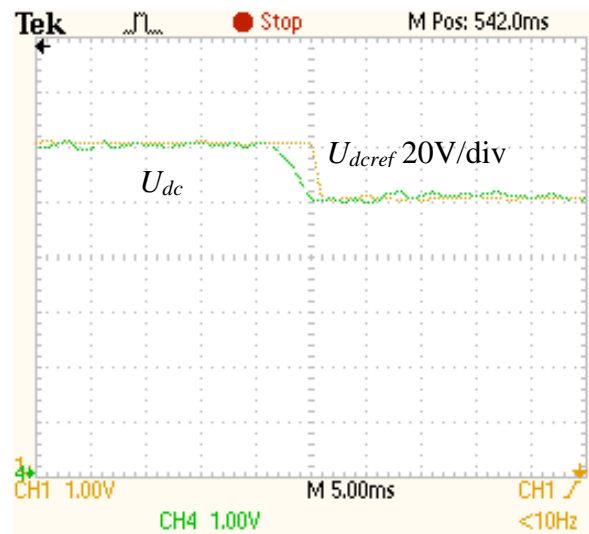


Figura 4.20 – Ensaio - Step de tensão de referência de -20V e resposta dinâmica.

Para os resultados apresentados na Figura 4.19 e Figura 4.20 podemos observar a resposta do sistema em regime dinâmico e em regime permanente, para um escalão/step de -20V na referência da tensão no barramento DC.

Em regime dinâmico há um atraso na resposta em regime permanente existe um acompanhamento da tensão amostrada com erro estático nulo.

### Varição de carga de 200Ω para 100Ω:

Neste ensaio pretende-se realizar a simulação numérica e ensaio experimental para uma variação da carga de 200Ω para 100Ω.

Na Tabela 4-3 estão indicados os valores utilizados bem como os ganhos,  $k_i$  e  $k_p$ , dos dois controladores PI.

$R_{carga}$ (Ω)	$U_{DC}$ (V)	$e_{In}$ (V <sub>ef</sub> )	$I_q$ (A)	$k_i$			$k_p$			$L_a$ (mH)	$R_a$ (Ω)
				$I_d$	$I_q$	$U_{dc}$	$I_d$	$I_q$	$U_{dc}$		
200 → 100	100	50	0	50	50	57,74	4	4	3,81	4	0,05

Tabela 4-3 – Tabela de valores para o ensaio do um step da carga de -100Ω para o controlo de tensão.

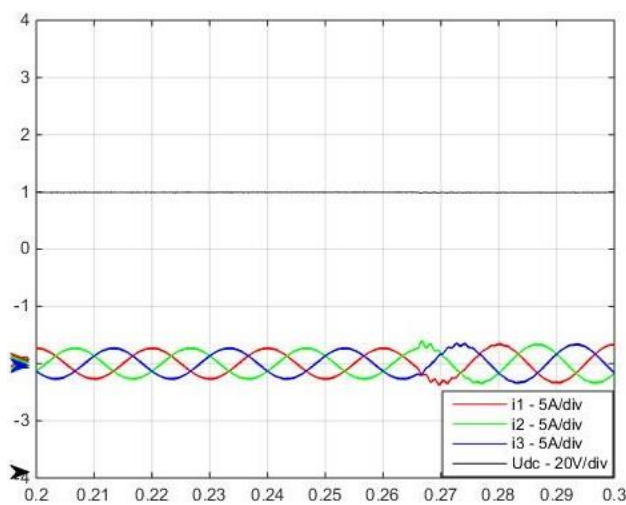


Figura 4.21 – Simulação - Step de carga para 100Ω e efeito nas correntes.

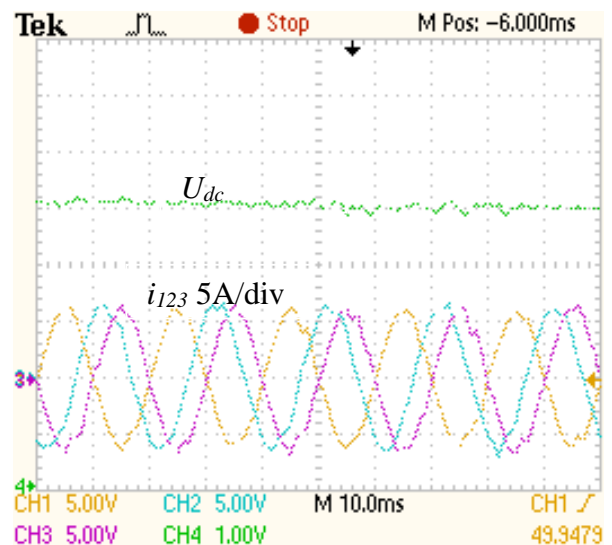


Figura 4.22 – Ensaio - Step de carga para 100Ω e efeito nas correntes.

Na Figura 4.21 e Figura 4.22 como seria de esperar, com a queda da resistência de 200Ω para 100Ω, observa-se um acréscimo, ainda que pequeno, na amplitude das correntes.

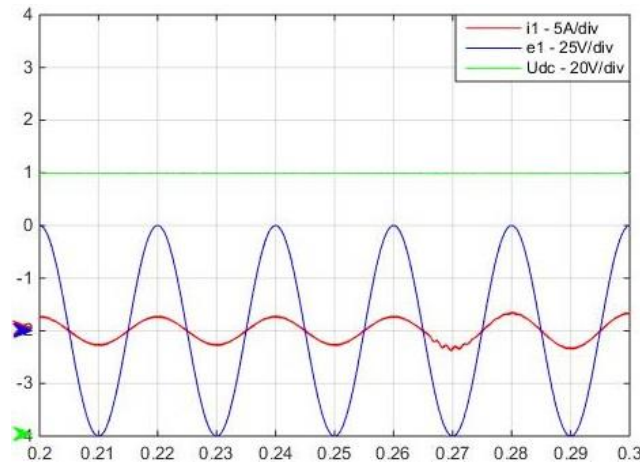


Figura 4.23 – Simulação - Step de carga para 100Ω e efeito no sincronismo.

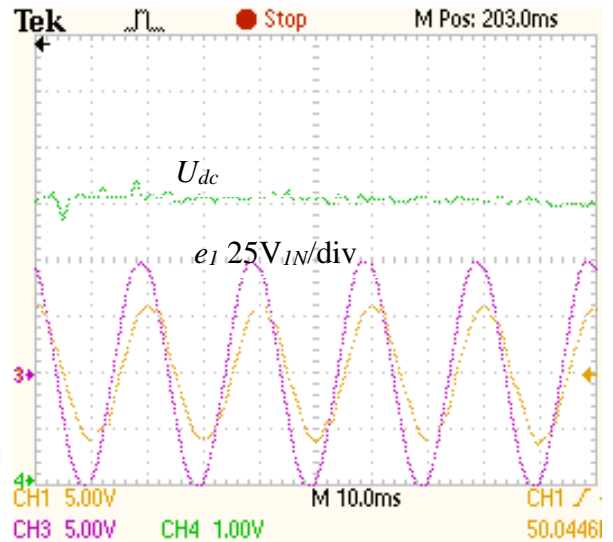


Figura 4.24 – Ensaio - Step de carga para 100Ω e efeito no sincronismo.

Na Figura 4.23 e Figura 4.24 observa-se que o sincronismo é mantido. A obtenção deste sincronismo, ou seja, a sincronização com a rede foi apresentada no subcapítulo Dimensionamento dos controladores em (2.66).

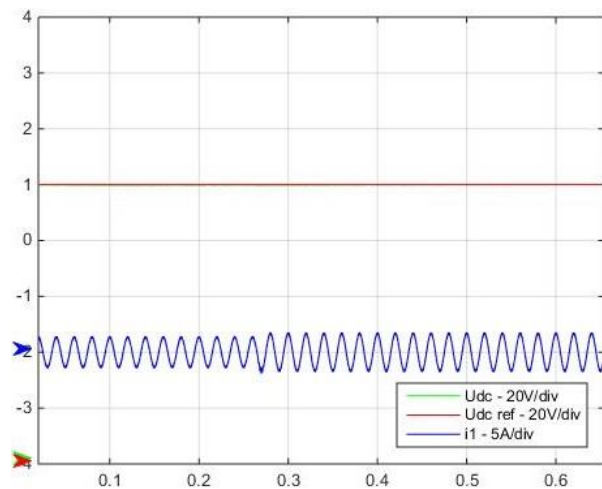


Figura 4.25 – Simulação - Step de carga para 100Ω e efeito na tensão  $U_{dc}$ .

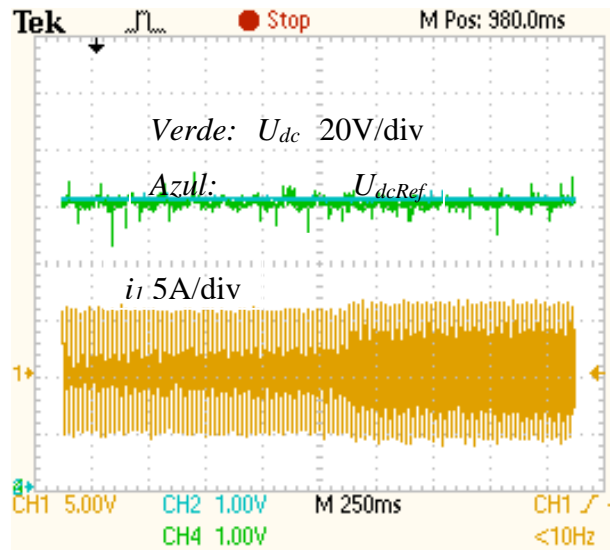


Figura 4.26 – Ensaio - Step de carga para 100Ω e efeito na tensão  $U_{dc}$ .

Como se pode observar na Figura 4.25 e Figura 4.26, a tensão no barramento DC é mantida após a alteração da resistência de carga. Desta forma podemos concluir que o controlo utilizado apresenta robustez para uma variação em escalão da resistência de carga.

**Variação da tensão em fase-neutro de -10V<sub>máx</sub>:**

Neste ensaio pretende-se realizar a simulação numérica e ensaio experimental para uma variação de tensão da rede de 50V para 40V.

$R_{carga}$ ( $\Omega$ )	$U_{DC}$ (V)	$e_{In}$ (V <sub>ef</sub> )	$I_q$ (A)	$k_i$			$k_p$			$L_a$ (mH)	$R_a$ ( $\Omega$ )
				$I_d$	$I_q$	$U_{dc}$	$I_d$	$I_q$	$U_{dc}$		
200	100	50 → 40	0	50	50	57,74	4	4	3,81	4	0,05

Tabela 4-4 – Tabela de valores para o ensaio do um step de -10V entre fase-neutro para o controlo de tensão.

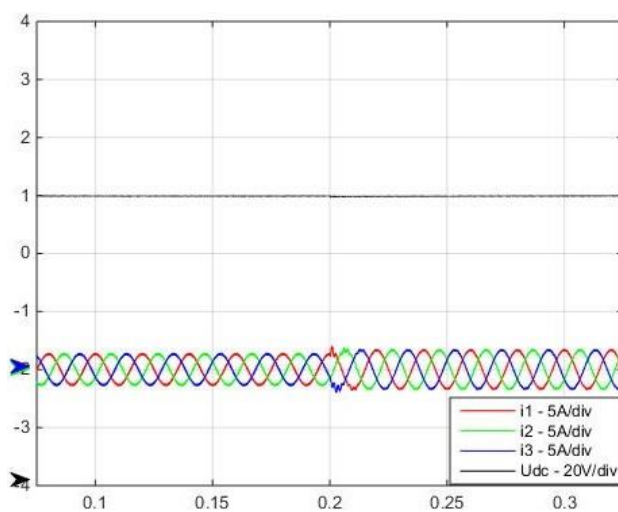


Figura 4.27 – Simulação - Step de tensão AC de 50 para 40 entre fase-neutro e efeito nas correntes.

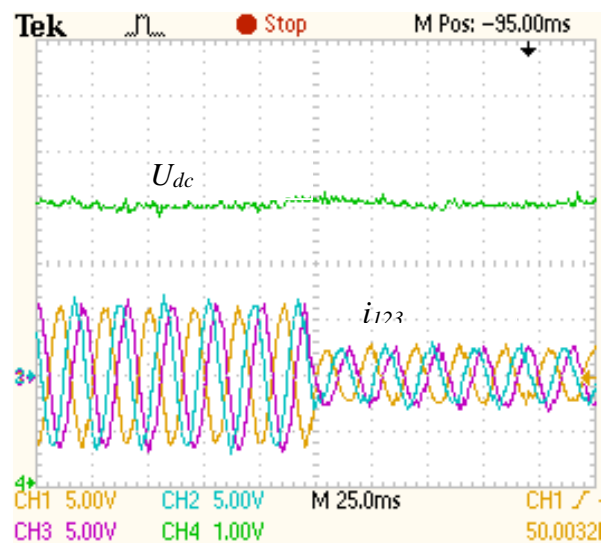


Figura 4.28 – Ensaio - Step de tensão AC de 50 para 40 entre fase-neutro e efeito nas correntes.

Para o step de -10V do lado de corrente alternada é possível observar um pequeno decréscimo das correntes, ainda que mantendo a tensão no barramento de corrente contínua para o ensaio. Quanto à simulação a amplitude das correntes é mantida.

Esta variação foi realizada à custa de resistências de potência em série com a rede, permitindo desta forma criar uma queda de tensão de aproximadamente 10V. Na tabela Tabela 4-4 apresentam-se os valores usados da carga, da linha e os ganhos dos controladores de corrente.

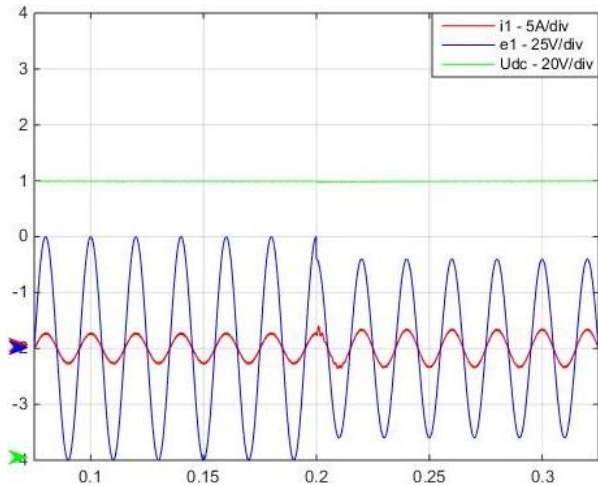


Figura 4.29 – Simulação - Step de tensão AC de 50 para 40 V e efeito no sincronismo.

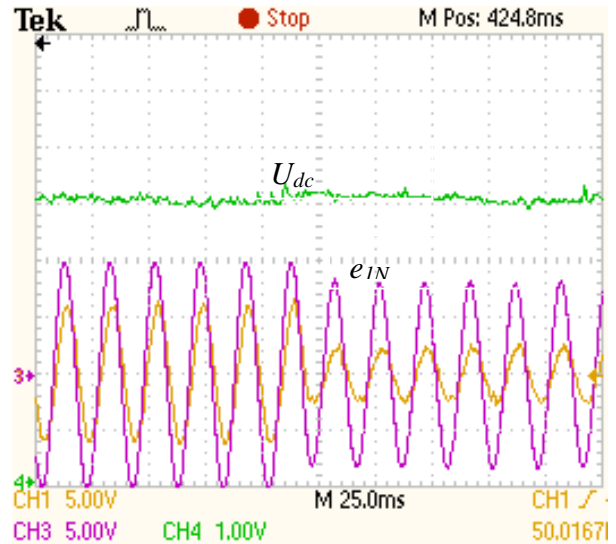


Figura 4.30 – Ensaio - Step de tensão AC de 50 para 40 V e efeito no sincronismo.

Na Figura 4.29 e Figura 4.30 como se pode verificar a alteração da amplitude da tensão alternada não interfere no sincronismo das correntes. Ou seja, o sincronismo é mantido para a alteração da amplitude da tensão alternada.

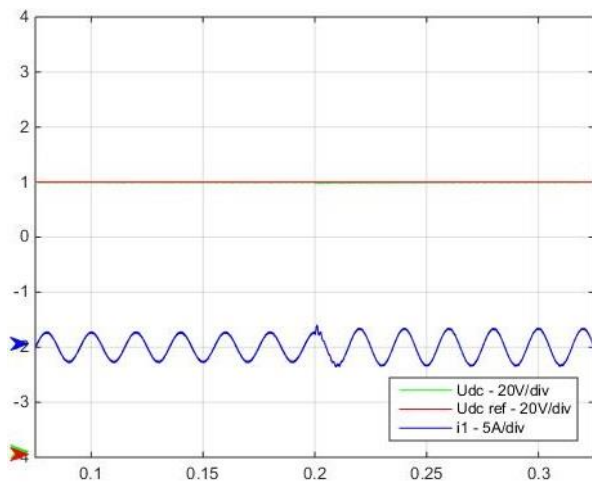


Figura 4.31 – Simulação - Step de tensão AC de 50 para 40V e efeito na tensão  $U_{dc}$ ;

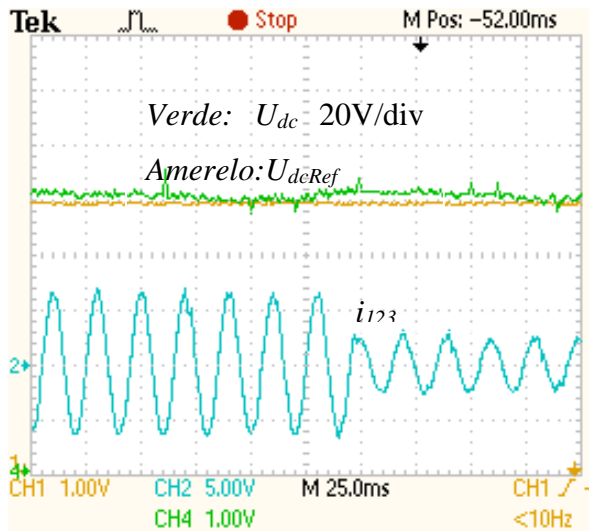


Figura 4.32 – Ensaio - Step de tensão AC de 50 para 40V e efeito na tensão  $U_{dc}$ ;

Na Figura 4.31 e Figura 4.32 para o step de -10V na tensão alternada entre fase e neutro a tensão do lado do barramento de corrente contínua é mantida, como esperado.

**Variação para uma referência de  $i_q$  positiva de 2A:**

Neste ensaio pretende-se analisar a resposta do sistema para uma variação da referência positiva da corrente  $i_q$  de 2A. Para a sua validação apresentam-se resultados da simulação e experimentais.

Os ganhos,  $k_i$  e  $k_p$ , foram calculados com base no subcapítulo Controlo de tensão Udc.

$R_{carga}$ ( $\Omega$ )	$U_{DC}$ (V)	$e_{In}$ (V <sub>ef</sub> )	$I_q$ (A)	$k_i$			$k_p$			$L_a$ (mH)	$R_a$ ( $\Omega$ )
				$I_d$	$I_q$	$U_{dc}$	$I_d$	$I_q$	$U_{dc}$		
50	60	10	2	10	10	10	1	1	1	4	0,05

Tabela 4-5 – Tabela de valores para o ensaio do um *step* de 2A em  $i_q$  para o controlo de tensão.

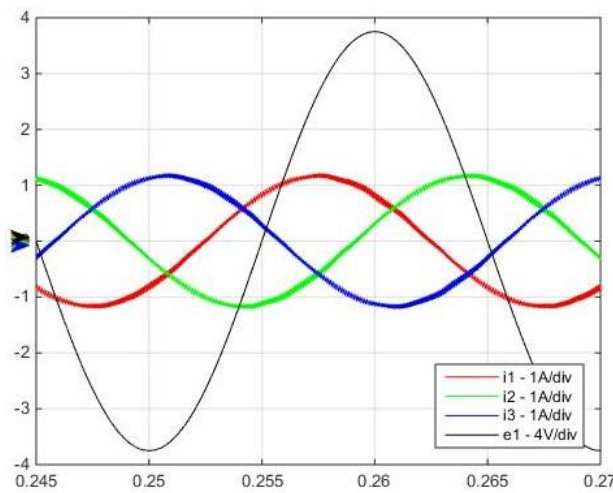


Figura 4.33 – Simulação - Efeito nas correntes relativamente à tensão uma referência negativa de  $i_q$ .

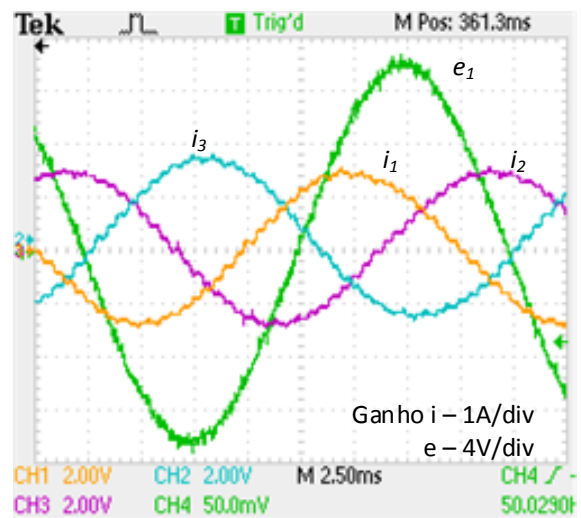


Figura 4.34 – Ensaio - Efeito nas correntes relativamente à tensão uma referência negativa de  $i_q$ .

Na Figura 4.33 e Figura 4.34 com a injeção de  $i_q$  podemos ver que a corrente fica em avanço relativamente à tensão, como esperado.

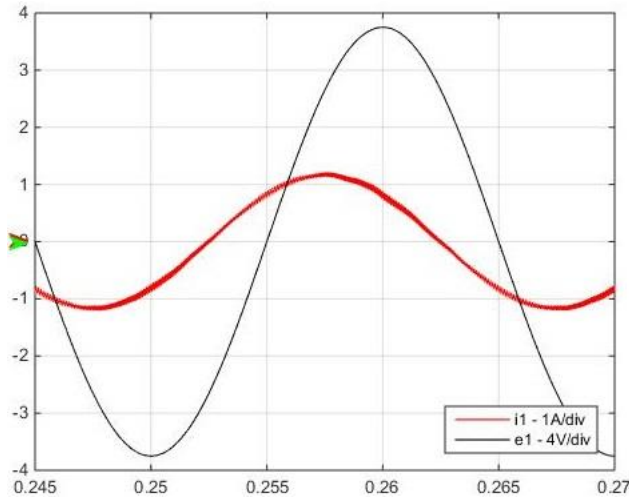


Figura 4.35 – Ensaio - Desfasamento provocado pela referência de  $i_q$ .

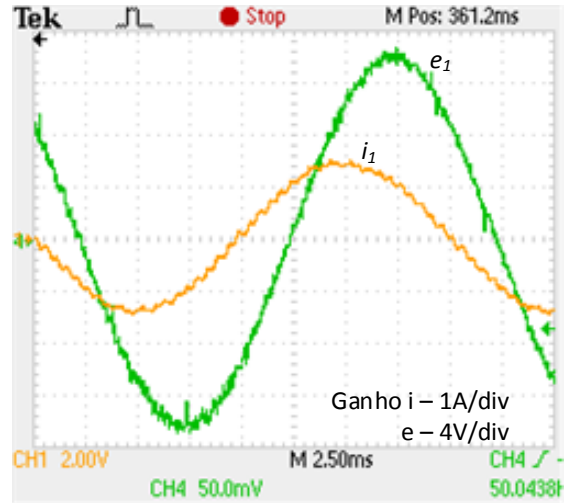


Figura 4.36 – Ensaio - Desfasamento provocado pela referência de  $i_q$ .

Na Figura 2.35 e Figura 2.36 podemos ver então, de formar mais pormenorizada, o efeito da injeção de uma componente reativa na rede com o conversor.

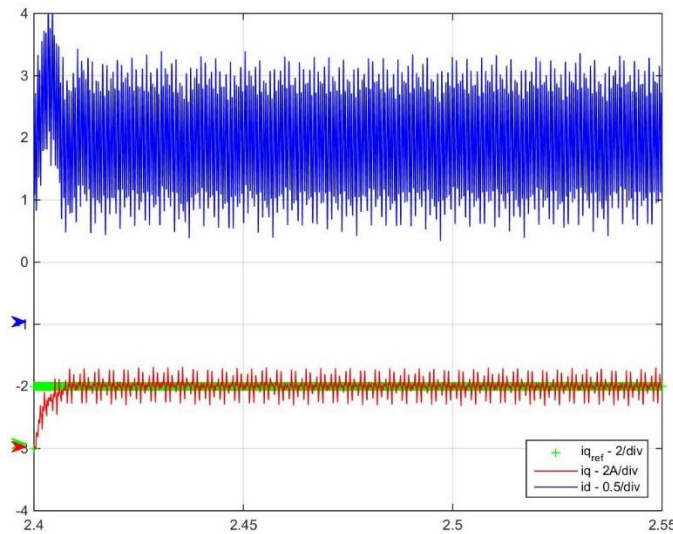


Figura 4.37 – Simulação - Referência de  $i_q$ .

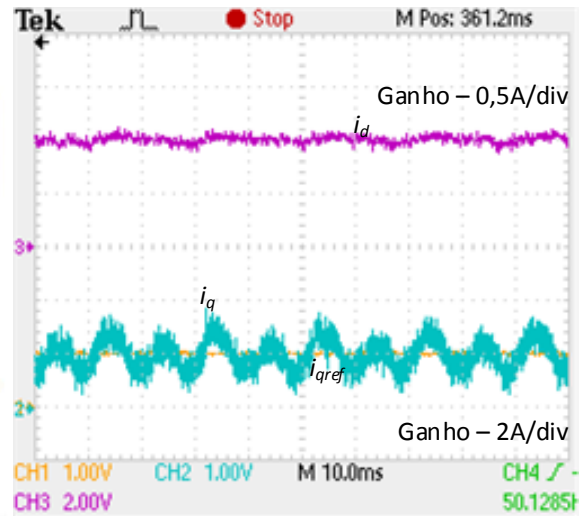


Figura 4.38 – Ensaio - Referência de  $i_q$ .

Na Figura 4.37 e Figura 4.38 por ultimo, para o presente lote de resultados, podemos ver que  $i_{qref}$  tem um step positivo. Isto reflete-se, como visto, num desfasamento entre tensão e corrente. Podemos ainda concluir que todas as referências são seguidas, tanto no ensaio como na simulação.

**Varição para uma referência de  $i_q$  negativa de -2A:**

Pelos motivos apresentados no ensaio anterior, para este caso pretende-se analisar o efeito de uma referência de  $i_q$  negativa de -2A.

$R_{carga}$ ( $\Omega$ )	$U_{DC}$ (V)	$e_{In}$ ( $V_{ef}$ )	$I_q$ (A)	$k_i$			$k_p$			$L_a$ (mH)	$R_a$ ( $\Omega$ )
				$I_d$	$I_q$	$U_{dc}$	$I_d$	$I_q$	$U_{dc}$		
50	60	10	-2	10	10	10	1	1	1	4	0,05

Tabela 4-6 – Tabela de valores para o ensaio do um step de -2A para  $i_q$  para o controlo de tensão.

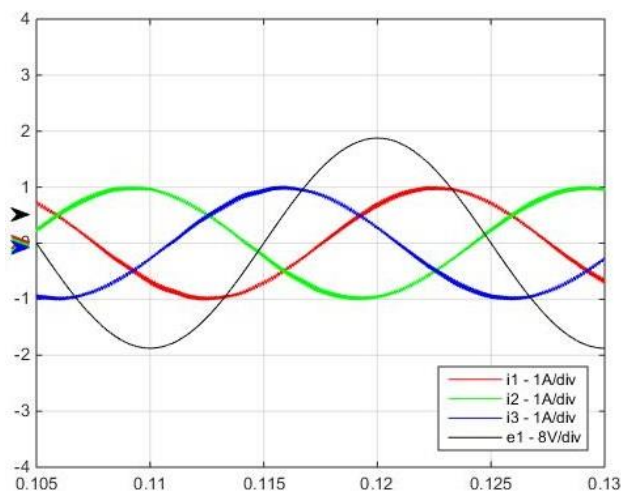


Figura 4.39 – Simulação - Efeito nas correntes relativamente à tensão uma referência negativa de  $i_q$ .

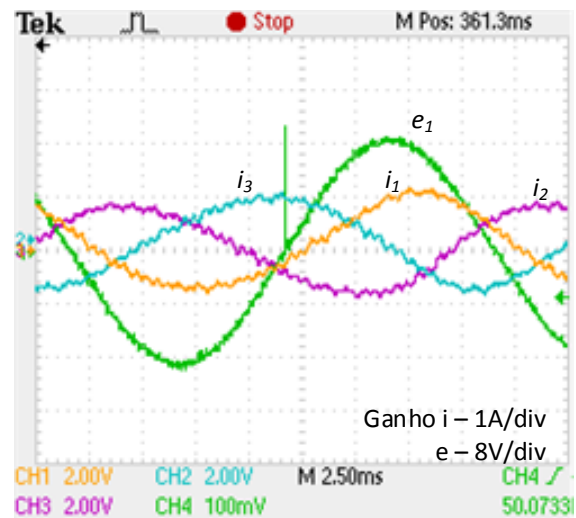


Figura 4.40 – Ensaio - Efeito nas correntes relativamente à tensão uma referência negativa de  $i_q$ .

Para o caso de um step negativo de reativa, podemos verificar um aumento das correntes, como esperado, e ainda um desfasamento da corrente relativamente à tensão. Assim sendo, observa-se, tanto nos resultados experimentais como na simulação, um atraso da corrente relativamente à tensão da rede.

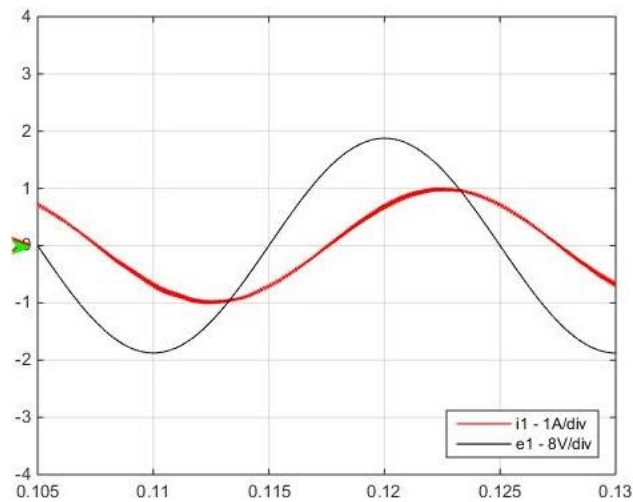


Figura 4.41 – Simulação - Desfasamento provocado pela referência de  $i_q$ .

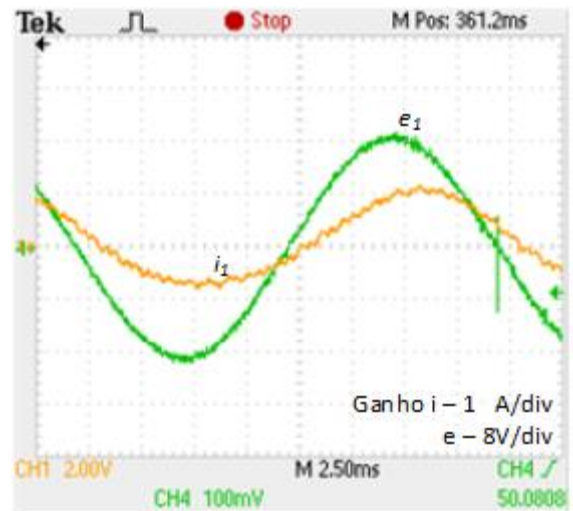


Figura 4.42 – Ensaio - Desfasamento provocado pela referência de  $i_q$ .

Podemos observar, pormenorizadamente, o efeito da injeção de uma componente negativa de  $i_q$  na Figura 4.41 e Figura 4.42. Resultado, como já mencionado, num atraso da corrente relativamente à tensão.

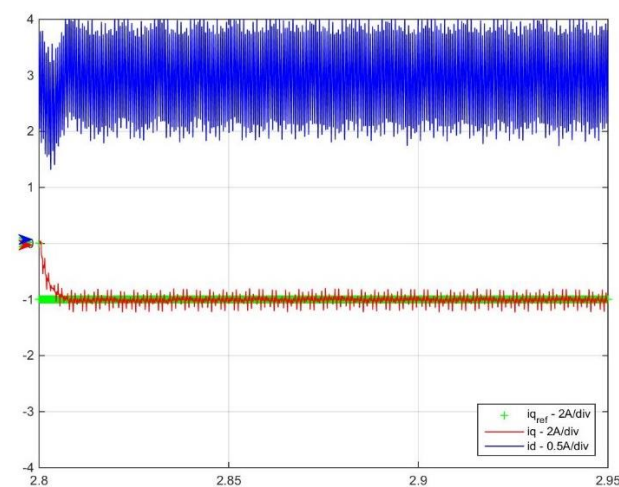


Figura 4.43 – Simulação - Referência de  $i_q$ ;

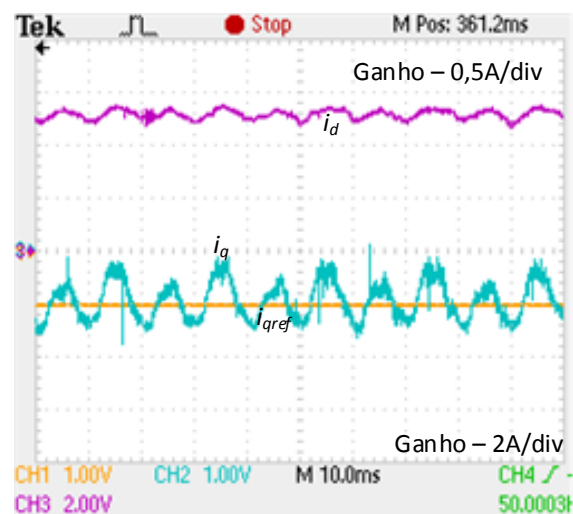


Figura 4.44 – Ensaio - Referência de  $i_q$ ;

Como esperado, a referência de  $i_q$  com  $-2A$  é seguida, resultando num desfasamento entre a tensão e corrente. Podemos ainda observar que a corrente  $i_d$  se mantém.

Foram apresentados e comentados os resultados obtidos em simulação numérica e experimental com o protótipo construído.

Os resultados estão relacionados com os vários ensaios que foram descritos. De um modo geral os resultados obtidos permitem concluir um bom funcionamento do modelo teórico e do protótipo em regime dinâmico e permanente.

Existe uma correspondência entre os resultados experimentais e de simulação, o que permite validar os modelos matemáticos obtidos e a sua implementação em *Matlab/Simulink*.

A utilização do programa ControlDesk permitiu pequenos ajustes nos ganhos proporcional e integral dos controladores por forma a obter o melhor desempenho com o protótipo construído.

## **Capítulo 5 – Conclusões e perspectivas futuras**

Neste capítulo são apresentadas as conclusões finais da presente dissertação e são descritas as perspectivas futuras da mesma. As perspectivas futuras permitem orientar temas a aprofundar ou alterar para o objetivo de otimizar mais o protótipo e técnicas de comando e controlo.

## 5.1. Conclusões

A presente tese teve por base a construção e validação, tanto experimental como em simulação, de um conversor de potência bidirecional com um fator de potência quase unitário. Para tal foi desenvolvido um modelo matemático do conversor, onde parte deste foi usado para a realização dos ensaios. Ao se usar o sistema de coordenadas ‘dq’ foi possível atuar sobre a componente ativa e reativa separadamente, impondo assim um desfasamento entre corrente e tensão pretendido. Quanto à atuação sobre a componente direta no conversor, como pôde ser verificado conseguiu-se aumentar ou diminuir a amplitude das correntes sobre uma carga RL.

Foi ainda analisado o tipo de modulador usado, e como se procedeu ao dimensionamento dos seus parâmetros. Assim como ao cálculo das malhas de controlo de corrente e tensão. Ainda pôde ser visto o modelo de simulação usado, tanto com recurso ao modelo matemático desenvolvido, como com recurso à *toolbox* do *Matlab-Simulink SimPowerSystem*. Porém os resultados apresentados foram apenas os do modelo matemático, uma vez que os resultados não apresentaram diferenças significativas. O modelo matemático foi construído com equações que caracterizam o funcionamento do conversor, dos controladores, da rede e da carga.

Quanto à construção do protótipo, foi descrito passo-a-passo o seu desenvolvimento, assim como discriminado todo o material usado para os testes e ensaios realizados.

Quanto aos resultados das simulações e ensaios, foi possível ver a atuação da malha de controlo de corrente, onde se conseguiu, atuar sobre a componente reativa, por forma a se criar um desfasamento entre tensão e corrente. Sobre a componente direta onde foi visto o aumento da amplitude das correntes e ainda para ambos os testes verificou-se a resposta dinâmica para um step na componente “*d*” e “*q*” na malha de corrente. Já nos ensaios do controlo de tensão foi testado o mesmo princípio e verificou-se a sua aplicabilidade. Foi ainda aplicado um step de tensão de referência do lado de corrente contínua onde se pôde observar a resposta dinâmica do modelo simulado e do ensaio realizado, concluindo-se que ambos são semelhantes.

Para além deste step, foi ainda usado o mesmo princípio, mas para uma variação de tensão do lado de corrente alternada e para uma variação de carga do lado de corrente contínua. Como esperado todos os ensaios tiveram respostas semelhantes ao do modelo simulado o que nos leva a validar o modelo.

## 5.2. Perspetivas futuras

Descrevem-se alguns tópicos que podem ser tratados futuramente por forma a melhorar o trabalho desenvolvido:

- Aumento das tensões impostas ao protótipo;
- Estado de outros tipos de moduladores e tipos de controlo, como por exemplo o histerético;
- É ainda proposta a interligação entre dois conversores usando a placa de interligação entre placas que pode ser consultada nos anexos por forma a se obter um conversor do tipo AC-DC-AC.
- Detecção do erro que gera o aumento imprevisto das correntes no lado da rede trifásica;
- Implementação do modelo desenvolvido em microcontroladores por forma a gerar os sinais de disparo dos semicondutores sem necessidade do uso do dSPACE, tornando o protótipo mais flexível;

## **Bibliografia**

- [1] – Afonso, Jerónimo M., “Conversor multinível NPC de cinco níveis como ondulador de tensão ligado à rede”, Dissertação de mestrado, 2011.
- [2] – Aquino, Joshua Jonn, “Microcontroller Design of a Bidirectional Three-Level Pulse Width Modulation AC/DC Converter for Vehicle-to-Grid Application”, Dissertação de mestrado, 2012.
- [3] – Coelho, Samuel Vitorino, “Controlo Directo de Binário de uma Máquina Assíncrona Trifásica”, Dissertação de mestrado, 2013.
- [4] – Farid, Berrezzek; Amar, Omeiri, “A study of new techniques of controlled PWM inverters” *European journal of scientific research*, Vol. 32, No. 1, 2009.
- [5] – Jorge, Alexandre Paulo Guerreiro Morgado, “Estudo e Implementação Experimental de Conversores AC/DC de Onda Sinusoidal”, Dissertação de mestrado, 2009.
- [6] – Jornal Oficial nº L 130 de 15/05/2002 p. 0001 – 0003, 2002.
- [7] – Lee, Dong-Choon; Kim, Young-Sin, “Control of single-phase-to-three-phase AC/DC/AC PWM converters for industrial motor drives” *IEEE Transactions on industrial electronics*, Vol. 54, No 2, 2007.
- [8] – Lisheng Shi; Meintz, A.; Ferdowsi, M., “Single-phase bidirectional AC-DC converters for plug-in hybrid electric vehicle applications” *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC) IEEE*, 2008.
- [9] – L. Redondo, “Apontamentos sobre Semicondutores de Potencia para Engenharia Electrotécnica”, 2008.
- [10] – Lu, Bin; Sharma, Santosh K., “A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters”, *IEEE Transactions on industry applications*, Vol. 45, No. 5, 2009.
- [11] – Lu, Xiaonan; Josep M. Guerrero; Kai Sun; Juan C. Vasquez; Remus Teodorescu; Lipei Huang, “Hierarchical Control of Parallel AC-DC Converter Interfaces for Hybrid Microgrids”, *IEEE Transactions on smart grid*, Vol. 5, No. 2, 2014.
- [12] – Mino, Kazuaki, “Novel Hybrid Unidirectional Three-Phase AC-DC Converter Systems” Dissertação de doutoramento, 2009.

- [13] – Margato, Elmano; Chaves, Miguel; Gambôa, Paulo, “Accionamentos com máquinas assíncronas trifásicas – Comando por variação simultânea de tensão e frequência (Técnica “ $V/f$ ””, Segundo trabalho prático de Conversores electrónicos em accionamentos, 2014.
- [14] – Palma, J. C.P, “Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável”, Fundação Calouste Gulbenkian, 1999.
- [15] – Palma, J. C.P, “Fundamentos de electrónica de potência”, 2003.
- [16] – Rashid, Muhammad H., “Power electronics handbook, Third edition”, Elsevier 2011.
- [17] – Suh, Yongsug; Lipo, Thomas A., “A control scheme in hybrid synchronous-stationary frame for PWM AC/DC converter under generalized unbalanced operating conditions”, ERC Program of the National Science Foundation, Research report *IEEE*, 2004.
- [18] – White, Terence H., “A Three-phase hybrid DC-AC inverter system utilizing hysteresis control”, Dissertação de mestrado, 2014.
- [19] – Wijeratne, Dunisha, “Three-phase reduced switch topologies for AC-DC front-end” Dissertação de doutoramento, 2013.

## **Anexos**

Neste capítulo serão apresentados e descritos três anexos.

No primeiro anexo são descritos e justificados todos os desenvolvimentos matemáticos para a transformação de coordenadas entre os sistemas 123, alfa beta gama e dq0.

No segundo anexo são apresentadas uma análise de potências em sistemas monofásicos e trifásicos. É descrito um processo de calcular a fase da rede.

No terceiro anexo são apresentados os circuitos elétricos e eletrônicos bem como os *layouts* das placas de circuito impresso. O *software* usado foi o *Eagle*.

## Anexo 1 – Transformação de coordenadas

### Referencial de coordenadas estáticas

O fluxo  $F_s$  numa bobina é obtido pelo número de espiras  $N_s$  e a corrente que por ela passa  $i$ , (A.1).

Na Figura anexos 1 representa-se a disposição de  $120^\circ$  dos três enrolamentos. Entre cada enrolamento existe uma indução mútua  $M$ .

$$F_s = N_s i \quad (\text{A.1})$$

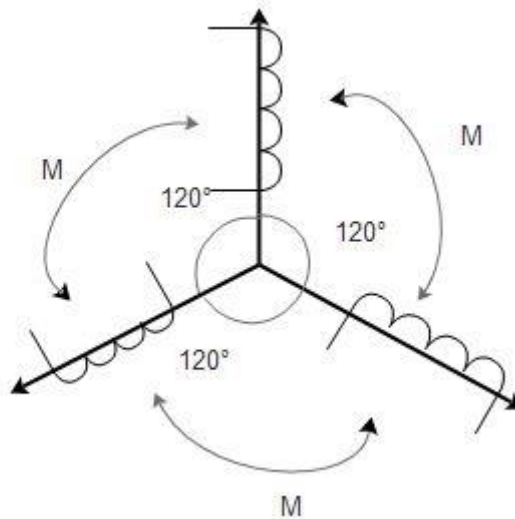


Figura anexos 1 – Referencial em coordenadas 123.

Observando a Figura anexos 1, considerando as três bobinas desfasadas de  $120^\circ$ , o fluxo total nas três bobinas ao longo do tempo é dado por (A.2). As correntes em cada bobina ou enrolamento são respetivamente  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ .

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

Para o referencial estacionário  $\alpha\beta$ , as grandezas apresentam um desfaseamento de  $90^\circ$ , conforme apresentado na Figura anexos 2.

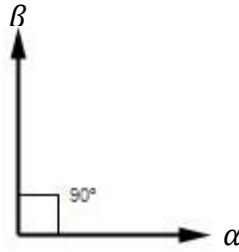


Figura anexos 2 – Desfasamento entre  $\alpha$  e  $\beta$ .

Utilizando a mesma analogia descrita para (A.2), mas para o caso de duas bobinas desfasadas de  $90^\circ$ , podemos concluir (A.3).

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

Passemos de  $123$ , referencial trifásico, para  $\alpha\beta$ , referencial bifásico equivalente e estacionário. Uma vez que  $\alpha$  e  $\beta$  estão desfasados de  $90^\circ$ , podemos substituir  $\alpha$  por  $0^\circ$  e  $\beta$  por  $90^\circ$ . Já para o caso de  $123$ , podemos substituir  $wt$  por  $0^\circ$ , considerando que o referencial está numa posição estática. Considerando que os ângulos podem ser referenciados a um cosseno, como visto, ou a um seno e igualando (A.2) a (A.3) obtemos (A.4).

$$\begin{cases} \frac{N_{equ}}{2} i_\alpha = \frac{N_s}{2} [i_a \cos(0) + i_b \cos(2\pi/3) + i_c \cos(4\pi/3)] \\ \frac{N_{equ}}{2} i_\beta = \frac{N_s}{2} [i_a \sin(0) + i_b \sin(2\pi/3) + i_c \sin(4\pi/3)] \end{cases} \quad (A.4)$$

Resolvendo (A.4) respetivamente em ordem a  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  obtemos (A.5).

$$\begin{cases} i_\alpha = \frac{N_s}{N_{equ}} [i_a + i_b \cos(2\pi/3) + i_c \cos(4\pi/3)] \\ i_\beta = \frac{N_s}{N_{equ}} [i_b \sin(2\pi/3) + i_c \sin(4\pi/3)] \end{cases} \quad (A.5)$$

Assumindo (A.6) e passando os valores que obtemos para a forma matricial ficamos com (A.7).

$$k = \frac{N_s}{N_{equ}} \quad (A.6)$$

Relacionando as correntes no novo referencial  $\alpha\beta$  ( $i_\alpha$ ,  $i_\beta$  e  $i_\gamma$ ) com as correntes no referencial inicial  $123$  ( $i_1$ ,  $i_2$  e  $i_3$ ) obtém-se (A.7)

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_H & k_H & k_H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (A.7)$$

Em (A.7) é considerada a matriz de Concordia  $[C]^{-1}$ . Onde  $k_H$  é o ganho associado à componente homopolar. Podemos com isto concluir (A.8).

$$[C]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K_H & K_H & K_H \end{bmatrix} \quad (A.8)$$

Para que a potência seja igual nos dois sistemas,  $\alpha\beta\gamma$  e  $123$ , iremos considerar necessária a relação (A.9).

$$[C]^{-1} = [C]^T \quad (A.9)$$

Admitindo esta relação podemos obter (A.10), o que nos leva a concluir que a forma da expressão da potência é conservada.

$$P = [u_{ABC}]^T [i_{ABC}] = ([C][u_{\alpha\beta\gamma}])^T ([C][i_{\alpha\beta\gamma}]) = [u_{\alpha\beta\gamma}]^T [C]^T [C] [i_{\alpha\beta\gamma}] = [u_{\alpha\beta\gamma}]^T [i_{\alpha\beta\gamma}] \quad (A.10)$$

Se usarmos a equivalência já apresentada para a matriz de Concordia ficamos com (A.11).

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

Usando a lógica implícita em (A.11) podemos concluir (A.12).

$$k \begin{bmatrix} 1 & 0 & K_H \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & K_H \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & K_H \end{bmatrix} k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K_H & K_H & K_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

Por manipulação matemática de (A.12) obtemos (A.13).

$$\begin{cases} k = \sqrt{\frac{2}{3}} \\ K_H = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (\text{A.13})$$

Podemos então definir a matriz de Concordia, (A.14), e a sua transposta, (A.15).

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

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

Com a matriz de Concordia definida passa a ser possível alternar entre o referencial trifásico  $123$  e o referencial estático  $\alpha\beta$ .

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

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$

Fica assim definida a matriz de Concordia e a sua inversa.

## Referencial de coordenadas móveis

Para o cálculo da matriz de rotação, que nos permite passar do referencial bifásico estático equivalente,  $\alpha\beta$ , para o referencial bifásico equivalente rotórico consideramos um ângulo de defasamento entre os referenciais  $\theta$ , Figura anexos 3.

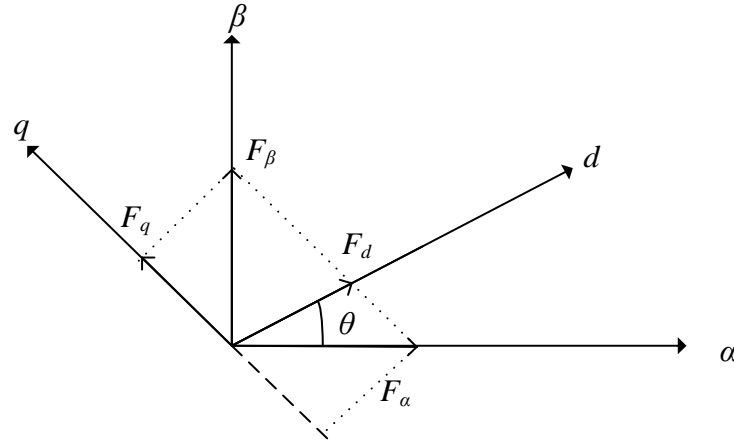


Figura anexos 3 – Referencial rotórico e estacionário do equivalente monofásico do sistema trifásico.

Da Figura anexos 3 podemos concluir (A.18).

$$\begin{cases} F_d = F_{d\alpha} + F_{d\beta} \\ F_q = F_{q\alpha} + F_{q\beta} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} F_d = F_\alpha \cos \theta + F_\beta \sin \theta \\ F_q = -F_\alpha \sin \theta + F_\beta \cos \theta \end{cases} \quad (\text{A.18})$$

Passando (A.18) para a forma matricial e adicionando uma componente homopolar obtemos (A.19).

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.19})$$

Aplicando a mesma lógica do ponto anterior, podemos definir a matriz de transformação, (A.20).

$$R(\theta)^T = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Leftrightarrow R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.20})$$

Para que nos seja possível passar diretamente do referencial  $123$  para  $dq$  podemos definir a matriz a matriz de rotação (A.21).

$$[D]^T = [R]^T [C]^T \quad (\text{A.21})$$

Que advém de (A.22).

$$\begin{aligned} [X_{dq0}] &= [D]^T [X_{ABC}] \Leftrightarrow [X_{\alpha\beta0}] = [C]^T [X_{ABC}] \Leftrightarrow [X_{dq0}] = [R]^T [X_{\alpha\beta0}] \\ &= [R]^T [C]^T [X_{ABC}] \end{aligned} \quad (\text{A.22})$$

Podemos então fazer o cálculo para a obtenção da matriz de rotação (A.23).

$$[D]^T = [R]^T [C]^T = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.23})$$

Por manipulação matemática é possível obter a matriz de rotação transposta, (A.24).

$$[D]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\alpha) & -\sin\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.24})$$

Ficam assim definidas as matrizes de transformação de coordenadas utilizadas durante a presente dissertação.

## Anexo 2 – Análise da potência

### Análise de potência – Sistema monofásico

Sabendo que um sistema monofásico é dado por (A.25) em que  $u$  representa a tensão e  $i$  a corrente. O valor eficaz da tensão e corrente são respetivamente  $U$  e  $I$ .

$$\begin{cases} u = \sqrt{2}U \text{sen}(\omega t + \alpha_u) \\ i = \sqrt{2}I \text{sen}(\omega t + \alpha_i) \end{cases} \quad (\text{A.25})$$

A potência instantânea é obtida por (A.26).

$$p = ui \quad (\text{A.26})$$

Substituindo (A.25) em (A.26) obtemos (A.27), de onde por manipulações matemáticas se obtém (A.28) e (A.29).

$$p = \sqrt{2}U \text{sen}(\omega t + \alpha_u) \sqrt{2}I \text{sen}(\omega t + \alpha_i) \quad (\text{A.27})$$

$$p = 2UI \left[ \frac{1}{2} (\cos(\omega t + \alpha_u - \omega t - \alpha_i) - \cos(\omega t + \alpha_u + \omega t + \alpha_i)) \right] \quad (\text{A.28})$$

$$p = UI [\cos(\alpha_u - \alpha_i) - \cos(2\omega t + \alpha_u + \alpha_i)] \quad (\text{A.29})$$

Fazendo as considerações em (A.30) podemos definir (A.31).

$$\begin{cases} \varphi = \alpha_u - \alpha_i & \text{desfasamento entre tensão e corrente;} \\ \alpha_u = 0 & \rightarrow \text{tensão em fase com a rede;} \\ \alpha_i = -\varphi & \text{por aplicação matemática.} \end{cases} \quad (\text{A.30})$$

$$P = UI [\cos(\varphi) - \cos(2\omega t - \varphi)] \quad (\text{A.31})$$

Expandindo (A.31) obtemos (A.32), (A.33) e (A.34).

$$P = UI \cos(\varphi) - UI \cos(2\omega t - \varphi) \quad (\text{A.32})$$

$$P = UI \cos(\varphi) - UI (\cos(2\omega t) \cos(\varphi) - \text{sen}(2\omega t) \text{sen}(\varphi)) \quad (\text{A.33})$$

$$P = UI \cos(\varphi) (1 - \cos(2\omega t)) - UI \text{sen}(\varphi) \text{sen}(2\omega t) \quad (\text{A.34})$$

Podemos assim separar a potência reativa da ativa (A.35).

$$\begin{aligned} P &= UI \cos(\varphi) \\ Q &= UI \text{sen}(\varphi) \end{aligned} \quad (\text{A.35})$$

É então possível que se faça o cálculo da potência aparente do sistema, (A.36).

$$S = P(1 - \cos(2\omega t)) - Q \text{sen}(2\omega t) \quad (\text{A.36})$$

## Análise de potência – Sistema trifásico

Aplicando a mesma metodologia do sistema monofásico, mas para um sistema trifásico, e considerando a tensões (A.37) e correntes (A.38), a potência instantânea é calculada por (A.39). O valor eficaz da tensão e correntes são respetivamente  $U$  e  $I$ . Considera-se o sistema trifásico equilibrado e sem distorção nas tensões e correntes, ou seja, apenas as primeiras harmónicas da tensão e correntes. Para um sistema trifásico a potência instantânea entregue irá ser a soma do produto da tensão e corrente associada a cada fase.

$$\begin{cases} u_1 = \sqrt{2}U \operatorname{sen}(\omega t) \\ u_2 = \sqrt{2}U \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_3 = \sqrt{2}U \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{A.37})$$

$$\begin{cases} i_1 = \sqrt{2}I \operatorname{sen}(\omega t - \varphi) \\ i_2 = \sqrt{2}I \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \\ i_3 = \sqrt{2}I \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi\right) \end{cases} \quad (\text{A.38})$$

$$S = u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3 \quad (\text{A.39})$$

Manipulando matematicamente (A.39) obtém-se (A.40), (A.41) e (A.42).

$$\begin{aligned} S &= \sqrt{2}U \operatorname{sen}(\omega t) \sqrt{2}U \operatorname{sen}(\omega t - \varphi) \\ &+ \sqrt{2}U \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \sqrt{2}U \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \\ &+ \sqrt{2}U \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \sqrt{2}U \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi\right) \end{aligned} \quad (\text{A.40})$$

$$\begin{aligned}
S &= UI[\cos(\omega t - \omega t + \varphi) - \cos(\omega t + \omega t - \varphi)] & (A.41) \\
&+ UI \left[ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \right. \\
&\quad \left. - \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \right] \\
&+ UI \left[ \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \omega t + \frac{4\pi}{3} + \varphi\right) \right. \\
&\quad \left. - \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi\right) \right]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S &= UI[\cos(\varphi) - \cos(2\omega t - \varphi)] + UI \left[ \cos(\varphi) - \cos\left(2\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \right] & (A.42) \\
&+ UI \left[ \cos(\varphi) - \cos\left(2\omega t - \varphi - \frac{8\pi}{3}\right) \right]
\end{aligned}$$

Recorrendo a simplificações obtêm-se duas parcelas, relacionadas respetivamente com a potência ativa e reativa (A.43).

$$\begin{cases} P = 3UI \sin(\varphi) \\ Q = 3UI \cos(\varphi) \end{cases} \quad (A.43)$$

O que nos leva a poder concluir o cálculo da potência aparente (A.44).

$$S = 3UI \cos(\varphi) \quad (A.44)$$

Relacionando a tensão composta  $U_c$  com a tensão simples  $U_s$ , sabendo que a mesma é dada por (A.45).

$$U_c = \sqrt{3}U_s \Leftrightarrow U_s = \frac{U_c}{\sqrt{3}} \quad (A.45)$$

Aplicando (A.45) em (A.43) ficamos com (A.46).

$$\begin{cases} P = 3 \left( \frac{U_c}{\sqrt{3}} \right) I \cos(\varphi) \\ Q = 3 \left( \frac{U_c}{\sqrt{3}} \right) I \sin(\varphi) \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} P = \sqrt{3} U_c I \cos(\varphi) \\ Q = \sqrt{3} U_c I \sin(\varphi) \end{cases} \quad (\text{A.46})$$

Foi feita a análise de potência, tanto para um sistema monofásico como para um trifásico. Para o cálculo de potências em  $dq$  do sistema é necessário calcular o vetor de tensão e corrente do sistema de coordenadas móveis, (A.47).

$$\begin{cases} \bar{u} = u_d + ju_q \\ \bar{i} = i_d + j i_q \end{cases} \quad (\text{A.47})$$

Assim sendo, é possível o cálculo da potência complexa, (A.48).

$$\bar{S} = \bar{u} \bar{i}^* = (u_d + ju_q)(i_d - ji_q) = u_d i_d - u_d j i_q + ju_q i_d + u_q i_q \quad (\text{A.48})$$

Separando a parte real da imaginária, obtemos a potência ativa e reativa do sistema. Com isto, é possível controlar o trânsito de potência ativa ou a injeção de potência reativa na rede.

$$\begin{cases} P = u_d i_d \\ Q = -u_d i_q \end{cases} \rightarrow \bar{S} = u_d i_d - ju_d i_q \quad (\text{A.49})$$

Com isto, passa a ser possível posicionar-se a componente direta do sistema de coordenadas móveis sobre o vetor de tensão composta do sistema de coordenadas fixas, Figura 2.10. Com isto fica eliminada a componente reativa, vetor  $q$ .

Pode-se concluir assim que para se controlar a potência ativa ter-se-á de se atuar sobre a corrente  $i_d$ , da mesma forma, para se controlar a potência reativa no conversor ter-se-á de se atuar sobre a componente  $i_q$ .

Para se obter um fator de potência praticamente unitário, tem de se eliminar a componente reativa do conversor. Para tal, como visto anteriormente, o vetor  $q$  é eliminado, originando uma potência ativa igual à potência aparente, (A.50).

$$FP = \frac{P}{S} \rightarrow P = S \text{ quando } i_q = 0 \rightarrow FP = \frac{S}{S} = 1 \quad (\text{A.50})$$

Ficamos assim com a potência calculada para o sistema de coordenadas  $dq$ .

### **Anexo 3 – Ficheiros para construção do protótipo (PCB)**

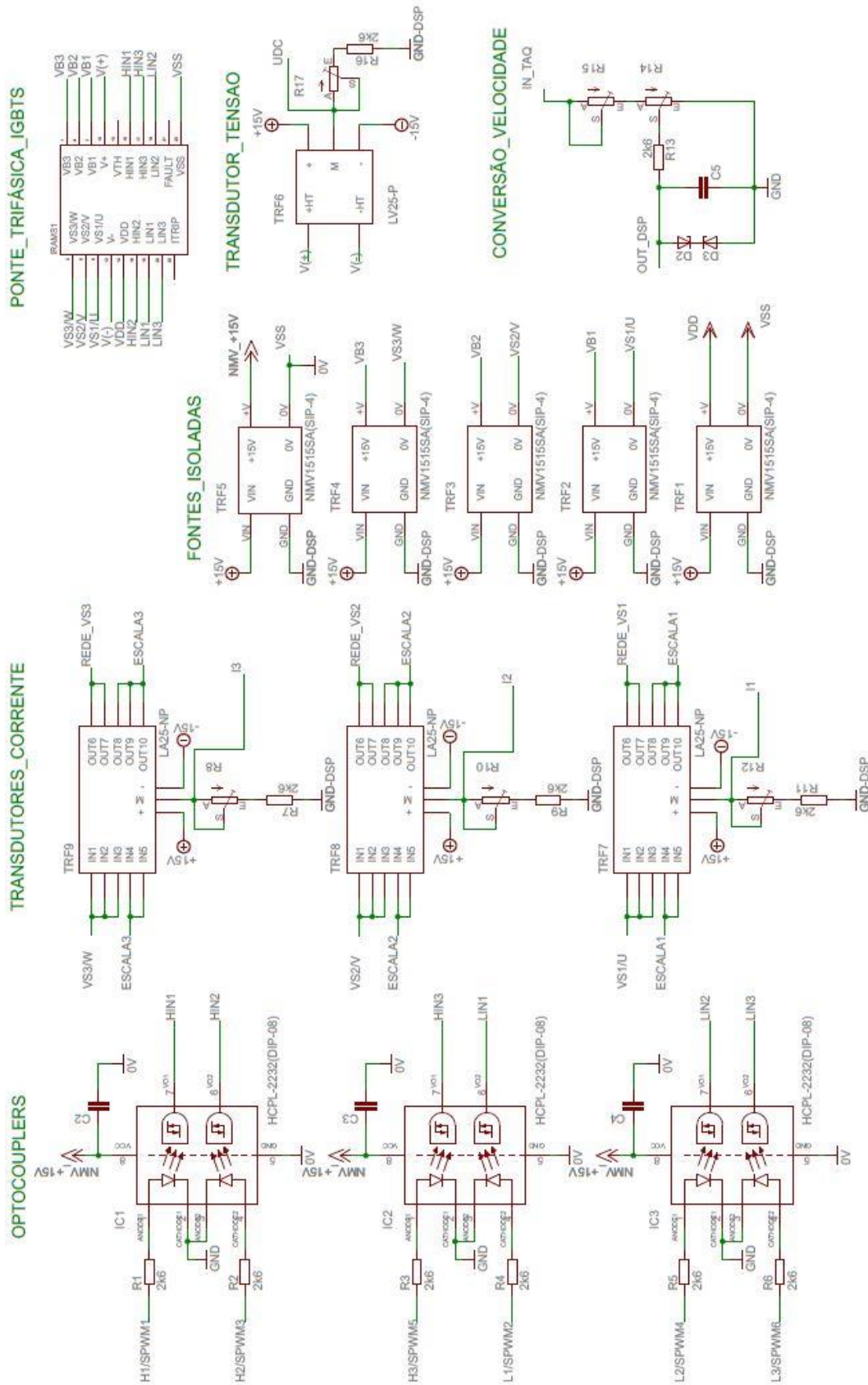
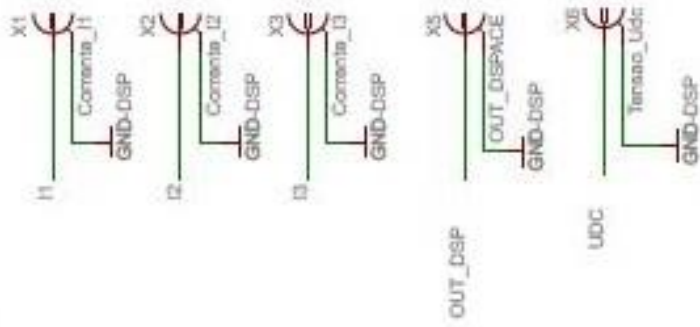


Figura anexos 4 – Esquemas dos circuitos elétricos: isolamento galvânico (optocopladores), transdutores de corrente e tensão, fontes comutadas e módulo integrado de potência.

SAIDAS



ENTRADAS

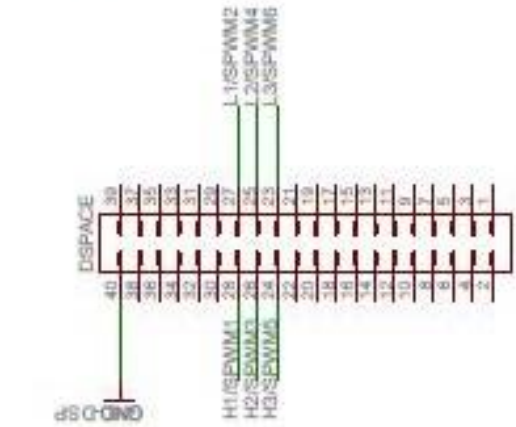
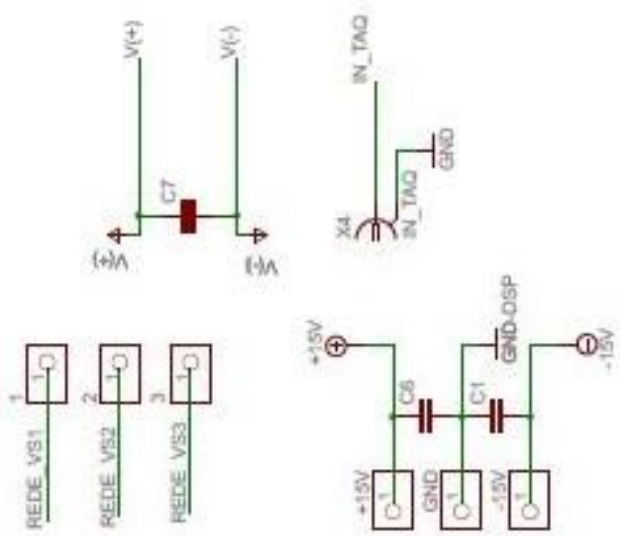


Figura anexos 5 – Listagem e identificação das entradas e saídas da placa de circuito impresso.

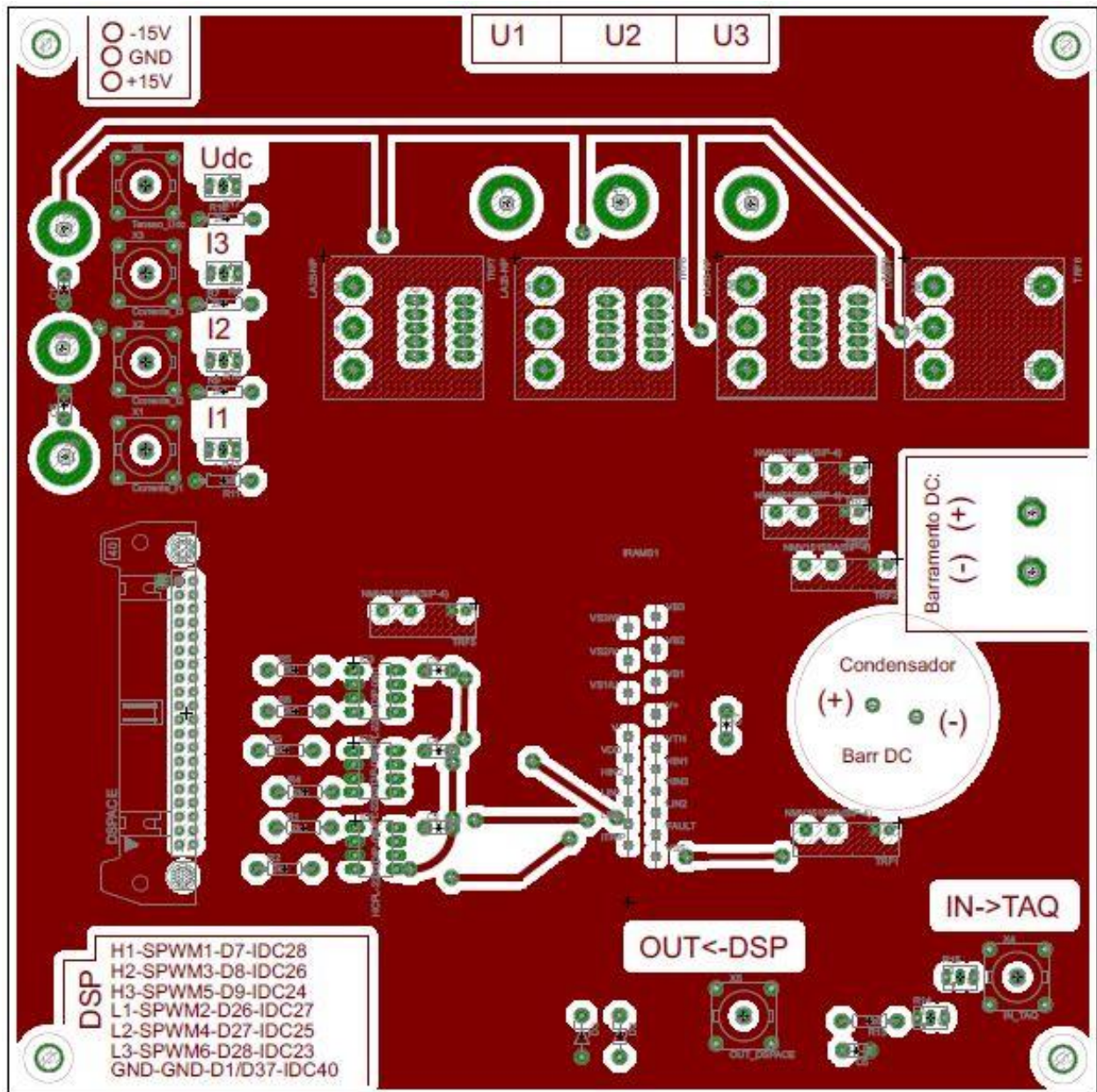


Figura anexos 6 – Layout com a parte superior (top) da placa de circuito impresso do protótipo laboratorial.

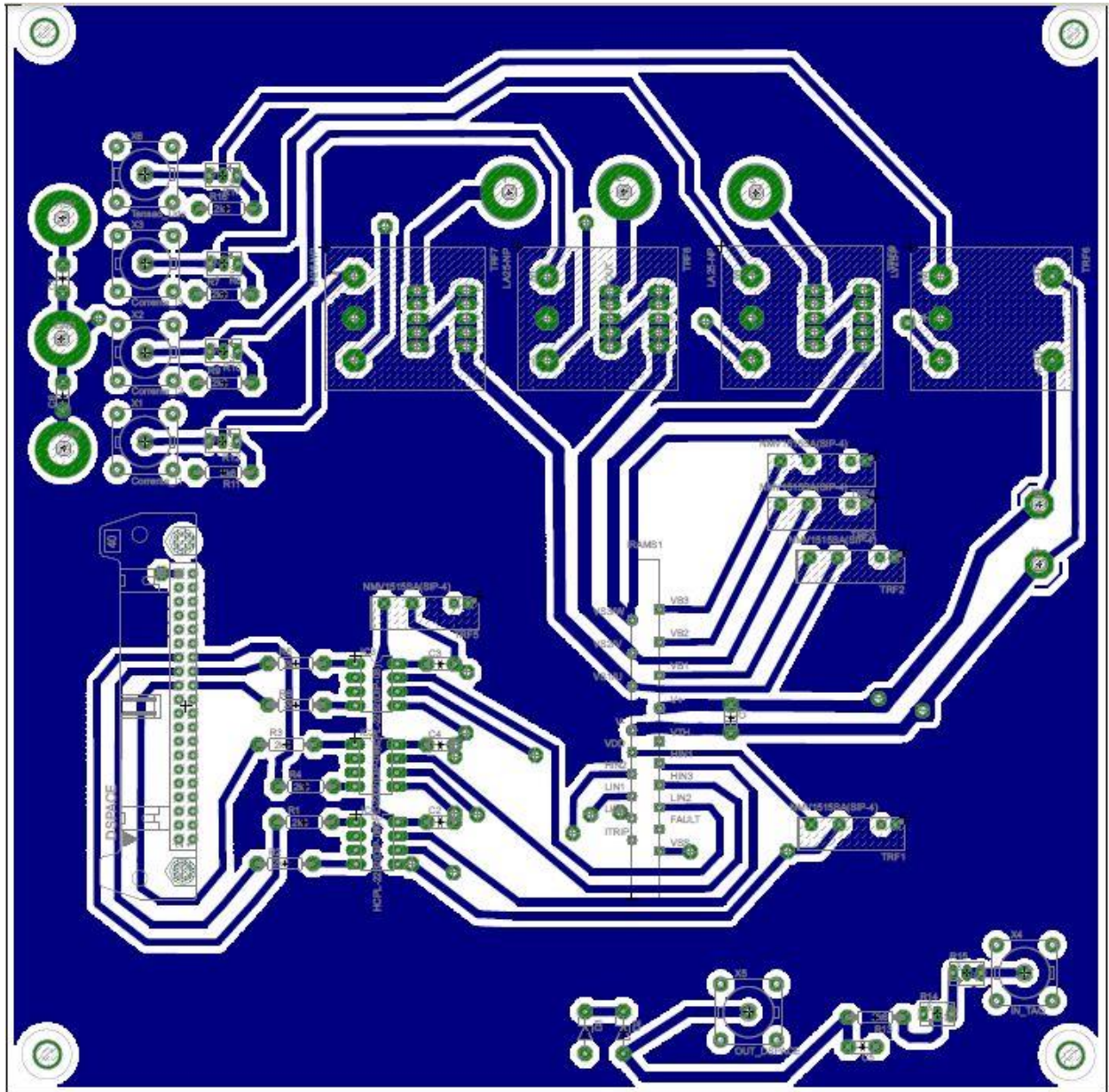


Figura anexos 7 – Layout com a parte inferior (*bottom*) da placa de circuito impresso do protótipo laboratorial.

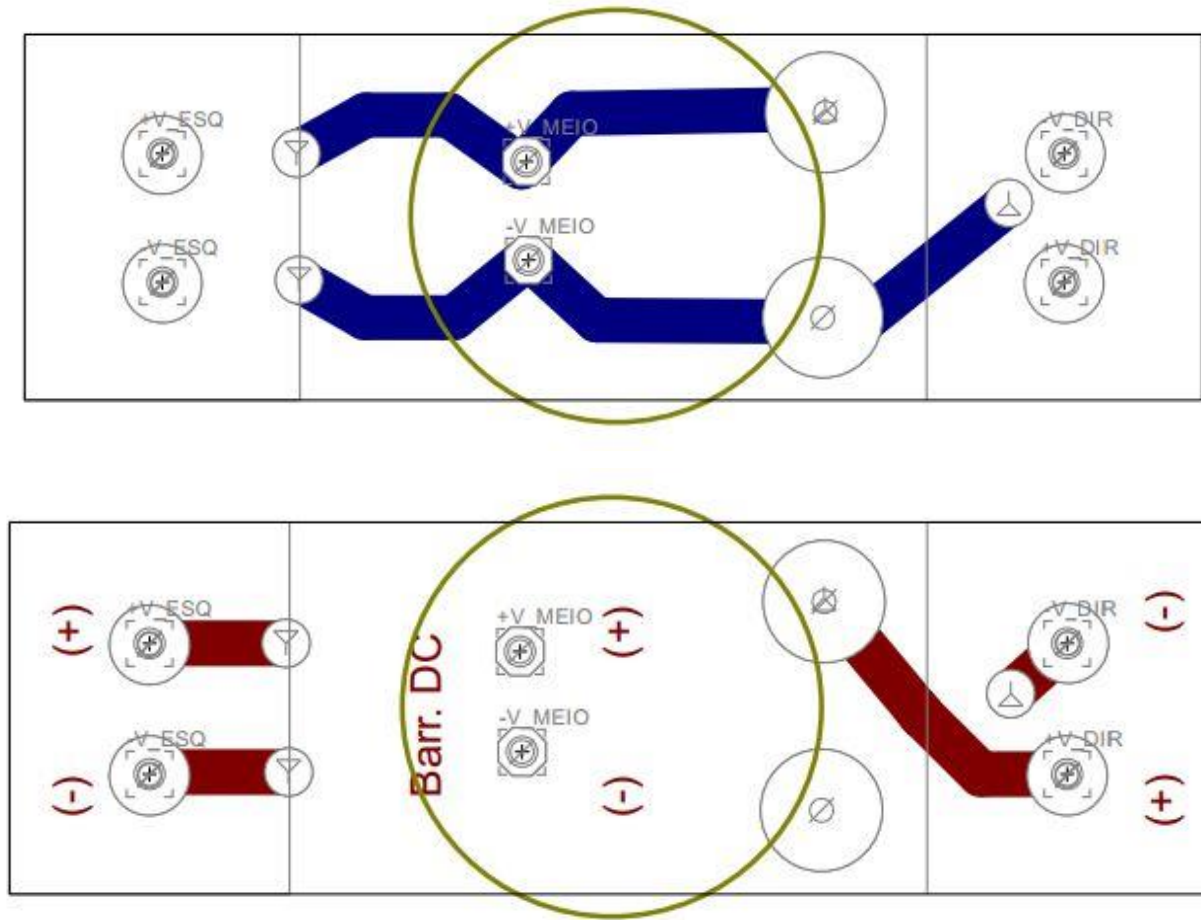


Figura anexos 8 – Layout com a parte superior (*top*) e inferior (*bottom*) da placa de circuito impresso para o condensador do barramento DC com interligação entre placas.

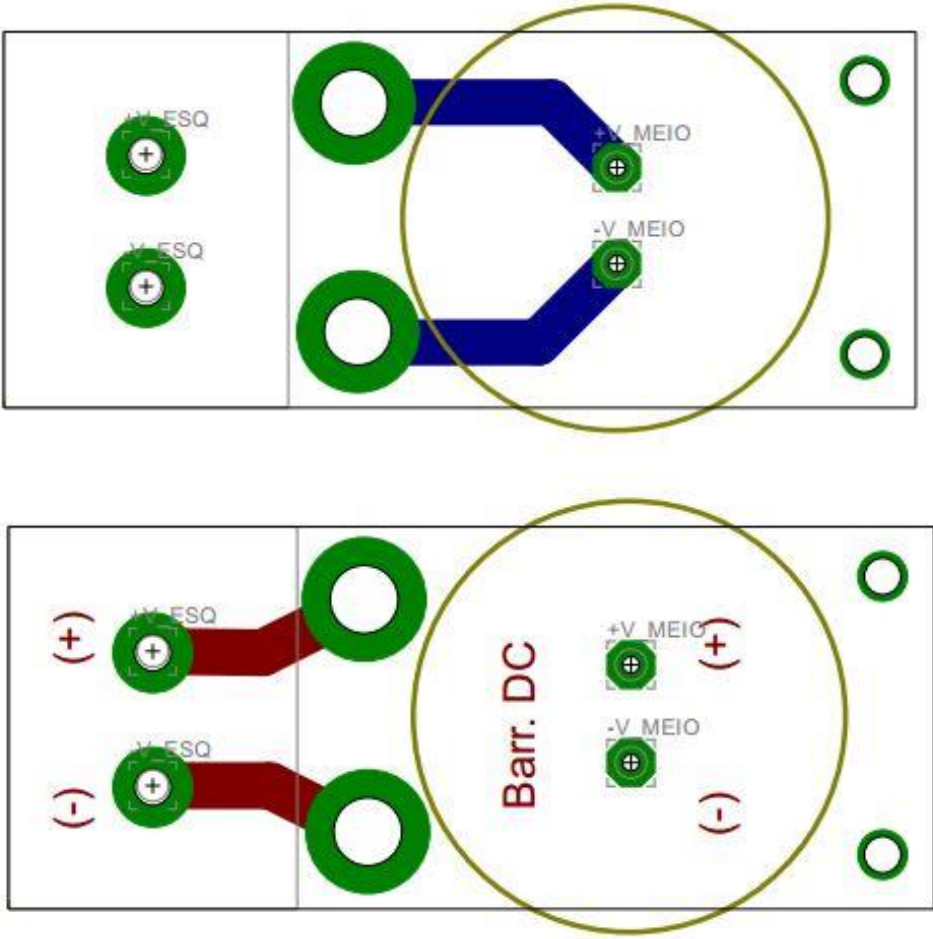


Figura anexos 9 – Layout com a parte superior (top) e inferior (bottom) da placa de circuito impresso para o condensador do barramento DC sem interligação entre placas.