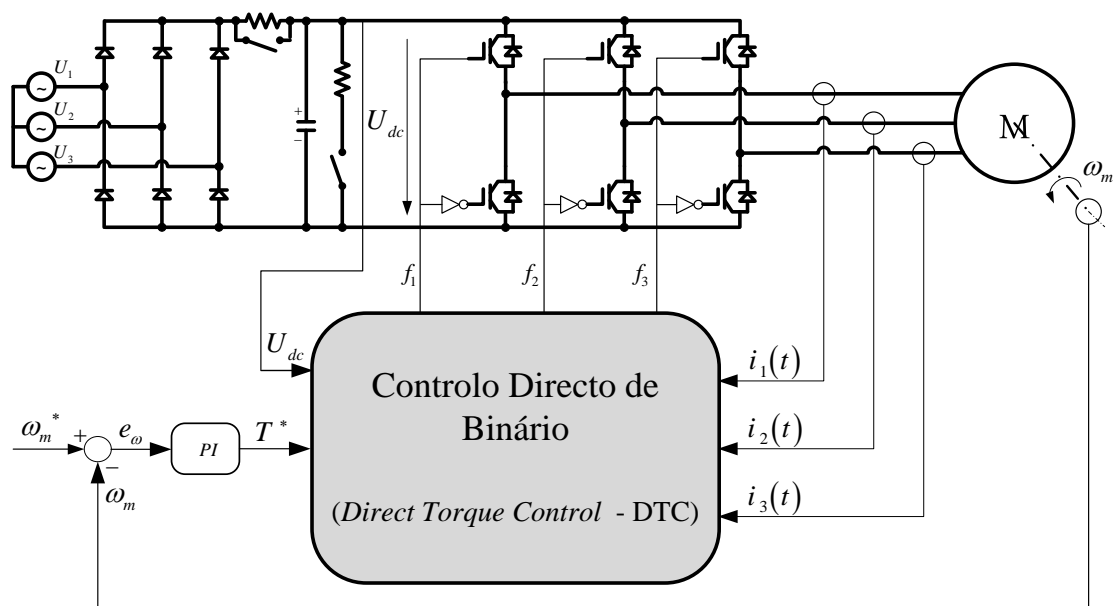




INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA

Área Departamental de Engenharia de Sistemas de Potência e Automação



Controlo Directo de Binário de uma Máquina Assíncrona Trifásica

Samuel Vitorino Coelho
(Licenciado)

Dissertação para obtenção do grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica – Ramo de Automação e Electrónica Industrial

Orientadores:

Professor Elmano da Fonseca Margato
Professor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa

Júri:

Presidente: Professor Constantino Vital Sopa Soares

Vogais:

Professor Elmano da Fonseca Margato (Orientador - ISEL)
Professor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa (Orientador - ISEL)
Professor Duarte de Mesquita e Sousa (Arguente - IST)

Setembro de 2013



INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA
Área Departamental de Engenharia de Sistemas de Potência e Automação

Controlo Directo de Binário de uma Máquina Assíncrona Trifásica

Samuel Vitorino Coelho
(Licenciado)

Dissertação para obtenção do grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica – Ramo de Automação e Electrónica Industrial

Orientadores:

Professor Elmano da Fonseca Margato
Professor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa

Júri:

Presidente: Professor Constantino Vital Sopa Soares

Vogais:

Professor Elmano da Fonseca Margato (Orientador - ISEL)
Professor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa (Orientador - ISEL)
Professor Duarte de Mesquita e Sousa (Arguente - IST)

Setembro de 2013

Resumo

Esta dissertação de Mestrado foi realizada com o objectivo de se efectuar o estudo teórico e a sua comprovação, por simulação e ensaios experimentais, do *Controlo Directo de Binário – DTC* para uma máquina assíncrona trifásica, que é uma das muitas técnicas utilizadas no *Controlo Vectorial*.

Numa primeira fase foi efectuado o estudo teórico e modelização da máquina assíncrona trifásica, do conversor estático de potência (funcionamento como ondulator de tensão trifásico) e da técnica do *Controlo Directo de Binário – DTC*. No *Controlo Directo de Binário* podem ser utilizadas várias técnicas de comutação, que irão corresponder a um diferente desempenho dinâmico sobre o binário e sobre o fluxo estatórico. Nesta dissertação foi efectuado o estudo de duas das várias técnicas de comutação que a técnica do *Controlo Directo de Binário* contempla, nomeadamente, as duas técnicas que utilizam o funcionamento nos quatro quadrantes. A diferença entre as duas técnicas estudadas reside na utilização e na não utilização de vectores de tensão nulos.

No estudo teórico foram efectuadas transformações de referenciais com o objectivo de realizar a implementação na simulação numérica dos vários blocos que constituem o modelo global. Com a implementação do modelo global na simulação numérica, foram realizadas diversas simulações numéricas, quer em regime estacionário quer em regime dinâmico, inicialmente em malha aberta e posteriormente em malha fechada. Em malha fechada, com a utilização de um anel exterior, foi realizado o controlo de velocidade com o projecto e dimensionamento do compensador PI (proporcional e integral).

A implementação laboratorial do protótipo foi constituída pelo rectificador de tensão trifásico, que funciona com as tensões nominais da rede (400Vac) e pelo ondulator de tensão trifásico, onde foi utilizado um módulo compacto de IGBTs, constituído pelos seis semicondutores de potência e pelos respectivos circuitos de guiamento de ajuda à comutação e protecção. Como carga foi utilizada a máquina assíncrona trifásica.

O *Controlo Directo de Binário – DTC* e o anel exterior para controlo da velocidade foram implementados num controlador digital do fabricante *dSPACE*. Com esta implementação foram realizados diversos ensaios laboratoriais, nas mesmas condições aos realizados na simulação numérica e assim, permitindo efectuar a comparação e análise dos respectivos resultados.

Palavras-chave: controlo vectorial, ondulator de tensão trifásico, rectificador de tensão trifásico, máquina assíncrona trifásica, controlo directo de binário, DTC, controlo de velocidade, compensador PI.

Abstract

This Master's thesis was undertaken with the aim to make the theoretical study and its verification by simulation and experimental tests, the *Direct Torque Control - DTC* for a three-phase asynchronous machine, which is one of many techniques used in *Vector Control*.

In the first phase was carried out theoretical study and modeling of three-phase asynchronous machine, the static power converter (inverter operation as three-phase voltage) and the technique of *Direct Torque Control - DTC*. In the *Direct Torque Control* can be used several switching techniques that will correspond to a different dynamic performance of the torque and the stator flux. This dissertation was carried out to study two different switching techniques of the technique of direct control of the torque comprises, in particular, both techniques that use four-quadrant operation. The difference between both techniques is the use and non-use of zero voltage vectors.

In the theoretical study were made transformations of references in order to carry out the implementation in the numerical simulation of the various blocks that constitute the global model. With the implementation of the global model in numerical simulation, several numerical simulations were carried out either in steady regime or in dynamic regime, initially in open loop and in closed loop later. In closed loop with the use of an outer ring, was performed with speed control compensator with a design and dimensioning compensator PI (proportional and integral).

The implementation laboratory prototype was made by rectifier three-phase voltage, which works with nominal voltages of the network (400Vac) and the inverter voltage phase, where we used a compact module IGBTs, consists of the six power semiconductors and the respective circuits guiding help to switching and protection. Was used as loading three-phase asynchronous machine.

The *Direct Torque Control - DTC* and the outer ring for speed control have been implemented in a digital controller manufacturer *dSPACE*. With this implementation have been several laboratory tests, performed under the same conditions for the numerical simulation and thus permitting the comparison and analysis of their results.

Keywords: vector control, voltage inverter three phase, rectifier three-phase voltage, three-phase asynchronous machine, direct torque control, DTC, speed control, PI compensator.

Agradecimentos

A realização e conclusão desta dissertação de mestrado são o culminar de um objectivo pessoal, traçado quando iniciei os estudos no ensino superior, onde sempre pretendi enriquecer o meu conhecimento nesta área, para complemento da minha actividade profissional. Contudo, a sua realização só foi possível com a ajuda e empenho de algumas pessoas, cuja ajuda quero agradecer profundamente.

Agradeço de uma forma especial ao Professor Elmano Margato e Professor Paulo Gambôa, por terem sido os meus orientadores científicos, a vossa dedicação, disponibilidade e rigor na orientação da dissertação.

Ao amigo Eng.º Rui Martins, pela amizade, sugestões, ajuda e partilha de conhecimentos e informação, sendo essencial para a execução desta dissertação.

À Área Departamental de Engenharia e Sistemas de Potência e Automação (ADESPA) do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (ISEL).

À Secção de Electrónica Industrial da Área Departamental de Engenharia e Sistemas de Potência e Automação (ADESPA) pela utilização do laboratório e recursos materiais necessários para a realização desta dissertação.

A todas aquelas pessoas, amigos e colegas, que não foram aqui mencionados, cujo contributo foi útil para o desenvolvimento e conclusão desta dissertação, expresso aqui a minha gratidão.

Por fim e para terminar, à minha família, em especial aos meus pais, cujo apoio e acompanhamento a nível pessoal ao longo da realização do Mestrado e em particular desta dissertação possibilitaram a sua conclusão, ficando aqui um grato e profundo agradecimento.

Lista de Abreviaturas e Terminologia

AC	Corrente alternada (<i>Alternating Current</i>)
AVAC	Aquecimento, ventilação e ar condicionado
DC	Corrente contínua (<i>Direct Current</i>)
DSC	Auto-Controlo Directo (<i>direct self controlo</i>)
DTC	Controlo Directo de Binário (<i>Direct Torque Control</i>)
F_{mm}	Força magnetomotriz
GTO	<i>Gate Turn-Off thyristor</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
IGBT	Transístores bipolares de porta isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistors</i>)
PI	Controlador que usa o método de controlo proporcional integral
PWM	Modulação de largura de impulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
THD	Distorção harmónica total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)

Lista de símbolos mais frequentes

C	Matriz de transformação de Concordia
D	Matriz da transformação de Rotação
f_x	Função do braço x do ondulador de tensão trifásico, com $x \in \{1,2,3\}$
i	Matriz das correntes no sistema de coordenadas 123
I_{dqo}	Matriz das correntes no sistema de coordenadas dqo
i_s	Matriz das correntes estatóricas no sistema de coordenadas 123
i_r	Matriz das correntes rotóricas no sistema de coordenadas 123
i_{sx}	Valor instantâneo das correntes estatóricas da máquina assíncrona trifásica, representado no sistema de coordenadas 123 , com $x \in \{1,2,3\}$, no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$, com $x \in \{\alpha,\beta,\gamma\}$ e no sistema de coordenadas dqo , com $x \in \{d,q,o\}$.
i_{sx}^*	Valor de referência das correntes estatóricas da máquina assíncrona trifásica, representado no sistema de coordenadas 123 , com $x \in \{1,2,3\}$
i_{rx}	Valor instantâneo das correntes rotóricas da máquina assíncrona trifásica, representadas no sistema de coordenadas 123 , com $x \in \{1,2,3\}$, no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$, com $x \in \{\alpha,\beta,\gamma\}$ e no sistema de coordenadas dqo , com $x \in \{d,q,o\}$.
$i_{\alpha\beta\gamma}$	Matriz das correntes no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$i_{s\alpha\beta\gamma}$	Matriz das correntes estatóricas no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$i_{r\alpha\beta\gamma}$	Matriz das correntes rotóricas no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
i_{sX}	Valor instantâneo das correntes estatóricas da máquina assíncrona trifásica, representado no sistema de coordenadas dqo , no referencial de fluxo rotórico, com $X \in \{D,Q\}$
i_{sX}^*	Valor de referência das correntes estatóricas da máquina assíncrona trifásica, representado no sistema de coordenadas dqo , no referencial de fluxo rotórico, com $X \in \{D,Q\}$
$i_{sX}(t_s)$	Valor em t_s das correntes estatóricas da máquina assíncrona trifásica, representado no sistema de coordenadas dqo , no referencial de fluxo rotórico, com $X \in \{D,Q\}$

$i_{sX}(t_{s+1})$	Valor em t_{s+1} das correntes estatóricas da máquina assíncrona trifásica, representado no sistema de coordenadas dqo, no referencial de fluxo rotórico, com $X \in \{D, Q\}$
l_s	Coefficientes de auto-indução associados ao estator da máquina assíncrona trifásica
l_r	Coefficientes de auto-indução associados ao rotor da máquina assíncrona trifásica
L	Matriz dos coeficientes de indutâncias da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123
L_s	Indutâncias próprias do estator da máquina assíncrona trifásica
L_r	Indutâncias próprias do rotor da máquina assíncrona trifásica
L_{ss}	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do estator da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123
L_{sr}	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do estator com os do rotor da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123
L_{rs}	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do rotor com os do estator da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123
L_{rr}	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do rotor da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123
$L_{\alpha\beta\gamma}$	Matriz dos coeficientes de indutâncias da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$L_{ss\alpha\beta\gamma}$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do estator da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$L_{sr\alpha\beta\gamma}$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do estator com os do rotor da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$L_{rs\alpha\beta\gamma}$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do rotor com os do estator da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$L_{rr\alpha\beta\gamma}$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do rotor da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$

L_{dqo}	Matriz dos coeficientes de indutâncias da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas dqo
$L_{ss_{dqo}}$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do estator da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas dqo
$L_{sr_{dqo}}$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do estator com os do rotor da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas dqo
$L_{rs_{dqo}}$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do rotor com os do estator da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas dqo
$L_{rr_{dqo}}$	Matriz dos coeficientes de indutâncias entre os enrolamentos do rotor da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas dqo
M	Indutâncias mútuas do estator da máquina assíncrona trifásica
M_s	Indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator da máquina assíncrona trifásica
M_r	Indutâncias mútuas entre os enrolamentos do rotor da máquina assíncrona trifásica
M_{sr}	Indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e do rotor da máquina assíncrona trifásica
n	Número do vector aplicado ao ondulator trifásico
Q_x	Semicondutor x do ondulator trifásico, com $x \in \{1,2,3,4,5,6\}$
R	Matriz das resistências da máquina trifásica no sistema de coordenadas 123
R_s	Matriz das resistências do estator da máquina trifásica no sistema de coordenadas 123
R_r	Matriz das resistências do rotor da máquina trifásica no sistema de coordenadas 123
$R_{\alpha\beta\gamma}$	Matriz das resistências da máquina trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$R_{s_{\alpha\beta\gamma}}$	Matriz das resistências do estator da máquina trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$R_{r_{\alpha\beta\gamma}}$	Matriz das resistências do rotor da máquina trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
R_{dqo}	Matriz das resistências da máquina trifásica no sistema de coordenadas dqo

$R_{s_{dqo}}$	Matriz das resistências do estator da máquina trifásica no sistema de coordenadas dqo
$R_{r_{dqo}}$	Matriz das resistências do rotor da máquina trifásica no sistema de coordenadas dqo
T	Matriz de transformação de <i>Blondel-Park</i>
T_e	Binário electromagnético da máquina assíncrona trifásica
T^*	Valor de referência do binário electromagnético da máquina assíncrona trifásica
T_s	Período de amostragem
u	Matriz das tensões no sistema de coordenadas 123
U_{dqo}	Matriz das tensões no sistema de coordenadas dqo
u_s	Matriz das tensões estatóricas no sistema de coordenadas 123
u_r	Matriz das tensões rotóricas no sistema de coordenadas 123
u_{sx}	Valor instantâneo das tensões estatóricas da máquina assíncrona trifásica, representado no sistema de coordenadas 123 , com $x \in \{1,2,3\}$, no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$, com $x \in \{\alpha,\beta,\gamma\}$ e no sistema de coordenadas dqo , com $x \in \{d,q,o\}$.
u_{rx}	Valor instantâneo das tensões rotóricas da máquina assíncrona trifásica, representado no sistema de coordenadas 123 , com $x \in \{1,2,3\}$, no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$, com $x \in \{\alpha,\beta,\gamma\}$ e no sistema de coordenadas dqo , com $x \in \{d,q,o\}$.
$u_{\alpha\beta\gamma}$	Matriz das tensões no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$u_{s_{\alpha\beta\gamma}}$	Matriz das tensões estatóricas no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
$u_{r_{\alpha\beta\gamma}}$	Matriz das tensões rotóricas no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$
u_{sX}	Valor instantâneo das tensões estatóricas da máquina assíncrona trifásica, representado no sistema de coordenadas dqo , no referencial de fluxo rotórico, com $X \in \{D,Q\}$
u_{rX}	Valor instantâneo das tensões rotóricas da máquina assíncrona trifásica, representado no sistema de coordenadas dqo , no referencial de fluxo rotórico, com $X \in \{D,Q\}$
U_{dc}	Valor de tensão do barramento DC do ondulador de tensão trifásico
θ	Fase das grandezas alternadas e sinusoidais

θ_r	Ângulo de defasamento entre o estator e o rotor da máquina assíncrona trifásica
Ψ	Matriz do fluxo da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123
$\Psi_{\alpha\beta\gamma}$	Matriz do fluxo da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123
Ψ_{dqo}	Matriz do fluxo da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas 123
Ψ_r	Valor instantâneo do fluxo rotórico da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas dqo
Ψ_r^*	Valor de referência do fluxo rotórico da máquina assíncrona trifásica no sistema de coordenadas dqo
Ψ_{rD}	Valor instantâneo do fluxo rotórico da máquina assíncrona trifásica, representado no sistema de coordenadas dqo , no referencial de fluxo rotórico, com $X \in \{D, Q\}$
ω	Velocidade angular do vector espacial do fluxo rotórico
ω_r	Velocidade angular eléctrica do rotor
ω_m	Velocidade angular mecânica da máquina assíncrona trifásica
σ	Factor de dispersão da máquina assíncrona trifásica
τ_s	Constante de tempo associada ao estator da máquina assíncrona trifásica
τ_r	Constante de tempo associada ao rotor da máquina assíncrona trifásica
τ_e	Constante de tempo associada ondulator de tensão trifásico
α	Fase do fasor espacial instantâneo do fluxo ligado ao rotor

Índice

Resumo	i
Abstract	ii
Agradecimentos	iii
Lista de Abreviaturas e Terminologia.....	iv
Lista de símbolos mais frequentes	v
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Objectivos	2
1.3 Organização e conteúdos	2
2 Modelização do sistema	4
2.1 Máquina assíncrona trifásica	4
2.1.1 Generalidades	4
2.1.2 Modelo da máquina assíncrona trifásica em coordenadas reais	7
2.1.3 Transformação de coordenadas reais 123 para $\alpha\beta\gamma$	14
2.1.4 Transformação de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ para dqo	20
2.1.5 Modelo da máquina no referencial dqo e variáveis de estado i_s e Ψ_r	25
2.2 Modelo do ondulator de tensão trifásico.....	30
2.2.1 Modelo em coordenadas reais 123	30
2.2.2 Modelo em coordenadas $\alpha\beta\gamma$	37
2.2.3 Modelo em coordenadas dqo	40
3 Controlo vectorial – Controlos Directos	42
3.1 Introdução	42
3.2 Método de Auto-Controlo Directo - DSC	42
3.2.1 Estimador de fluxo do estator	54
3.3 Método de Controlo Directo de Binário - DTC.....	56
3.3.1 Estratégias de comutação para o método DTC.....	63
3.4 Cadeia em malha fechada com controlador de velocidade.....	69
3.5 Modelização em simulação numérica.....	72
3.5.1 Introdução.....	72
3.5.2 Modelo de simulação numérica.....	73
4 Implementação do protótipo experimental	83
4.1 Introdução	83
4.2 Módulo de Potência	84

4.2.1	Rectificador de tensão trifásico em ponte.....	84
4.2.2	Ondulador de tensão trifásico em ponte	86
4.2.3	Máquina assíncrona trifásica	87
4.3	Módulo de comando	90
4.3.1	Controlador digital de sinal	90
4.3.2	Desacoplamento dos sinais de comando	91
4.3.3	Aquisição das correntes, tensão e velocidade.....	92
5	Resultados de simulação e experimentais	96
5.1	Ensaio em regime estacionário.....	97
5.1.1	Referência de velocidade com amplitude constante: 1000rpm	97
5.1.2	Referência de velocidade com amplitude constante: 1500rpm	100
5.2	Ensaio em regime dinâmico	104
5.2.1	Ensaio com velocidade constante de 1000rpm e aumento de binário	104
5.2.2	Ensaio para uma referência de velocidade sinusoidal	106
5.2.3	Ensaio para uma referência de velocidade rectangular	111
6	Conclusões	121
6.1	Conclusões gerais	121
6.2	Perspectivas de trabalhos futuros.....	124
7	Bibliografia	126
	Anexo I – Transformação de coordenadas de 123 para $\alpha\beta\gamma$	128
	Anexo II – Transformação de coordenadas de $\alpha\beta\gamma$ para dqo	133
	Anexo III – Transformação de coordenadas de 123 para dqo	136
	Anexo IV – Parâmetros utilizados nas simulações numéricas	139
	Anexo V – Código para a selecção de vectores de tensão	140
	Anexo VI – Código para determinação do sector.....	147
	Anexo VII – Código para a transformação do referencial 123 para $\alpha\beta\gamma$	148
	Anexo VIII – Esquemas eléctricos das PCB utilizadas	149

1 Introdução

Neste primeiro capítulo são apresentados os objectivos e a motivação para o estudo do controlo directo de binário – DTC para aplicação a máquinas assíncronas trifásicas, permitindo a comparação entre as duas técnicas de comutação utilizadas na realização desta dissertação e do desempenho dinâmico da máquina assíncrona trifásica, possibilitando assim, retirar as mais-valias deste tipo de controlo em aplicações específicas. Também é apresentada e descrita a organização desta dissertação e é efectuado um breve e ligeiro resumo de cada capítulo.

1.1 Motivação

A evolução do sector automóvel contribui para uma elevada utilização de motores de tracção eléctrica, cada vez mais ampla devido às acentuadas subidas dos combustíveis fósseis, a necessidade crescente da utilização da variação de velocidade no sector industrial para otimizar processos produtivos e reduzir custos energéticos, no sector comercial e doméstico onde cada vez mais são utilizados diversos equipamentos para a ajuda na locomoção de pessoas, como elevadores, escadas rolantes e equipamentos de AVAC, e onde há uma crescente exigência para a redução dos consumos energéticos nos equipamentos de maior consumo, cujos funcionamentos assentam essencialmente em motores eléctricos. Tudo o que foi descrito anteriormente acentua a necessidade da continuidade do estudo das técnicas de controlo de variação de velocidade já existentes e das novas técnicas que vão surgindo a nível académico e a nível comercial, para que os processos sejam otimizados e haja no mercado soluções que se ajustem aos funcionamentos requeridos pelas diversas aplicações.

A evolução das técnicas da variação de velocidade para as máquinas assíncronas tem provocado uma ampla expansão da utilização deste tipo de máquinas nas mais diversas aplicações, porque estas, para além dos custos reduzidos que têm no seu fabrico, possuem uma menor necessidade e reduzidos custos de manutenção, inerentes à sua elevada robustez, comparativamente a outros tipos de máquinas que possam ser utilizadas para as mesmas aplicações.

Para além do exposto anteriormente, a grande evolução que se tem verificado nos processadores digitais de sinal e dos semicondutores de potência que são utilizados nos conversores estáticos de potência para a variação de velocidade, tem permitido a implementação de novas técnicas, cuja sua implementação estava limitada quer pelas velocidades de processamento dos meios digitais, quer pelas limitações físicas dos semicondutores utilizados anteriormente. Assim, hoje em dia é perfeitamente possível a utilização de técnicas de controlo bastante exigentes relativamente ao desempenho em regime estático e regime dinâmico, frequência de comutação dos semicondutores e circuitos de disparo e protecção. Em aplicações, que requerem técnicas bastante exigentes como o caso do *Controlo Vectorial*, possibilita a sua comercialização e utilização, onde até agora o seu acesso estava restringido devido a estas limitações.

1.2 Objectivos

A realização desta dissertação de mestrado teve como base o estudo sobre uma das técnicas de *Controlo Vectorial da Máquina Assíncrona Trifásica* que foi o *Controlo Directo de Binário – DTC*. Teve como principais objectivos o estudo teórico da máquina assíncrona trifásica e do método de controlo do DTC, com recurso aos modelos matemáticos, simulação numérica dos modelos matemáticos obtidos, projecto e dimensionamento dos controladores. A construção experimental dos protótipos necessários à implementação dos modelos teóricos obtidos, permitiu ensaios experimentais nas condições nominais de funcionamento da máquina assíncrona em regime estacionário e dinâmico para comparação e validação dos resultados obtidos nas simulações numéricas.

No estudo teórico, foi efectuada uma análise mais detalhada sobre duas das várias técnicas de comutação possíveis de serem utilizadas no Controlo Directo de Binário, onde um dos objectivos foi a comparação do funcionamento da máquina assíncrona trifásica nas mesmas condições, com a utilização das duas técnicas diferentes. Foi possível verificar a influência destas no desempenho estático e dinâmico de todo o modelo, permitindo comparar e retirar as devidas conclusões das duas técnicas utilizadas.

1.3 Organização e conteúdos

A organização desta dissertação é feita em seis capítulos, sendo eles: 1 – Introdução, 2 – Modelização do sistema, 3 – Controlo vectorial – Controlos Directos, 4 – Implementação do protótipo experimental, 5 – Resultados de simulação e experimentais, 6 – Conclusões, e em seis anexos, sendo eles: Anexo I, Anexo II, Anexo III, Anexo IV, Anexo V, Anexo VIII, Anexo VII e Anexo VIII.

Cada capítulo e anexo são descritos me seguida, resumidamente:

No capítulo 1, *Introdução*, é efectuada uma descrição introdutória do principal tema abordado nesta dissertação, qual a sua motivação, os seus objectivos principais e a sua organização.

No capítulo 2, *Modelização do sistema*, é efectuada a modelização da máquina assíncrona trifásica e do ondulator de tensão trifásico no referencial 123 e as suas transformações para os referenciais $\alpha\beta\gamma$ e dqo . Para a máquina assíncrona trifásica é apresentada uma particularização do seu modelo no referencial dqo , para que as variáveis de estado obtidas sejam as correntes do estator e o fasor espacial do fluxo do rotor.

No capítulo 3, *Controlo vectorial – Controlos Directos*, é efectuada apresentação dos controlos directos de binário nas duas vertentes conhecidas, ou seja, auto-controlo

directo (DSC - *direct self controlo*) e controlo directo de binário (DTC – *direct torque control*). É efectuado o desenvolvimento do modelo do controlo directo de binário (DTC), abordando as duas estratégias de comutação estudadas nesta dissertação, identificadas por estratégia D e E, para a sua implementação em simulação e em ensaios experimentais. Também é descrita a implementação do modelo e dos subsistemas que o compõem, na simulação numérica.

No capítulo 4, *Implementação do protótipo experimental*, é efectuada uma descrição dos vários módulos que constituem o protótipo experimental que foi construído para a realização dos ensaios práticos.

No capítulo 5, *Resultados de simulação e experimentais*, é efectuada uma análise e comparação dos resultados obtidos em simulação numérica com os resultados obtidos nos ensaios experimentais.

No capítulo 6, *Conclusões*, é efectuado um resumo de todo o trabalho desenvolvido nesta dissertação realçando as diversas conclusões que foram obtidas. Também é apresentada uma análise dos possíveis trabalhos futuros que poderão ser desenvolvidos a partir desta dissertação.

No Anexo I, *Transformação de coordenadas de 123 para $\alpha\beta\gamma$* , é apresentada a dedução matemática da transformação de *Concordia*.

No Anexo II, *Transformação de coordenadas de $\alpha\beta\gamma$ para dqo* , é apresentada a dedução matemática da transformação de *Blondel-Park*.

No Anexo III, *Transformação de coordenadas de 123 para dqo* , é apresentada a transformação directa de grandezas do referencial 123 para dqo .

No Anexo IV, *Parâmetros utilizados nas simulações*, são apresentados os parâmetros utilizados nas simulações.

No Anexo V, – *Código para a selecção de vectores de tensão*, é exibido o código utilizado no método DTC para a selecção dos vectores de tensão que serão aplicados ao ondulator de tensão trifásico.

No Anexo VI, – *Código para determinação do sector*, é exibido o código utilizado no método DTC que determina em cada instante o sector onde o fasor especial do fluxo se encontra.

No Anexo VII– *Código para a transformação do referencial 123 para $\alpha\beta\gamma$* , é exibido o código utilizado no método DTC que efectua a transformação do referencial 123 para o referencial $\alpha\beta\gamma$.

No Anexo VIII, *Esquemas eléctricos das placas de circuito impresso utilizados na implementação prática*, são apresentados os esquemas das placas de circuito impresso desenvolvidas para a implementação do protótipo.

2 Modelização do sistema

Neste capítulo será feito o estudo teórico da máquina assíncrona trifásica e do conversor estático de potência DC/AC (funcionamento como ondulator de tensão trifásico em ponte) onde serão efectuadas as transformações e simplificações necessárias para a implementação dos modelos obtidos na simulação numérica e nos ensaios experimentais.

Com os modelos obtidos da máquina assíncrona trifásica e do conversor estático de potência, será possível efectuar o estudo e a respectiva técnica do Controlo Directo de Binário – DTC, a ser implementado na máquina assíncrona trifásica.

2.1 Máquina assíncrona trifásica

2.1.1 Generalidades

As máquinas assíncronas trifásicas ou máquinas de indução trifásicas são máquinas constituídas por duas partes distintas: o estator que é a parte fixa da máquina, excepto em construções especiais. O estator é constituído por uma carcaça suportando um núcleo onde são montados os enrolamentos estatóricos, dispostos simetricamente a 120° ; o rotor, que na grande maioria nas construções é a parte móvel, é colocado no interior do estator tendo por isso a forma cilíndrica. O rotor pode ser constituído por enrolamentos – rotor bobinado, ou por barras de material condutor (cobre, alumínio) – rotor em gaiola de esquilo. O núcleo magnético do rotor normalmente encontra-se apoiado num veio construído em aço.

O rotor em gaiola de esquilo é utilizado preferencialmente na construção mais usual das máquinas assíncronas, permitindo as máquinas apresentarem uma maior robustez, necessidades de manutenção baixas, custos mais reduzidos no seu fabrico e maior longevidade. No rotor em gaiola de esquilo os extremos das barras do material condutor são curto-circuitadas por anéis, também eles condutores. Assim, não existe acesso ao rotor, por intermédio de escovas como acontece nos rotores bobinados, uma vez que os anéis colocam o rotor em curto-circuito, impedindo qualquer manuseamento ou imposição de campos magnéticos através de fontes externas, como nas máquinas síncronas. Não havendo imposição de um campo magnético, as correntes que aparecem no rotor, que por sua vez irão dar origem a um campo magnético, são induzidas pelo campo girante do estator que é imposto pela alimentação trifásica aplicada ao estator.

Com o aparecimento deste campo magnético induzido, a tendência do campo magnético do rotor será acompanhar o campo girante do estator, começando assim a máquina assíncrona a rodar. Como o campo magnético do rotor é induzido pelo estator, terá de existir sempre um escorregamento, ou seja, a velocidade do rotor será inferior à velocidade do campo girante, que gira à velocidade de sincronismo imposta pela tensão

de alimentação, aparecendo assim o termo de máquina assíncrona, uma vez que esta roda sempre a uma velocidade inferior à velocidade imposta pelo campo girante.

A Figura 2.1 apresenta a construção típica da máquina assíncrona trifásica, em corte, onde se visualizam alguns dos aspectos típicos e importantes desta família de máquinas. No corte e em pormenor, representam-se as cavas com os enrolamentos do estator, o entreferro e os condutores do rotor.

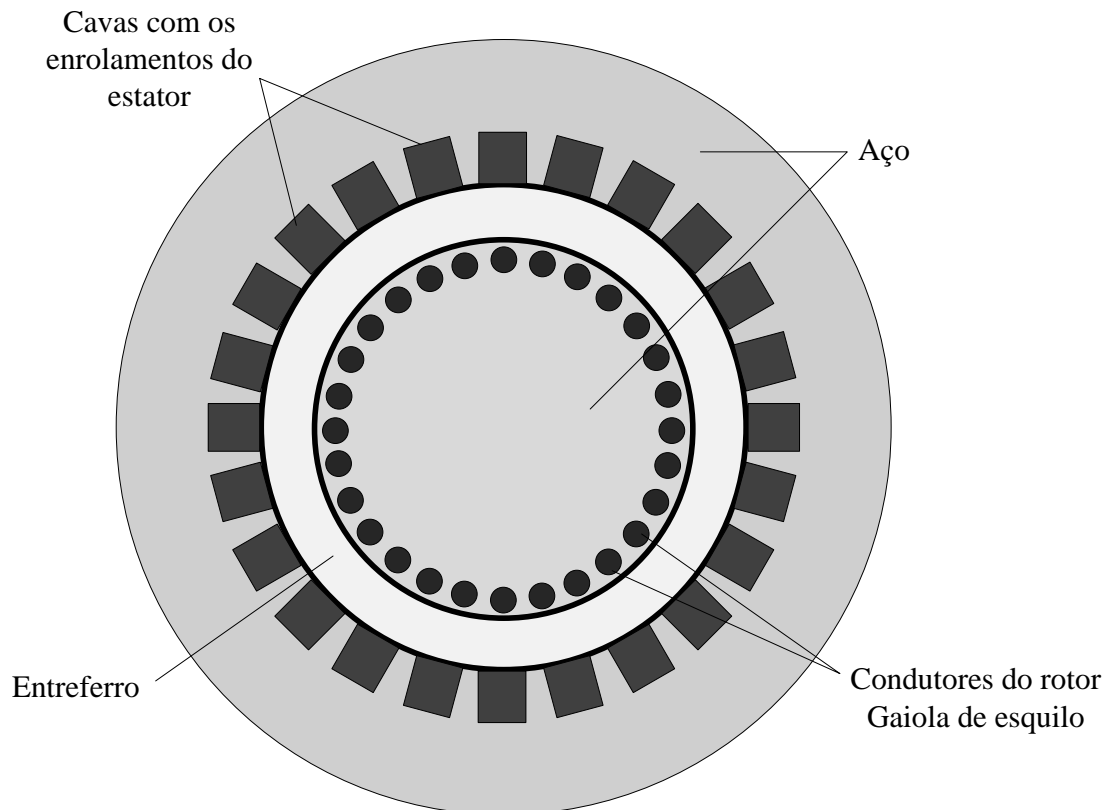


Figura 2.1 – Corte com a disposição dos condutores numa máquina assíncrona com gaiola de esquilo.

As máquinas assíncronas mais utilizadas em ambiente industrial são as trifásicas e nesta dissertação foi utilizado este tipo de máquinas. Os seus enrolamentos, do estator e do rotor, podem ser representados simplificadaamente como o esquema da Figura 2.2 em coordenadas reais. Neste esquema estão representados os enrolamentos por fase com os índices 1, 2 e 3. Os enrolamentos do estator e do rotor são identificados pelas letras s e r , respectivamente. Cada enrolamento é constituído por uma resistência (R), que se supõem iguais, e um coeficiente de auto indutância (L). Existem também as indutâncias mútuas (M) que resultam da interacção entre os vários enrolamentos, a indutância mútua entre os enrolamentos do estator (M_s), a indutância mútua entre os enrolamentos do rotor (M_r) e a indutância mútua entre os enrolamentos do estator e do rotor (M_{sr}).

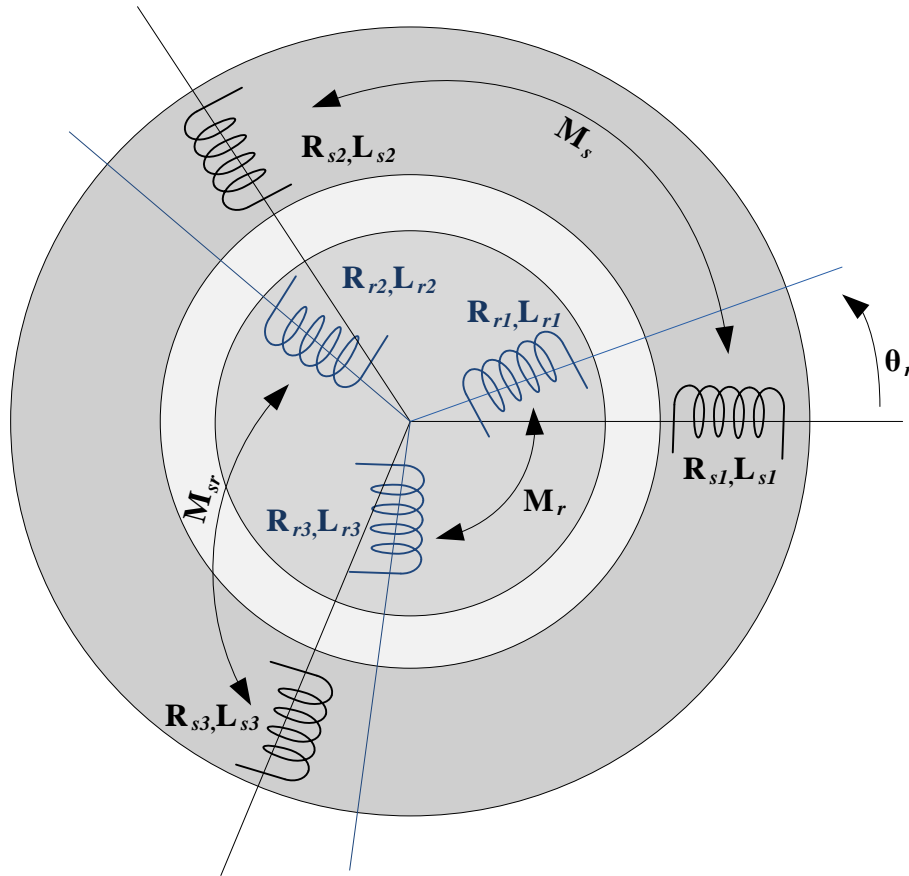


Figura 2.2 - Esquema do modelo trifásico com acoplamento magnético em coordenadas reais.

Seguidamente será apresentada a modelização do comportamento da máquina assíncrona trifásica, admitindo as seguintes considerações (Margato, 1987), como:

- Os enrolamentos do estator como os do rotor idealmente criam uma onda de força magnetomotriz (F_{mm}) sinusoidal pura e com o mesmo número de pares de pólos;
- Considera-se um sistema de pseudo enrolamentos em igual número para o rotor;
- Perdas magnéticas desprezáveis;
- Linearidade do circuito magnético;
- Entreferro uniforme;
- Efeito de cavas desprezável;
- Simetria cilíndrica entre enrolamentos;
- Efeitos da alteração da temperatura e/ou frequência sobre a resistências dos enrolamentos desprezáveis;
- Os três enrolamentos estatóricos iguais entre si;
- Os três enrolamentos rotóricos iguais entre si.

2.1.2 Modelo da máquina assíncrona trifásica em coordenadas reais

Tendo por base a Figura 2.3 e as considerações apresentadas anteriormente, podem ser escritas as equações no referencial 123 (ou ABC) da máquina assíncrona trifásica. É tido em consideração a existência de apenas um par de pólos, permitindo simplificar o desenvolvimento do modelo.

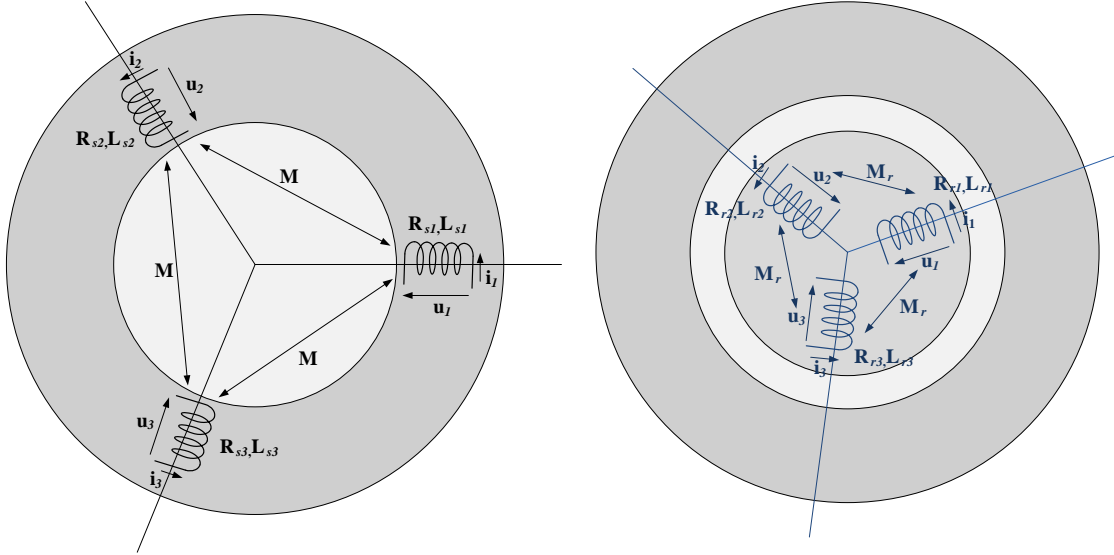


Figura 2.3 – Pormenor do acoplamento magnético dos enrolamentos do estator e dos enrolamentos do rotor.

Como referido anteriormente, consideram-se as resistências dos enrolamentos do estator iguais entre si (R_s) (2.1), assim como o coeficiente de auto-indução (L_s) (2.2) e a indutância mútua entre eles (M_s) (2.3).

$$R_{s1} = R_{s2} = R_{s3} = R_s \quad (2.1)$$

$$L_{s1} = L_{s2} = L_{s3} = L_s \quad (2.2)$$

$$M_{s12} = M_{s23} = M_{s31} = M_{s21} = M_{s32} = M_{s13} = M_s \quad (2.3)$$

De igual forma, consideram-se as resistências dos enrolamentos do rotor iguais entre si (R_r) (2.4), assim como o coeficiente de auto-indução (L_r) (2.5) e a indutância mútua entre eles (M_r) (2.6).

$$R_{r1} = R_{r2} = R_{r3} = R_r \quad (2.4)$$

$$L_{r1} = L_{r2} = L_{r3} = L_r \quad (2.5)$$

$$M_{r12} = M_{r23} = M_{r31} = M_{r12} = M_{r23} = M_{r31} = M_r \quad (2.6)$$

O coeficiente de indução mútua (M_{sr}), (2.7) a (2.16), entre enrolamentos do estator e do rotor, é afectado pelas posições relativas, que é definido pelo ângulo (θ_r) entre ambos, como representado na Figura 2.2.

$$M_{s_1r_1} = M_{sr} \cos(\theta_r) \quad (2.7)$$

$$M_{s_1r_2} = M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.8)$$

$$M_{s_1r_3} = M_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.9)$$

$$M_{s_2r_1} = M_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.10)$$

$$M_{s_2r_2} = M_{sr} \cos(\theta_r) \quad (2.11)$$

$$M_{s_2r_3} = M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.12)$$

$$M_{s_3r_1} = M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.13)$$

$$M_{s_3r_2} = M_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.14)$$

$$M_{s_3r_3} = M_{sr} \cos(\theta_r) \quad (2.15)$$

$$M_{sr} = M_{rs} \quad (2.16)$$

A Figura 2.3 representa um circuito indutivo trifásico equilibrado com acoplamento magnético entre fases, que pode ser traduzido num sistema de equações diferenciais, apresentado seguidamente, escritas na forma matricial onde $[u]$ (2.17) representa a matriz com os vectores de tensão, $[i]$ (2.17) representa os vectores de corrente e $[\Psi]$ (2.17) representa os vectores dos fluxos ligados por fase. Com as suposições anteriores sobre as resistências (R)(2.1) e (2.4), coeficientes de auto-indução (L) (2.2) e (2.5) e de indução mútua (M) (2.7) a (2.16), incorporando os coeficientes de indução numa única matriz $[L]$ (2.17) o sistema pode ser escrito da seguinte forma,

$$\begin{cases} [u] = [R][i] + \frac{d}{dt}[\Psi] \\ [\Psi] = [L][i] \end{cases} \quad (2.17)$$

A matriz das tensões é composta pelas tensões do estatóricas $[u_s]$ (2.18) e rotóricas $[u_r]$ (2.18), a matriz das correntes é composta pelas correntes estatóricas $[i_s]$ (2.19) e rotóricas $[i_r]$ (2.19).

$$[u] = \begin{bmatrix} [u_s] \\ [u_r] \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$[i] = \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Substituindo (2.18), (2.19), (2.20) e (2.21) em (2.17) obtém-se (2.22),

$$\begin{bmatrix} [u_s] \\ [u_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \right) \quad (2.22)$$

Obtendo-se, simplificadamente, a equação (2.23).

$$\begin{aligned} [u_s] &= [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Psi_s] \\ [u_r] &= [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\Psi_r] \end{aligned} \quad (2.23)$$

As matrizes das tensões estatóricas $[u_s]$ (2.23) e das tensões rotóricas $[u_r]$ (2.23) contém os vectores de tensão por fase do estator (u_{s1}) , (u_{s2}) e (u_{s3}) (2.24) e do rotor (u_{r1}) , (u_{r2}) e (u_{r3}) (2.25).

$$[u_s] = \begin{bmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \\ u_{s3} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$[u_r] = \begin{bmatrix} u_{r1} \\ u_{r2} \\ u_{r3} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

As matrizes das correntes estatóricas $[i_s]$ (2.23) e das correntes rotóricas $[i_r]$ (2.23) contém, os vectores de corrente por fase do estator (i_{s1}), (i_{s2}) e (i_{s3}) (2.26) e do rotor (i_{r1}), (i_{r2}) e (i_{r3}) (2.27).

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

$$[i_r] = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

As matrizes das resistências dos enrolamentos estatóricos e dos enrolamentos rotóricos são escritas na forma matricial seguidamente, em (2.28) e em (2.29) respectivamente.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

A matriz dos coeficientes de auto-indução dos enrolamentos estatóricos é representada por $[L_{ss}]$ (2.30) e a matriz dos coeficientes de auto-indução dos enrolamentos rotóricos é representada por $[L_{rr}]$ (2.31).

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & -M_s & -M_s \\ -M_s & l_s & -M_s \\ -M_s & -M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & -M_r & -M_r \\ -M_r & l_r & -M_r \\ -M_r & -M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

As matrizes de coeficientes de indução mútua entre os enrolamentos dos estátor e do rotor são representadas, respectivamente, por $[L_{sr}]$ (2.32) e $[L_{rs}]$ (2.33), onde a matriz $[L_{sr}]$ traduz a indução dos enrolamentos rotóricos nos estatóricos e a matriz $[L_{rs}]$ traduz a indução dos enrolamentos estatóricos nos rotóricos.

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{sr} \cos(\theta_r) & M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos(\theta_r) & M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$[L_{rs}] = \begin{bmatrix} M_{rs} \cos(\theta_r) & M_{rs} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{rs} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{rs} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{rs} \cos(\theta_r) & M_{rs} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{rs} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{rs} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{rs} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

A equação (2.16) permite concluir que as duas matrizes anteriores (2.32) e (2.33) são a transposta uma da outra.

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^T \quad (2.34)$$

Para se obterem as equações de uma forma mais simplificada e desenvolvendo-se as expressões dos fluxos (2.17), efectua-se as derivadas dos fluxos em ordem ao tempo que são representadas em (2.35).

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}[\Psi_s] = [L_{ss}] \frac{d}{dt}[i_s] + [L_{sr}(\theta)] \frac{d}{dt}[i_r] + \frac{\partial [L_{sr}(\theta)]}{\partial \theta} [i_r] \frac{d\theta}{dt} \\ \frac{d}{dt}[\Psi_r] = [L_{rr}] \frac{d}{dt}[i_r] + [L_{rs}(\theta)] \frac{d}{dt}[i_s] + \frac{\partial [L_{rs}(\theta)]}{\partial \theta} [i_s] \frac{d\theta}{dt} \end{cases} \quad (2.35)$$

Substituindo (2.35) em (2.23), obtém-se (2.36).

$$\begin{cases} [u_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][i_s] + [L_{sr}][i_r] \} \\ [u_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}][i_r] + [L_{rs}][i_s] \} \end{cases} \quad (2.36)$$

Substituindo (2.35) em (2.36), obtém-se o sistema de equações (2.37) que resulta da decomposição das derivadas em ordem ao tempo de (2.35).

$$\begin{cases} [u_s] = [R_s][i_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} \{ [i_s] \} + \frac{\partial}{\partial \theta_r} \{ [L_{sr}] \} [i_r] \frac{d\theta_r}{dt} + [L_{sr}] \frac{d}{dt} \{ [i_r] \} \\ [u_r] = [R_r][i_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} \{ [i_r] \} + \frac{\partial}{\partial \theta_r} \{ [L_{rs}] \} [i_s] \frac{d\theta_r}{dt} + [L_{rs}] \frac{d}{dt} \{ [i_s] \} \end{cases} \quad (2.37)$$

2.1.2.1 Binário electromagnético

Pela teoria da conversão electromecânica de energia, o binário motor ou binário electromagnético (T_e), exercido entre o estator e o rotor, que se encontram deslocados entre si do ângulo θ_r , é calculado através da derivada parcial da co-energia magnética do sistema (W_c) em ordem ao ângulo θ_r , (2.38).

$$T_e = \frac{\partial W_c}{\partial \theta_r} \quad (2.38)$$

Atendendo à hipótese da linearidade magnética, Figura 2.4, a co-energia magnética (W_c) será igual à energia magnética (W_m). A energia magnética depende das correntes e dos fluxos da máquina assíncrona trifásica e é representada pela equação (2.39).

$$W_c = W_m = \frac{1}{2} [i]^T [\Psi] \quad (2.39)$$

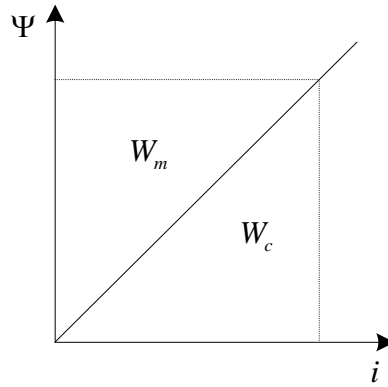


Figura 2.4 – Sistema com linearidade magnética.

Substituindo (2.39) em (2.38) e simplificando, resulta na expressão (2.40).

$$T_e = \frac{1}{2} [i]^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [\Psi] \quad (2.40)$$

Separando a corrente e o fluxo nas componentes estatóricas e rotóricas, obtém-se,

$$T_e = \frac{1}{2} \left[[i_s]^T [i_r]^T \right] \frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} [\Psi_s] \\ [\Psi_r] \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

A equação (2.41) representa o binário electromagnético desenvolvido pela máquina e o seu desempenho dinâmico, que irá ser aplicado à carga em regime permanente (somatório de todos os binários resistentes e das diversas perdas mecânicas e eléctricas).

2.1.3 Transformação de coordenadas reais 123 para $\alpha\beta\gamma$

A transformação de coordenadas reais 123 para coordenadas $\alpha\beta\gamma$, corresponde à transformação de um modelo trifásico para um modelo bifásico como o representado na Figura 2.5. Na Figura 2.5 estão representados os enrolamentos no referencial 123 e no referencial $\alpha\beta\gamma$. O novo sistema bifásico permite obter equações diferenciais desacopladas, permitindo assim a eliminação da indução mútua entre os enrolamentos do estator e os enrolamentos do rotor. Esta transformação, $\alpha\beta\gamma$, garante que as grandezas físicas como a potência, o binário, a velocidade e número de par de pólos se mantenham iguais.

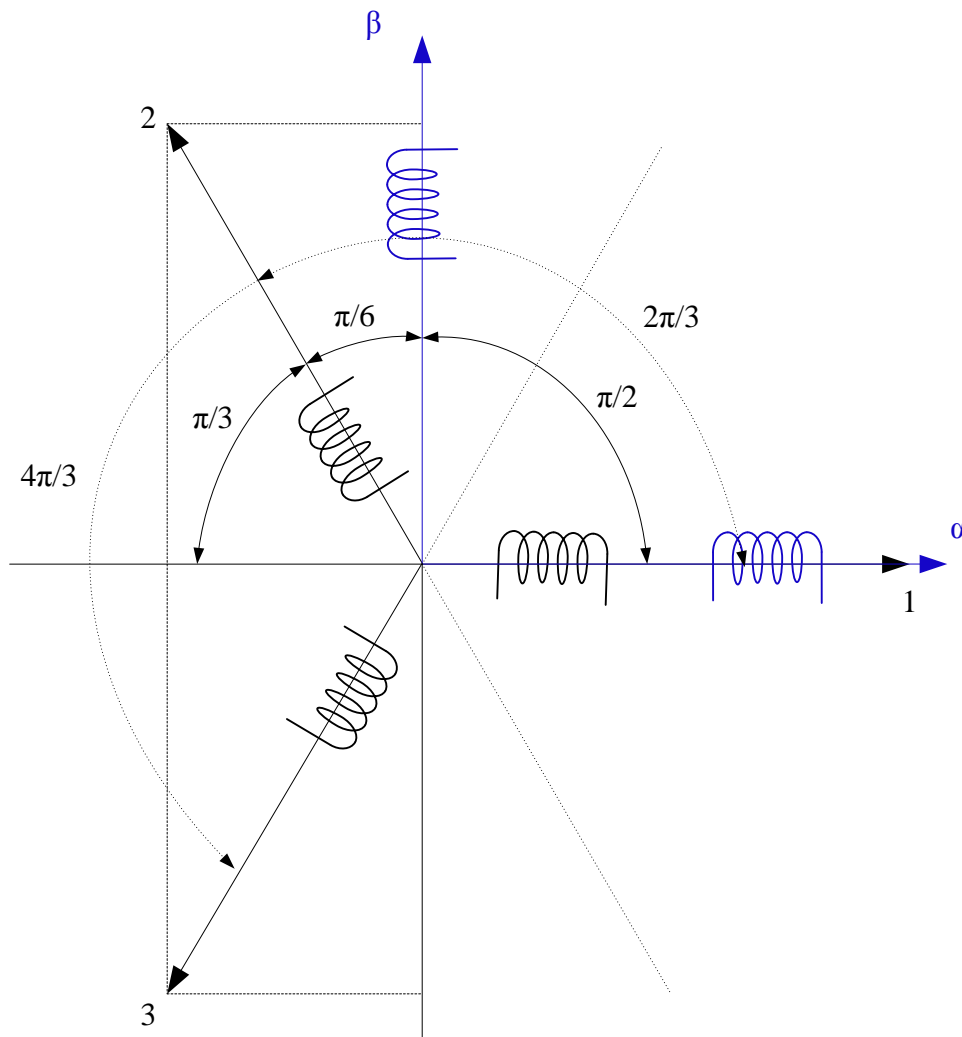


Figura 2.5 - Transformação geométrica de 123 para $\alpha\beta\gamma$.

Para se efectuar a transformação de coordenadas reais 123 para coordenadas $\alpha\beta\gamma$ recorre-se a uma matriz de transformação, designada por matriz de Concordia [C] (2.42), cujo seu desenvolvimento se encontra no Anexo I. O sistema trifásico utilizado não tem neutro acessível e admite-se equilibrado e sem distorção harmónica, fazendo com que o sistema bifásico $\alpha\beta\gamma$ equivalente tenha a componente homopolar nula, $\gamma=0$.

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

As grandezas ($[X_{123}]$) do referencial 123 podem ser representadas no referencial $\alpha\beta\gamma$ ($[X_{\alpha\beta\gamma}]$) e estas representadas no referencial 123 , como indicado nas equações (2.43) e (2.44), respectivamente.

$$[X_{123}] = [C][X_{\alpha\beta\gamma}] \quad (2.43)$$

$$[X_{\alpha\beta\gamma}] = [C]^T [X_{123}] \quad (2.44)$$

Substituindo as equações do estator e do rotor da máquina assíncrona obtidas em (2.36) na equação (2.43), obtém-se a representação do modelo da máquina assíncrona trifásica em coordenadas $\alpha\beta\gamma$ (2.45).

$$\begin{cases} [C][u_{s\alpha\beta\gamma}] = [R_s][C][i_{s\alpha\beta\gamma}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][C][i_{s\alpha\beta\gamma}] + [L_{sr}][C][i_{r\alpha\beta\gamma}] \} \\ [C][u_{r\alpha\beta\gamma}] = [R_r][C][i_{r\alpha\beta\gamma}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rs}][C][i_{s\alpha\beta\gamma}] + [L_{rr}][C][i_{r\alpha\beta\gamma}] \} \end{cases} \quad (2.45)$$

Multiplicando a equação anterior (2.45) por $[C]^T$, obtém-se,

$$\begin{cases} [C]^T [C][u_{s\alpha\beta\gamma}] = [C]^T [R_s][C][i_{s\alpha\beta\gamma}] + \frac{d}{dt} \{ [C]^T [L_{ss}][C][i_{s\alpha\beta\gamma}] + \\ \quad + [C]^T [L_{sr}][C][i_{r\alpha\beta\gamma}] \} \\ [C]^T [C][u_{r\alpha\beta\gamma}] = [C]^T [R_r][C][i_{r\alpha\beta\gamma}] + \frac{d}{dt} \{ [C]^T [L_{rs}][C][i_{s\alpha\beta\gamma}] + \\ \quad + [C]^T [L_{rr}][C][i_{r\alpha\beta\gamma}] \} \end{cases} \quad (2.46)$$

Onde,

$$[u_{s\alpha\beta\gamma}] = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{s\gamma} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

$$\begin{bmatrix} u_{r\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \\ u_{r\gamma} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{s\gamma} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$\begin{bmatrix} i_{r\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \\ i_{r\gamma} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$\begin{bmatrix} R_{s\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} = [C]^T [R_s][C] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$\begin{bmatrix} R_{r\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} = [C]^T [R_r][C] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

$$\begin{bmatrix} L_{ss\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} = [C]^T [L_{ss}][C] = \begin{bmatrix} l_s + M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s + M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s - 2M_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & L_{s\beta} & 0 \\ 0 & 0 & L_{s\gamma} \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$\begin{bmatrix} L_{rr\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} = [C]^T [L_{rr}][C] = \begin{bmatrix} L_r + M_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r + M_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r - 2M_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{r\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & L_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & L_{r\gamma} \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

$$\begin{bmatrix} L_{rs\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} = [C]^T [L_{rs}][C] = \begin{bmatrix} \frac{3M_{sr} \cos(\theta_r)}{2} & \frac{3M_{sr} \sin(\theta_r)}{2} & 0 \\ -\frac{3M_{sr} \sin(\theta_r)}{2} & \frac{3M_{sr} \cos(\theta_r)}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sr\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix}^T \quad (2.55)$$

Substituindo as simplificações obtidas de (2.47) a (2.55), em (2.46) obtém-se,

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} u_{s\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{ss\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sr\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \right\} \\ \begin{bmatrix} u_{r\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{r\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{rs\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{rr\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \right\} \end{cases} \quad (2.56)$$

O modelo obtido em (2.56) pode ser representado na forma matricial (2.57).

$$\begin{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} u_{r\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{s\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} R_{r\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{r\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{ss\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} L_{sr\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} L_{rs\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} L_{rr\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{r\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \right\} \quad (2.57)$$

A partir da Figura 2.5, representa-se na Figura 2.6 a posição relativa dos enrolamentos do estator e rotor em coordenadas $\alpha\beta\gamma$, considerando nula a componente homopolar.

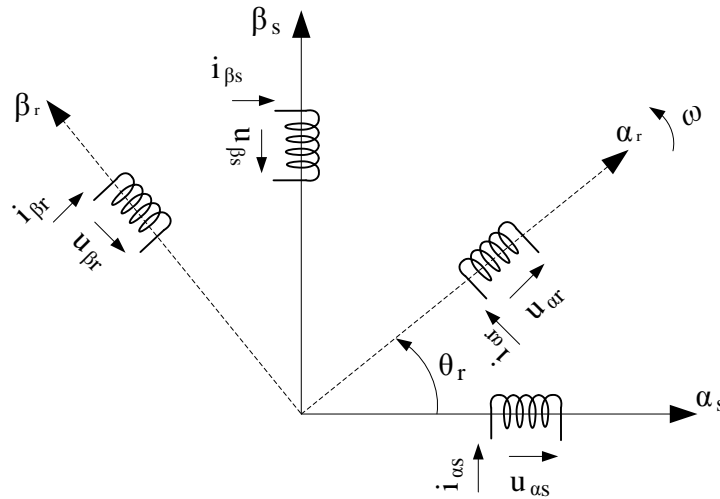


Figura 2.6 – Representação relativa dos enrolamentos do estator e rotor em coordenadas $\alpha\beta\gamma$.

O sistema de equações diferenciais sem acoplamento que foi obtido em (2.57), pode ser representado de uma forma mais resumida,

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Onde,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_{\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{s_{\alpha\beta\gamma}} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{r_{\alpha\beta\gamma}} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{s_{\alpha\beta\gamma}} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{r_{\alpha\beta\gamma}} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{s_{\alpha\beta\gamma}} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{r_{\alpha\beta\gamma}} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{L}_{\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss_{\alpha\beta\gamma}} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{sr_{\alpha\beta\gamma}} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{rs_{\alpha\beta\gamma}} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{rr_{\alpha\beta\gamma}} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

Concluindo, o sistema de equações que representa a máquina assíncrona trifásica em coordenadas $\alpha\beta\gamma$ é o que está representado em (2.58) e (2.59). Este sistema é equivalente ao representado em coordenadas 123 (2.23).

2.1.3.1 Binário electromagnético

Ao se proceder à transformação das equações da máquina assíncrona trifásica de coordenadas 123 para coordenadas $\alpha\beta\gamma$, é também necessário efectuar a transformação do binário electromagnético, para que a equivalência de binário em $\alpha\beta\gamma$ se mantenha coerente com a transformação das equações da máquina assíncrona.

Por aplicação da matriz Concordia (2.42), transformando a equação de binário de coordenadas 123 (2.40), para coordenadas $\alpha\beta\gamma$, obtém-se (2.64).

$$T_e = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix}^T \times \frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha\beta\gamma} \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

Substituindo na equação anterior (2.64) as equações (2.61) e (2.63), simplificando e efectuando os cálculos obtém-se a equação (2.65).

$$T_e = \begin{bmatrix} i_{s_\alpha} & i_{s_\beta} & i_{s_\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{3}{2}M_{sr} \sin \theta_r & -\frac{3}{2}M_{sr} \cos \theta_r & 0 \\ \frac{3}{2}M_{sr} \cos \theta_r & -\frac{3}{2}M_{sr} \sin \theta_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r_\alpha} \\ i_{r_\beta} \\ i_{r_\gamma} \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

Esta equação, (2.65), representa o binário electromagnético em coordenadas $\alpha\beta\gamma$. Constata-se que a componente homopolar γ das correntes não influencia o valor de binário electromagnético, uma vez que é nula.

2.1.4 Transformação de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ para dqo

Com a transformação das equações da máquina assíncrona de 123 para $\alpha\beta\gamma$, verifica-se que a dependência do ângulo θ_r se mantém. Para que a dependência do ângulo deixe de existir é efectuada mais uma transformação, passando o sistema de equações de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ para coordenadas dqo . Na Figura 2.6 está representada a posição relativa entre o estator e o rotor em coordenadas $\alpha\beta\gamma$. Tendo por base essa posição relativa, é possível representar a nova transformação dqo , resultando num sistema bifásico, em quadratura e que se encontra à rodar à velocidade $d\theta/dt=\omega$, conforme Figura 2.7.

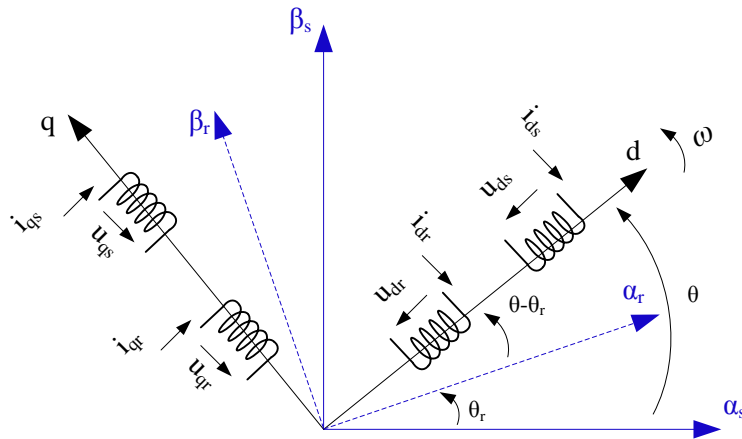


Figura 2.7 - Posição relativa dos referenciais $\alpha\beta$ do estator e rotor e do referencial dq .

A transformação de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ para coordenadas dqo é efectuada com recurso à transformação de *Bondel-Park*, que resulta da aplicação da matriz $[T]$ (2.66), conforme deduzida no Anexo II.

$$[T] = \begin{bmatrix} [R_{(\theta)}] & [0] \\ [0] & [R_{(\theta-\theta_r)}] \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

A matriz $[T]$ é constituída por duas submatrizes. A submatriz $[R_{(\theta)}]$ (2.67) é utilizada para a transformação das grandezas estatóricas e a submatriz $[R_{(\theta-\theta_r)}]$ (2.68) é utilizada para a transformação das grandezas rotóricas,

$$[R_{(\theta)}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

$$[R_{(\theta-\theta_r)}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta-\theta_r) & \sin(\theta-\theta_r) & 0 \\ -\sin(\theta-\theta_r) & \cos(\theta-\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

As grandezas ($[X_{\alpha\beta\gamma}]$) do referencial $\alpha\beta\gamma$ podem ser representadas no referencial dqo ($[X_{dqo}]$) e estas representadas no referencial $\alpha\beta\gamma$, como indicado nas equações (2.69) e (2.70), respectivamente.

$$[X_{dqo}] = [T]^T [X_{\alpha\beta\gamma}] \quad (2.69)$$

$$[X_{\alpha\beta\gamma}] = [T][X_{dqo}] \quad (2.70)$$

Na Figura 2.8 está a representação dos enrolamentos do estator e do rotor, nos eixos do referencial dqo .

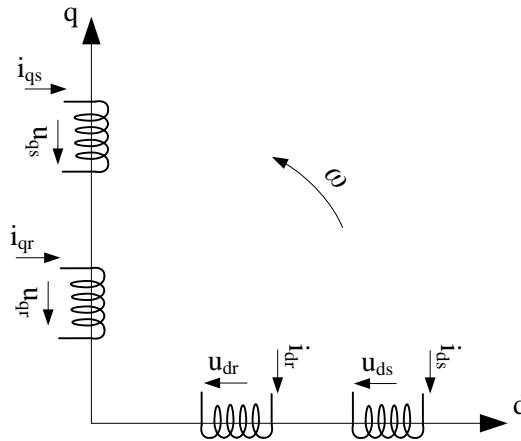


Figura 2.8 - Representação dos enrolamentos da máquina assíncrona no referencial dqo .

Para a transformação do referencial $\alpha\beta\gamma$ para o referencial dqo das equações do modelo da máquina assíncrona trifásica, utiliza-se a equação (2.70), que será aplicada ao sistema de equações do referencial $\alpha\beta\gamma$ (2.58), obtendo-se,

$$\begin{cases} [T][u_{dqo}] = [R_{\alpha\beta\gamma}][T][i_{dqo}] + \frac{d}{dt}([T][\Psi_{dqo}]) \\ [T][\Psi_{dqo}] = [L_{\alpha\beta\gamma}][T][i_{dqo}] \end{cases} \quad (2.71)$$

Multiplicando (2.71) por $[T]^T$, obtém-se,

$$\begin{cases} [U_{dqo}] = [T]^T [R_{\alpha\beta\gamma}] [T] [i_{dqo}] + [T]^T \frac{d}{dt} [T] [\Psi_{dqo}] + [T]^T [T] \frac{d}{dt} [\Psi_{dqo}] \\ [\Psi_{dqo}] = [T]^T [L_{\alpha\beta\gamma}] [T] [i_{dqo}] \end{cases} \quad (2.72)$$

Efectuando-se simplificações, dividindo o sistema de equações (2.72) em parcelas e efectuando-se simplificações obtém-se (2.73), (2.74) e (2.75).

$$[R_{dqo}] = [T]^T [R_{\alpha\beta\gamma}] [T] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{s_{dqo}}] & [0] \\ [0] & [R_{r_{dqo}}] \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

$$[L_{dqo}] = [T]^T [L_{\alpha\beta\gamma}] [T] =$$

$$= \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & \frac{3M_{sr}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 & \frac{3M_{sr}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3M_{sr}}{2} & 0 & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3M_{sr}}{2} & 0 & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss_{dqo}}] & [L_{sr_{dqo}}] \\ [L_{rs_{dqo}}] & [L_{rr_{dqo}}] \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

$$\begin{aligned}
 [G] &= [T]^T \frac{d}{dt} [T] [L_{dqo}] = \\
 &= \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_s & 0 & 0 & -\omega \frac{3M_{sr}}{2} & 0 \\ \omega L_s & 0 & 0 & \omega \frac{3M_{sr}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(\omega - \omega_r) \frac{3M_{sr}}{2} & 0 & 0 & -(\omega - \omega_r) L_r & 0 \\ (\omega - \omega_r) \frac{3M_{sr}}{2} & 0 & 0 & (\omega - \omega_r) L_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.75)
 \end{aligned}$$

Substituindo as equações (2.73), (2.74) e (2.75), obtidas nas simplificações anteriores, em (2.72) obtém-se o sistema de equações da máquina assíncrona trifásica em coordenadas dqo ,

$$[u_{dqo}] = [R_{dqo}] [i_{dqo}] + [G] [i_{dqo}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{dqo}] \quad (2.76)$$

$$[\Psi_{dqo}] = [L_{dqo}] [i_{dqo}] \quad (2.77)$$

2.1.4.1 Binário electromagnético

Do mesmo modo, como o efectuado na transformação de coordenadas 123 para coordenadas $\alpha\beta\gamma$, o binário deve de ser transformado de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ para coordenadas dqo . Da equação do binário em coordenadas $\alpha\beta\gamma$ (2.65), aplicando a transformação de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ para coordenadas dqo (2.70) e utilizando as submatrizes de $[T]$ (2.67) e (2.68), obtém-se (2.78).

$$\begin{aligned}
 T_e = & \begin{bmatrix} i_{s_d} & i_{s_q} & i_{s_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{3}{2}M_{sr} \sin \theta_r & -\frac{3}{2}M_{sr} \cos \theta_r & 0 \\ \frac{3}{2}M_{sr} \cos \theta_r & -\frac{3}{2}M_{sr} \sin \theta_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \\
 & \times \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \sin(\theta - \theta_r) & 0 \\ -\sin(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r_d} \\ i_{r_q} \\ i_{r_o} \end{bmatrix} \quad (2.78)
 \end{aligned}$$

Desenvolvendo e simplificando matematicamente a equação (2.78), obtém-se o binário electromagnético no referencial dqo ,

$$T_e = \frac{3}{2}M_{sr} \left(i_{r_d} i_{s_q} - i_{r_q} i_{s_d} \right) \quad (2.79)$$

Com a transformação do binário electromagnético para o referencial dqo é terminado o processo de transformação de coordenadas da máquina assíncrona trifásica, com o objectivo de obter equações desacopladas magneticamente e sem a dependência do ângulo θ_r . Contudo, é necessário proceder-se à transformação de grandezas entre os referenciais estáticos e rotóricos, para que as variáveis de estado necessárias para o controlo DTC fiquem disponíveis e para que se tenha acesso, em ambiente de simulação, a grandezas do estator e do rotor.

Esta transformação requer a passagem das grandezas da máquina assíncrona trifásica para um novo referencial dqo e será desenvolvida no subcapítulo seguinte.

2.1.5 Modelo da máquina no referencial dqo e variáveis de estado i_s e Ψ_r

Neste subcapítulo será utilizada notação complexa para simplificação e para uma melhor compreensão das equações utilizadas.

Da Figura 2.7 é possível obter a Figura 2.9, ao serem retirados os enrolamentos estatóricos e rotóricos, para uma melhor percepção da rotação da transformação de coordenadas do referencial $\alpha\beta\gamma$ para o referencial dqo .

A Figura 2.9 tem representada a localização relativa entre os referenciais do estator e do rotor em $\alpha\beta\gamma$, com o respectivo ângulo θ e $\theta - \theta_r$, respectivamente, para o novo referencial dqo .

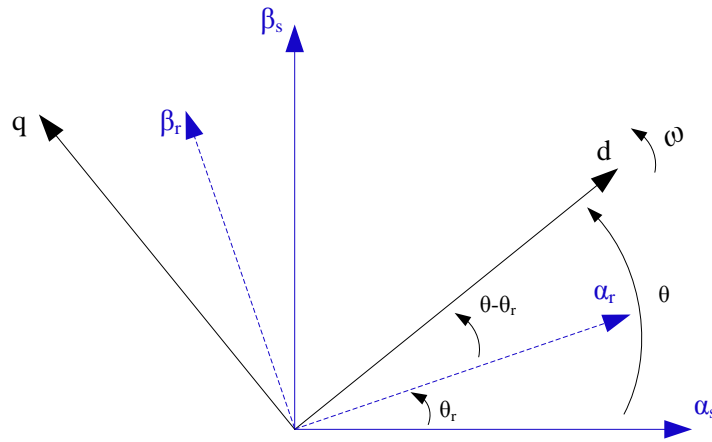


Figura 2.9 – Localização relativa entre os referenciais dqo , $\alpha\beta\gamma_s$ e $\alpha\beta\gamma_r$.

Na Figura 2.9, as coordenadas $\alpha\beta\gamma$ estão fixas no estator e a transformação será efectuada para o referencial dqo com rotação θ , em relação ao estator. O referencial do rotor irá ter uma rotação $\theta - \theta_r$. Em notação complexa, esta transformação define-se pelas seguintes equações,

$$\bar{x}_{dq} = e^{-j\theta} \bar{x}_{\alpha\beta} \quad (2.80)$$

$$\frac{d\bar{x}_{dq}}{dt} = \frac{d\bar{x}_{\alpha\beta}}{dt} e^{-j\theta} - j \frac{d\theta}{dt} \bar{x}_{dq} \quad (2.81)$$

Decompondo as equações (2.58) e (2.59) em componentes estatóricas e rotóricas para as tensões e para os fluxos, respectivamente, sabendo que as tensões do rotor são nulas uma vez que este se encontra em curto-circuito e aplicando a transformação dada pelas equações anteriores (2.80) e (2.81), simplificando obtém-se, já em notação complexa,

$$\begin{cases} \bar{u}_{sdq} = R_s \bar{i}_{sdq} + j \frac{d\theta}{dt} \bar{\Psi}_{sdq} + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{sdq} \\ 0 = R_r \bar{i}_{rdq} + j \frac{d(\theta - \theta_r)}{dt} \bar{\Psi}_{rdq} + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{rdq} \end{cases} \quad (2.82)$$

A equação (2.82), não é mais que a decomposição das equações (2.76) e (2.77) em componentes estatóricas e rotóricas para as tensões e para os fluxos, respectivamente, e a sua passagem para notação complexa.

Com,

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_{sdq} = L_s \bar{i}_{sdq} + M \bar{i}_{rdq} \\ \bar{\Psi}_{rdq} = L_r \bar{i}_{rdq} + M \bar{i}_{sdq} \\ \theta - \theta_r, \text{ ângulo entre } \alpha_r \text{ e } d \end{cases} \quad (2.83)$$

A partir da relação de ângulos anterior e da Figura 2.9, é possível determinar a relação de velocidades,

$$\begin{cases} \omega_1 = \omega = \frac{d\theta}{dt} \\ \omega_2 = \omega - \omega_r = \frac{d(\theta - \theta_r)}{dt} \\ \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \end{cases} \quad (2.84)$$

Separando as componentes estatóricas e rotóricas para os referenciais d e q em ordem à variação de fluxo, obtém-se para o estator,

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Psi_{sd} = u_{sd} - R_s i_{sd} + \omega_1 \Psi_{sq} \\ \frac{d}{dt} \Psi_{sq} = u_{sq} - R_s i_{sq} - \omega_1 \Psi_{sd} \end{cases} \quad (2.85)$$

$$\begin{cases} \Psi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Psi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad (2.86)$$

E para o rotor,

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Psi_{rd} = -R_r i_{rd} + \omega_2 \Psi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \Psi_{rq} = -R_r i_{rq} - \omega_2 \Psi_{rd} \end{cases} \quad (2.87)$$

$$\begin{cases} \Psi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Psi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (2.88)$$

Passando (2.86) e (2.88) para notação complexa, obtém-se duas equações, (2.89) e (2.90), que relacionam os fluxos e as correntes em qualquer um dos referenciais utilizados anteriormente.

$$\bar{\Psi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \quad (2.89)$$

$$\bar{\Psi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \quad (2.90)$$

Será a partir das equações (2.89) e (2.90) que se irá deduzir a representação para a escolha das variáveis de estado.

As variáveis de estado pretendidas são as correntes do estator i_s e o fluxo do rotor Ψ_r , logo é conveniente que as variáveis correntes do rotor i_r e fluxo do estator Ψ_s sejam eliminadas. Assim, a equação (2.90) será simplificada em ordem a i_r resultando,

$$\bar{i}_r = \frac{1}{L_r} \bar{\Psi}_r - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \quad (2.91)$$

Substituindo (2.91) em (2.89) e simplificando, obtém-se,

$$\bar{\Psi}_s = \frac{M}{L_r} \bar{\Psi}_r + \frac{L_s L_r - M^2}{L_r} \bar{i}_s \quad (2.92)$$

Substituindo (2.91) e (2.92) em (2.82) obtém-se,

$$\begin{cases} \bar{u}_{sdq} = R_s \bar{i}_{sdq} + j\omega_1 \frac{L_s L_r - M^2}{L_r} \bar{i}_{sdq} + j\omega \frac{M}{L_r} \bar{\Psi}_{rdq} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{rdq} + \frac{L_s L_r - M^2}{L_r} \frac{d}{dt} \bar{i}_{sdq} \\ 0 = R_r \left(\frac{1}{L_r} \bar{\Psi}_{rdq} - \frac{M}{L_r} \bar{i}_{sdq} \right) + j\omega_2 \bar{\Psi}_{rdq} + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{rdq} \end{cases} \quad (2.93)$$

Simplificando obtém-se,

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \bar{i}_{sdq} = \frac{1}{\sigma L_s} \bar{u}_{sdq} - \left(\frac{1}{\sigma \tau_s} + j\omega_1 \right) \bar{i}_{sdq} - j\omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \bar{\Psi}_{rdq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{rdq} \\ \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{rdq} = \frac{M}{\tau_r} \bar{i}_{sdq} - \left(\frac{1}{\tau_r} + j\omega_2 \right) \bar{\Psi}_{rdq} \end{cases} \quad (2.94)$$

Substituindo $\frac{d \bar{\Psi}_{rdq}}{dt}$ por (2.87) e simplificando, obtém-se,

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \bar{i}_{sdq} = \frac{1}{\sigma L_s} \bar{u}_{sdq} - \left(\frac{1}{\sigma \tau_s} + \frac{M^2}{\sigma \tau_r L_s L_r} + j\omega_1 \right) \bar{i}_{sdq} + \left(\frac{M}{\sigma \tau_r L_s L_r} - j\omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \right) \bar{\Psi}_{rdq} \\ \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{rdq} = \frac{M}{\tau_r} \bar{i}_{sdq} - \left(\frac{1}{\tau_r} + j\omega_2 \right) \bar{\Psi}_{rdq} \end{cases} \quad (2.95)$$

Onde,

$$\tau_s = \frac{R_s}{L_s} \quad (2.96)$$

$$\tau_r = \frac{R_r}{L_r} \quad (2.97)$$

$$\sigma = \frac{L_s L_r + M^2}{L_s L_r} \quad (2.98)$$

Passando (2.95) para notação escalar e dividindo em equações segundo o eixo d e q , obtém-se as equações da máquina assíncrona trifásica que serão implementadas na modelização em simulação numérica,

$$\frac{d}{dt} i_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma \tau_s} + \frac{M^2}{\sigma \tau_r L_s L_r} \right) i_{sd} + \omega_1 i_{sq} + \frac{M}{\sigma \tau_r L_s L_r} \Psi_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \Psi_{rq} \quad (2.99)$$

$$\frac{d}{dt} i_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} - \left(\frac{1}{\sigma \tau_s} + \frac{M^2}{\sigma \tau_r L_s L_r} \right) i_{sq} - \omega_1 i_{sd} + \frac{M}{\sigma \tau_r L_s L_r} \Psi_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \Psi_{rd} \quad (2.100)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{rd} = \frac{M}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \Psi_{rd} + \omega_2 \Psi_{rq} \quad (2.101)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{rq} = \frac{M}{\tau_r} i_{sq} - \frac{1}{\tau_r} \Psi_{rq} - \omega_2 \Psi_{rd} \quad (2.102)$$

2.1.5.1 Binário electromagnético

Para o binário electromagnético, da equação (2.79) é possível escrever em notação complexa a equação (2.103).

$$T = M \operatorname{Im} ag \left(\bar{i}_{sdq} \bar{i}_{rdq}^* \right) \quad (2.103)$$

Substituindo (2.91) em (2.103) e simplificando, obtém-se,

$$T = \frac{M}{L_r} \operatorname{Im} ag \left(\bar{i}_{sdq} \bar{\Psi}_{rdq}^* \right) \quad (2.104)$$

Passando (2.104) para notação escalar, obtém-se o binário electromagnético no referencial dqo (2.105). Esta será a equação do binário electromagnético que será implementada nas simulações numéricas.

$$T = n_{pp} \frac{M}{L_r} \left(i_{sq} \Psi_{rd} + i_{sd} \Psi_{rq} \right) \quad (2.105)$$

2.2 Modelo do ondulador de tensão trifásico

Nesta dissertação, o conversor estático de potência utilizado foi o ondulador de tensão trifásico em ponte. O ondulador de tensão trifásico utilizado, é constituído por semicondutores de potência, os IGBTs. Estes semicondutores resultaram da junção das tecnologias utilizadas nos transístores bipolares (BJTs) e nos mosfets (MOs), permitindo assim, a comutação de potências elevadas, característica dos BJTs, a frequências elevadas, característica dos MOs. Existem onduladores de tensão também constituídos por transístores bipolares (BJTs), por mosfets (MOs) ou por tirístores totalmente controlados (GTOs). Presentemente e no actual estado da arte a utilização dos IGBTs para os onduladores de tensão está amplamente difundida e apresentam uma elevada robustez.

Para uma melhor compreensão do funcionamento do ondulador de tensão trifásico e possibilitar a sua utilização nos cálculos e simulação numérica, será efectuada, nos subcapítulos seguintes, a modelização do ondulador trifásico em coordenadas reais 123 . Serão efectuadas as transformações para coordenadas $\alpha\beta\gamma$ e destas para coordenadas dqo , com recurso às matrizes de transformação, exemplificados e demonstrados no Anexo I e Anexo II.

2.2.1 Modelo em coordenadas reais 123

O ondulador de tensão, tem como principal objectivo permitir a partir de uma tensão contínua (DC) dar origem a uma tensão alternada (AC). A amplitude da tensão alternada, frequência e a sua forma de onda, estão directamente relacionadas com a amplitude da tensão contínua (U_{dc}), com a frequência de comutação dos dispositivos semicondutores ($f_{comutação}$), com o tempo em que estes estão à condução (t_{on}) e ao corte (t_{off}) e com o tipo de carga que será alimentada pelo ondulador de tensão.

Como a máquina assíncrona é uma carga trifásica, implica que o ondulador seja também trifásico. Assim, irá ter três braços e cada braço irá ter dois semicondutores de potência (IGBTs). Os enrolamentos do estator serão ligados ao ponto médio dos braços.

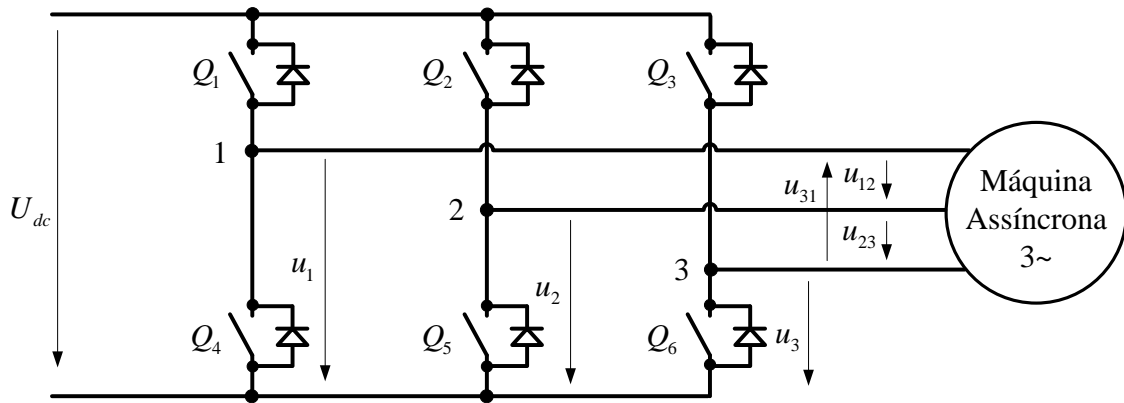


Figura 2.10 - Esquema interno do ondulador de tensão trifásico ponte.

Na Figura 2.10, está representado o esquema interno do ondulador de tensão trifásico. Visualizam-se os três braços, cada um com os dois semicondutores de potência (IGBTs) que estão representados como interruptores ideais, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5 e Q_6 (são desprezados os tempos de comutação e a queda de tensão no semicondutor em condução), em paralelo com os semicondutores está representado um diodo, denominado de diodo de roda livre. Este diodo tem como função permitir a circulação da corrente em sentido inverso quando o semicondutor entra ao corte. Isto sucede, porque os enrolamentos da máquina são maioritariamente indutivos e quando um semicondutor entra ao corte, os enrolamentos vão continuar a forçar a circulação da corrente que irá circular pelo diodo, não ocorrendo a interrupção da circulação de corrente na carga.

A tensão contínua U_{dc} pode ser proveniente de uma fonte externa de tensão contínua ou de uma ou mais pontes rectificadoras. Maioritariamente, nas aplicações com máquinas eléctricas, são utilizados rectificadores trifásicos em ponte, com construção semelhante ao ondulador, mas com o objectivo de rectificar uma tensão alternada (AC) dando origem a uma tensão contínua (DC). São constituídos por três braços, um braço por fase e cada braço é constituído por dois semicondutores de potência sem comando (diodos), conforme Figura 2.11. Hoje em dia já são utilizados semicondutores de potência com comando, tirístores, para a rectificação, em meia onda ou onda completa, permitindo o controlo da carga inicial do banco de condensadores e o controlo no valor médio da tensão U_{dc} . No actual estado da arte, o conversor estático de potência a funcionar como rectificador poderá ter como semicondutores os IGBTs, permitindo controlar a tensão no barramento DC com o valor desejado bem como e simultaneamente controlar as correntes de entrada. Desta forma, permitem impor uma evolução das correntes praticamente sinusoidal e em fase com as tensões da rede, contribuindo assim para um factor de potência praticamente unitário.

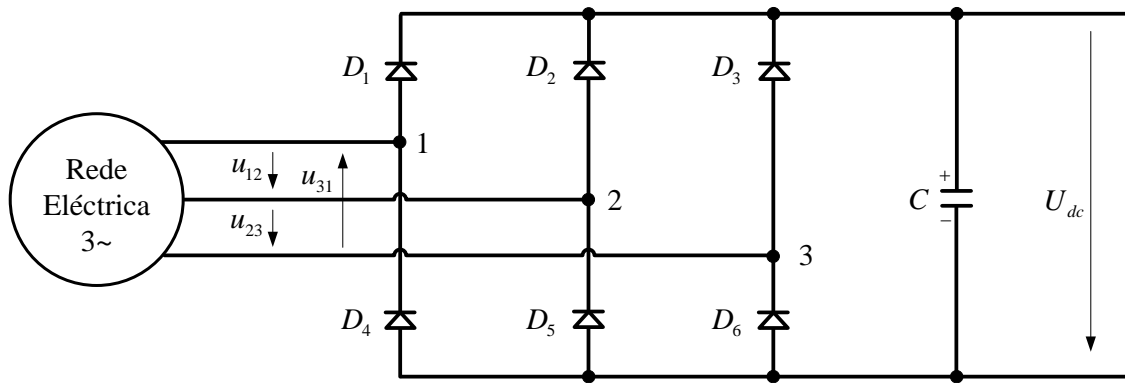


Figura 2.11 - Esquema interno do rectificador trifásico em ponte não controlado.

Como o ondulador de tensão trifásico é um conversor DC/AC, irá dar origem a três tensões que serão aplicadas aos enrolamentos da máquina assíncrona trifásica. Como já referido, a ondulação da tensão será efectuada pela abertura e fecho dos dispositivos semicondutores Q_x , cujo tempo de condução (t_{on}) e de corte (t_{off}) será dado pela razão cíclica δ , constituindo a grandeza de comando. Este tipo de controlo é denominado por modulação de largura de pulso (*PWM*).

Por análise da Figura 2.10 e para simplificação do funcionamento do ondulador de tensão, considera-se que quando o dispositivo semicondutor, Q_x , está ao corte tem estado lógico “0” e quando está à condução, tem estado lógico “1”. Como, num mesmo braço, ambos os dispositivos não podem estar à condução em simultâneo, o que provocaria um curto-circuito à fonte DC, considera-se que quando Q_x está a conduzir Q_{x+3} está ao corte, quando Q_x está ao corte Q_{x+3} está a conduzir. Assim, serão obtidas e designadas por funções de comando distintas para cada braço, sendo f_1 , f_2 e f_3 , para o braço 1, 2 e 3, respectivamente.

$$f_1 = \begin{cases} 1, & Q_1 \text{ ON e } Q_4 \text{ OFF} \\ 0, & Q_1 \text{ OFF e } Q_4 \text{ ON} \end{cases} \quad (2.106)$$

$$f_2 = \begin{cases} 1, & Q_2 \text{ ON e } Q_5 \text{ OFF} \\ 0, & Q_2 \text{ OFF e } Q_5 \text{ ON} \end{cases} \quad (2.107)$$

$$f_3 = \begin{cases} 1, & Q_3 \text{ ON e } Q_6 \text{ OFF} \\ 0, & Q_3 \text{ OFF e } Q_6 \text{ ON} \end{cases} \quad (2.108)$$

Das funções de comando obtidas para cada braço (2.106), (2.107) e (2.108), é possível escrever a tensão de cada ponto médio dos braços, u_1 , u_2 e u_3 , Figura 2.10. O seu valor varia em função das funções de comando (2.109).

$$\begin{cases} u_1 = U_{dc} f_1 \\ u_2 = U_{dc} f_2 \\ u_3 = U_{dc} f_3 \end{cases} \quad (2.109)$$

A partir das várias combinações para as funções de comando, que serão oito (2^3), resultado das várias combinações possíveis, é possível construir a Tabela 2.1, onde se obtém a tensão u_1 , u_2 e u_3 de acordo com a combinação aplicada às funções de comando.

Tabela 2.1 – Tensões u_1 , u_2 e u_3 de acordo com as oito combinações das funções de comando.

Nº	f_1	f_2	f_3	$u_1(t)$	$u_2(t)$	$u_3(t)$
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	U_{dc}
2	0	1	0	0	U_{dc}	0
3	0	1	1	0	U_{dc}	U_{dc}
4	1	0	0	U_{dc}	0	0
5	1	0	1	U_{dc}	0	U_{dc}
6	1	1	0	U_{dc}	U_{dc}	0
7	1	1	1	U_{dc}	U_{dc}	U_{dc}

As tensões compostas de saída do ondulator de tensão, que são aplicadas ao enrolamentos da máquina assíncrona, são obtidas pelas seguintes relações,

$$\begin{cases} u_{12} = u_1 - u_2 \\ u_{23} = u_2 - u_3 \\ u_{31} = u_3 - u_1 \end{cases} \quad (2.110)$$

Substituindo (2.109) em (2.110), obtêm-se as tensões compostas de saída do ondulator de tensão, que são aplicadas aos enrolamentos em função das funções de comando dos braços do ondulator de tensão trifásico,

$$\begin{cases} u_{12} = U_{dc} (f_1 - f_2) \\ u_{23} = U_{dc} (f_2 - f_3) \\ u_{31} = U_{dc} (f_3 - f_1) \end{cases} \quad (2.111)$$

Com a obtenção das tensões compostas, é possível construir a Tabela 2.2, onde as tensões compostas à saída do ondulator de tensão trifásico vêm em função da combinação aplicada às funções de comando.

Tabela 2.2 - Tensões u_{12} , u_{23} e u_{31} em função das combinações das funções de comando.

Nº	f_1	f_2	f_3	$u_{12}(t)$	$u_{23}(t)$	$u_{31}(t)$
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	$-U_{dc}$	U_{dc}
2	0	1	0	$-U_{dc}$	U_{dc}	0
3	0	1	1	$-U_{dc}$	0	U_{dc}
4	1	0	0	U_{dc}	0	$-U_{dc}$
5	1	0	1	U_{dc}	$-U_{dc}$	0
6	1	1	0	0	U_{dc}	$-U_{dc}$
7	1	1	1	0	0	0

As tensões compostas obtidas em (2.111) podem ser expressas em função das tensões simples (2.110), ao serem aplicadas numa carga trifásica equilibrada, linear e ligada em estrela, Figura 2.12, como por exemplo os enrolamentos do estator de uma máquina assíncrona trifásica em estrela, e considerando o sistema de sequência de fases directo, as tensões compostas, obtendo-se as equações (2.112).

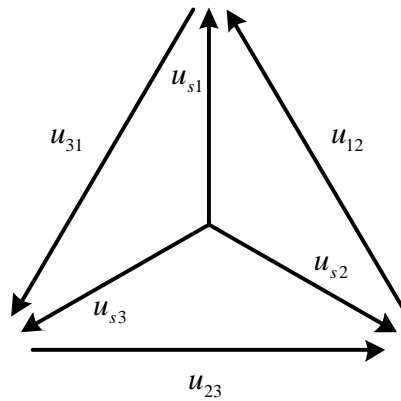


Figura 2.12 – Tensões simples e compostas de sequência directa, obtidas na saída do ondulator de tensão e aplicadas numa carga ligada em estrela.

Tensões compostas (2.112) em função das tensões simples (2.110),

$$\begin{cases} u_{12} = u_{s1} - u_{s2} \\ u_{23} = u_{s2} - u_{s3} \\ u_{31} = u_{s3} - u_{s1} \end{cases} \quad (2.112)$$

Admitindo o sistema equilibrado de tensões e sem distorção harmónica (THD=0), a soma das tensões simples é nula (2.113).

$$u_{s1} + u_{s2} + u_{s3} = 0 \quad (2.113)$$

Através das tensões compostas em função das tensões simples da carga obtidas em (2.112) e com a igualdade que caracteriza os sistemas trifásicos equilibrados (2.113), obtém-se as tensões simples da carga em função das tensões compostas à saída do ondulator (2.114),

$$\begin{cases} u_{s1} = \frac{2}{3}u_{12} + \frac{1}{3}u_{23} \\ u_{s2} = \frac{2}{3}u_{23} + \frac{1}{3}u_{31} \\ u_{s3} = \frac{2}{3}u_{31} + \frac{1}{3}u_{12} \end{cases} \quad (2.114)$$

Substituindo (2.111) no sistema de equações (2.114), obtém-se as tensões simples aplicadas à carga em função das funções de comando dos braços do ondulator de tensão trifásico e da tensão contínua U_{dc} ,

$$\begin{cases} u_{s1} = \frac{1}{3}U_{dc}(2f_1 - f_2 - f_3) \\ u_{s2} = \frac{1}{3}U_{dc}(-f_1 + 2f_2 - f_3) \\ u_{s3} = \frac{1}{3}U_{dc}(-f_1 - f_2 + 2f_3) \end{cases} \quad (2.115)$$

O sistema de equações anterior (2.115), modeliza matematicamente o ondulator de tensão trifásico, cujas tensões simples, que serão aplicadas a uma carga trifásica, equilibrada e ligada em estrela, serão obtidas em função das funções de comando dos braços do ondulator e da tensão U_{dc} . Para as oito combinações válidas para as funções de comando, é possível construir a Tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Tensão em coordenadas 123 em função do vector aplicado ao ondulator de tensão trifásico.

				123		
Nº	f_1	f_2	f_3	u_{s1}	u_{s2}	u_{s3}
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
2	1	1	0	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
3	0	1	0	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
4	0	1	1	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
5	0	0	1	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
6	1	0	1	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$
7	1	1	1	0	0	0

Como se efectuou a transformação do modelo da máquina assíncrona trifásica de coordenadas 123, para coordenadas $\alpha\beta\gamma$ e destas para coordenadas dqo , o mesmo será efectuado seguidamente para o sistema de equações (2.115), que modeliza o ondulator de tensão trifásico.

2.2.2 Modelo em coordenadas $\alpha\beta\gamma$

Para se proceder à transformação de coordenadas 123 para coordenadas $\alpha\beta\gamma$ do modelo do ondulator de tensão trifásico (2.115), aplica-se a relação de transformação (2.44), com a matriz de transformação (2.42), obtendo-se na forma matricial,

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} [C]^T \begin{bmatrix} 2f_1 - f_2 - f_3 \\ -f_1 + 2f_2 - f_3 \\ -f_1 - f_2 + 2f_3 \end{bmatrix} \quad (2.116)$$

Simplificando e passando para notação vectorial, obtém-se,

$$\overline{u_{\alpha\beta}} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left(f_1 + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) f_2 + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) f_3 \right) \quad (2.117)$$

Ao ser simplificada a equação (2.117) e passando para notação complexa, obtém-se a equação do ondulator de tensão trifásico em coordenadas $\alpha\beta\gamma$,

$$\overline{u_{\alpha\beta}} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left(f_1 - f_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} - f_3 e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.118)$$

Considerando as seguintes equivalências,

$$e^{j\frac{2\pi}{3}} = \bar{a} \quad (2.119)$$

$$e^{j\frac{4\pi}{3}} = \bar{a}^2 \quad (2.120)$$

Resultando,

$$\overline{u_{\alpha\beta}} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} (f_1 - f_2 \bar{a} - f_3 \bar{a}^2) \quad (2.121)$$

Da equação (2.121), é possível construir a Tabela 2.4 que define as tensões simples à saída do ondulator em coordenadas $\alpha\beta\gamma$ em função das funções de comando aplicadas aos braços do ondulator de tensão trifásico. Os oito vectores de tensão, numerados de v_0 a v_7 , correspondem às oito combinações válidas das funções de comando.

Tabela 2.4 – Tensão em coordenadas $\alpha\beta\gamma$ em função do vector aplicado ao ondulator de tensão trifásico.

Nº	f_1	f_2	f_3	$\alpha\beta\gamma$	Vector
				$u_{\alpha\beta}$	
0	0	0	0	0	v_0
1	1	0	0	$\sqrt{2/3}U_{dc}e^{j0}$	v_1
2	1	1	0	$\sqrt{2/3}U_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$	v_2
3	0	1	0	$\sqrt{2/3}U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$	v_3
4	0	1	1	$\sqrt{2/3}U_{dc}e^{j\pi}$	v_4
5	0	0	1	$\sqrt{2/3}U_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$	v_5
6	1	0	1	$\sqrt{2/3}U_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$	v_6
7	1	1	1	0	v_7

A representação gráfica dos vectores de tensão em coordenadas $\alpha\beta\gamma$ obtidos na Tabela 2.4, podem ser visualizados na Figura 2.13. Para cada vector de tensão, graficamente existe uma componente real e outra imaginária, respectivamente u_α e u_β . Nesta figura também estão indicados os estados lógicos das funções de comando que correspondem a cada vector.

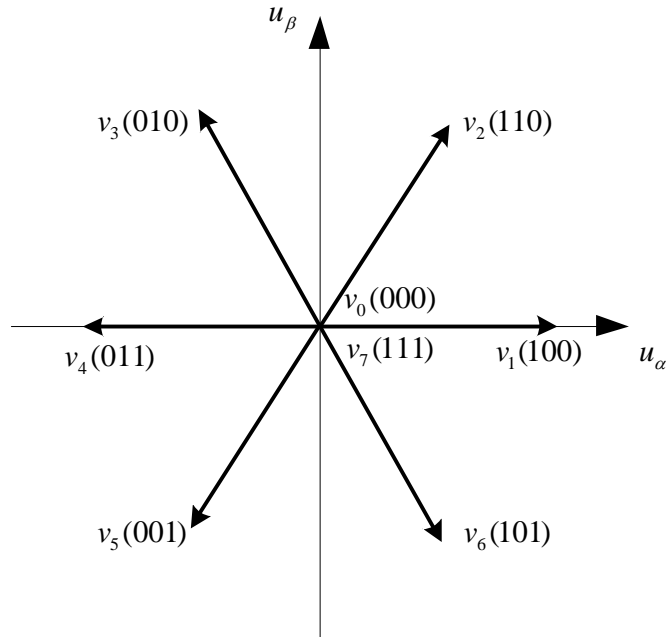


Figura 2.13- Disposição dos vectores de tensão de saída do ondulator no plano $\alpha\beta$.

Ao ser efectuada uma análise da tensão à saída do ondulator de tensão trifásico em coordenadas $\alpha\beta\gamma$ em função do vector aplicado ao ondulator, é possível generalizar as tensões em função do número do vector aplicado. Assim, obtém-se,

$$\underline{u}_{\alpha\beta} = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} e^{j\alpha_n} & , n \in \{1, \dots, 6\} \\ 0 & , n \in \{0, 7\} \end{cases} \quad (2.122)$$

Onde,

$$\alpha_n = (n-1) \frac{\pi}{3} \quad (2.123)$$

Com a generalização das tensões à saída do ondulator de tensão trifásico em coordenadas $\alpha\beta\gamma$, torna-se mais simples a transformação de coordenadas $\alpha\beta\gamma$, para coordenadas dqo .

2.2.3 Modelo em coordenadas dqo

Graficamente, a transformação de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ para coordenadas dqo está representada na Figura 2.14.

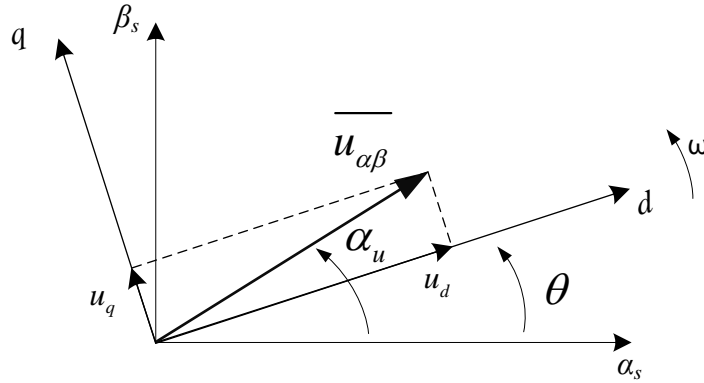


Figura 2.14 - Vector da tensão de saída do ondulator nos referenciais $\alpha\beta\gamma$ e dqo .

Da relação gráfica entre $\overline{u_{\alpha\beta}}$ e o referencial dqo da Figura 2.14, a tensão u_d e u_q podem ser escritas da seguinte forma,

$$\begin{cases} u_d = \overline{u_{\alpha\beta}} \cos(\alpha_u - \theta) \\ u_q = \overline{u_{\alpha\beta}} \text{sen}(\alpha_u - \theta) \end{cases} \quad (2.124)$$

Com,

$$\theta = \omega t + \theta_0 \quad (2.125)$$

Passando as duas equações de (2.124) para a forma vectorial, obtém-se,

$$\overline{u_{dq}} = \overline{u_{\alpha\beta}} (\cos(\alpha_u - \theta) + j \text{sen}(\alpha_u - \theta)) = \overline{u_{\alpha\beta}} e^{j(\alpha_u - \theta)} \quad (2.126)$$

Substituindo (2.122) em (2.126), obtém-se, na forma generalizada, a equação que representa o modelo do ondulator de tensão trifásico no referencial dqo ,

$$\overline{u_{dq}} = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} e^{j\left(\frac{(n-1)\pi}{3} - \theta\right)} & , n \in \{1, \dots, 6\} \\ 0 & , n \in \{0, 7\} \end{cases} \quad (2.127)$$

O vector de tensão no referencial dqo , à semelhança do vector de tensão no referencial $\alpha\beta\gamma$, depende directamente do vector de tensão que é aplicado ao ondulator, mas também é dependente do ângulo θ , como se verifica na Tabela 2.5.

Tabela 2.5 – Tensão em coordenadas dqo em função do vector aplicado ao ondulator de tensão trifásico.

Nº	f_1	f_2	f_3	dqo	Vector
				\overline{u}_{dq}	
0	0	0	0	0	v_0
1	1	0	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j(0-\theta)}$	v_1
2	1	1	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\left(\frac{\pi}{3}-\theta\right)}$	v_2
3	0	1	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\left(\frac{2\pi}{3}-\theta\right)}$	v_3
4	0	1	1	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j(\pi-\theta)}$	v_4
5	0	0	1	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\left(\frac{4\pi}{3}-\theta\right)}$	v_5
6	1	0	1	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\left(\frac{5\pi}{3}-\theta\right)}$	v_6
7	1	1	1	0	v_7

3 Controlo vectorial – Controlos Directos

Neste capítulo, será efectuado o desenvolvimento teórico dos controlos directos, casos particulares do controlo vectorial de uma máquina assíncrona, centrando-se o estudo no controlo directo de binário – DTC.

3.1 Introdução

No controlo directo de binário existem dois métodos bastante semelhantes. O primeiro método foi desenvolvido numa fase onde existia a limitação da frequência de comutação dos semicondutores capazes de suportar correntes e/ou tensões elevadas, pelo que era conveniente a utilização de GTOs, tirístores de corte comandado pela porta. Estes semicondutores são capazes de suportar correntes e tensões elevadas, mas têm uma limitação na frequência de comutação, que é de apenas de algumas centenas de Hz. Foi desenvolvido o método de auto-controlo directo (*direct self controlo* – DSC), com o objectivo de se obter um bom funcionamento em regime permanente e com uma dinâmica de binário de qualidade (alisamento e rapidez de resposta), adequado à tracção eléctrica. O conceito base assenta na condução do fluxo do estator através de uma trajectória hexagonal predefinida, com velocidade dependente da acção de um controlador de binário de dois níveis (Manuel Guerreiro, 2000).

Já sem a preocupação da limitação da frequência de comutação dos semicondutores, surge a ideia (Takahashi e Noguchi, 1986) de conduzir o fluxo do estator numa trajectória o mais próximo possível da circular, que irá corresponder a uma tensão de alimentação com uma forma de onda bastante próxima da sinusóide, correspondendo a uma diminuição do conteúdo harmónico. Este novo método é o controlo directo de binário (*direct torque control* - DTC), que foi estudado no desenvolvimento desta dissertação.

Independentemente do método DSC ou DTC, o fluxo do estator é conduzido segundo uma determinada trajectória diferente nos dois métodos, e em simultâneo com a condução do fluxo, é efectuado o controlo do binário electromagnético que está a ser desenvolvido pela máquina assíncrona trifásica.

Como nestes métodos há o cuidado de controlar o fluxo do estator e o binário electromagnético, apresentam uma elevada robustez permitindo variações da tensão do barramento DC.

3.2 Método de Auto-Controlo Directo - DSC

O método do DSC, que está na base do método DTC, foi desenvolvido para a utilização de GTOs, tirístores de corte comandado pela porta, que funcionam com frequência de comutação de apenas algumas centenas de Hz, onde o fasor espacial do

fluxo magnético do estator deve de ser conduzido segundo uma trajetória com a forma geométrica de um hexágono.

O ondulator de tensão trifásico terá uma construção idêntica ao descrito no subcapítulo 2.2, mas os semicondutores de potência utilizados serão os GTOs, conforme está representado na Figura 3.1.

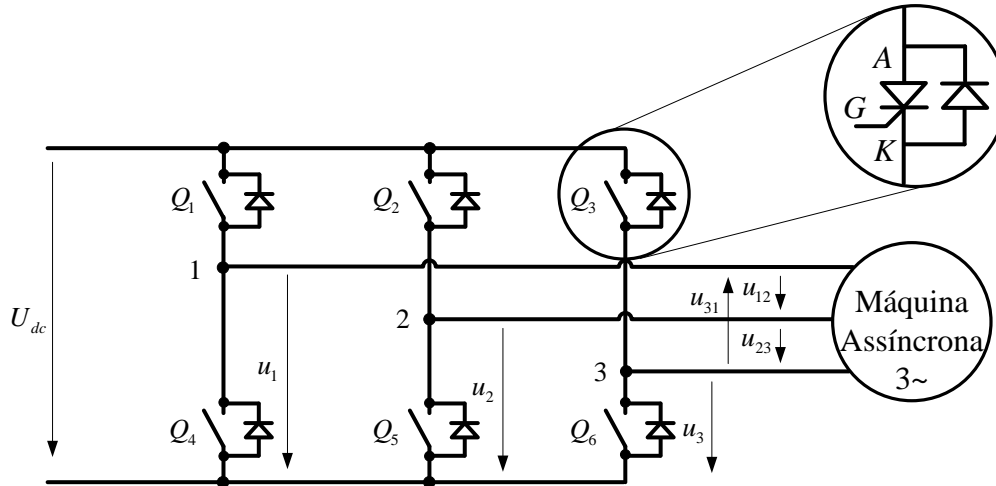


Figura 3.1 – Ondulador de tensão trifásico com GTOs.

Conforme verificado anteriormente no subcapítulo 2.2, existem oito combinações possíveis para os vectores de tensão que podem ser aplicados, onde duas das combinações, v_0 e v_7 , conduzem a vectores de tensão de saída nulos. O facto destes dois vectores de tensão serem nulos torna-se importante para este método e para algumas das estratégias utilizadas no método de controlo DTC, uma vez que constituem os impulsos de paragem na trajetória do fasor espacial do fluxo do estator.

Sabendo que α_s é o ângulo entre o fasor espacial do fluxo e o eixo α , o fasor espacial do fluxo do estator é representado pela seguinte equação,

$$\bar{\Psi}_s = \Psi_s e^{j\alpha_s} \quad (3.1)$$

No referencial $\alpha\beta\gamma$, a primeira derivada em ordem ao tempo do fasor espacial do fluxo (3.1) será,

$$\frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} = \frac{d\Psi_s}{dt} e^{j\alpha_s} + j \frac{d\alpha_s}{dt} \Psi_s e^{j\alpha_s} \quad (3.2)$$

Considerando $R_s \approx 0$, a primeira derivada do fasor espacial do fluxo será aproximadamente igual à fasor da tensão (3.3).

$$\frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} \approx \bar{u}_v \quad (3.3)$$

Simplificando (3.2), obtém-se,

$$\Psi_s e^{j\alpha_s} \left(\frac{\frac{d\Psi_s}{dt}}{\Psi_s} + j \frac{d\alpha_s}{dt} \right) = \bar{\Psi}_s \left(\frac{\frac{d\Psi_s}{dt}}{\Psi_s} + j \frac{d\alpha_s}{dt} \right) \quad (3.4)$$

Seleccionado- v_0 e v_7 onde $\bar{u}_v = 0$ e da igualdade de (3.3), obtém-se (3.5). Para esta igualdade ser nula, a derivada do módulo do fasor do espacial do fluxo do estator, Ψ_s , e do ângulo, α_s , têm de ser ambas nulas,

$$\bar{\Psi}_s \left(\frac{\frac{d\Psi_s}{dt}}{\Psi_s} + j \frac{d\alpha_s}{dt} \right) = 0 \Rightarrow \begin{cases} \frac{d\Psi_s}{dt} = 0 \\ \frac{d\alpha_s}{dt} = 0 \end{cases} \text{ com } \Psi_s \neq 0 \quad (3.5)$$

Onde,

$$\Psi_s = |\bar{\Psi}_s| = \sqrt{\Psi_{\alpha_s}^2 + \Psi_{\beta_s}^2} \quad (3.6)$$

Na equação (3.2) deve de notar-se que, em geral,

$$\frac{d\Psi_s}{dt} \neq \left| \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} \right| \quad (3.7)$$

Como se verifica pela equação (3.5), quando se aplicam os vectores de tensão nulos, o fasor espacial do fluxo do estator tem tendência a manter a mesma amplitude (3.6), mas a sua velocidade e variação de amplitude são anuladas em simultâneo (3.5). Isto demonstra que os vectores de tensão v_0 e v_7 provocam a paragem do fasor espacial do fluxo $\bar{\Psi}_s$, justificando a denominação de impulsos de paragem para estes dois vectores de tensão.

No método do DSC, o fasor espacial do fluxo do estator deve percorrer uma trajectória hexagonal, representado pelo polígono [ABCDEF] da Figura 3.2. Considera-se, como já justificado anteriormente, que a componente homopolar é nula.

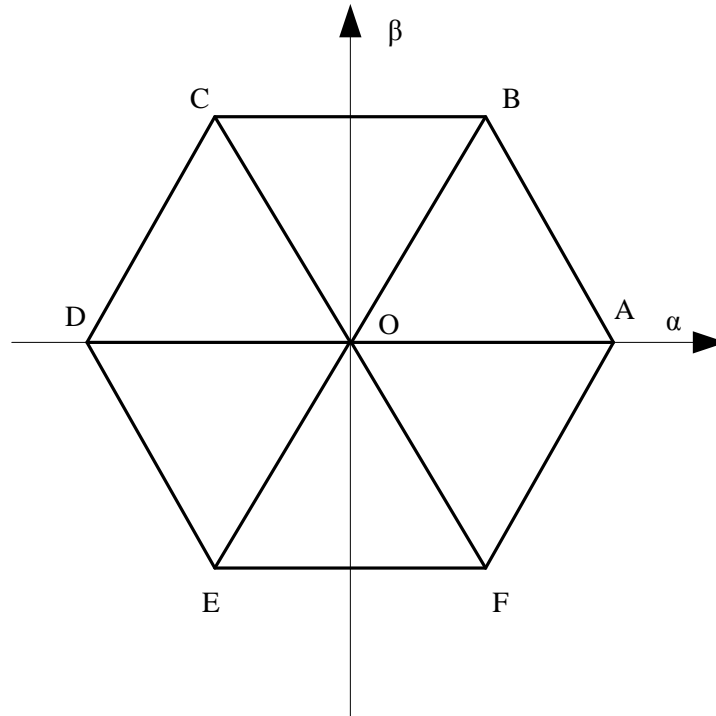


Figura 3.2 – Trajectória hexagonal do fluxo do estator no referencial $\alpha\beta$.

A partir da Figura 3.2 em cada segmento de recta do hexágono, [DA], [BE] e [FC] podem ser traçados três novos eixos, eixo a , b e c , cuja decomposição dos valores instantâneos do fluxo nestes três novos eixos dará o sector ocupado pelo fasor do fluxo. O perímetro do hexágono, que corresponde à trajectória do fasor espacial do fluxo, é dividido em seis sectores, numerados de I a VI, conforme o representado na Figura 3.3.

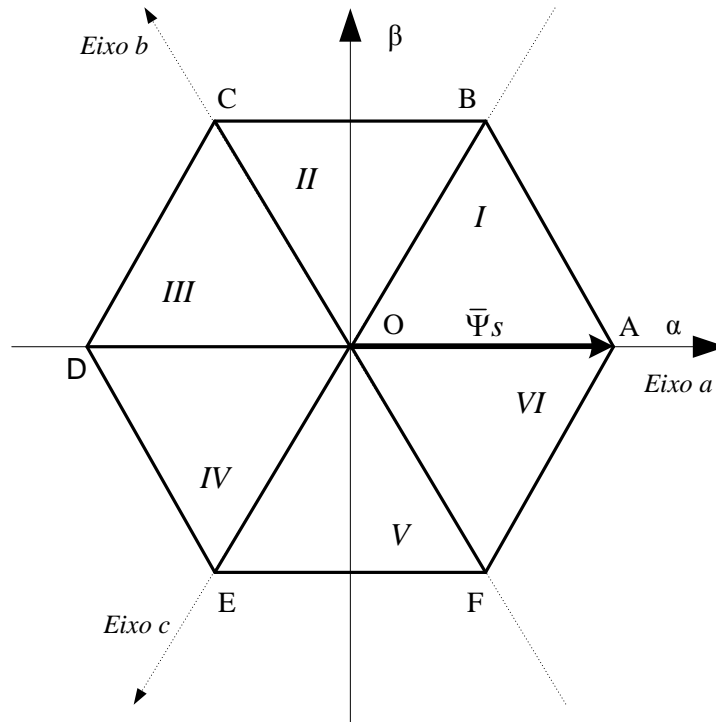


Figura 3.3 – Eixos a , b e c e sectores ocupados pelo fluxo do estator.

Obtendo a correspondência entre os vectores de tensão e a trajectória do fasor espacial de fluxo de acordo com a equação (3.3), dividido nos seis sectores, podem-se verificar as correspondências entre os vectores de tensão e o deslocamento do fasor espacial de fluxo.

A correspondência entre os sectores numerados de I a VI com os intervalos do hexágono Figura 3.3 então representados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Definição dos intervalos dos sectores do fluxo.

Sector	I	II	III	IV	V	VI
Zona	$\Delta[OAB]$	$\Delta[OBC]$	$\Delta[OCD]$	$\Delta[ODE]$	$\Delta[OEF]$	$\Delta[OFA]$
Intervalo	$[0^\circ, 60^\circ]$	$[60^\circ, 120^\circ]$	$[120^\circ, 180^\circ]$	$[180^\circ, 240^\circ]$	$[240^\circ, 300^\circ]$	$[300^\circ, 360^\circ]$

Na Figura 3.4 apresenta-se a correspondência entre os vectores de tensão e do fasor espacial do fluxo do estator. Nesta Figura 3.4, estão também representados os estados lógicos das funções de comando. De acordo com a Tabela 2.4 e Figura 2.13.

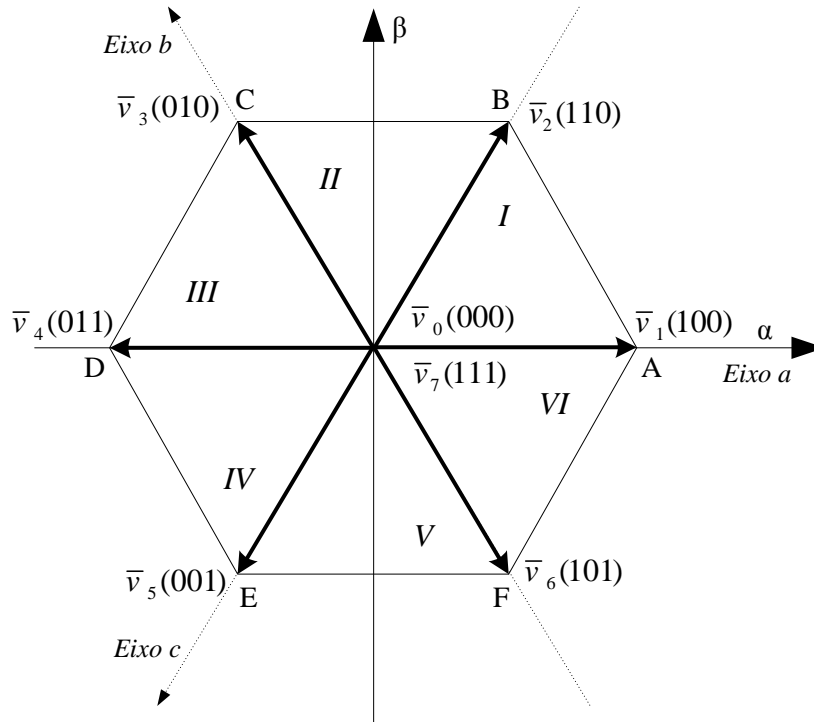


Figura 3.4 – Correspondência entre os vectores de tensão e a trajetória hexagonal do fluxo.

Assim, para que o fasor do fluxo se desloque do ponto A para o ponto B, correspondendo ao sector I, o vector de tensão que deve de ser aplicado é o v_3 . Quando o fasor espacial de fluxo atinge o ponto B o valor instantâneo do fluxo, segundo o eixo c , atinge o seu valor limite inferior, que é imposto pela referência de fluxo (apótema do hexágono Figura 3.6). Neste ponto é necessário que ocorra uma comutação para um novo vector de tensão que será aplicado à máquina assíncrona trifásica, para que o fasor espacial de fluxo continue a trajetória hexagonal para o ponto C. De acordo com a sobreposição dos vectores de tensão com a trajetória pretendida, o vector de tensão mais adequado para que o fasor de fluxo se desloque do ponto B para o ponto C será o vector v_4 (que é paralelo ao segmento de recta \overline{BC}).

Este método, para determinação do sector onde o fasor do fluxo se encontra cujo seu princípio é aceitável na sua generalidade, não pode ser utilizado para o controlo, uma vez que apresenta sobreposições que levam à indefinição do sector onde o fasor do fluxo se encontra.

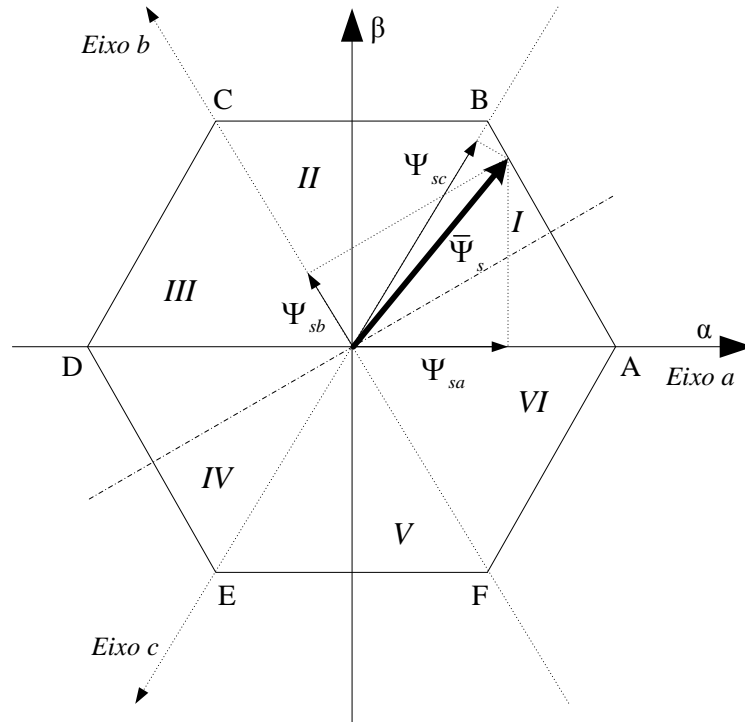


Figura 3.5 – Decomposição do fasor espacial do fluxo situado no sector I intervalo $[30^\circ, 60^\circ]$.

Tomando como exemplo a Figura 3.5, situação em que o fasor do fluxo, $\bar{\Psi}_s$, se encontre no sector I no sub-intervalo de $[30^\circ, 60^\circ]$, cujas projecções segundo os eixos a , b e c são, respectivamente, $\Psi_{sa} > 0$, $\Psi_{sb} > 0$ e $\Psi_{sc} < 0$, verifica-se que o sinal das projecções do fasor do fluxo, quando este se encontrar no sector II no sub-intervalo $[60^\circ, 90^\circ]$ serão exactamente as mesmas, originando uma indeterminação do sector, logo a um impedimento da sua aplicação.

Com o fundamento da análise teórica deste método para a determinação do sector, é possível a aplicação de uma nova estratégia, resultante deste método, cuja limitação apresentada anteriormente é resolvida. A nova estratégia consiste na rotação de 90° dos eixos a , b e c , originando novos eixos, a' , b' e c' , representados na Figura 3.6.

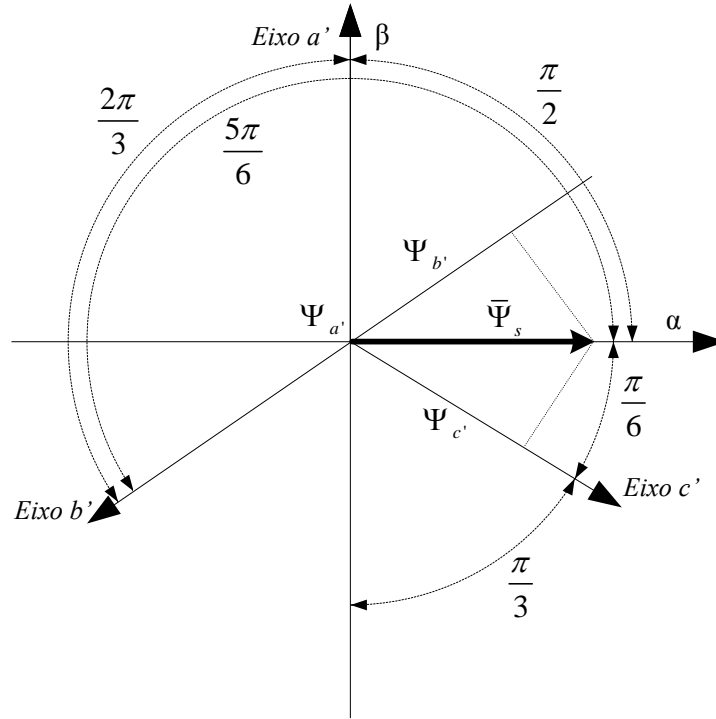


Figura 3.7 – Decomposição do fasor espacial do fluxo do estator nos eixos a' , b' e c' .

A partir da Figura 3.7 obtém-se a componente do fasor espacial do fluxo projectada no eixo a' ,

$$\Psi_{a'} = \Psi_{s\beta} \quad (3.8)$$

A projecção do fasor espacial do fluxo no eixo b' ,

$$\Psi_{b'} = \Psi_{s\alpha} \cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) + \Psi_{s\beta} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{\sqrt{3}}{2} \Psi_{s\alpha} - \frac{1}{2} \Psi_{s\beta} \quad (3.9)$$

E a projecção no eixo c' ,

$$\Psi_{c'} = \Psi_{s\alpha} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + \Psi_{s\beta} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = \frac{\sqrt{3}}{2} \Psi_{s\alpha} - \frac{1}{2} \Psi_{s\beta} \quad (3.10)$$

Com estas novas correspondências projectadas segundo os eixos a' , b' e c' , obtém-se uma combinação única para cada sector, eliminando assim a limitação da estratégia inicial. Na Tabela 3.2 está a identificação dos sectores em função dos sinais positivo e negativo, que resultam das projecções do fasor espacial do fluxo do estator nos eixos a' , b' e c' .

Tabela 3.2 – Sinais resultantes da projecção do fasor espacial do fluxo nos eixos a' , b' e c' .

Sector	I	II	III	IV	V	VI
Sinais (a' , b' e c')	+ - +	+ - -	+ + -	- + -	- + +	- - +

Efectuando-se a comparação, que se encontra demonstrada na Tabela 3.3, entre a referência de fluxo (apótema do hexágono Figura 3.6) e as três componentes do fasor de fluxo segundo os eixos a' , b' e c' (demonstrado na Figura 3.7), determina-se com facilidade os instantes nos quais devem de ocorrer as comutações dos vectores de tensão para garantir a trajectória hexagonal do fasor espacial do fluxo do estator.

Na Tabela 3.3 estão representadas as evoluções das comutações necessárias para garantir a trajectória hexagonal do fasor do fluxo, quer no sentido directo, quer no sentido inverso.

Tabela 3.3 – Condições de fluxo do estator e vectores de tensão necessários aplicar em função do sector.

Condição de mudança de sector	Vector aplicado	Sector do Ψ_s	Vector aplicado	Condição de mudança de sector
$\Psi_{a'} > \Psi_{s_ref}$	v_3	I	v_6	$\Psi_{c'} > \Psi_{s_ref}$
$-\Psi_{c'} > \Psi_{s_ref}$	v_4	II	v_1	$-\Psi_{b'} > \Psi_{s_ref}$
$\Psi_{b'} > \Psi_{s_ref}$	v_5	III	v_2	$\Psi_{a'} > \Psi_{s_ref}$
$-\Psi_{a'} > \Psi_{s_ref}$	v_6	IV	v_3	$-\Psi_{c'} > \Psi_{s_ref}$
$\Psi_{c'} > \Psi_{s_ref}$	v_1	V	v_4	$\Psi_{b'} > \Psi_{s_ref}$
$-\Psi_{b'} > \Psi_{s_ref}$	v_2	VI	v_5	$-\Psi_{a'} > \Psi_{s_ref}$
Sentido directo (+)			Sentido inverso (-)	

Ao completar a trajectória hexagonal, o fasor espacial do fluxo do estator atravessou os seis sectores do hexágono e em cada sector apenas é aplicado um dos vectores de tensão não nulos, sendo alternado com vectores de tensão nulos sempre que o módulo do fasor espacial do fluxo do estator ultrapassar a referência.

Ao ser alternado o vector de tensão não nulo por um vector de tensão nulo, o vector nulo provoca a paragem da deslocação do fasor espacial do estator, mas o fasor espacial de fluxo do rotor, Ψ_r , continua a rodar, fazendo com que o ângulo que os separa, α_{sr} , diminua, provocando de igual forma a diminuição do binário electromagnético, de acordo com o demonstrado pela equação (3.11).

determinados os instantes de mudança de sector e quais os vectores de tensão a aplicar no novo sector.

Para as considerações apresentadas anteriormente, é possível realizar um esquema de blocos de implementação do método do DSC, conforme representado na Figura 3.9.

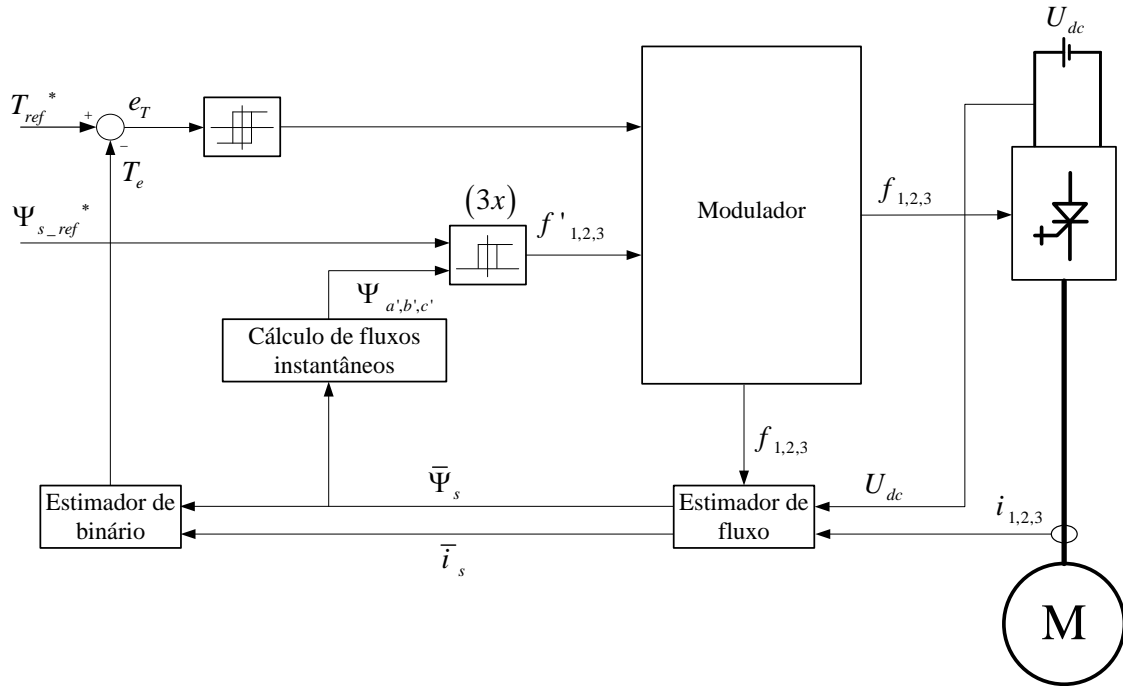


Figura 3.9 – Esquema de blocos para de implementação do método DSC.

No esquema da Figura 3.9, o modulador implementa as condições da Tabela 3.3, de onde são obtidos os vectores de tensão com os respectivos sinais lógicos para cada braço do ondulator de tensão trifásico, o cálculo dos fluxos instantâneos implementa a decomposição do fasor espacial do fluxo do estator das suas componentes α e β para as componentes segundo os eixos a' , b' e c' , dadas pelas expressões (3.8), (3.9) e (3.10) e o estimador do binário electromagnético implementa a expressão (3.12), que calcula o binário instantâneo da máquina assíncrona trifásica através das componente α e β das correntes e do fluxo do estator.

$$T_e = n_{pp} (\Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.12)$$

O estimador de fluxo será descrito em pormenor no subcapítulo seguinte, porque é este estimador que realiza a aquisição do fasor espacial do fluxo do estator e do fasor das correntes, ambos no referencial $\alpha\beta\gamma$, com elevada importância e necessário para os métodos DSC e DTC.

Este método apresenta um factor bastante limitativo, que influencia directamente o tempo de resposta a variações de binário, resultante dos tempos de atraso nos circuitos de controlo, devido às baixas frequências de comutação dos dispositivos semicondutores utilizados e para os quais o método foi desenvolvido.

3.2.1 Estimador de fluxo do estator

A obtenção do fasor espacial de fluxo instantâneo do estator é efectuada através de cálculo matemático, baseado na amostragem das três correntes de fase da máquina $i_{1,2,3}$, na amostragem da tensão U_{dc} do barramento DC que alimenta o ondulator de tensão trifásico, proveniente do rectificador de tensão trifásico e a partir do vector de tensão que está a ser aplicado ao ondulator através das funções de comando f_1 , f_2 e f_3 , que contém os estados lógicos para os semicondutores de potência de cada braço. É também neste observador de fluxo que é obtido o fasor das correntes no referencial $\alpha\beta\gamma$, necessário para o estimador de binário.

Sabendo que,

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} \quad (3.13)$$

Facilmente se obtém a equação de suporte do observador de fluxo do estator da equação anterior (3.13), que é dada pela seguinte equação,

$$\bar{\Psi}_s = \int (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (3.14)$$

O fasor das correntes no referencial $\alpha\beta\gamma$ (3.15), é obtido aplicando directamente a transformação geométrica do referencial 123 para o referencial $\alpha\beta\gamma$, com a aplicação da inversa da matriz Concordia, através da expressão (2.44).

$$\bar{i}_s = \bar{i}_{\alpha\beta} = C^T \bar{i}_{123} \quad (3.15)$$

$$\bar{i}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_1 + i_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_3 e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (3.16)$$

O vector de tensão que está a ser aplicado à máquina, é obtido de forma semelhante ao fasor das correntes, mas neste caso, são considerados os estados dos semicondutores através do vector de tensão que está a ser aplicado ao ondulator, porque em cada instante é possível determinar a tensão aplicada a cada uma das fases da máquina, sem haver necessidade da medição destas, mas a tensão do barramento DC tem de ser adquirida.

$$\bar{u}_s = \bar{u}_{\alpha\beta} = C^T \bar{u}_{123} \quad (3.17)$$

$$\bar{u}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(f_1 + f_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + f_3 e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) U_{dc} \quad (3.18)$$

Verifica-se que quanto menor for a frequência de comutação dos semicondutores, influenciando directamente a frequência da tensão que alimenta o estator, maior é a influência do valor das resistências dos enrolamento do estator, R_s , no cálculo do fasor do fluxo do estator (3.14) e, por acção deste, no cálculo do binário. Quanto maior for a incerteza do valor da resistência dos enrolamentos do estator, maior será o erro na determinação do fasor do fluxo e do binário, tornando o controlo mais instável. Verifica-se também, que para baixas frequências, a velocidade de rotação do fasor espacial do fluxo do rotor também é menor, pelo que a variação do ângulo α_{sr} é efectuada de forma mais lenta, o que leva a variações mais lentas do valor de binário, (3.11), provocando tempos de resposta proporcionalmente mais elevados.

3.3 Método de Controlo Directo de Binário - DTC

O controlo directo de binário - DTC foi desenvolvido numa fase posterior ao método do método DSC, resultante de uma grande evolução dos semicondutores de potência, sendo possível obter frequências de comutação elevadas com correntes e/ou tensões elevadas, como o caso dos IGBTs. Com esta limitação ultrapassada que o método DSC apresenta, como referido, é possível manter o fasor espacial do fluxo do estator segundo uma trajectória circular, contrariamente à trajectória hexagonal, utilizada no DSC.

Assim, neste método do DTC, a trajectória assenta na manutenção do fluxo do estator e do binário dentro de faixas de histerese em torno da referência desejada, sendo a trajectória do fluxo circular, o que leva a que as formas de onda da tensão de alimentação tenham uma forma de onda bastante próxima da sinusóide.

Os vectores de tensão disponíveis e utilizados no método DTC são exactamente os mesmos do método DSC, e estão representados na Figura 3.4.

Como no DSC, neste método DTC o plano do fasor espacial do fluxo do estator também é repartido em seis sectores, com correspondência aos vectores de tensão que podem ser aplicados pelo ondulator de tensão trifásico. Contudo, e como se verifica na Figura 3.10, foi efectuada uma rotação de 30° no sentido inverso aos sectores para que os vectores de tensão assentem na bissectriz de cada sector, facilitando a escolha dos vectores mais adequados.

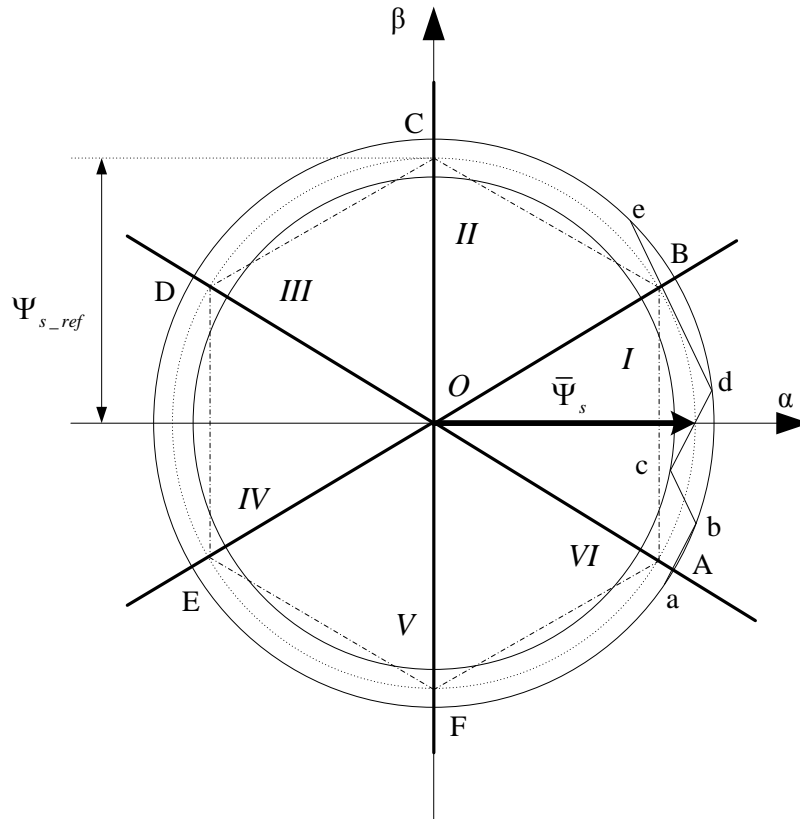


Figura 3.10 – Sectores após rotação de 30° no sentido inverso.

A partir da Figura 3.4 e Figura 3.10, é possível retirar a relação entre o sector e os vectores de tensão. Considerando como exemplo o sector I, para levar o fasor espacial do fluxo do ponto A para o ponto B com uma trajetória (a,b,c,d,e) o mais próxima possível da circular, é necessário provocar o aumento e diminuição da amplitude deste dentro da gama de histerese para que, em valores médios, a sua amplitude tenha um valor constante e próximo da referência, que será o valor médio da gama de histerese. Assim, neste sector, os vectores de tensão que melhor desempenho terão, serão o vector v_2 , que levará o fasor de fluxo até ao valor superior de histerese e o vector v_3 que levará o fasor de fluxo até ao valor inferior de histerese. A não utilização dos vectores v_1 e v_4 será descrita posteriormente. Como se pode verificar com o sentido dos vectores de tensão aplicados, após várias comutações, o sentido de rotação será o directo, do ponto A para o ponto B.

Com a relação anterior entre os vectores de tensão e o sector onde o fasor espacial de fluxo se encontra é possível construir a Tabela 3.4 com as várias correspondências de sectores com vectores de tensão para o sentido directo.

Tabela 3.4 – Correspondência dos sectores e dos vectores de tensão correspondentes – sentido directo.

Sector	I	II	III	IV	V	VI
Intervalo	$[-30^\circ, 30^\circ]$	$[30^\circ, 90^\circ]$	$[90^\circ, 150^\circ]$	$[150^\circ, 210^\circ]$	$[210^\circ, 270^\circ]$	$[270^\circ, 330^\circ]$
Vectores	$v_2 e v_3$	$v_3 e v_4$	$v_4 e v_5$	$v_5 e v_6$	$v_6 e v_1$	$v_1 e v_2$

Para o sentido inverso, basta substituir os índices dos vectores de tensão, v_i , do sentido directo por $i+3$ ou por $i-3$ de modo a que o valor i fique dentro do conjunto $\{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$, originando a Tabela 3.5.

Tabela 3.5 – Correspondência dos sectores e dos vectores de tensão correspondentes – sentido inverso.

Sector	I	II	III	IV	V	VI
Intervalo	$[-30^\circ, 30^\circ]$	$[30^\circ, 90^\circ]$	$[90^\circ, 150^\circ]$	$[150^\circ, 210^\circ]$	$[210^\circ, 270^\circ]$	$[270^\circ, 330^\circ]$
Vectores	$v_5 e v_6$	$v_6 e v_1$	$v_1 e v_2$	$v_2 e v_3$	$v_3 e v_4$	$v_4 e v_5$

Como os sectores entre o método DSC e o método DTC apresentam uma relação de -30° , as relações calculadas para a decomposição das componentes α e β do fasor do fluxo para os três eixos a , b e c também terão de sofrer uma rotação. Assim, são considerados os três eixos originais a , b e c , representados na Figura 3.11, de modo a manter eliminada a limitação inicial demonstrada anteriormente para os sectores da Figura 3.3.

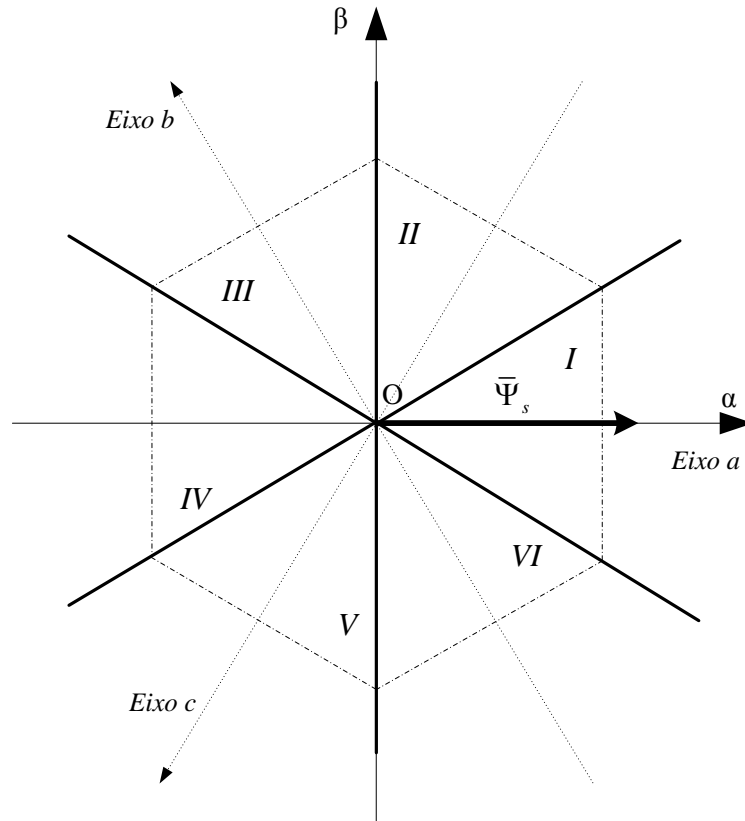


Figura 3.11 – Eixos a , b e c para determinação do sector no método DTC.

Das componentes a e β do fasor do fluxo, determinam-se as novas componentes segundas os eixos a , b e c , com recurso à interpretação geométrica representada na Figura 3.12.

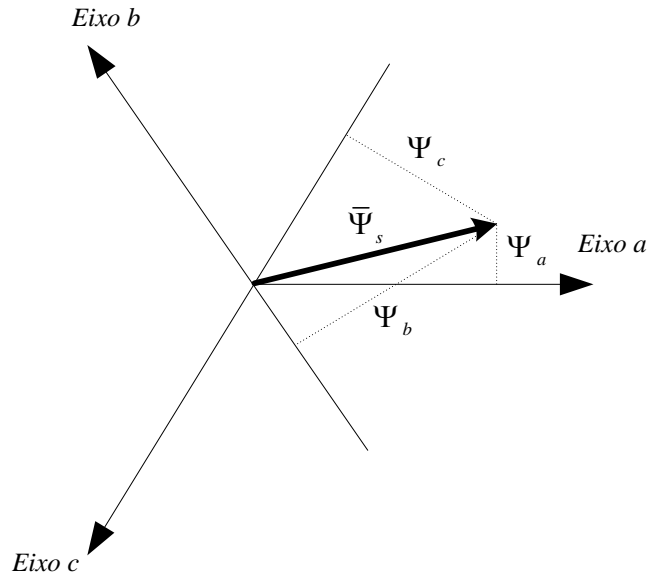


Figura 3.12 - Projecção do fluxo do estator nos eixos a , b e c .

Obtém-se a componente segundo o eixo a ,

$$\Psi_a = \Psi_{s\alpha} \quad (3.19)$$

Segundo o eixo b ,

$$\Psi_b = \Psi_{s\alpha} \cos\left(\frac{5\pi}{3}\right) + \Psi_{s\beta} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = -\frac{1}{2}\Psi_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}\Psi_{s\beta} \quad (3.20)$$

Segundo o eixo c ,

$$\Psi_c = \Psi_{s\alpha} \cos\left(\frac{5\pi}{3}\right) + \Psi_{s\beta} \cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) = -\frac{1}{2}\Psi_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}\Psi_{s\beta} \quad (3.21)$$

Com estas novas correspondências segundo os eixos a , b e c , obtém-se uma combinação única para cada sector, conforme Tabela 3.6.

Tabela 3.6 – Definição dos sectores do fluxo.

Sector	I	II	III	IV	V	VI
Sinais (a, b e c)	+ - -	+ + -	- + -	- + +	- - +	+ - +

Os vários vectores de tensão que podem ser aplicados no sector I, Tabela 3.4 e Tabela 3.5, e as suas acções sobre o fasor do fluxo do estator e o binário electromagnético da máquina, mediante o sentido de rotação pretendido, estão

representados na Figura 3.13. Na Figura 3.13 os vectores v_2 e v_3 estão associados ao sentido directo e os vectores v_5 e v_6 ao sentido inverso. Considerando a resistência dos enrolamentos do estator, R_s , desprezável, a trajectória do fasor do fluxo, Ψ_s , evoluirá de acordo com o vector de tensão aplicado.

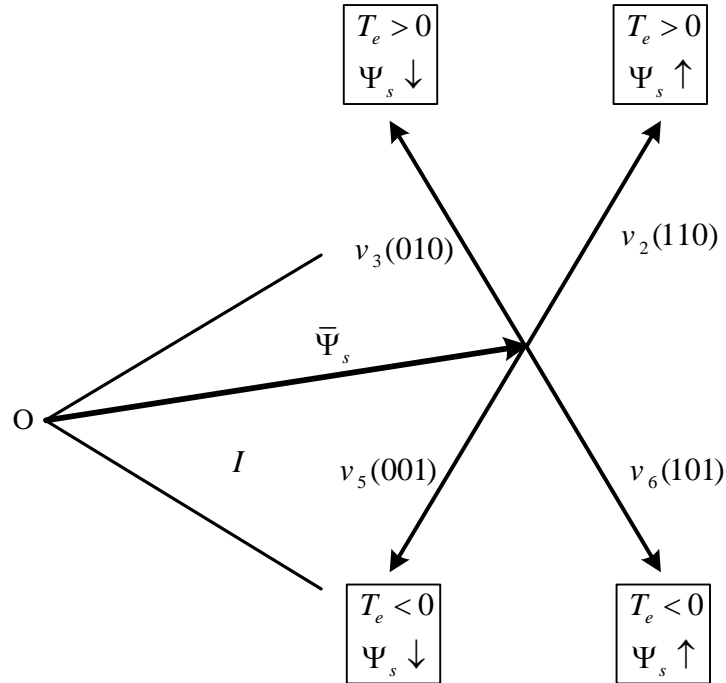


Figura 3.13 – Exemplo de aplicação dos vectores de tensão para o sector 1.

Decompondo o vector de tensão v_2 , Figura 3.14, segundo dois eixos ortogonais entre si, x e y , de forma que o eixo x assente segundo a direcção do fasor de fluxo $\bar{\Psi}_s$, obtém-se:

$$\bar{v}_2 = \bar{v}_{2x} + \bar{v}_{2y} \quad (3.22)$$

A componente \bar{v}_{2x} tem o mesmo sentido de $\bar{\Psi}_s$ o que irá provocar o aumento da amplitude deste ($\frac{d\Psi_s}{dt} > 0 \Rightarrow \Psi_s$ crescente) e a componente \bar{v}_{2y} encaminha a rotação para o sentido directo ($T_e > 0$), de acordo com Figura 3.13.

O esquema de blocos do método do DTC está representado na Figura 3.15.

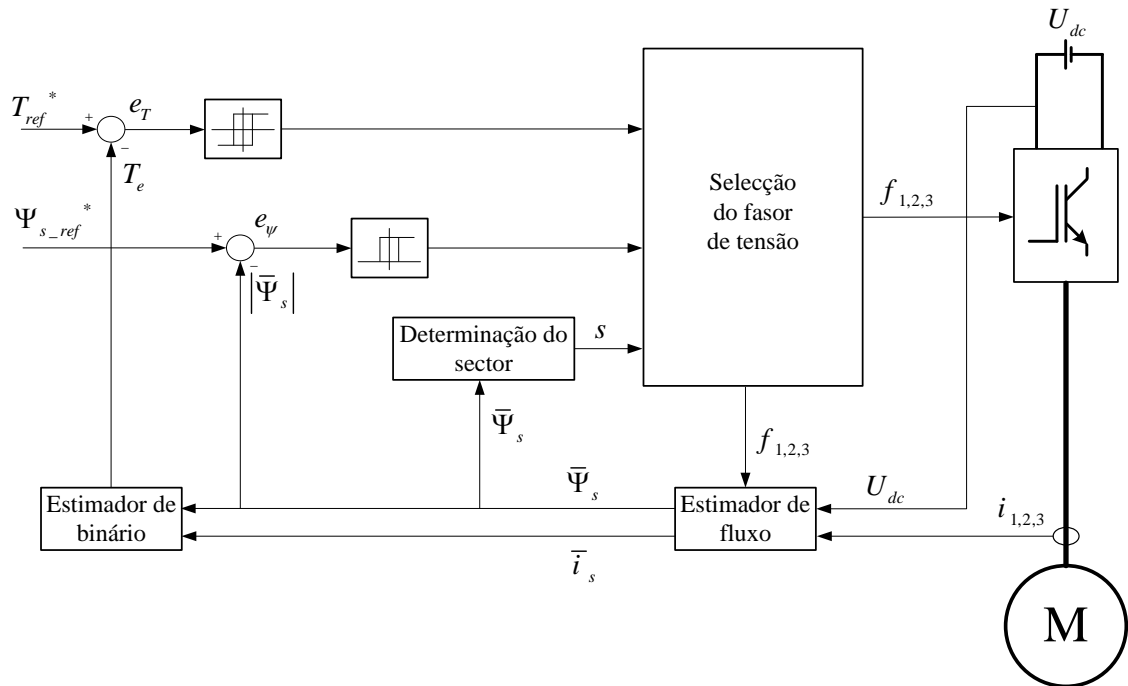


Figura 3.15 – Esquema de blocos para implementação do método DTC.

No método do DTC, a necessidade de comparação entre os valores de referência (binário e fluxo) com os respectivos valores instantâneos, exige a presença do observador de fluxo, descrito no subcapítulo 3.2.1. O rigor da resposta deste observador e estimação é fulcral para um bom desempenho dinâmico do sistema.

3.3.1 Estratégias de comutação para o método DTC

O método DTC centra todas as suas principais características de funcionamento no módulo de selecção dos vectores que são aplicados ao ondulator de tensão trifásico, que por sua vez darão origem aos vectores de tensão aplicados à máquina assíncrona trifásica. O módulo de selecção dos vectores tem como entradas o sinal de erro do binário electromagnético, o sinal de erro do fluxo do estator (ambos resultantes da subtracção entre o valor de referência com o valor instantâneo) e o sector ocupado pelo fasor espacial do fluxo do estator. De acordo com a combinação destas três entradas o módulo irá ter na sua saída o estado lógico que será aplicado ao ondulator de tensão trifásico, resultando no vector de tensão mais adequando em cada instante que será aplicado à máquina assíncrona trifásica.

A partir da Tabela 3.7 é possível construir diversas estratégias de comutação que influenciam directamente a selecção dos vectores de tensão que serão aplicados ao estator da máquina assíncrona trifásica.

Serão abordadas cinco estratégias de comutação designadas por A, B, C, D e E, para operação a dois quadrantes e para operação a quatro quadrantes, quadrantes de funcionamento no plano no plano de funcionamento $\{T_e, \omega\}$, com e sem a utilização dos vectores de tensão nulos. As estratégias A, B e C serão apenas abordadas para comparação na selecção dos vectores de tensão que são utilizados. Esta dissertação centrará o seu estudo nas estratégias de comutação D e E.

As estratégias de comutação A, B, C e D, com excepção da estratégia E que também utiliza vectores de tensão nulos, têm a mesma selecção de vectores de tensão com o objectivo de aumento de binário. Assim, quando tem de existir um aumento de binário T_e produzido pela máquina assíncrona trifásica para um sector genérico $s \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$, e para as várias estratégias, se a amplitude do fasor de fluxo do estator $\bar{\Psi}_s$ tiver de aumentar, o vector de tensão a ser aplicado à máquina deverá ser v_{s+1} , se a amplitude do fasor de fluxo do estator $\bar{\Psi}_s$ tiver de diminuir, o fasor de tensão a ser aplicado à máquina deverá ser v_{s+2} , (Manuel Guerreiro, 2000). Com estas relações é possível generalizar e construir a Tabela 3.8.

Tabela 3.8 – Vectores de tensão a aplicar para aumento de binário – estratégias A, B, C e D.

		Vector de tensão
$T \uparrow$	$\Psi_s \uparrow$	v_{s+1}
	$\Psi_s \downarrow$	v_{s+2}

Para a diminuição de binário cada estratégia de comutação é individualizada. Três utilizam a operação a dois quadrantes de funcionamento no plano $\{T_e, \omega\}$, a estratégia A, B e C e duas utilizam a operação a quatro quadrantes de funcionamento no plano $\{T_e, \omega\}$, a estratégia D e E.

A estratégia de comutação A, Tabela 3.9, utiliza os vectores de tensão nulos, v_0 e v_7 . Esta estratégia não distingue o aumento da diminuição do fluxo do estator na diminuição de binário, deixando que a variação da sua amplitude seja provocada pelos vectores de tensão aplicados quando o binário tem de aumentar, como explicado anteriormente. A aplicação dos vectores de tensão nulos provoca a paragem do fasor de fluxo do estator, provocando a diminuição do ângulo entre este e o fasor do fluxo do rotor e por consequência a diminuição de binário (3.11). Como consequência, a diminuição de binário irá ocorrer como efeito secundário da paragem do fasor de fluxo do estator, o que terá um decrescimento mais lento, quando comparado com outras

estratégias. Para baixas velocidades de rotação, a utilização de vectores nulos pode provocar um enfraquecimento de campo não desejável.

Tabela 3.9 – Vectores de tensão a aplicar para diminuição de binário – estratégia A.

		Estratégia A
		Vector de tensão
$T \downarrow$	$\Psi_s \uparrow$	v_0, v_7
	$\Psi_s \downarrow$	v_0, v_7

A estratégia de comutação B, Tabela 3.10, utiliza os vectores de tensão nulos, v_0 e v_7 apenas quando tem de existir diminuição de binário e diminuição de fluxo no estator. Esta estratégia já distingue o aumento da diminuição do fluxo do estator. Quando o fluxo tem de aumentar, numa situação em que o binário tem de diminuir, é aplicado o vector de tensão v_s .

Tabela 3.10 – Vectores de tensão a aplicar para diminuição de binário – estratégia B.

		Estratégia B
		Vector de tensão
$T \downarrow$	$\Psi_s \uparrow$	v_s
	$\Psi_s \downarrow$	v_0, v_7

A estratégia de comutação C, Tabela 3.11, utiliza os vectores de tensão que provocam um efeito muito acentuado na variação da amplitude do fluxo do estator e uma fraca acção sobre a rotação deste. Esta estratégia pode ser utilizada em situações em que haja a necessidade de fortalecer o campo magnético.

Tabela 3.11 – Vectores de tensão a aplicar para diminuição de binário – estratégia C.

		Estratégia C
		Vector de tensão
$T \downarrow$	$\Psi_s \uparrow$	v_s
	$\Psi_s \downarrow$	$v_{s\pm 3}$

As estratégias D e E permitem a diminuição do binário numa operação a quatro quadrantes, porque utilizam vectores de tensão com influência directa sobre o binário, quando este tem de diminuir, de forma mais ou menos acentuada, de acordo com a necessidade de aumento ou diminuição do fluxo do estator.

A estratégia de comutação D, Tabela 3.12, só utiliza vectores de tensão não nulos na diminuição de binário que traduzem simetria à acção de aumento de binário definido na Tabela 3.8. Com esta selecção de vectores o binário pode diminuir muito rapidamente, mesmo a baixas velocidades de rotação, sendo o desempenho do controlo directo de binário (DTC) melhorado com a utilização desta estratégia (Manuel Guerreiro, 2000).

Tabela 3.12 – Vectores de tensão a aplicar para diminuição de binário – estratégia D.

		Estratégia D
		Vector de tensão
$T \downarrow$	$\Psi_s \uparrow$	v_{s-1}
	$\Psi_s \downarrow$	v_{s-2}

A estratégia de comutação E, Tabela 3.13, faz exactamente a mesma selecção de vectores não nulos que a estratégia D, contudo a histerese utilizada para o binário é a três níveis e quando o erro de binário se encontra no nível intermédio, que pode ser considerado um nível onde o binário não necessita de aumentar nem de diminuir, são aplicados vectores de tensão nulos. A utilização de vectores nulos provoca uma diminuição da frequência de comutação dos semicondutores e uma diminuição do *ripple* das formas de onda das componentes do fasor do fluxo do estator.

Tabela 3.13 – Vectores de tensão a aplicar – estratégia E.

		Estratégia E
		Vector de tensão
$\Psi_s \uparrow$	$T \uparrow$	v_{s+1}
	$T = 0$	v_0, v_7
	$T \downarrow$	v_{s+2}
$\Psi_s \downarrow$	$T \uparrow$	v_{s-1}
	$T = 0$	v_0, v_7
	$T \downarrow$	v_{s-2}

Como esta estratégia E será implementada, é necessário verificar qual o vector nulo aplicado que origina o menor número de novas comutações dos dispositivos semicondutores. Assim, obtém-se a Tabela 3.14, com a indicação dos vectores a aplicar, em função do sector onde o fasor do fluxo do estator se encontre, dos valores do sinal de erro do binário e do fluxo (*K. Idjdarene, A. Tounzi, D. Rekioua, T. Rekioua – Direct torque of na autonomous induction generator for the Wind energy conversion*).

Na Tabela 3.14 o símbolo $T = 0$ significa que o valor de binário encontra-se dentro do nível intermédio da janela de histerese onde serão aplicados os vectores de tensão nulos, o símbolo \uparrow significa que o binário ou fluxo terão de aumentar a sua amplitude e o símbolo \downarrow significa que o binário ou fluxo terão de diminuir a sua amplitude.

Tabela 3.14 – Vectores de tensão a aplicar discriminados – estratégia E.

Sector		Estratégia E					
		s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6
$\Psi_s \uparrow$	$T \uparrow$	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_1
	$T = 0$	v_7	v_0	v_7	v_0	v_7	v_0
	$T \downarrow$	v_6	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5
$\Psi_s \downarrow$	$T \uparrow$	v_3	v_4	v_5	v_6	v_1	v_2
	$T = 0$	v_0	v_0	v_0	v_0	v_0	v_0
	$T \downarrow$	v_5	v_6	v_1	v_2	v_3	v_4

O esquema do método do DTC que utiliza a estratégia E é ligeiramente diferente do esquema básico. A diferença, para além da estratégia da selecção do fasor de tensão, está na janela de histerese de três níveis e está representado na Figura 3.16.

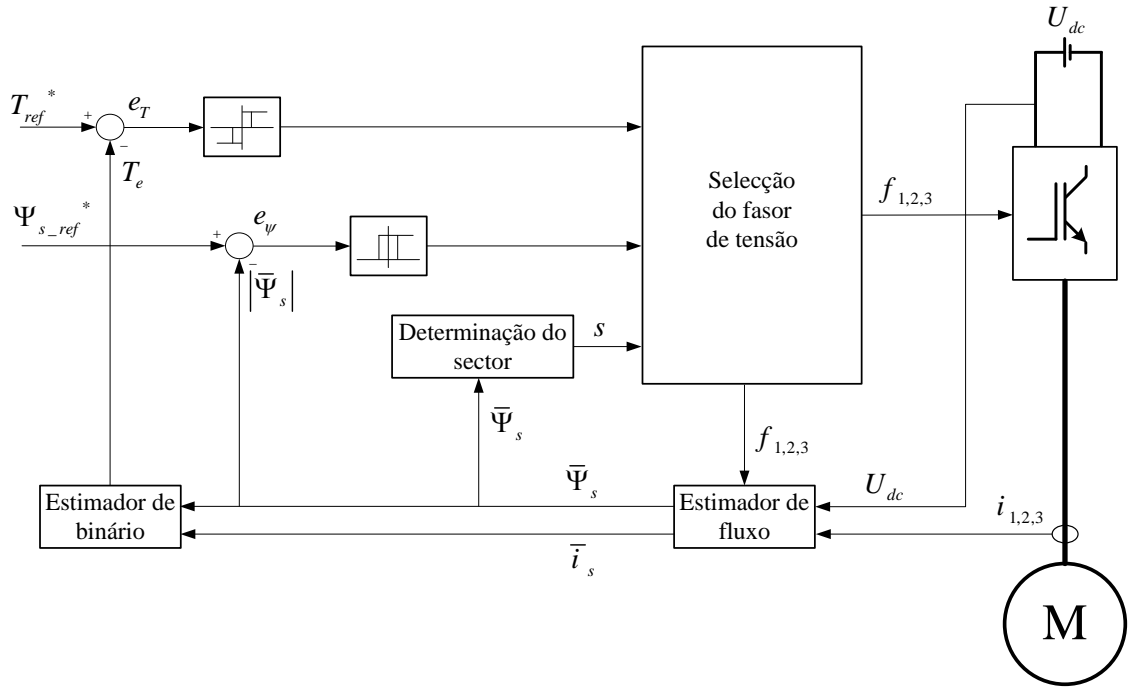


Figura 3.16 – Esquema de blocos da estratégia E de implementação do método DTC.

As duas estratégias de comutação D e E com a operação a quatro quadrantes de funcionamento no plano $\{T_e, \omega\}$, serão modelizadas para a sua utilização nas simulações numéricas e ensaios experimentais com conseqüente validação, tendo como base os diagramas de blocos das Figura 3.15 e Figura 3.16, respectivamente. Como referido anteriormente, o trabalho desenvolvido nesta dissertação assentou nestas duas estratégias de comutação para o método DTC.

3.4 Cadeia em malha fechada com controlador de velocidade

No desenvolvimento desta dissertação, um dos seus objectivos foi efectuar um controlo de velocidade em malha fechada, permitindo analisar o comportamento e robustez do método DTC em regime dinâmico e em regime permanente, para uma referência de velocidade. Para uma referência de velocidade com amplitude variável no tempo é possível verificar a variação da referência de binário que é exigida pela máquina assíncrona trifásica e o acompanhamento do binário instantâneo em função da referência imposta.

Para o fecho da malha com controlo de velocidade, é necessário efectuar a aquisição da velocidade angular instantânea da máquina assíncrona trifásica através de um sensor de velocidade. O sensor utilizado nos ensaios experimentais foi um *resolver*. O funcionamento e operação deste sensor serão descritos com maior pormenor no subcapítulo 4.3.3.

Após a aquisição da velocidade instantânea é efectuada uma comparação com a velocidade de referência e_ω , de acordo com o erro obtido afectado dos ganhos de um controlador do tipo proporcional integral (PI) de 1ª ordem, é imposta a respectiva referência de binário, permitindo que a máquina acompanhe com o menor erro possível a velocidade desejada em cada instante.

A malha fechada com controlador de velocidade está representada na Figura 3.17, onde estão representados os blocos com as funções de transferência do controlador de velocidade PI, $T_e^*(s)/e_\omega(s)$, do ondulator de tensão trifásico, $T_e(s)/T_e^*(s)$, e a equação da parte mecânica da máquina assíncrona trifásica, $\omega_m(s)/T_e(s)$. Na dinâmica do ondulator de tensão trifásico, $T_e(s)/T_e^*(s)$, admite-se uma aproximação a um sistema de 1ª ordem, caracterizada por um ganho K_e e um atraso τ_e . Na realimentação da malha o ganho K_ω considera-se unitário, porque a velocidade angular, ω_m , obtida da máquina assíncrona trifásica tem as mesmas unidades e factor de escala da velocidade angular, ω_m^* , de referência.

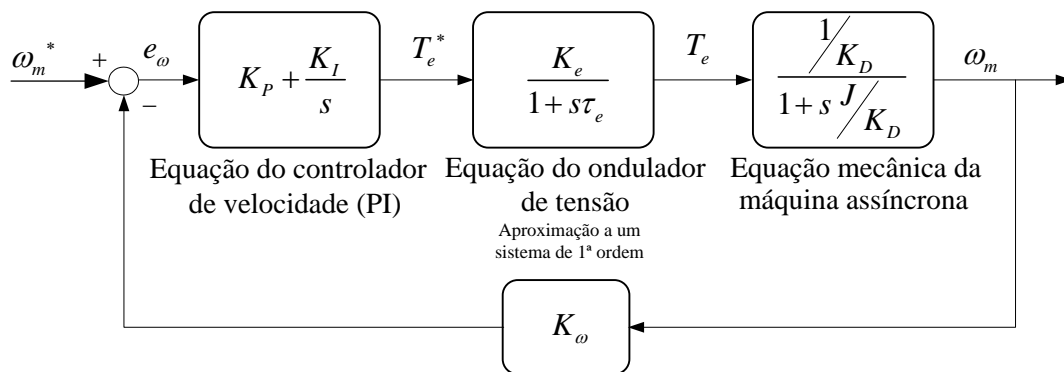


Figura 3.17 – Cadeia em malha fechada para controlo da velocidade.

A equação da parte mecânica da máquina assíncrona trifásica é obtida através da equação do binário (3.23), onde o binário resistivo da carga T_r é desprezado, K_D representa o coeficiente do atrito viscoso e J o momento de inércia da máquina. Este subsistema tem como entrada o binário electromagnético produzido pela máquina assíncrona trifásica e como saída a velocidade mecânica, ω_m , da máquina assíncrona.

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + K_D \omega_m + T_r \quad (3.23)$$

O ondulator de tensão trifásico é representado por uma equação de 1ª ordem, caracterizado por um ganho K_e , que relaciona a referência de binário imposto e o binário de saída, obtido após o ondulator de tensão trifásico. O atraso estatístico, τ_e , que define o tempo de atraso resultante da detecção das condições para uma nova comutação dos dispositivos semicondutores, da frequência de comutação e das indutâncias presentes. No caso do método do DTC, este atraso estatístico não é constante e existem vários factores que influenciam o seu valor, como as gamas de histerese utilizadas, a velocidade, binário e fluxo requeridas pela máquina assíncrona trifásica, o passo de cálculo do controlador e o tempo de amostragem da velocidade da máquina.

O controlador de velocidade é constituído por um compensador do tipo proporcional e integral, PI, onde K_p é o ganho proporcional e K_I o ganho integral. A função de transferência do compensador PI pode ser escrita de outra forma, como em (3.24) e (3.25), para que o zero e o pólo sejam notórios. Com esta representação facilmente associa-se o zero do compensador para poder cancelar o pólo dominante do sistema. Nesta nova equação, K_c será o ganho integral e $K_c \times \tau_c$ o ganho proporcional (3.31).

$$C(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (3.24)$$

$$C(s) = \frac{K_c(1 + s\tau_c)}{s} \quad (3.25)$$

A partir de (3.25) é possível calcular o zero e o pólo do compensador PI, (3.26).

$$\begin{cases} s = 0 \Rightarrow \text{pólo} \\ s = -\frac{1}{\tau_c} = -\frac{K_I}{K_p} \Rightarrow \text{zero} \end{cases} \quad (3.26)$$

Para o dimensionamento do compensador PI, começa-se por igualar o zero do compensador ao pólo dominante do sistema. O pólo dominante é o pólo da parte mecânica da máquina assíncrona (3.27).

$$\tau_c = J/K_D \quad (3.27)$$

Depois de obtida a função de transferência global (3.28), o ganho K_c é calculado através do critério mínimo ITAE, para equações de 2ª ordem para entrada em escalão, (3.29), o que resulta na equação (3.30). Para este dimensionamento são utilizados os valores das constantes K_D e J associados à máquina assíncrona trifásica.

$$\frac{T_e}{T_e^*} = \frac{\frac{K_c K_e}{K_D \tau_e}}{s^2 + s \frac{1}{\tau_e} + \frac{K_c K_e}{K_D \tau_e}} \quad (3.28)$$

$$\frac{\omega_0^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3.29)$$

$$K_c = \frac{K_D}{2\tau_e K_e} \quad (3.30)$$

$$\begin{cases} K_I = K_c \\ K_P = K_c \times \tau_c \end{cases} \quad (3.31)$$

Com o dimensionamento dos ganhos, K_I e K_P , do compensador PI, estão reunidas as condições para se proceder ao fecho da malha do controlo de velocidade. Com o fecho da malha e ao serem impostas referências de velocidades estacionárias ou dinâmicas deve-se proceder a um ajuste fino dos ganhos do compensador PI, porque nestes cálculos não estão implícitas todas as variáveis que influenciam a dinâmica do sistema nos ensaios experimentais, como por exemplo as indutâncias dos condutores, o passo de cálculo do controlo, o atraso estatístico, também ele dinâmico, entre outros.

3.5 Modelização em simulação numérica

3.5.1 Introdução

Com o avanço dos sistemas informáticos ao nível do *hardware*, onde actualmente existem processadores com vários núcleos que possibilitam grandes capacidades de processamento a velocidades elevadas e com preços reduzidos. Ao nível do *software* que possibilita a implementação e programação de modelos matemáticos complexos, com cálculos que requerem elevados processamentos, é possível implementar em ambiente de simulação, a modelização de diversos modelos matemáticos que representam os sistemas eléctricos, mecânicos, entre outros, que se pretende estudar o seu funcionamento e a sua implementação em sistemas ainda mais complexos.

A modelização e posterior simulação numérica permitem validar o projecto e o dimensionamento dos sistemas/modelos pretendidos. Desta forma permite proceder ao seu teste e ensaio exaustivo, com a simulação das diversas condições, em regime estacionário e dinâmico, bem como exigências de funcionamento extremas e difíceis de concretizar em ambiente laboratorial. Os sistemas implementados em simulação são aproximações matemáticas, o mais aproximado possível dos modelos reais, contudo existirão sempre algumas diferenças para com os sistemas reais. Mais uma vez, devido aos avanços da tecnologia informática e também dos modelos matemáticos, as simulações são cada vez mais próximas da realidade, pelo que todos os ensaios e optimizações que possam ser efectuados em ambiente de simulação, permitem ajudar na detecção de falhas importantes e ajudam a melhorar o sistema, para que quando este for implementado experimentalmente tenha o desempenho de acordo com o pretendido.

A simulação da modelização do método DTC, Figura 3.15 e Figura 3.16, para a máquina assíncrona trifásica, requer a implementação do modelo da máquina assíncrona trifásica, do modelo do ondulador de tensão trifásico, do estimador de fluxo e de binário, a selecção dos estados lógicos que serão aplicados ao ondulador de tensão trifásico, resultando no respectivo vector de tensão aplicado à máquina assíncrona trifásica.

A modelização será implementada com recurso ao *software Matlab/Simulink*, onde será possível verificar se os modelos implementados funcionam de acordo com o exigido através da execução de diversas simulações. Parte dos blocos, subsistemas e códigos de programação implementados nos modelos de simulação numérica, podem ser adaptados para a programação do controlo digital de sinal do fabricante *dSAPCE* para a utilização nos ensaios experimentais. Este controlador digital de sinal, de entre as várias opções de programação que dispõe, possui a solução com o *Matlab/Simulink*. Será efectuada a aquisição das grandezas eléctricas e mecânicas, necessárias para os cálculos do controlador, nomeadamente a corrente das três fases da máquina assíncrona, a tensão do barramento DC e a velocidade angular. Após todo este processo, serão

aplicados os sinais de comando aos dispositivos semicondutores do ondulator de tensão trifásico.

Seguidamente serão descritos de uma forma genérica os diversos blocos utilizados na simulação do controlo directo de binário. Os resultados da simulação serão apresentados em conjunto com os resultados experimentais no capítulo 5, para uma mais fácil comparação e análise de ambos os resultados.

3.5.2 Modelo de simulação numérica

A simulação numérica é representada pelo esquema geral que se encontra na Figura 3.18. Os principais subsistemas para a modelização e posterior simulação numérica têm como função a simulação da máquina assíncrona trifásica (“*Máquina Assíncrona DQ para Alfa_Beta*”), o ondulator de tensão trifásico (“*Ondulator Alfa_Beta*”) e o algoritmo do método DTC (“*Controlo directo de binário – DTC*”). Os subsistemas complementares (“*Estimador de Binário*”, “*Estimador de Fluxo*” e “*Cálculo da tensão aplicada à máquina assíncrona*”), que em simulação não são necessários, modelam os estimadores de fluxo e de binário e o cálculo da tensão aplicada à máquina assíncrona. Estes subsistemas não são necessários em simulação, porque no modelo da máquina assíncrona trifásico, desenvolvido no subcapítulo 2.1.5, as variáveis de estado obtidas são as grandezas físicas necessárias para o algoritmo do método DTC. Contudo, foram utilizados mesmo não tendo utilidade para as simulações numéricas. A utilização destes subsistemas nas simulações numéricas deveu-se ao facto da sua utilização ser extremamente importante nos ensaios experimentais, onde as grandezas físicas, como o binário electromagnético produzido pela máquina assíncrona, o fasor espacial do fluxo do estator e o vector de tensão aplicado à máquina assíncrona trifásica, necessárias para o algoritmo do método DTC terão de ser adquiridas e tratadas através destes subsistemas. Assim, para que as simulações numéricas realizadas fossem o mais próximo possível do modelo real, onde estes subsistemas serão utilizados, estes subsistemas foram utilizados nas simulações numéricas. A utilização destes subsistemas nas simulações numéricas, também permitiu eliminar possíveis erros de implementação/programação e melhorar o seu desempenho.

Para além dos subsistemas anteriores, existe um bloco que contém todos os *Scopes*. Os *Scopes* permitem visualizar a evolução temporal das diversas grandezas eléctricas e mecânicas, verificando-se o comportamento de todo o sistema.

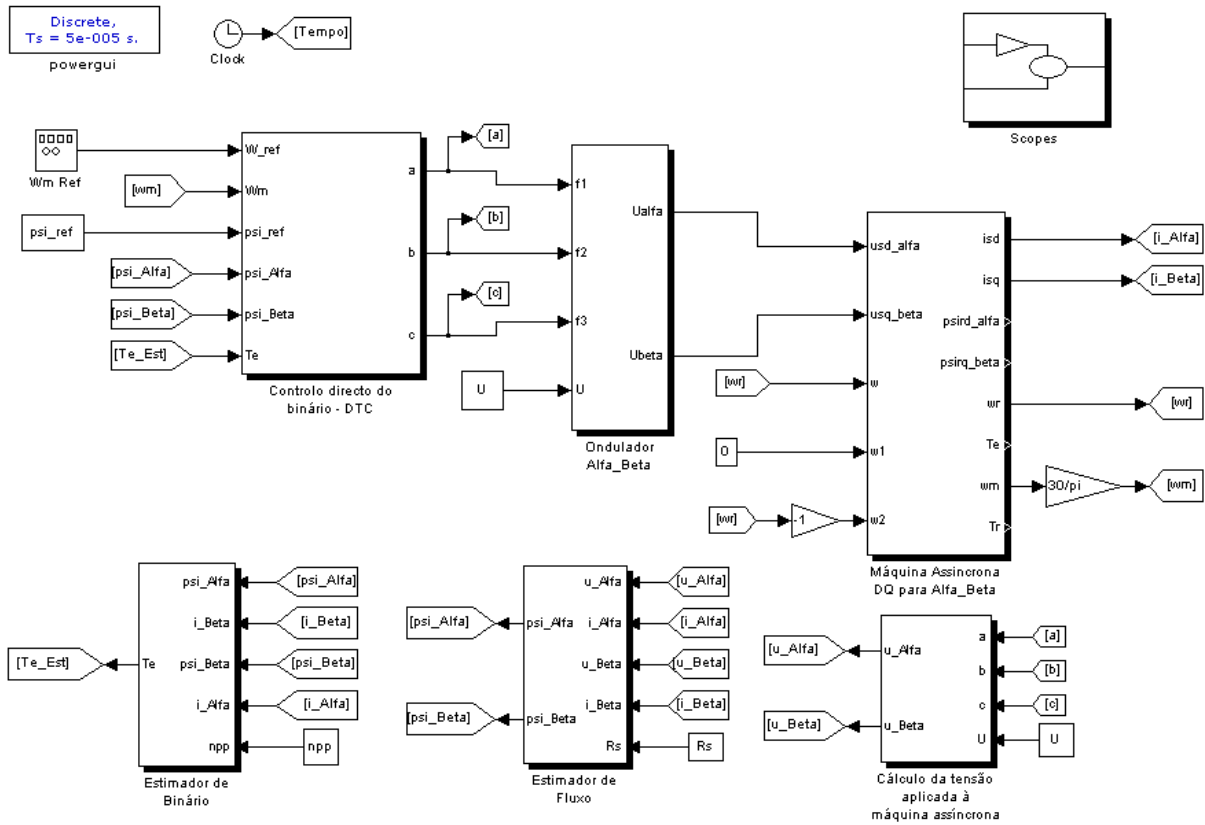


Figura 3.18 – Esquema geral do modelo de simulação numérica do método do Controlo Directo de Binário - DTC.

3.5.2.1 Bloco do Controlo Directo de Binário – DTC

Para o controlo directo de binário – DTC, o algoritmo de selecção do vector que será aplicado ao ondulador de tensão, mediante três valores de entrada, o erro de binário, o erro de fluxo e o sector onde o fasor do fluxo do estator se encontra. São igualmente necessários efectuar alguns cálculos auxiliares, como calcular a referência de binário a partir do erro de velocidade através de um controlador PI, o módulo do fluxo, os erros de binário e fluxo com as respectivas janelas de histerese e o cálculo do sector, constituindo no seu conjunto o bloco do controlo directo de binário, “*Controlo directo do binário – DTC*”.

Como representado e analisado no subcapítulo 3.3.1, esta dissertação baseia-se em duas estratégias de comutação, a estratégia D sem a utilização de vectores de tensão nulos e a estratégia E com a utilização de vectores de tensão nulos. Assim, o subsistema “*Cálculo do vector*” da Figura 3.21 tem implementado o algoritmo de selecção, que pode ser consultado no Anexo V. Este algoritmo foi implementado de acordo com a Tabela 3.8 e Tabela 3.12 para a estratégia D e com a Tabela 3.13 para a estratégia E. Terá como entradas o erro de binário electromagnético e de fluxo do estator em função das suas referências, dentro das gamas definidas pelas respectivas janelas de histerese, e também o sector onde o fasor espacial do fluxo se encontra.

Para o erro de binário existem diferentes janelas de histerese associadas às estratégias D e E. Para a estratégia D, Figura 3.19, a saída apenas tem o valor de -1, binário electromagnético produzido pela máquina assíncrona elevado, ou 1, binário electromagnético produzido pela máquina assíncrona reduzido. A outra janela de histerese da estratégia E, Figura 3.20, a sua saída tem os valores de -1 e 1, com o mesmo significado da estratégia D, mas agora existe uma subjanela de histerese, cujo valor de saída será 0, onde serão aplicados vectores de tensão nulos à máquina assíncrona trifásica sempre que o erro de binário se encontrar dentro da gama definida por essa subjanela.

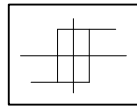


Figura 3.19 – Janela de histerese da estratégia D.

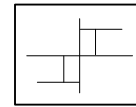


Figura 3.20 – Janela de histerese da estratégia E.

Para o erro de fluxo apenas existe uma janela de histerese, cujos seus valores de saída serão 1, fluxo do estator reduzido, ou 0, fluxo do estator elevado.

O sector é calculado por um bloco “*Cálculo do sector*” cujo algoritmo pode ser consultado no Anexo VI. Este algoritmo tem a implementação das equações (3.19), (3.20), (3.21) e da Tabela 3.6. Tem como entradas as componentes α e β do fasor espacial do fluxo do estator e como saída o número do sector onde o fasor espacial do fluxo se encontra a cada instante. O bloco “*Cálculo do vector*” terá como saída as três funções de comando f_1, f_2 e f_3 , para cada braço do ondulador de tensão trifásico.

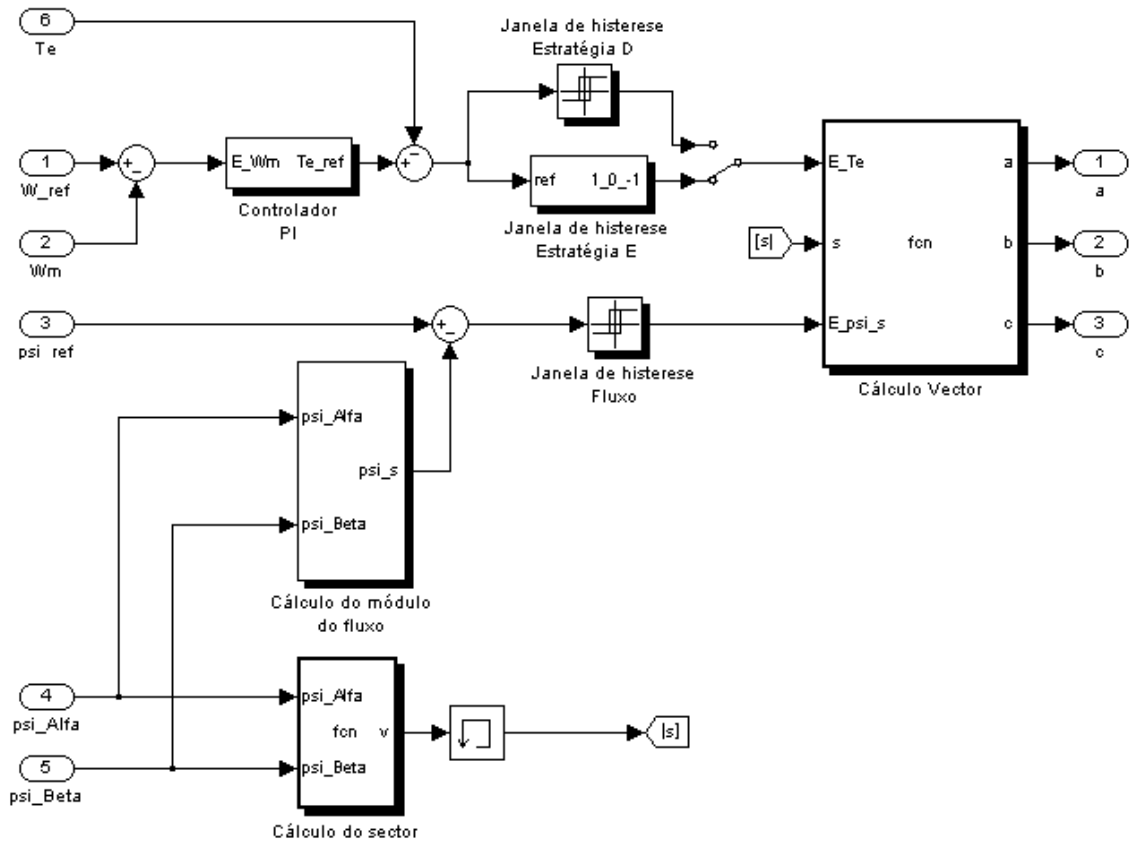


Figura 3.21 - Subsistemas do controlo directo de binário - DTC.

É também no subsistema do DTC, Figura 3.21, que está implementado o subsistema do controlador PI, “Controlador PI” de acordo com as deduções efectuadas no subcapítulo 3.4, e que implementa a equação (3.24). Tem como entrada o erro de velocidade angular, que resulta da diferença entre a velocidade angular de referência e a velocidade angular instantânea da máquina assíncrona trifásica e como saída a referência de binário. Para além do subsistema do controlador PI, existe um subsistema para cálculo do módulo do fasor espacial do fluxo do estator (“Cálculo do módulo do fluxo”), que tem como entradas as componentes α e β , e implementa a expressão

$$|\bar{\Psi}_s| = \sqrt{\Psi_{\alpha s}^2 + \Psi_{\beta s}^2}.$$

3.5.2.2 Subsistema do ondulador de tensão trifásico

Na Figura 3.23 é implementado o modelo que simula o ondulador de tensão trifásico no referencial 123. Na Figura 3.22, é efectuada a transformação da tensão obtida na saída do ondulador do referencial 123 para o referencial $\alpha\beta\gamma$, para ficar compatível com o modelo da máquina que está no referencial $\alpha\beta\gamma$.

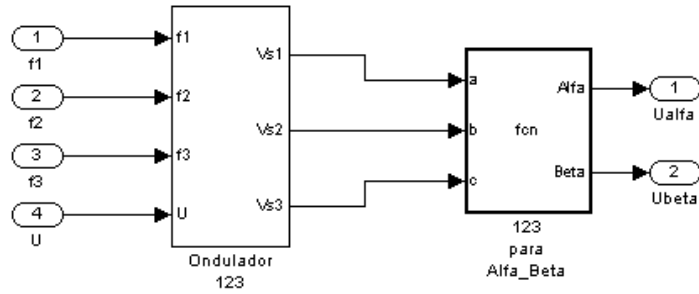


Figura 3.22 – Subsistema com o modelo do ondulador de tensão trifásico.

O subsistema “Ondulador 123”, Figura 3.22, tem como entradas os três estados lógicos das funções de comando f_1 , f_2 e f_3 provenientes do bloco “Controlo directo do binário – DTC” e o valor de tensão do barramento DC. Em simulação o valor será uma constante com o valor de 570V. Nos ensaios experimentais, este valor será adquirido com um transdutor de tensão. Esta tensão contínua tem associado um tremor, mas o seu valor médio será bastante próximo do utilizado em simulação.

Este subsistema implementa a equação (2.115) do modelo do ondulador de tensão trifásico no referencial 123. Na saída do subsistema “Ondulador 123” são obtidas as três tensões por fase que seriam aplicadas directamente à máquina assíncrona trifásica. Como o modelo da máquina utilizado está no referencial $\alpha\beta\gamma$ é necessário efectuar a conversão das tensões para o mesmo referencial. Assim, o subsistema “123 para Alfa_Beta” tem implementado a matriz Concordia, (2.42), da transformação do referencial 123 para o referencial $\alpha\beta\gamma$, o seu algoritmo pode ser consultado no Anexo VII.

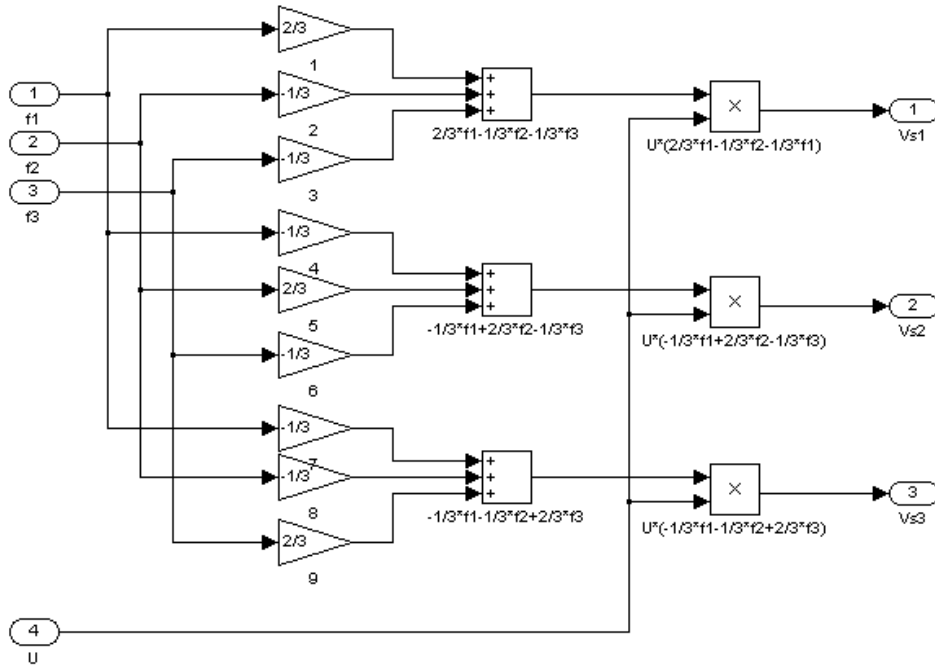


Figura 3.23 – Blocos do ondulador de tensão trifásico em 123.

3.5.2.3 Subsistema da máquina assíncrona trifásica

O subsistema da máquina assíncrona trifásica, Figura 3.25, tem implementado as equações da máquina assíncrona trifásica no referencial dqo . Por facilidade na utilização dos modelos matemáticos e redução da carga computacional resultante de se utilizar apenas a transformação do referencial de 123 para $\alpha\beta\gamma$, o modelo utilizado para a máquina assíncrona trifásica está no referencial $\alpha\beta\gamma$. No subcapítulo 2.1.5 foi deduzido o modelo da máquina assíncrona no referencial dqo , de acordo com as equações (2.99), (2.100), (2.101) e (2.102). Através da posição relativa entre ambos os referenciais representados na Figura 3.24 e a relação entre ângulos (3.32), obtém-se o modelo com as equações da máquina no referencial $\alpha\beta\gamma$. Esta opção também permite a utilização do modelo do ondulador de tensão trifásico no mesmo referencial $\alpha\beta\gamma$. Tem como entradas as tensões no referencial $\alpha\beta\gamma$ provenientes do bloco do ondulador de tensão trifásico e como saída as diversas grandezas eléctricas e mecânicas da máquina assíncrona.

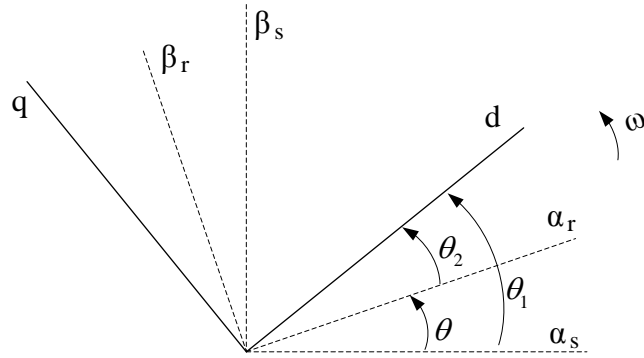


Figura 3.24 – Localização relativa dos referenciais dqo , $\alpha\beta_r$ e $\alpha\beta_s$.

Relação entre ângulos para se efectuar a passagem geométrica do referencial dqo para o referencial $\alpha\beta$.

$$\begin{cases} \theta = \theta_r \\ \theta_1 = 0 \\ \theta_2 = -\theta_r \end{cases} \quad (3.32)$$

No modelo da máquina assíncrona trifásica existem cinco subsistemas. Os dois primeiros subsistemas implementam as equações (2.99) e (2.100) para a obtenção das componentes α e β da corrente do estator, os dois subsistemas seguintes implementam as equações (2.101) e (2.102) para a obtenção das componentes α e β do fluxo do rotor. As componentes α e β estão respectivamente em analogia com as componentes d e q . O último subsistema implementa a equação (2.105) com binário electromagnético da máquina.

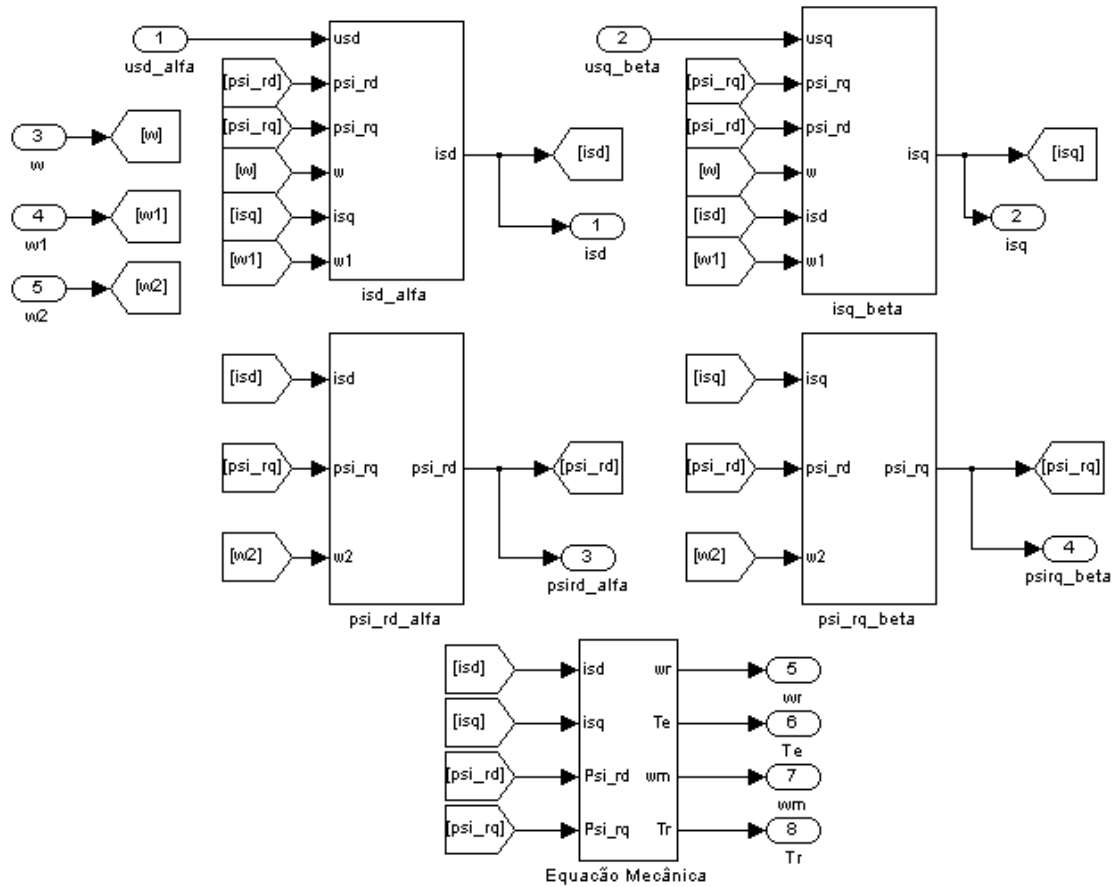


Figura 3.25 – Modelo da máquina assíncrona trifásica no referencial dq.

3.5.2.4 Subsistemas dos estimadores de fluxo e de binário

O subsistema “*Estimador de fluxo*”, Figura 3.26, tem como entrada a tensão que está a ser aplicada à máquina assíncrona e as correntes do estator da máquina assíncrona, ambas no referencial $\alpha\beta\gamma$. Tem a implementação da equação (3.14) para a obtenção das componentes α e β do fasor do fluxo do estator.

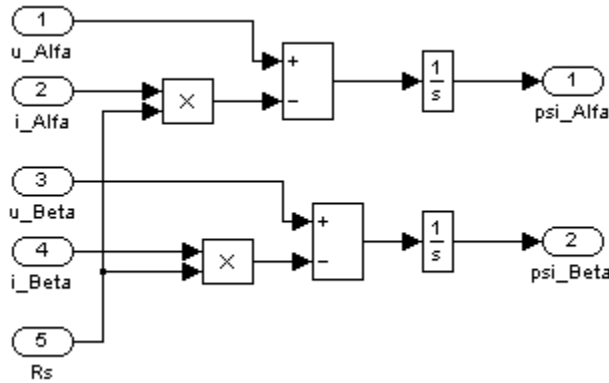


Figura 3.26 – Blocos do estimador de fluxo.

O subsistema “*Estimador de binário*”, Figura 3.27, tem como entradas o fluxo do estator da máquina, obtido no bloco “*Estimador de fluxo*”, as correntes do estator da máquina, ambos no referencial $\alpha\beta\gamma$ e o número de par de pólos da máquina assíncrona trifásica. Implementa a equação (3.12) e é obtido o binário electromagnético instantâneo da máquina.

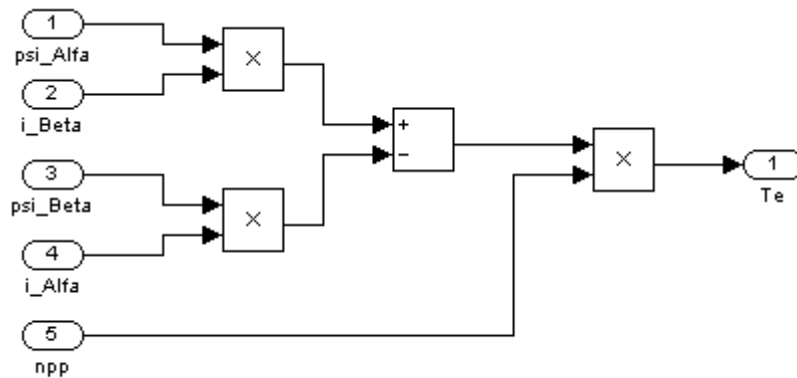


Figura 3.27 – Blocos do estimador de binário.

3.5.2.5 Subsistema de cálculo da tensão aplicada à máquina assíncrona

A tensão aplicada à máquina assíncrona no referencial $\alpha\beta\gamma$ é obtida directamente na saída do ondulador de tensão trifásico, contudo nos ensaios experimentais esta terá de ser calculada no bloco “*Cálculo da tensão aplicada à máquina assíncrona*”, Figura

3.28. Este subsistema terá como entrada as funções de comando f_1 , f_2 e f_3 , aplicadas ao ondulator de tensão trifásico, provenientes do bloco “Controlo directo de binário - DTC”, Figura 3.18, e a tensão do barramento DC. Implementa a equação (3.18) e efectua a conversão dos sinais lógicos do referencial 123 para o referencial $\alpha\beta\gamma$. As componentes α e β obtidas são multiplicadas pelo valor de tensão do barramento DC, obtendo-se assim a tensão aplicada à máquina no referencial $\alpha\beta\gamma$.

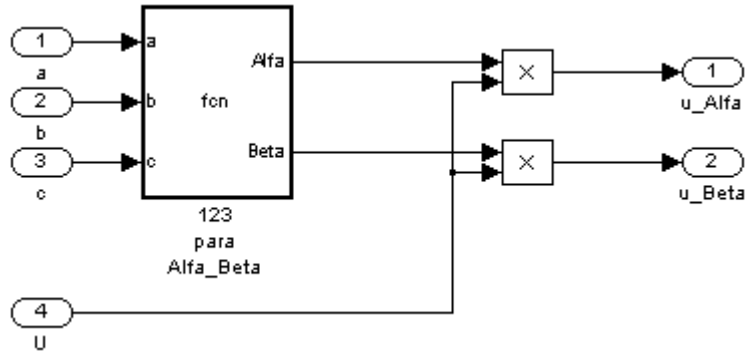


Figura 3.28 – Blocos de cálculo da tensão aplicada à máquina assíncrona do subsistema “Cálculo da tensão aplicada à máquina assíncrona”.

4 Implementação do protótipo experimental

4.1 Introdução

Para a realização dos ensaios experimentais foi projectado, dimensionado e construído um protótipo experimental, constituído por dois módulos distintos. A máquina assíncrona trifásica, o rectificador de tensão trifásico e o ondulator de tensão trifásico constituem o módulo de potência, o controlador digital de sinal do fabricante *dSPACE* em conjunto com a programação efectuada no *software Matlab/Simulink* e os circuitos de desacoplamento dos sinais de comando constituem o módulo de comando.

A implementação do rectificador de tensão trifásico e do ondulator de tensão trifásico foi efectuada com componentes de variadores electrónicos de velocidade descontinuados, cuja potência nominal apresenta valores suficientemente grandes para a realização dos diversos ensaios sem o risco de danificar estes componentes.

A máquina assíncrona utilizada foi uma máquina existente no laboratório da Secção de Electrónica Industrial da Área Departamental de Engenharia e Sistemas de Potência e Automação (ADESPA).

O algoritmo de controlo foi implementado com recurso ao *software Matlab/Simulink* e o controlador digital de sinal do fabricante *dSPACE* foi utilizado como processador e interface, através de entradas/saídas analógicas e digitais, entre o algoritmo e as grandezas eléctricas e mecânicas.

Foram realizadas duas placas de circuito impresso, uma para efectuar a amostragem das três correntes de fase e da tensão do barramento DC, que são utilizados no algoritmo que está a ser executado no controlador digital de sinal, e outra para efectuar o desacoplamento dos sinais que comandam os semicondutores do ondulator de tensão trifásico, sinais obtidos no controlador digital de sinal.

A velocidade angular da máquina assíncrona trifásica, também necessária para o algoritmo no controlo de velocidade, foi adquirida com recurso a um *resolver*.

4.2 Módulo de Potência

4.2.1 Rectificador de tensão trifásico em ponte

A tensão contínua (DC) que alimenta o ondulador de tensão trifásico foi obtida com recurso a um rectificador de tensão trifásico em ponte não controlado, com estrutura compacta, Figura 4.1. Este rectificador de tensão trifásico é constituído por uma ponte de díodos, onde se encontram os seis díodos rectificadores. O rectificador é do fabricante *Nihon Inter Electronics Corporation* com a referência PT100S16, permitindo alimentar cargas com uma corrente de 100A.



Figura 4.1 – Fotografia do módulo integrado de potência com a ponte de díodos rectificadores.

Para além do rectificador em ponte, são necessários outros componentes para a obtenção da tensão contínua. Os componentes são: uma resistência de pré-carga (R_a) do banco de condensadores e de um relé para a curto-circuitar após a carga, um banco de condensadores electrolíticos (C) com capacidade elevada, resistências (R_c) de equilíbrio de carga dos condensadores e uma resistência (R_b) para dissipação rápida de energia do barramento DC. O esquema de princípio do rectificador de tensão trifásico está representado na Figura 4.2.

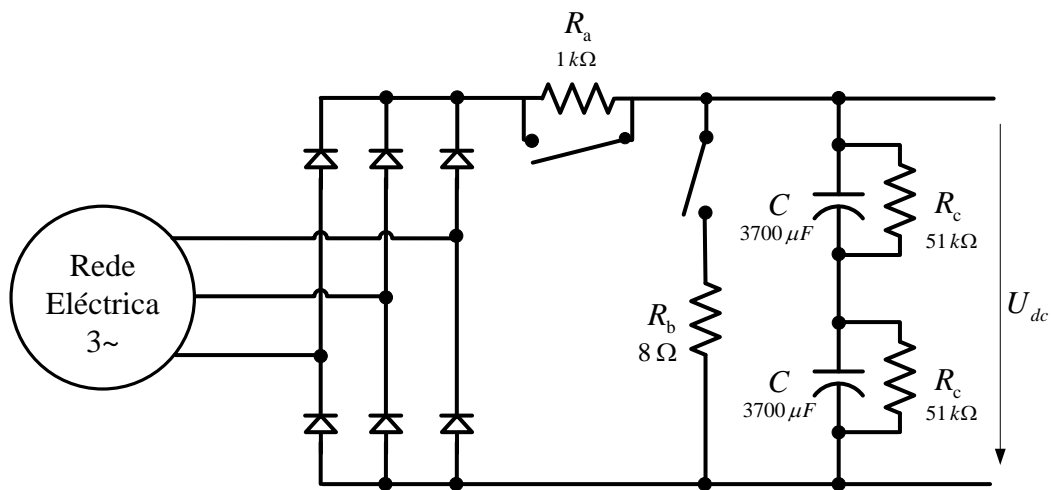


Figura 4.2 – Esquema de princípio do rectificador de tensão trifásico em ponte.

O funcionamento do rectificador de tensão trifásico assenta no módulo de rectificação, ponte de díodos, da Figura 4.1. Este módulo é alimentado na entrada por uma tensão alternada trifásica (AC), cujos valores nominais são os da tensão da rede pública 230/400V. No lado da saída é obtida uma tensão praticamente contínua, com valor médio positivo, mas que apresenta um índice de pulsação de seis. Esta tensão irá ser submetida a um alisamento no banco de condensadores. Contudo, enquanto os condensadores não estiverem com alguma carga, estes não podem ser alimentados directamente, pelo que é utilizada a resistência de pré-carga (R_a), sendo curto-circuitada pelo contactor após a pré-carga.



Figura 4.3 – Fotografia do rectificador de tensão trifásico em ponte e restantes componentes.

Durante a realização dos ensaios experimentais esta resistência de pré-carga não foi utilizada. Para ultrapassar o problema da alimentação directa dos condensadores pelo rectificador de tensão trifásico foi utilizado um autotransformador entre a tensão da rede pública e o módulo de rectificação, permitindo subir a tensão de uma forma gradual, controlando assim, a carga nos condensadores.

O banco de condensadores utilizados é constituído por dois condensadores electrolíticos com uma capacidade de $3700\mu\text{F}$ em série, permitindo dividir de igual forma a tensão contínua obtida da rectificação trifásica (570V). Ao ser efectuado o alisamento da tensão contínua é obtido um tremor máximo de 3V, o que é perfeitamente aceitável para os valores de tensão em causa. Cada condensador tem em paralelo uma resistência (R_c). Esta resistência permite equilibrar a tensão aos terminais de cada condensador e dissipar a energia acumulada neste, quando o rectificador é retirado de funcionamento.

Para além dos componentes anteriores, existe a resistência (R_b) com baixo valor óhmico, que permite dissipar elevadas potências. Tem como função dissipar energia quando a tensão do barramento DC sobe acima dos 600V, sendo necessário a dissipação de energia para garantir que não hajam danos no módulo de potência. Esta elevação da

tensão do barramento DC sucede quando a máquina assíncrona funciona como gerador resultantes de travagens ou inversões do sentido de rotação.

Como interruptor para a resistência de dissipação, podem ser utilizados contactores de potência ou semicondutores de potência (IGBTs, MOs).

4.2.2 Ondulador de tensão trifásico em ponte

A tensão de alimentação (AC) para a máquina assíncrona trifásica irá ser obtida através de um ondulador de tensão trifásico em ponte. Este ondulador irá disponibilizar, as tensões AC, com diferentes conteúdos harmónicos, através da comutação dos dispositivos semicondutores da tensão contínua (DC) proveniente do rectificador de tensão trifásico. O módulo compacto utilizada ponte de IGBTs do fabricante MITSUBISHI, com a referência PM75CVA120, Figura 4.4. Permite tensões contínuas de 1200V na entrada e uma corrente de 75A de saída.



Figura 4.4 – Fotografia do módulo compacto de potência do fabricante MITSUBISHI.

Este módulo compacto contém os díodos de roda livre integrados, bem como os circuitos de disparo e protecção dos IGBTs, como se pode verificar na Figura 4.5. Os circuitos de disparo e protecção disponibilizam um sinal (FO) que indica a falha do IGBT, em caso de curto-circuito, temperatura elevada ou tensão DC reduzida. Este sinal não foi utilizado para a detecção de falhas, pelo que teve de ser ligado ao ponto de massa (0V) de cada IGBT para que o módulo funcionasse correctamente.

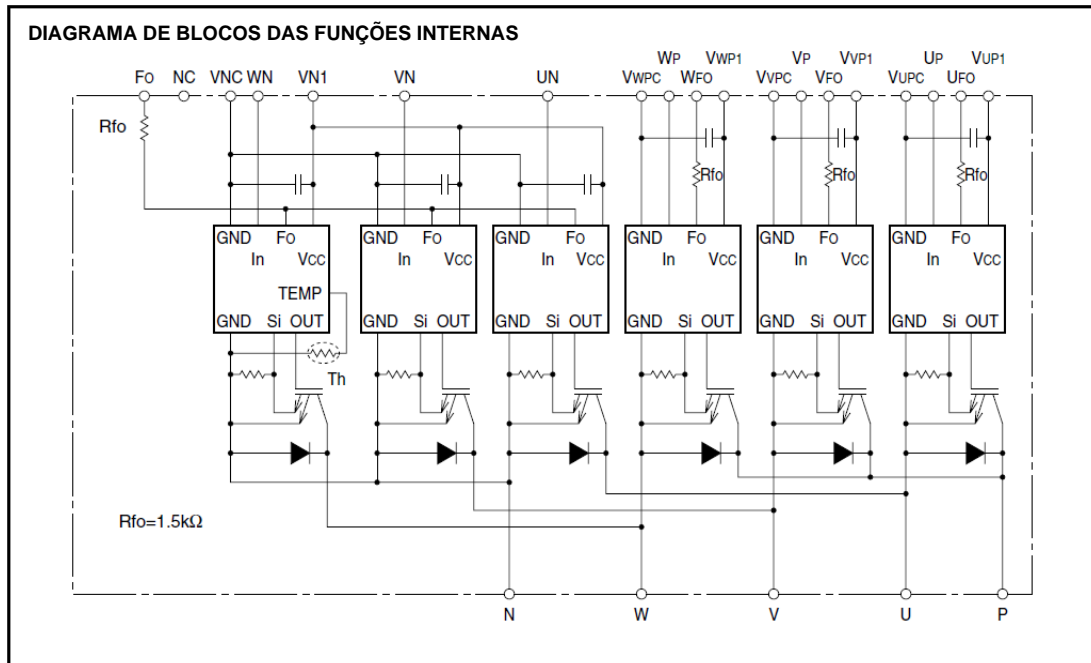


Figura 4.5 – Diagrama de blocos das funções internas do módulo integrado de potência.

Os sinais de disparo (UP, VP, WP, UN, VN e WN) para os IGBTs terão de ter lógica invertida. Quando o seu valor lógico for 0, o semiconductor estará à condução, quando o seu valor lógico for 1 o semiconductor estará ao corte. A inversão de lógica é feita na placa de circuito impresso de desacoplamentos dos sinais de disparo.

4.2.3 Máquina assíncrona trifásica

A máquina assíncrona trifásica utilizada, foi uma máquina do fabricante SEW cujo modelo é DT90L4/VR/ES1S, Figura 4.6 e Figura 4.7. Esta máquina será alimentada pelo ondulator de tensão trifásico e os seus enrolamentos estão ligados em estrela.



Figura 4.6 – Fotografia da máquina assíncrona trifásica com ventilação forçada e sensor de velocidade.

As características nominais da máquina assíncrona são as seguintes:

- Tensão de alimentação: 220-240V (triângulo) / 380-415V (estrela)
- Corrente nominal: 6,40A (triângulo) / 3,70A (estrela)
- Frequência nominal: 50Hz
- Potência nominal: 1,5kW
- Velocidade nominal: 1410rpm

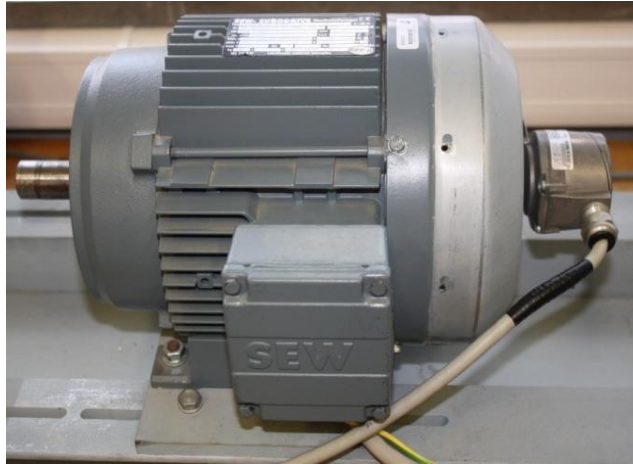


Figura 4.7 – Fotografia com o pormenor do sensor de velocidade acoplado à máquina assíncrona.

Esta máquina é refrigerada com ventilação forçada e contém um ventilador alimentado separadamente, para que possa funcionar a velocidades baixas sem haver o risco de sobreaquecimento. Para além do ventilador, contém um *resolver* para medição da velocidade, conforme pormenor Figura 4.7.

Por fase e em série com os enrolamentos do estator da máquina assíncrona trifásica foram colocadas duas bobines, Figura 4.8, cada com uma indutância de 4,84mH e uma resistência de 83,0m Ω , do fabricante SIEMENS, com a referência 4EM4911-7CB00.



Figura 4.8 – Bobines ligadas em série com os enrolamentos do estator da máquina assíncrona trifásica.

Estas bobines tiveram como principal objectivo o aumento da indutância por fase permitindo um maior amortecimento e consequente alisamento das formas de onda da corrente, correspondendo a uma diminuição das altas frequências da tensão que eram impostas à máquina.

As características nominais das bobines utilizadas são:

- Tensão nominal: 400V
- Corrente nominal: 9,0A
- Frequência nominal: 50Hz
- Indutância: 4,84mH
- Resistência: 83,0m Ω

4.3 Módulo de comando

4.3.1 Controlador digital de sinal

O algoritmo do controlo directo de binário (DTC) foi implementado e optimizado no *software Matlab/Simulink* no decorrer das simulações numéricas. Na construção do código para a realização dos ensaios experimentais, foram retirados alguns subsistemas existentes na simulação que simulam elementos que existem fisicamente, como o rectificador de tensão trifásico, o ondulator de tensão trifásico e a máquina assíncrona trifásica

A aquisição das grandezas físicas e o envio dos sinais de disparo para os IGBTs são efectuados por blocos específicos para interface com o controlador digital de sinal, modelo *ds1104* do fabricante *dSPACE*, Figura 4.9.

Com a implementação do algoritmo no *software Matlab/Simulink* e o rápido interface com o controlador digital de sinal, torna-se possível utilizar as linguagens de programação do *Matlab/Simulink*, utilizar os blocos testados exaustivamente nas simulações e efectuar correcções ou melhorias de uma forma bastante rápida e simples.

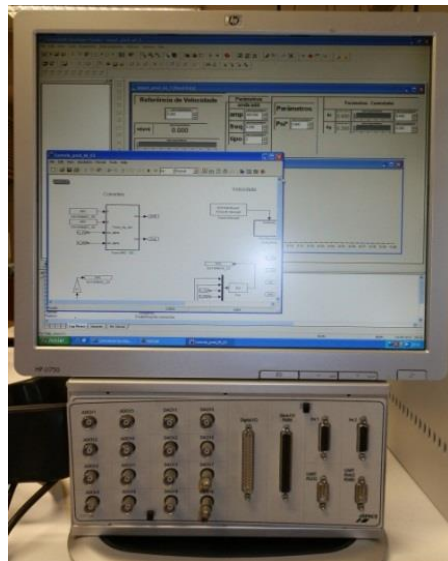


Figura 4.9- Fotografia do interface em hardware e software do controlador digital de sinal.

Com a utilização deste controlador digital de sinal foi possível construir uma interface gráfica com recurso ao *software ControlDesk*. Com este *software*, pode-se ter acesso em tempo real às diversas grandezas eléctricas e mecânicas da máquina assíncrona trifásica ou a parâmetros do algoritmo, bem como a alteração ou ajustamentos destes parâmetros para melhorar o desempenho do controlo.

Contudo, o principal objectivo do controlador digital de sinal é a geração dos seis sinais de comando para os IGBTs do ondulator de tensão trifásico, através do algoritmo

do método DTC. Terão de existir tempos mortos nas comutações, para que não ocorram curto-circuitos ao barramento DC o que danificaria o ondulator de tensão. Os tempos mortos são gerados pelo bloco “DS1104SL_DSP_PWM” do controlador digital de sinal e o tempo morto utilizado entre a comutação de semicondutores no mesmo braço do ondulator de tensão trifásico foi de $5\mu\text{s}$.

4.3.2 Desacoplamento dos sinais de comando

Os seis sinais de comando gerados pelo controlador digital de sinal estão todos referenciados à mesma massa, pelo que não podem ser aplicados directamente ao ondulator de tensão. Assim, foi projectado e construído um circuito em placa de circuito impresso, Figura 4.10, cujas principais funções são o isolamento galvânico dos sinais entre o controlador digital de sinal e o ondulator de tensão trifásico, a inversão de lógica dos sinais e a sua referenciação às tensões de emissor de cada IGBT.

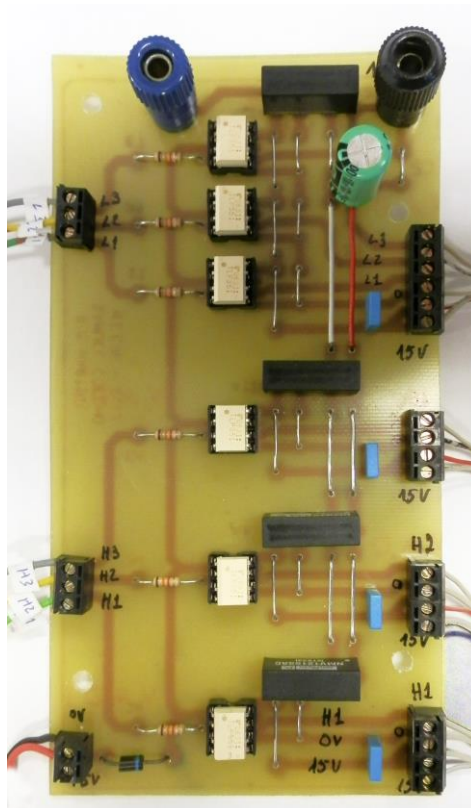


Figura 4.10- Fotografia da placa de circuito impresso para desacoplamento dos sinais de disparo.

Os sinais serão inicialmente aplicados ao circuito integrado TLP351, do fabricante TOSHIBA. Este integrado procede ao isolamento galvânico através da utilização do efeito fotoeléctrico. Na entrada, o díodo quando polarizado emite luz. Na saída um transístor entra à condução quando o díodo da entrada emite luz. Com este integrado também é efectuada a inversão de lógica dos sinais de disparo.

Para além do isolamento galvânico e inversão de lógica dos sinais de disparo, é necessário proceder-se à referenciação das massas. Assim, os IGBTs de colector comum, terão de ter massas distintas, porque em cada instante a tensão no seu emissor é diferente entre ambos e diferente dos 0V do barramento DC, e os IGBTs de emissor comum terão a mesma massa que está referenciada aos 0V do barramento DC, Figura 4.11. Com esta divisão de massas, terão de ser efectuadas montagens individuais, com fontes comutadas individuais para os IGBTs de colector comum, mas para os IGBTs de emissor comum, a montagem poderá ser a mesma, com utilização de apenas uma fonte comutada, mas com circuitos integrados TLP351 individuais, uma vez que os sinais de comando são distintos entre eles. As fontes comutadas estão representadas na Figura 4.11 pelas fontes contínuas de 15V.

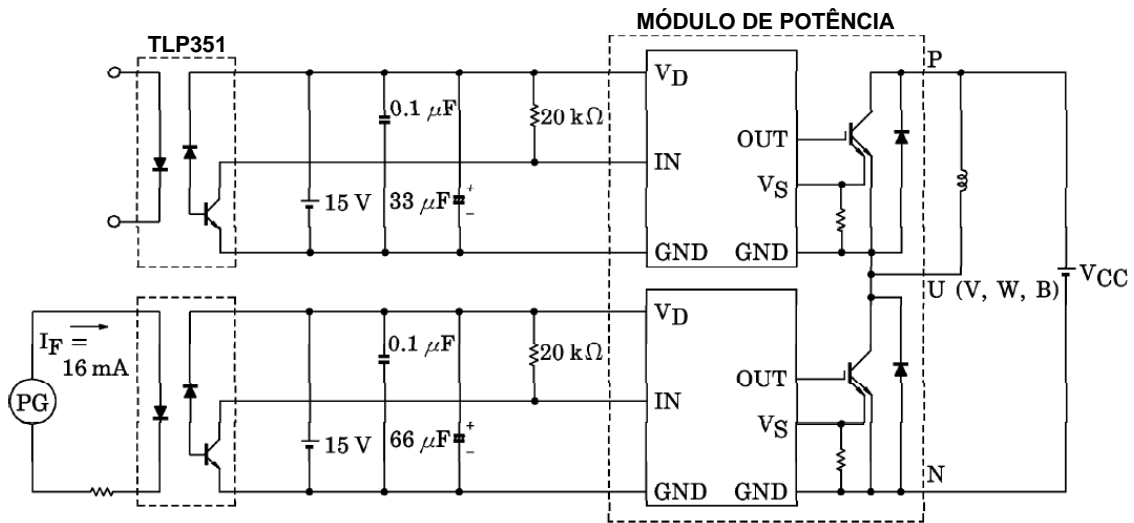


Figura 4.11 – Esquema simplificado das ligações com a representação dos circuitos de desacoplamento, de disparo e os IGBTs referentes a um braço do ondulador de tensão trifásico em ponte.

4.3.3 Aquisição das correntes, tensão e velocidade

Para a aquisição das correntes das três fases da máquina assíncrona trifásica e da tensão contínua do barramento DC, grandezas eléctricas necessárias para o cálculo do fasor espacial do fluxo do estator, através do estimador de fluxo e através do estimador de binário, foi projectada e construída uma placa de circuito impresso conforme apresentada na Figura 4.12. Esta placa de circuito impresso contém quatro transdutores de corrente do fabricante LEM, com a referência LA 25-NP, cujo objectivo é a aquisição das correntes das três fases e a corrente de neutro. Existe igualmente um transdutor de tensão, também do fabricante LEM, com a referência LV 25-P, cujo objectivo é a aquisição do valor da tensão contínua do barramento DC.

Admite-se que a máquina assíncrona é um sistema trifásico equilibrado sem neutro distribuído, pelo que não existe corrente de neutro, não existindo a aquisição desta. Em relação às correntes do estator da máquina apenas seria necessário a medição da

corrente em duas fases, (i_1 e i_2), efectuando-se o cálculo matemático da terceira fase ($i_3 = -i_1 - i_2$), contudo, optou-se pela medição das três correntes de fase.

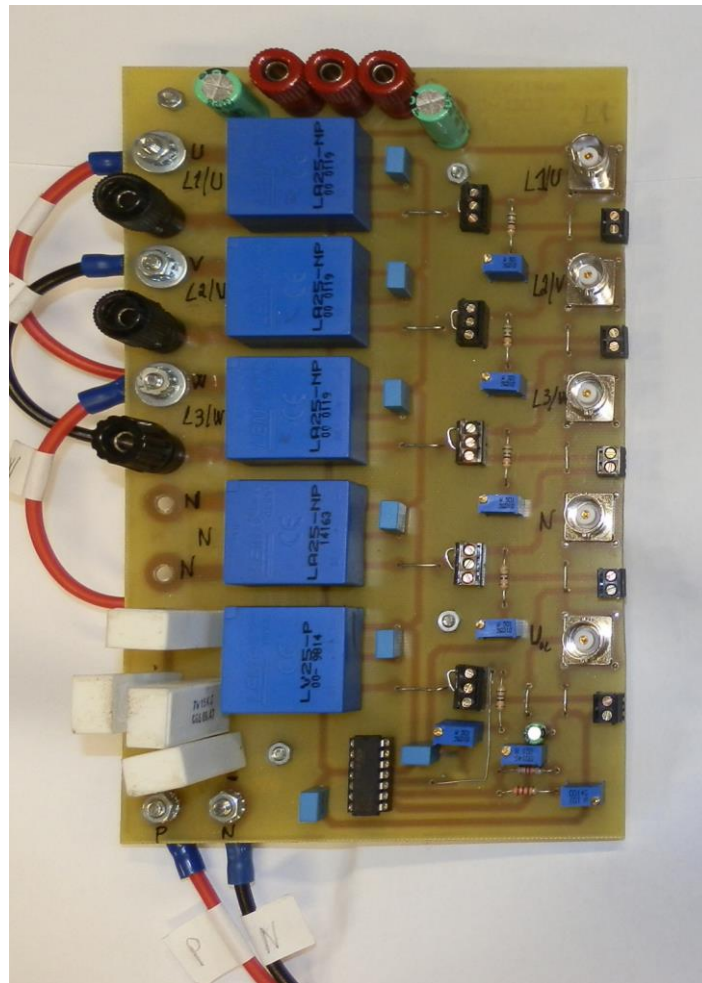


Figura 4.12 – Fotografia da placa com os transdutores para aquisição das correntes de fase da máquina assíncrona e da tensão do barramento DC.

Para a aquisição da velocidade instantânea do rotor da máquina assíncrona trifásica, foi utilizado um sensor/transdutor que se encontra acoplado à máquina assíncrona Figura 4.7, denominado de *Resolver*. Este sensor/transdutor encontra-se ligado a um variador electrónico de velocidade do fabricante SEW, Figura 4.13, com a função de converter os sinais provenientes do *Resolver* em sinais compatíveis com o *Encoder* incremental. Esta conversão é necessária, porque o controlador digital de sinal contém na sua biblioteca um bloco configurado para calcular a velocidade a partir de sinais provenientes de um *Encoder* incremental. O circuito de potência do variador electrónico de velocidade encontrava-se inibido, apenas foi utilizado o comando para a conversão de sinais, Figura 4.14, possibilitando a utilização dos sinais provenientes do *Resolver* para cálculo da velocidade. A interligação dos sinais provenientes do variador com o *dSPACE* encontra-se na Figura 4.15.



Figura 4.13 - Conversor do sinal do resolver para impulsos (Encoder).

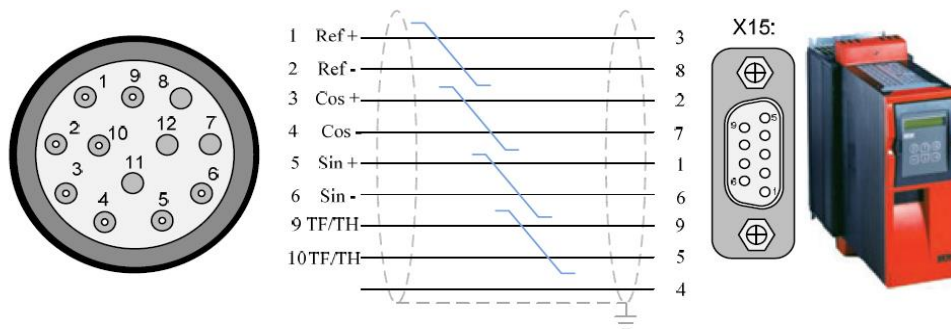


Figura 4.14 - Ligação do Resolver ao variador de velocidade da SEW.

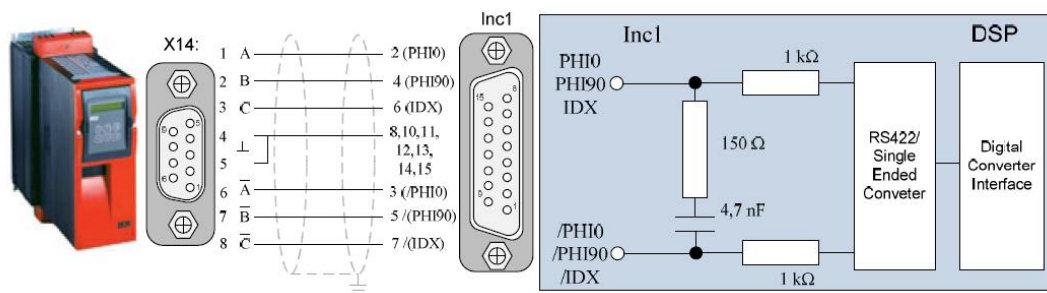


Figura 4.15 - Ligação do variador de velocidade da SEW ao dSPACE.

O cálculo da velocidade foi efectuado com o *software Matlab/Simulink* com recurso à biblioteca do *dSPACE*. Foram implementados diversos blocos, Figura 4.16, onde se destaca o “*Timer Interrupt*”, onde é definido o período de cálculo da velocidade. Entre cada período definido no bloco “*Timer Interrupt*” é efectuada a contagem do número de

pulsos provenientes do *encoder*. Quando a contagem chega ao tempo definido para o período, é efectuada uma interrupção e é calculada a velocidade angular da máquina assíncrona trifásica com a multiplicação do número de pulsos obtidos pelo menor ângulo de incremento do *encoder* ($360^\circ/1024$). Após a multiplicação é efectuada a divisão pelo mesmo tempo definido para a interrupção, Figura 4.17, obtendo-se assim a velocidade angular instantânea da máquina assíncrona.

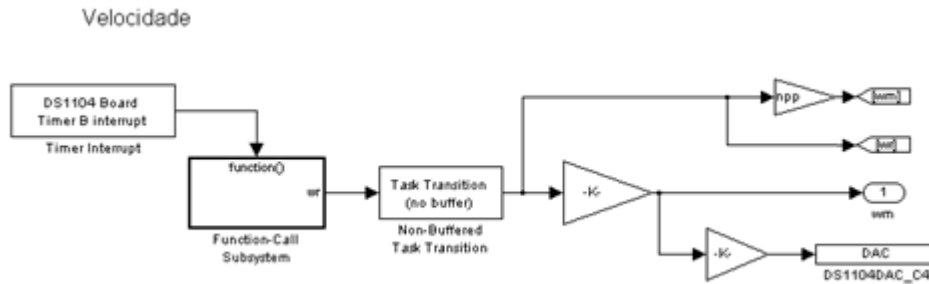


Figura 4.16- Blocos da livraria do controlador digital de sinal que permitem a aquisição da velocidade angular.

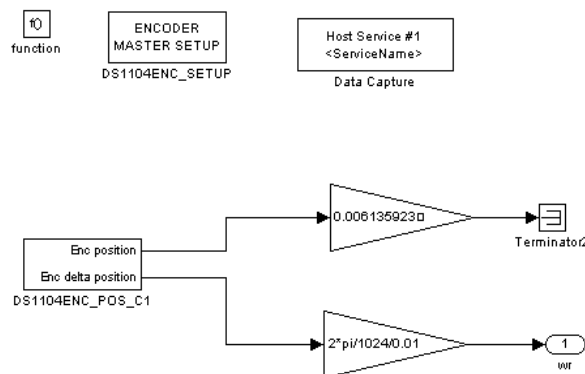


Figura 4.17 – Pormenor do bloco da "Function-Call Subsystem".

Esta solução utilizada para amostrar e calcular a velocidade angular do rotor revelou-se algo precisa, mas para tempos de aquisição mais reduzidos tinha algumas limitações, conforme os resultados obtidos experimentalmente e apresentados no capítulo seguinte.

5 Resultados de simulação e experimentais

A análise dos resultados obtidos nos ensaios experimentais e nas simulações numéricas será efectuada neste capítulo. Como referido no capítulo anterior, os ensaios experimentais foram efectuados com recurso ao protótipo experimental constituído por dois módulos, o módulo de potência e o módulo de comando, permitindo assim, validar as duas estratégias de comutação para o controlo directo de binário (DTC) implementado anteriormente nas simulações numéricas.

Os resultados experimentais e as simulações numéricas foram efectuados com a máquina assíncrona trifásica a ser controlada com o método do controlo directo de binário (DTC). A partir do controlo de binário foi estabelecido um anel exterior para controlo da velocidade angular, permitindo assim impor referências de velocidades em regime estacionário e em regime dinâmico. Foi também efectuado um ensaio com variação do binário resistente aplicado no veio na máquina com uma velocidade de referência constante, permitindo visualizar o desempenho do accionamento electromecânico quando sujeito a variações bruscas de binário. O ajuste dos parâmetros, como a velocidade (amplitude, frequência e forma de onda), a referência de fluxo do estator (amplitude/módulo), o ganho proporcional e o ganho integral do controlador PI, foi realizado em tempo real através do *software ControlDesk*, também do fabricante *dSPACE*.

Cada ensaio foi efectuado com a estratégia de comutação D e a estratégia de comutação E, descritas em 3.3.1, em simulação numérica e nos ensaios experimentais. Os ensaios ao serem realizados com as duas estratégias permitem a comparação entre ambas e concluir qual apresenta melhores resultados em regime estacionário e em regime dinâmico, permitindo também, através dos ensaios experimentais, validar as duas estratégias implementadas e ensaiadas nas simulações numéricas.

Como referido no capítulo anterior, as simulações numéricas foram efectuadas com recurso ao *software* de cálculo numérico, *Matlab/Simulink*.

Todos os ensaios, experimentais e das simulações numéricas, foram efectuados com o rectificador de tensão trifásico alimentado à tensão nominal da rede, 400Vac, disponibilizando uma tensão de 570V no barramento DC. A gama de histerese de binário foi de 10% em ambas a estratégias de comutação para a aplicação de vectores de tensão não nulos e de 5%, na janela de histerese a três níveis, para a aplicação de vectores de tensão nulos na estratégia de comutação E. Para o fluxo do estator a gama de histerese foi de 5%. O passo de cálculo utilizado foi de 50 microssegundos. Em cada ensaio, a figura apresenta os resultados do ensaio experimental com a estratégia de comutação D e estratégia de comutação E (esquerda) e do ensaio em simulação numérica correspondente (direita), também com ambas as estratégias de comutação.

5.1 Ensaios em regime estacionário

Os ensaios realizados em regime estacionário foram efectuados com a imposição de uma referência de velocidade constante (1000rpm e 1500rpm) e com uma referência do fluxo do estator também constante. Não foi aplicada qualquer carga ao veio da máquina assíncrona trifásica e admite-se sem perturbações externas ao sistema. A entrada do sistema é a velocidade, pelo que os ensaios serão analisados em função da imposição desta entrada.

5.1.1 Referência de velocidade com amplitude constante: 1000rpm

O primeiro ensaio realizado em regime estacionário foi efectuado com a imposição de uma referência de velocidade constante de 1000rpm, uma referência do fluxo do estator de $0,95Wb$, também constante e sem carga acoplada ao veio da máquina assíncrona.

Na Figura 5.1, Figura 5.2 e Figura 5.3 estão apresentados os resultados deste primeiro ensaio.

Como se verifica nos ensaios da Figura 5.1 para as duas estratégias de comutação, a máquina assíncrona encontra-se a rodar com uma velocidade constante e igual à velocidade de referência e quase sem qualquer perturbação. A referência de binário também é praticamente constante e de valor bastante reduzido, apresentando pequenas oscilações de baixo valor que resultam da constante adaptação do controlo de modo a manter a velocidade da máquina igual à velocidade de referência imposta. Este binário é necessário para vencer os binários resistentes da máquina assíncrona, resultante do atrito viscoso proporcional à velocidade e das componentes mecânicas difíceis de determinar e que não foram consideradas.

Comparando as Figura 5.1 a) e c) ou as Figura 5.1 b) e d), verifica-se que o binário da estratégia de comutação D apresenta uma maior oscilação, relativamente ao valor máximo atingido e no número de comutações, isto deve-se ao facto desta estratégia não utilizar vectores nulos de tensão, resultando assim numa maior frequência de comutação, ao contrário da estratégia de comutação E, como o referido em 3.3.1.

Globalmente os resultados de simulação e experimentais mostram que a velocidade e o binário seguem a sua referência e sem erro estacionário.

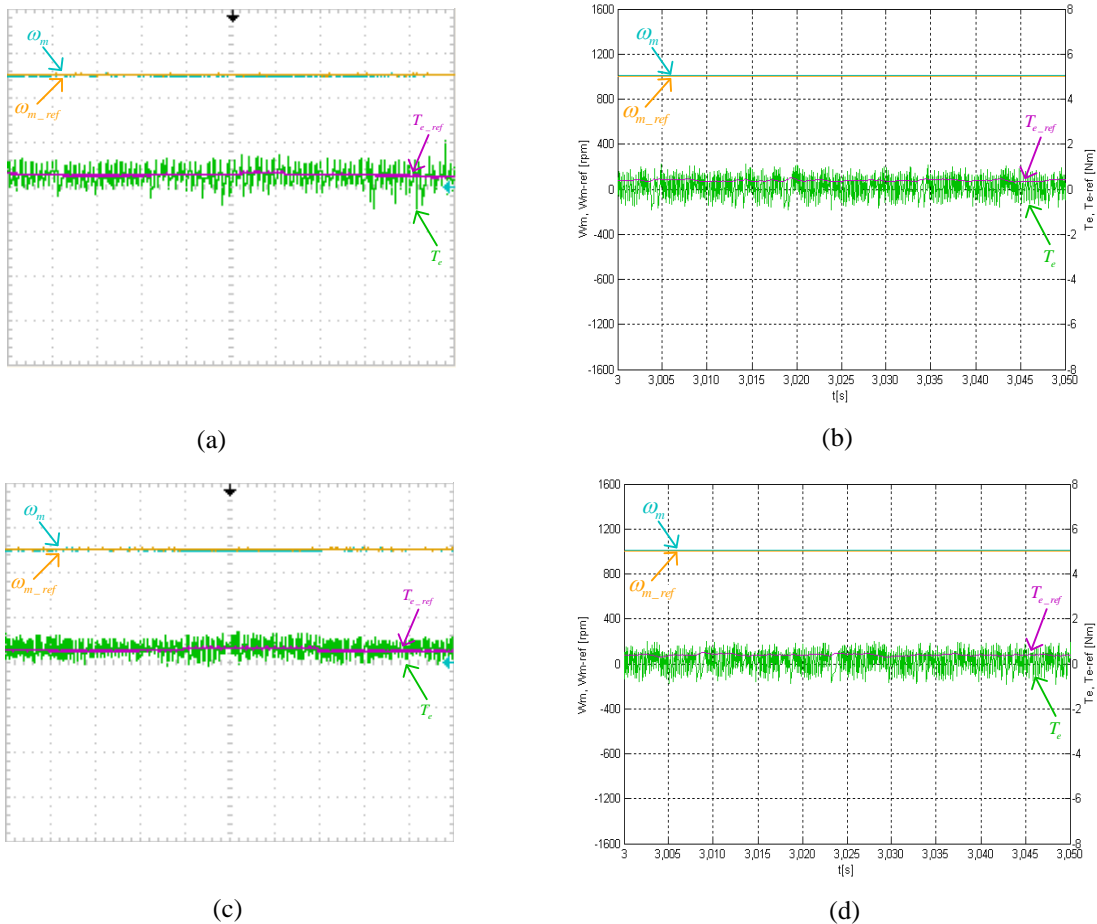


Figura 5.1 – Velocidade de referência do rotor da máquina (ω_{m_ref}) e velocidade medida (ω_m); binário electromagnético de referência (T_{e_ref}) e binário electromagnético medido (T_e). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 400 rpm/Div e 2 Nm/Div. Ganho horizontal, 5 ms/Div.

Na Figura 5.2 estão representadas as duas componentes α e β do vector espacial do fluxo do estator, que são duas sinusóides quase perfeitas, não sendo notórias diferenças entre as duas estratégias de comutação. Contudo, nos ensaios obtidos em simulação numérica verifica-se que quando este fluxo atinge valores próximos da sua amplitude máxima existe alguma perturbação que são mais acentuadas do que nos ensaios experimentais. Porém esta perturbação não é significativa e a forma da sinusóide é mantida. Nos vários ensaios realizados, verifica-se que a frequência de rotação do fluxo é igual, com um período de 30 milissegundos que corresponde a uma frequência de 33,33Hz, correspondendo à velocidade angular de referência imposta.

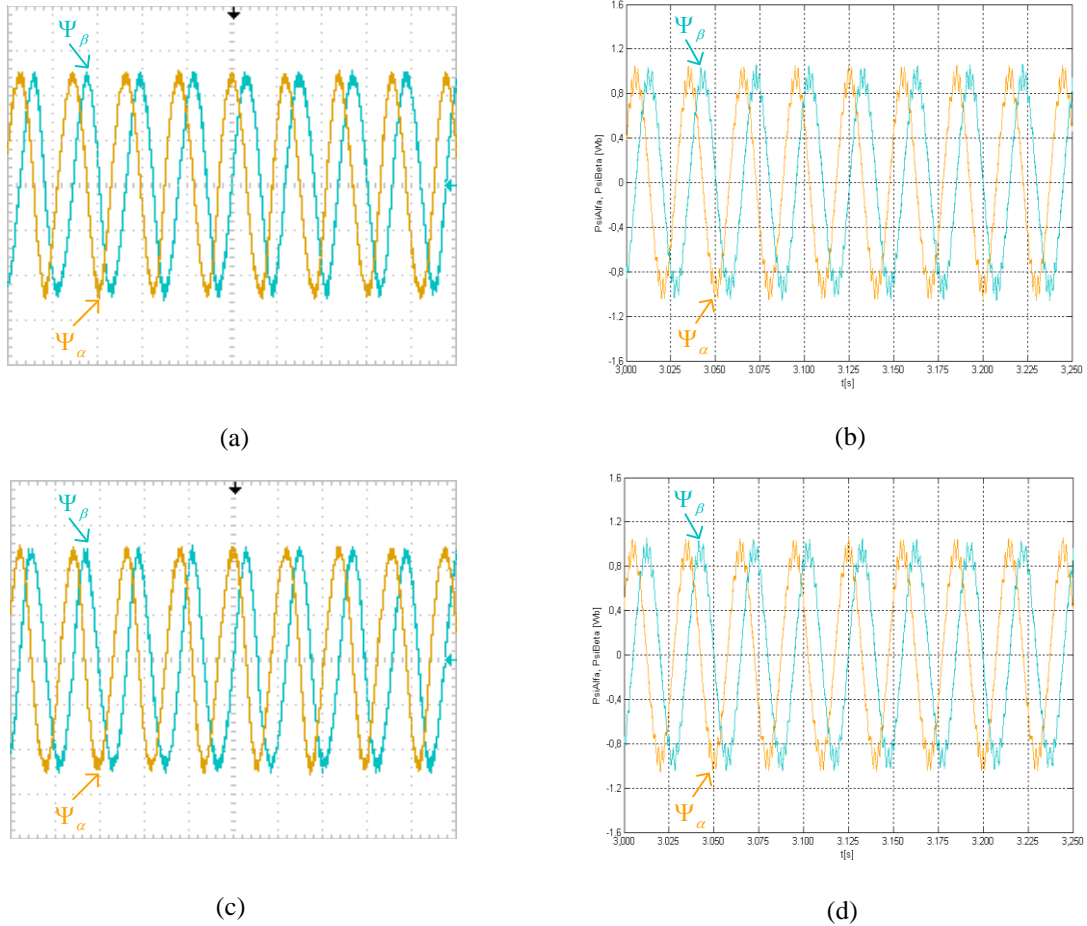


Figura 5.2 – Componentes do fluxo do estator da máquina: componente α (Ψ_α) e componente β (Ψ_β). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 0,4 Wb/Div. Ganho horizontal, 25 ms/Div.

Para finalizar este ensaio, foi efectuada o módulo das duas componentes do vector espacial do fluxo do estator, como o representado na Figura 5.3. Ao longo do tempo o módulo do fluxo resultou numa circunferência, como era espectável. Este ensaio é interessante, porque nele é notório a abertura da janela de histerese imposta ao fluxo, verificando-se que esta se mantém dentro dessa gama definida. Nos ensaios da simulação numérica também é possível verificar a evolução do módulo do fluxo desde o instante zero, sendo possível determinar, através da comparação com a Figura 3.4, quais os vectores de tensão que são aplicados desde este instante zero até o módulo do fluxo entrar dentro da gama de histerese e qual a sua acção directa.

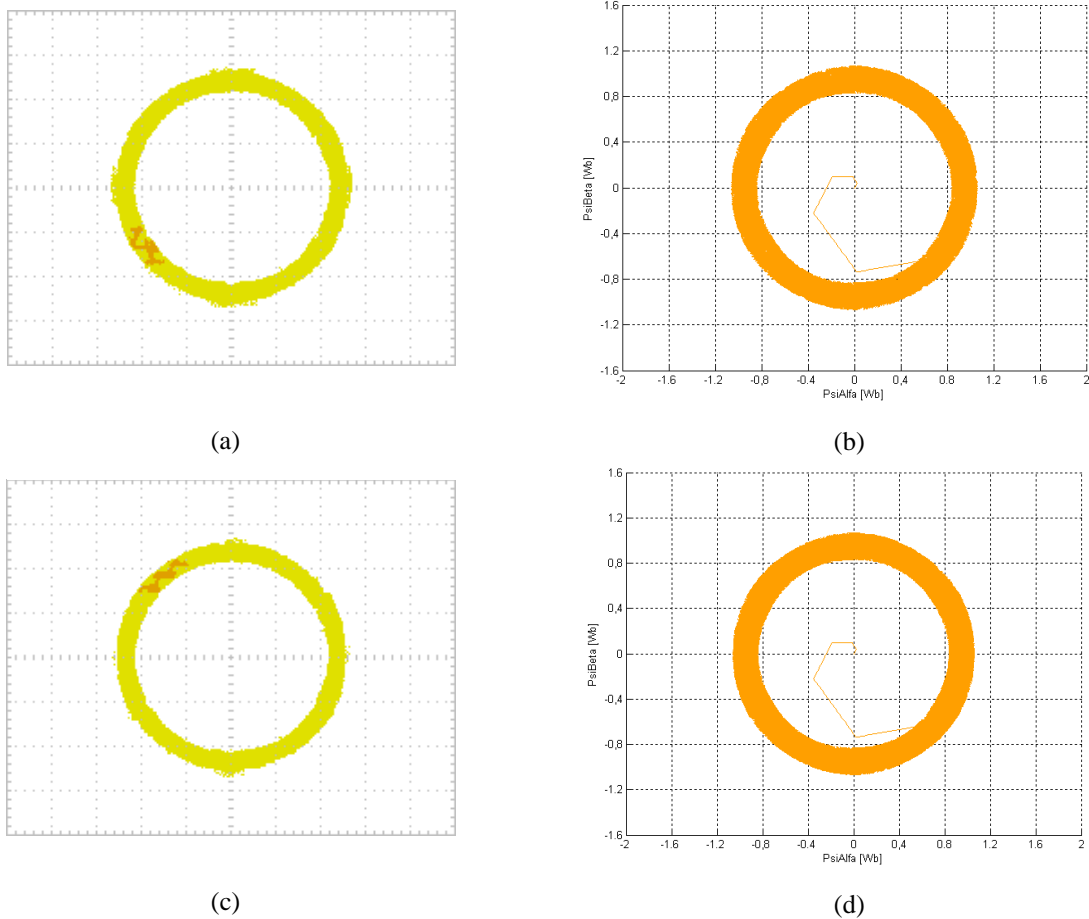


Figura 5.3 – Módulo do vector espacial do fluxo do estator da máquina (Ψ_α e Ψ_β). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 0,4 Wb/Div e 2 Nm/Div. Ganho horizontal, 0,4 Wb/Div.

5.1.2 Referência de velocidade com amplitude constante: 1500rpm

O segundo ensaio realizado em regime estacionário foi efectuado com a imposição de uma referência de velocidade constante de 1500rpm, uma referência do fluxo do estator de 0,95Wb, também constante e sem carga acoplada ao veio da máquina assíncrona. Este ensaio é idêntico ao ensaio anterior, mas com imposição da velocidade angular nominal da máquina.

Na Figura 5.4, Figura 5.5 e Figura 5.6 estão apresentados os resultados deste segundo ensaio. Numa primeira análise os resultados obtidos são muito semelhantes aos dos ensaios anteriores.

Verifica-se na Figura 5.4, que nos ensaios para ambas as estratégias de comutação, a máquina assíncrona encontra-se a rodar com uma velocidade constante e igual à velocidade de referência e quase sem qualquer perturbação. Comparando este ensaio

com o anterior, o binário é ligeiramente mais elevado como o esperado, porque o binário resistente resultante do atrito viscoso aumenta com o aumento da velocidade. Este ensaio é importante, porque a máquina assíncrona encontra-se a rodar à velocidade nominal, embora sem carga acoplada ao veio, validando o controlo directo de binário (DTC) para uma referência de velocidade igual à nominal e permitindo validar os resultados obtidos em simulação numérica também para a velocidade nominal.

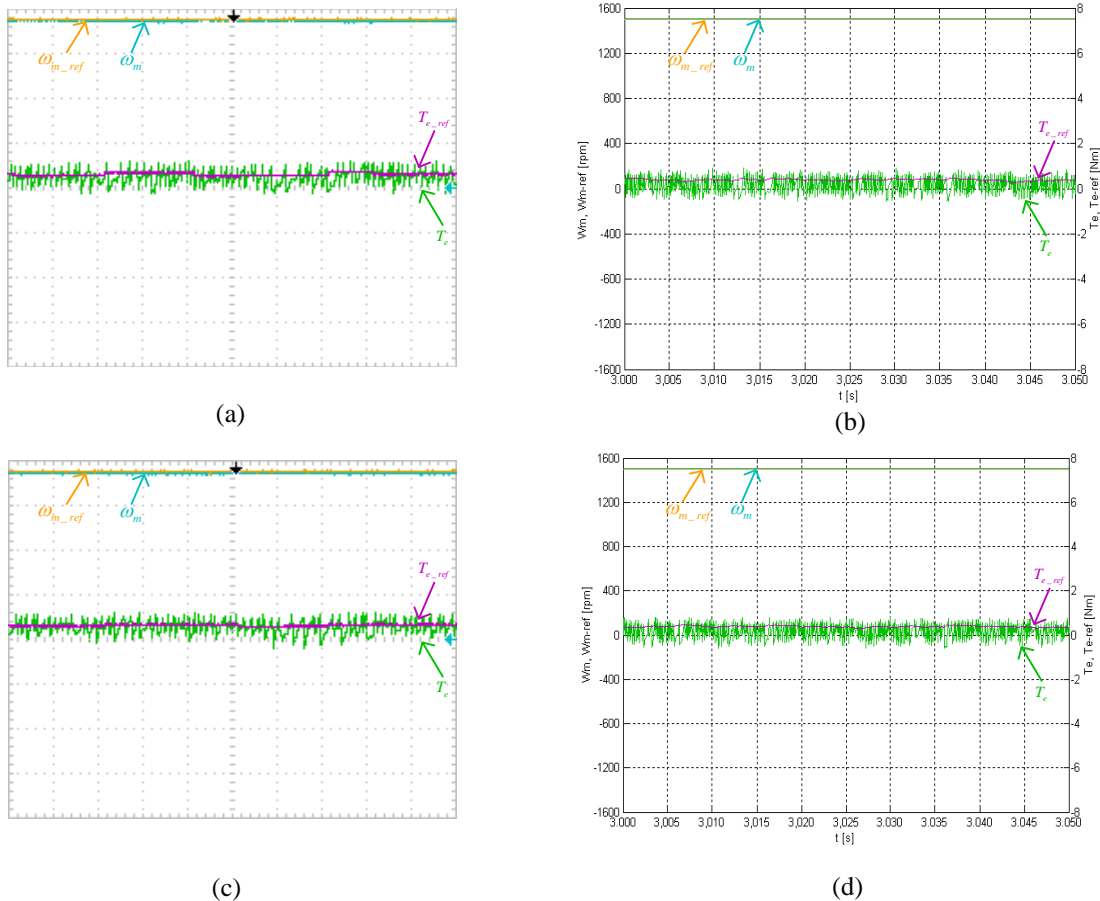


Figura 5.4 – Velocidade de referência do rotor da máquina (ω_{m_ref}) e velocidade medida (ω_m); binário electromagnético de referência (T_{e_ref}) e binário electromagnético medido (T_e). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 400 rpm/Div e 2 Nm/Div. Ganho horizontal, 5 ms/Div.

Na Figura 5.5 estão representadas as duas componentes α e β do fluxo do estator, que de igual forma como no ensaio anterior, são duas sinusóides quase perfeitas. Mais uma vez não são notórias diferenças entre as duas estratégias de comutação. Ao ser comparado este ensaio com o anterior, verifica-se que a frequência do fluxo deste ensaio é superior à frequência do ensaio anterior. Deve-se ao facto da referência de velocidade ser mais elevada, tendo um período de 20 milissegundos que corresponde a uma frequência de 50Hz. Esta frequência corresponde à velocidade angular nominal da

máquina quando ligada directamente à rede de alimentação, cuja frequência é de 50Hz, validando-se assim os ensaios para esta referência de velocidade.

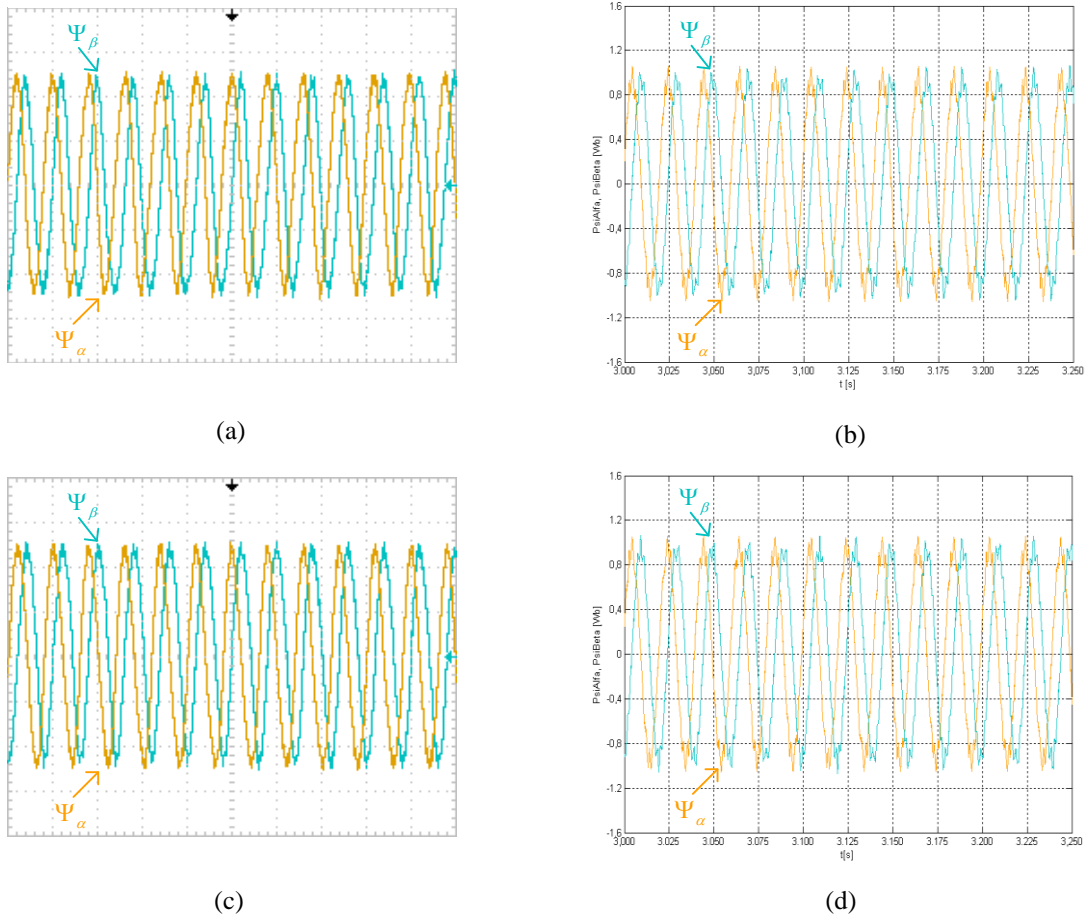


Figura 5.5 – Componentes do fluxo do estator da máquina: componente α (Ψ_α) e componente β (Ψ_β). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 0,4 Wb/Div. Ganho horizontal, 25 ms/Div.

Para finalizar, neste ensaio também foi efectuada o módulo das duas componentes do vector espacial do fluxo, como representado na Figura 5.6. Não são notórias diferenças com o ensaio anterior.

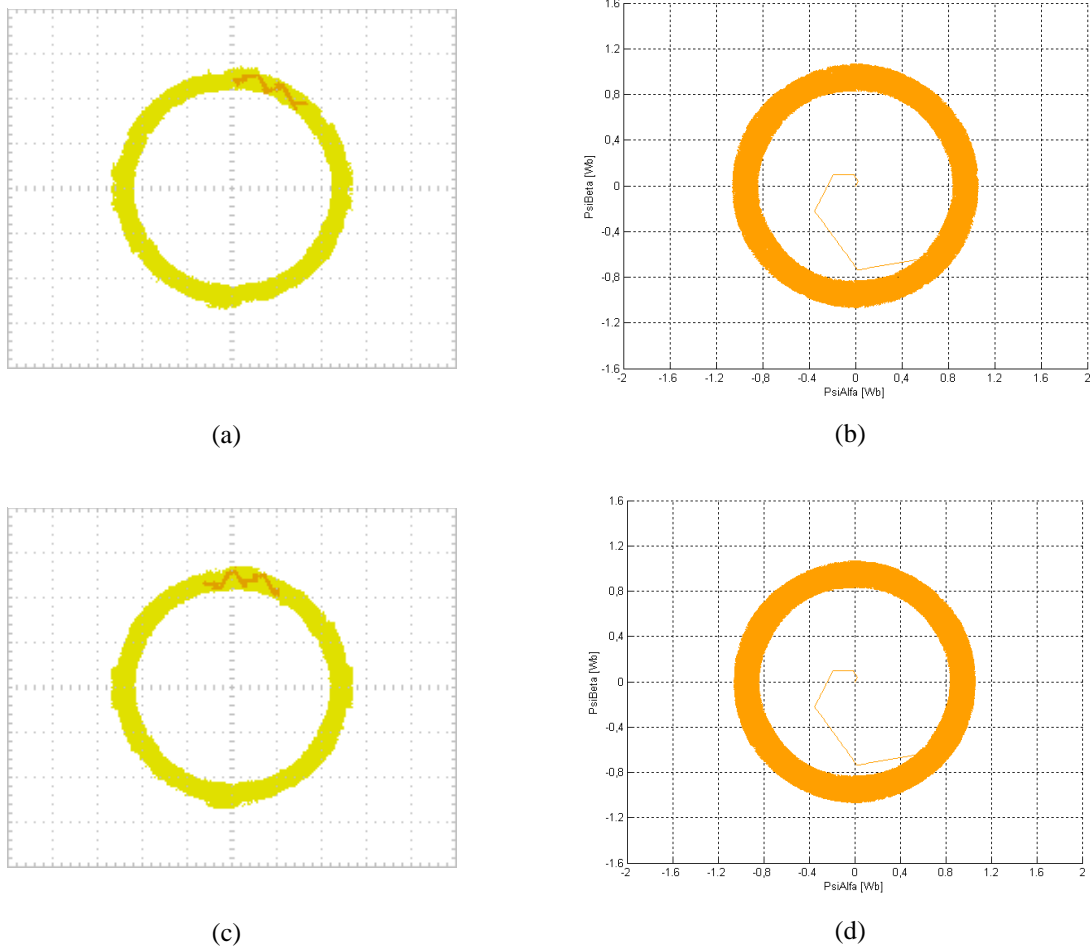


Figura 5.6 – Módulo do vector espacial do fluxo do estator da máquina (Ψ_α e Ψ_β). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 0,4 Wb/Div e 2 Nm/Div. Ganho horizontal, 0,4 Wb/Div.

Seguidamente irão ser abordados os ensaios em regime dinâmico, iniciando-se pelo ensaio com uma variação brusca de binário, resultante da imposição de um binário resistente no veio da máquina.

O controlo directo de binário (DTC) foi desenvolvido para sistemas que apresentam variações bruscas e de amplitude elevada de binário. Para regimes estacionários de velocidade constante e com variações lentas e de baixa amplitude de binário, existem outros sistemas de controlo de maior facilidade de implementação e amplamente testados e utilizados nas mais variadas aplicações. Contudo, estes ensaios em regime estacionário são essenciais para validar os modelos matemáticos utilizados nas simulações numéricas e os algoritmos implementados no controlo para os ensaios experimentais antes de se efectuarem os ensaios em regime dinâmico.

5.2 Ensaios em regime dinâmico

Após a realização dos ensaios em regime estacionário e a consequente validação dos modelos matemáticos utilizados nas simulações numéricas e do algoritmo implementado no controlo, foram realizados ensaios em regime dinâmico. Nestes ensaios é espectável que ocorram diferenças mais acentuadas entre as duas estratégias de comutação, porque em regime dinâmico existe uma maior exigência em relação ao desempenho de todo o sistema, desde o módulo de potência, o módulo de comando/controlo e até a própria máquina assíncrona.

Para o primeiro ensaio em regime dinâmico, onde são efectuados os ensaios de aumento brusco de binário resistente, foi utilizada uma referência de velocidade de 1000rpm. Para o segundo e terceiro ensaio serão adicionadas duas componentes à referência de velocidade constante, uma sinusoidal e outra rectangular, respectivamente, ambas com uma amplitude de 300rpm e frequência de 0,3Hz.

No último ensaio realizado em regime dinâmico, foi imposta uma referência de velocidade rectangular com uma amplitude de 1000rpm centrada em zero e com uma frequência de 0,3Hz, permitindo verificar o comportamento das componentes do fluxo na inversão de velocidade e da dinâmica de todo o sistema. Este ensaio, comparado com os outros realizados, é o que impõe a maior variação dinâmica de todo o sistema.

5.2.1 Ensaio com velocidade constante de 1000rpm e aumento de binário

O primeiro ensaio realizado em regime dinâmico foi efectuado com a imposição de uma referência de velocidade constante de 1000rpm, uma referência para o fluxo do estator de 0,95Wb, também constante e imposições aleatórias de carga no veio da máquina assíncrona trifásica através da travagem deste.

Na Figura 5.7 é notório o aumento da referência de binário o que indica que o binário resistente aplicado ao veio da máquina aumentou de forma acentuada. Em simultâneo com o aumento da referência de binário, verifica-se que a velocidade da máquina assíncrona diminuiu ligeiramente devido à travagem do veio. Contudo, o binário electromagnético acompanha a referência imposta resultante do aumento do binário resistente, indicando uma boa resposta dinâmica do sistema com o método DTC. Esta resposta de binário será mais evidente quando for descrito o ensaio dinâmico com uma referência rectangular de velocidade.

Ao serem analisadas a Figura 5.7 a) e c), verifica-se que a estratégia de comutação E tem uma resposta de binário mais lenta que a estratégia de comutação D, apresenta uma frequência de comutação inferior. Como consequência, para uma referência de binário bastante semelhante, a velocidade tem uma maior diminuição. Também é notório que a estratégia de comutação D consegue ter uma recuperação da velocidade

para a velocidade de referência mais rápida e com menor sobre-elevação. Estes comportamentos também ocorrem nos ensaios de simulação numérica.

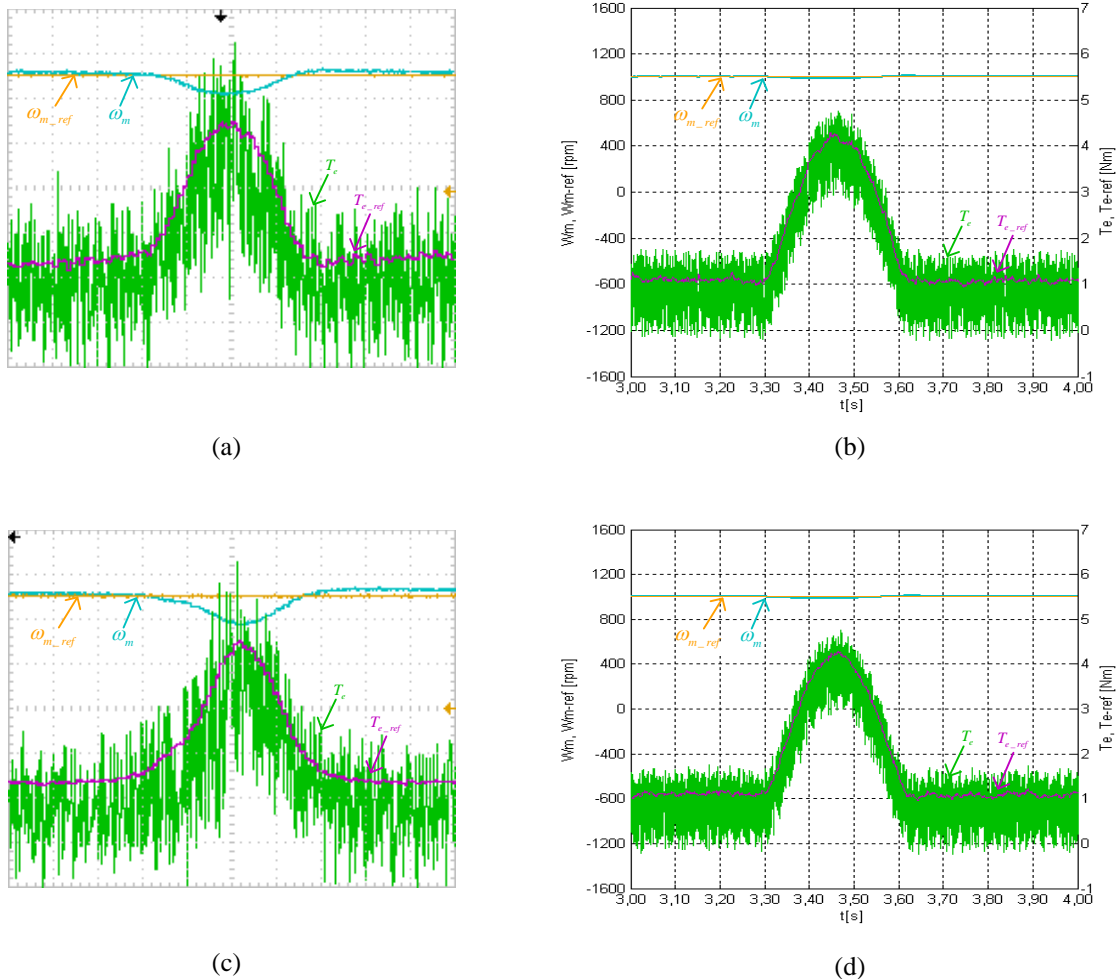


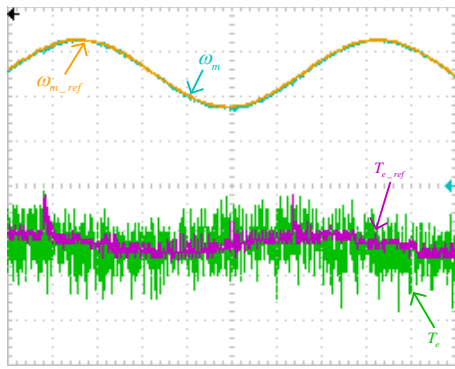
Figura 5.7 – Velocidade de referência do rotor da máquina (ω_{m_ref}) e velocidade medida (ω_m); binário electromagnético de referência (T_{e_ref}) e binário electromagnético medido (T_e). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 400 rpm/Div e 1 Nm/Div. Ganho horizontal, 100 ms/Div.

Como conclusão, neste primeiro ensaio dinâmico é notório que a estratégia de comutação E tem uma resposta dinâmica mais lenta e com uma robustez inferior à estratégia de comutação D. Na estratégia de comutação E verifica-se um ligeiro atraso da resposta de binário e a velocidade atinge valores mais baixos para uma referência de binário bastante semelhante. Contudo, serão necessários outros ensaios, como os realizados seguidamente, para se poderem retirar as devidas conclusões quanto à dinâmica do método DTC para ambas as estratégias de comutação.

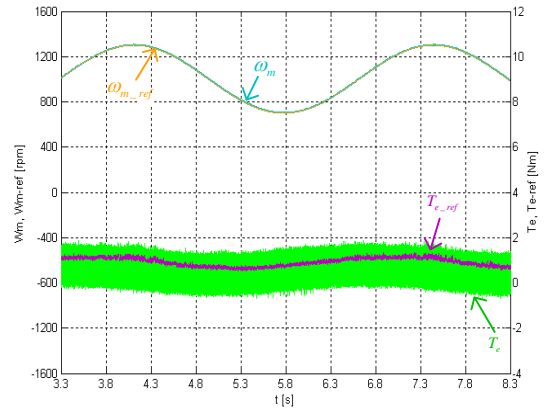
5.2.2 Ensaio para uma referência de velocidade sinusoidal

O segundo ensaio realizado em regime dinâmico foi efectuado com a imposição de uma referência de velocidade de 1000rpm, onde foi somada uma componente sinusoidal com uma amplitude de 300rpm e com uma frequência de 0,3Hz. O fluxo do estator tem uma referência constante de 0,95Wb. Com a imposição desta componente de velocidade sinusoidal pretende-se uma variação dinâmica do sistema não muito brusca, mas que permita verificar a sua resposta à variação e o seu comportamento dinâmico.

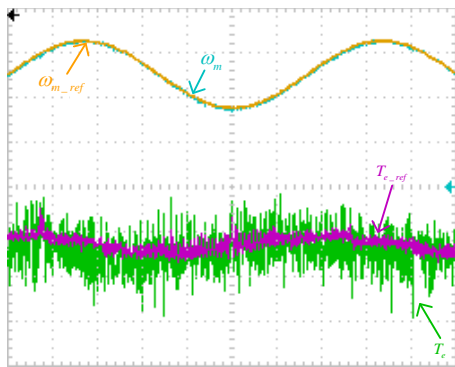
Ao ser analisada a Figura 5.8, verifica-se que a velocidade da máquina assíncrona acompanha a referência de velocidade e que o binário electromagnético produzido pela máquina acompanha a sua referência, também sinusoidal, mas com um avanço temporal uma vez que a exigência de binário antecede a velocidade. Não são notórias grandes diferenças no desempenho dinâmico entre as duas estratégias de comutação, verificando-se que a máquina consegue acompanhar a velocidade de referência sem perturbações. Nos ensaios de simulação numérica para a estratégia de comutação E é verificado que quando a velocidade atinge a sua amplitude máxima o binário apresenta uma oscilação ligeiramente mais elevada do que no ensaio para a estratégia de comutação D, mas em geral as diferenças não são significativas.



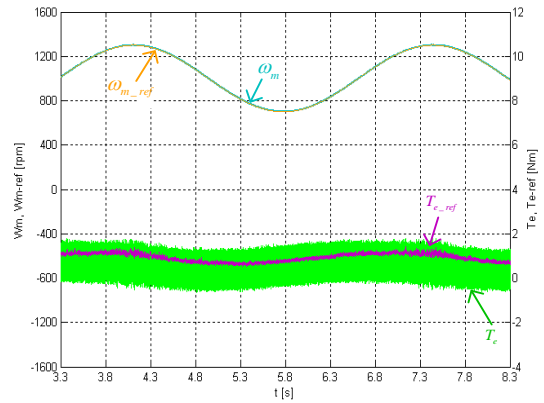
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5.8 – Velocidade de referência do rotor da máquina (ω_{m_ref}) e velocidade medida (ω_m); binário electromagnético de referência (T_{e_ref}) e binário electromagnético medido (T_e). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 400 rpm/Div e 2 Nm/Div. Ganho horizontal, 500 ms/Div

Na Figura 5.9, Figura 5.10 e Figura 5.11 é possível verificar a variação da frequência de rotação do vector espacial do fluxo do estator com a variação da velocidade de referência, de acordo com o descrito para os ensaios em regime estacionário.

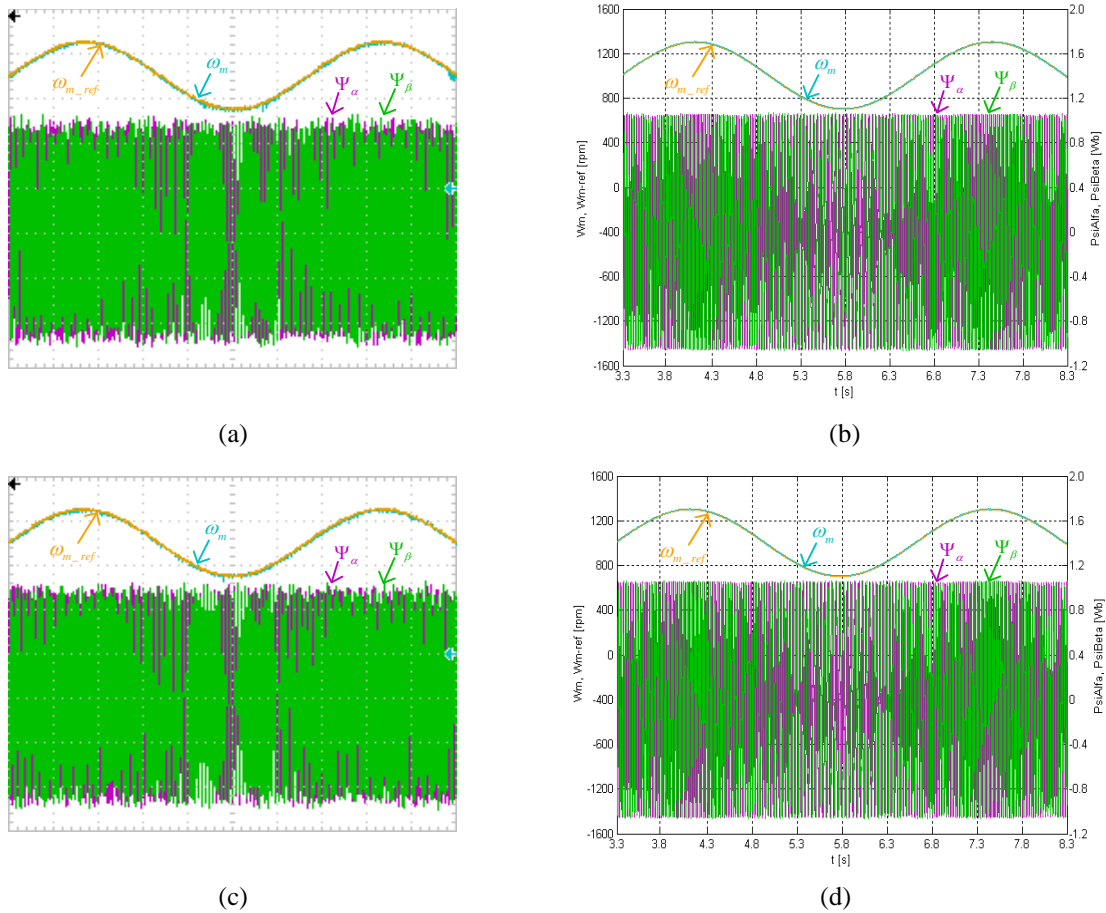
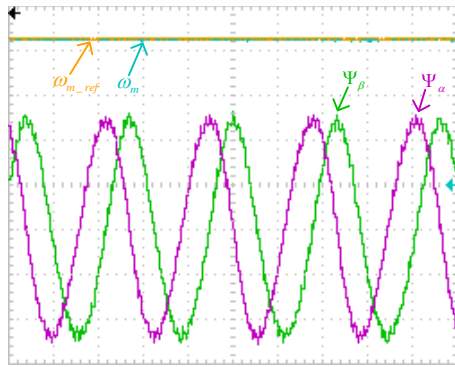
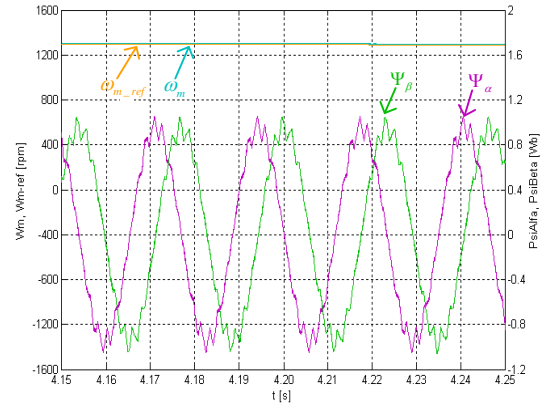


Figura 5.9 – Velocidade de referência do rotor da máquina (ω_{m_ref}) e velocidade medida (ω_m); componentes do fluxo do estator da máquina: componente α (Ψ_α) e componente β (Ψ_β). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 400 rpm/Div e 0,4 Wb/Div. Ganho horizontal, 500 ms/Div

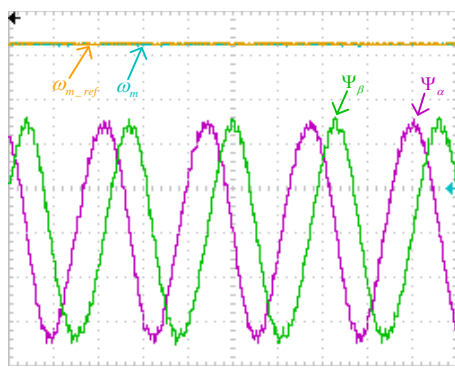
A Figura 5.10 apresenta os resultados com o intervalo em que a velocidade tem a amplitude mais elevada, que corresponde à maior frequência de rotação do fluxo. A Figura 5.11 apresenta os resultados quando a velocidade tem a amplitude mais baixa, que corresponde à menor frequência de rotação do fluxo.



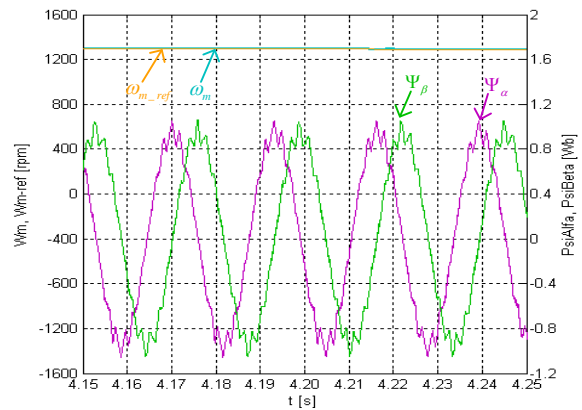
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5.10 – Velocidade de referência do rotor da máquina (ω_{m_ref}) e velocidade medida (ω_m); componentes do fluxo do estator da máquina: componente α (Ψ_α) e componente β (Ψ_β). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 400 rpm/Div e 0,4 Wb/Div. Ganho horizontal, 10 ms/Div

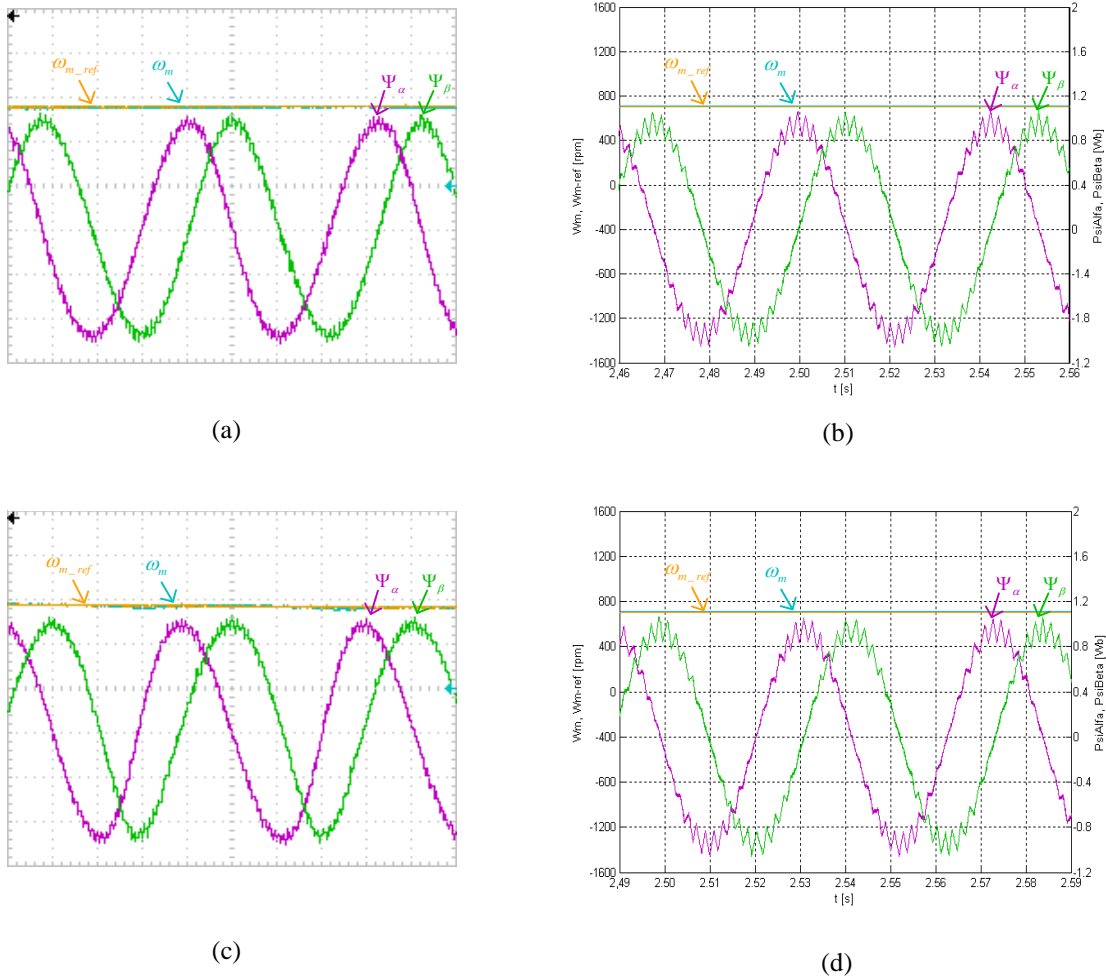


Figura 5.11 – Velocidade de referência do rotor da máquina (ω_{m_ref}) e velocidade medida (ω_m); componentes do fluxo do estator da máquina: componente α (Ψ_α) e componente β (Ψ_β). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 400 rpm/Div e 0,4 Wb/Div. Ganho horizontal, 10 ms/Div

Como conclusão, nestes ensaios o controlo directo de binário apresenta uma boa resposta quando se impõe na velocidade uma referência sinusoidal, apresentando um bom comportamento dinâmico, não existindo diferenças significativas entre ambas as estratégias de comutação.

Seguidamente serão efectuados os dois ensaios mais exigentes em regime dinâmico, com uma referência de velocidade rectangular com transições bruscas e acentuadas de velocidade.

5.2.3 Ensaio para uma referência de velocidade rectangular

5.2.3.1 Ensaio com referência de velocidade centrada nas 1000rpm e amplitude de 300rpm

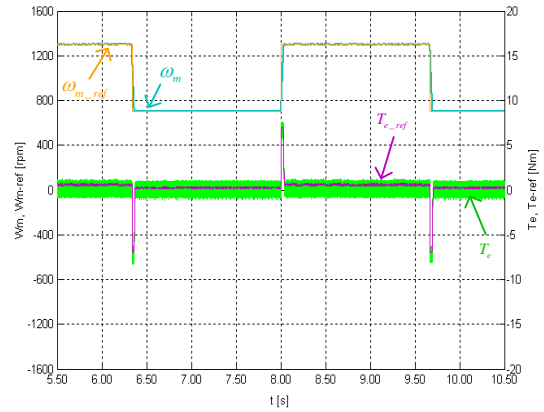
O terceiro ensaio realizado em regime dinâmico foi efectuado com a imposição de uma referência de velocidade de 1000rpm, onde foi somada uma componente rectangular com uma amplitude de 300rpm e com uma frequência de 0,3Hz. A referência do fluxo do estator é constante e tem o valor de 0,95Wb. Com a imposição de uma componente de velocidade rectangular pretende-se uma variação dinâmica bastante brusca do sistema, tornando-se num dos ensaios mais exigentes possíveis de realizar. Quando ocorrem as transições da velocidade de referência o sistema tem exigências bastante elevadas de binário. Contudo, o valor da referência de binário tem de ser limitado, para que não atinja valores muito elevado, o que leva a que a máquina assíncrona trifásica fique sujeita a correntes elevadas. Assim, o valor máximo da referência de binário foi limitado por limitadores colocados no controlo com os valores [-7 Nm; 7 Nm]. Estes limitadores quando limitam o valor ao intervalo [-7 Nm; 7 Nm] anulam a acção integral, melhorando substancialmente a dinâmica do controlo.

Na Figura 5.12 verifica-se que a velocidade da máquina assíncrona acompanha a velocidade de referência e quando ocorrem as transições de velocidade, a referência de binário assume, quase instantaneamente, o valor máximo admitido pelo controlador, provocando exigências dinâmicas elevadas a todo o sistema. Nos ensaios experimentais verifica-se que a velocidade da máquina demora aproximadamente 100 milissegundos a atingir a velocidade de referência nas transições positivas e 50 milissegundos nas transições negativas. Este tempo pode ser verificado com maior precisão nas Figura 5.13 e Figura 5.15. Verifica-se que o método DTC consegue uma resposta de binário bastante rápida não sendo evidente qualquer atraso entre a referência de binário e a resposta da máquina na escala temporal das figuras retiradas. Como consequência directa desta resposta está a rapidez com que a velocidade atinge a nova velocidade de referência.

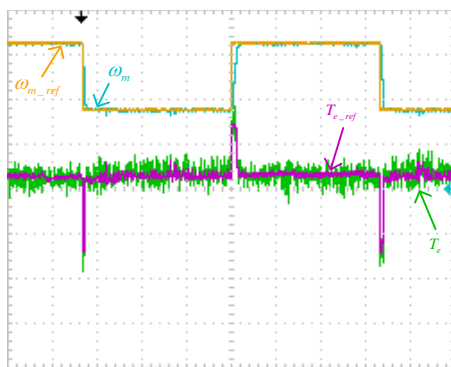
A resposta de velocidade e de binário podem ser visualizadas na Figura 5.13, Figura 5.14, Figura 5.15 e Figura 5.16.



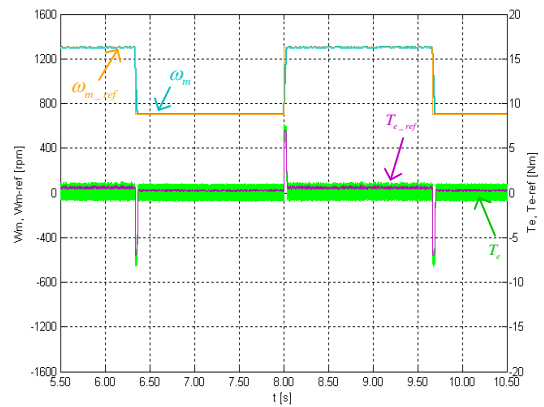
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5.12 – Velocidade de referência do rotor da máquina (ω_{m_ref}) e velocidade medida (ω_m); binário electromagnético de referência (T_{e_ref}) e binário electromagnético medido (T_e). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 400 rpm/Div e 5 Nm/Div. Ganho horizontal, 500 ms/Div

Na Figura 5.12 verifica-se que o tempo de resposta nos ensaios experimentais do sistema à referência de velocidade, nas transições positiva e negativa é aproximadamente de 85 milissegundos para ambas as estratégias de comutação. Ao serem comparados os ensaios experimentais com os das simulações numéricas, observa-se que a rapidez de resposta das simulações é menor. Isto ocorre porque nos ensaios experimentais existem factores e parâmetros que influenciam a dinâmica e resposta do sistema. Em especial o tempo de aquisição da velocidade, que neste ensaio é suficiente para provocar um atraso na resposta. Outros factores são as diferenças entre o valor real e o utilizado em simulação de algumas grandezas eléctricas e mecânicas, em particular o momento de inércia.

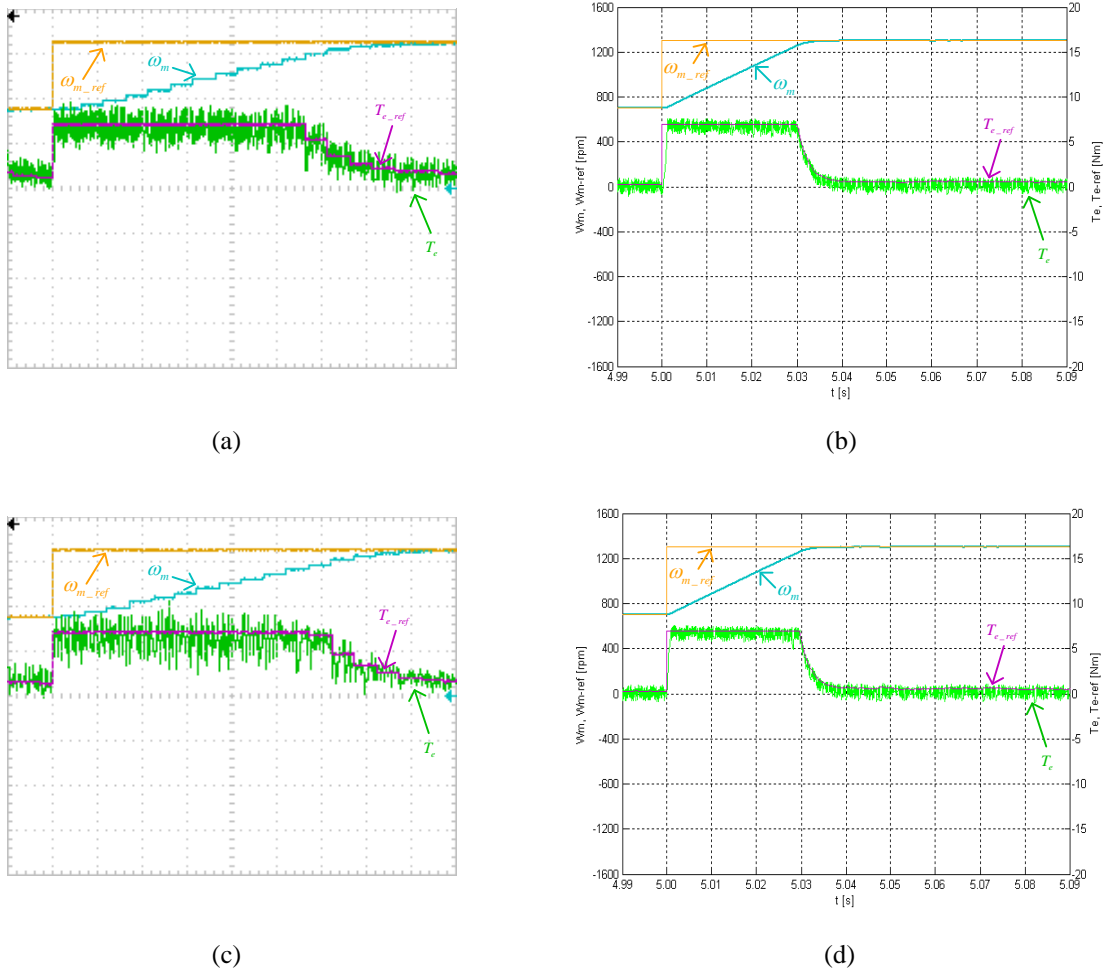


Figura 5.13 – Velocidade de referência do rotor da máquina (ω_{m_ref}) e velocidade medida (ω_m); binário electromagnético de referência (T_{e_ref}) e binário electromagnético medido (T_e). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 400 rpm/Div e 5 Nm/Div. Ganho horizontal, 10 ms/Div

Neste ensaio, ao serem comparadas as duas estratégias de comutação não se verificam diferenças no tempo de resposta, porque quando ocorrem as transições os vectores de tensão não nulos aplicados são exactamente os mesmos. Desta forma em funcionamento dinâmico, com variações bruscas de binário, ambas as estratégias de comutação irão ter comportamentos idênticos. Quando a referência de binário estabiliza, verifica-se que na estratégia de comutação D os semicondutores têm uma maior frequência de comutação, pelos motivos já referidos anteriormente.

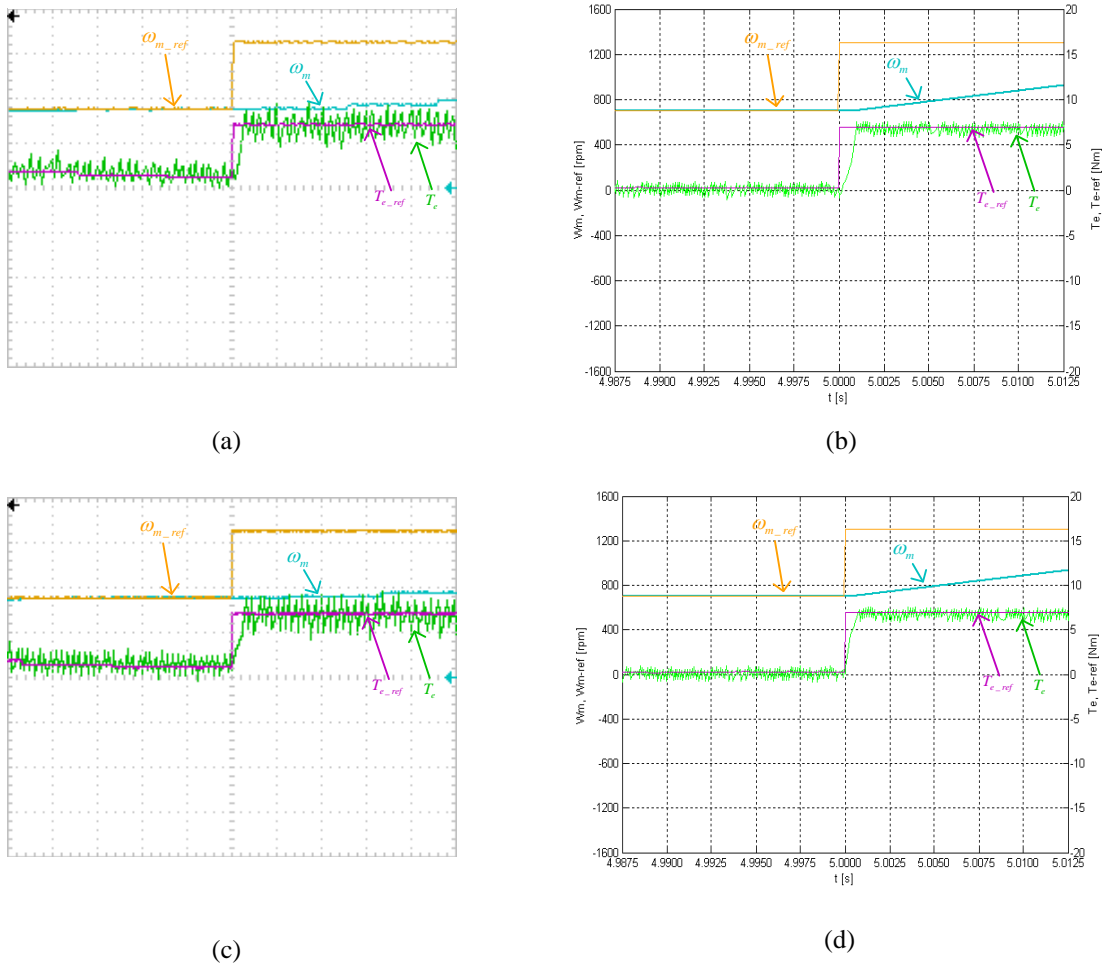
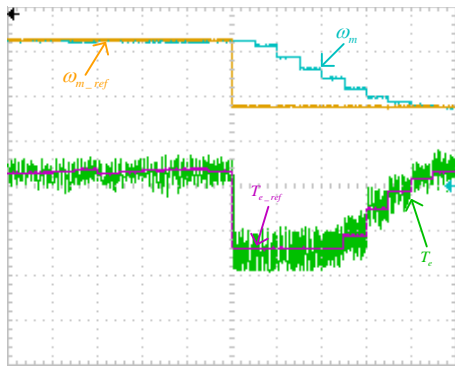


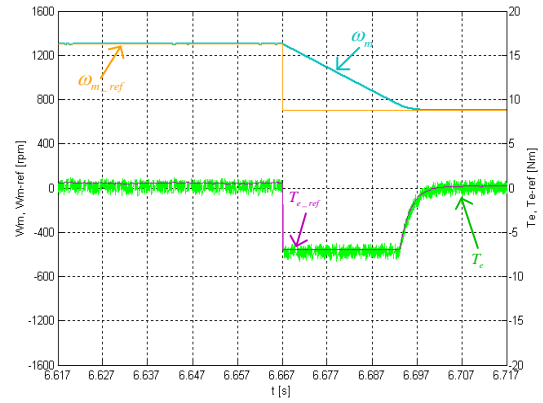
Figura 5.14 – Velocidade de referência do rotor da máquina (ω_{m_ref}) e velocidade medida (ω_m); binário electromagnético de referência (T_{e_ref}) e binário electromagnético medido (T_e). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 400 rpm/Div e 5 Nm/Div. Ganho horizontal, 2,5 ms/Div

A Figura 5.14 é uma ampliação da Figura 5.13 permitindo, em pormenor, visualizar a resposta de binário. Nos ensaios experimentais o tempo de resposta de binário em ambas as estratégias é de aproximadamente 0,5 milissegundos. Pode-se considerar um tempo de resposta de binário bastante reduzido e de acordo com o esperado para o método DTC, permitindo validar a robustez do algoritmo implementado. Verifica-se que nos ensaios em simulação a resposta de binário é ligeiramente mais lenta, contudo continua a ter um tempo de resposta reduzido para o tipo de variação em causa.

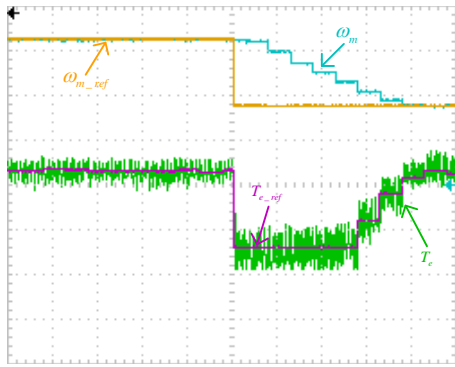
Como já referido, o tempo de resposta de binário em ambas as estratégias de comutação é praticamente o mesmo, porque ambas as estratégias de comutação utilizam os mesmos vectores não nulos e nas transições a estratégia de comutação E não aplica os vectores nulos de tensão.



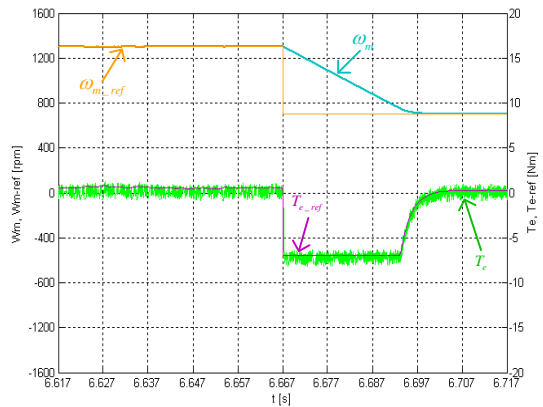
(a)



(b)



(c)



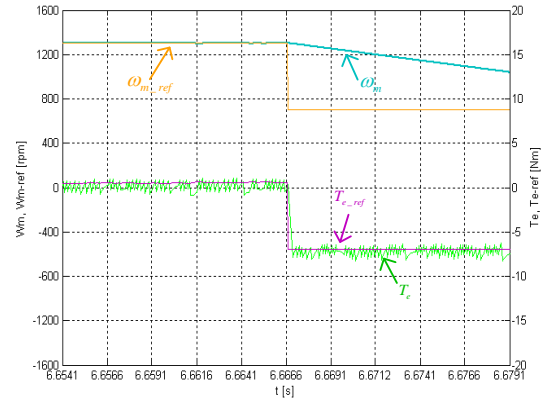
(d)

Figura 5.15 – Velocidade de referência do rotor da máquina (ω_{m_ref}) e velocidade medida (ω_m); binário electromagnético de referência (T_{e_ref}) e binário electromagnético medido (T_e). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 400 rpm/Div e 5 Nm/Div. Ganho horizontal, 10 ms/Div

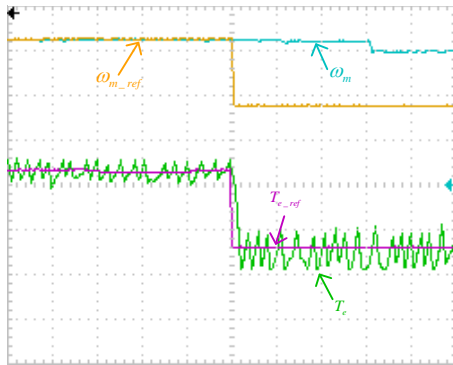
Na transição negativa da referência de velocidade, verifica-se na Figura 5.15, e como era esperado, o tempo de resposta é mais rápido, cerca de 35 milissegundos, porque a transição é feita de uma velocidade superior para uma velocidade inferior. Nesta transição os ensaios experimentais e de simulação estão muito próximos, porque esta transição é menos exigente dinamicamente do que a anterior. Mais uma vez é notória a maior frequência de comutação dos semicondutores da estratégia de comutação D.



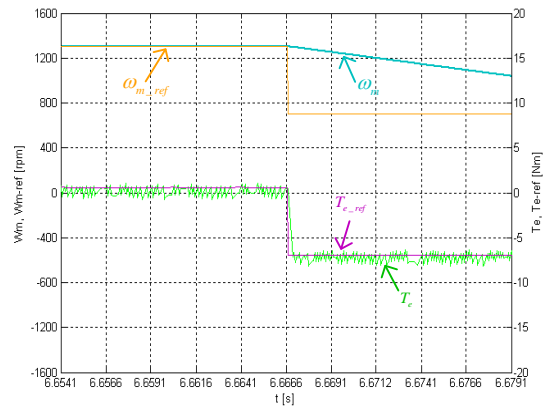
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5.16 – Velocidade de referência do rotor da máquina (ω_{m_ref}) e velocidade medida (ω_m); binário electromagnético de referência (T_{e_ref}) e binário electromagnético medido (T_e). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 400 rpm/Div e 5 Nm/Div. Ganho horizontal, 2,5 ms/Div

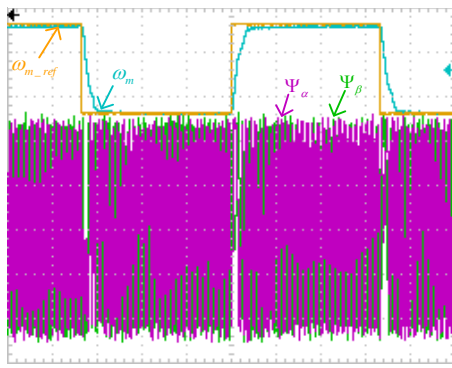
O tempo de resposta do binário na transição negativa, como se verifica na Figura 5.16, é praticamente igual ao tempo de resposta da transição positiva, cerca de 0,5 milissegundos. Com este ensaio verifica-se que a resposta de binário será sempre igual e irá depender do tipo de variação de velocidade a que o sistema estará sujeito. Mais uma vez se realça a aplicabilidade do método DTC em sistemas cuja velocidade de resposta do binário seja importante.

5.2.3.2 Referência centrada nas 0rpm com amplitude de 1000rpm

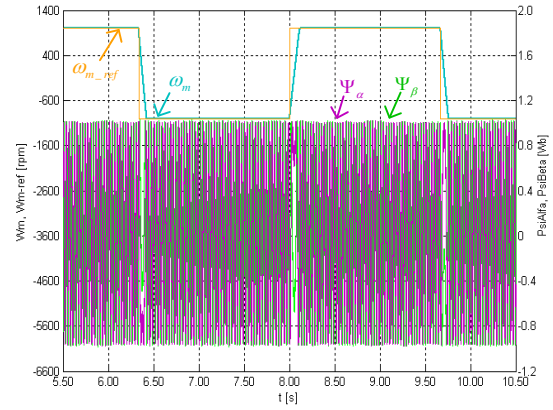
O quarto e último ensaio realizado em regime dinâmico, foi efectuado com a imposição de uma referência de velocidade rectangular com amplitude de 1000rpm, centrada em zero e com uma frequência de 0,3Hz. A referência do fluxo do estator é constante e tem o valor de 0,95Wb.

A realização deste ensaio é igualmente importante, para verificar o comportamento dinâmico de todo o sistema com a imposição de uma referência de velocidade ainda mais exigente do que a do ensaio anterior. Com este ensaio a máquina terá de inverter o seu sentido de rotação, permitindo também verificar a inversão da sequência de fases das componentes do fasor espacial do fluxo do estator.

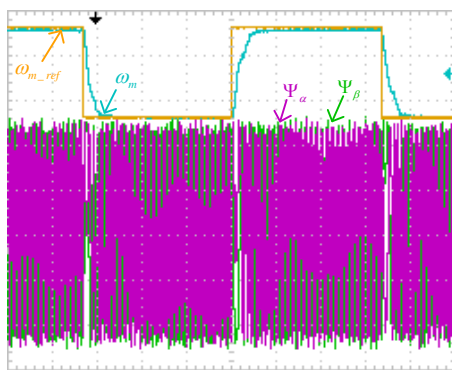
Na Figura 5.17 verifica-se que, comparativamente ao ensaio anterior, o tempo de resposta de velocidade é praticamente o mesmo em ambas as transições. Isto sucede, porque dinamicamente as duas transições são iguais. Continua a verificar-se uma boa resposta dinâmica de todo o sistema, com um bom acompanhamento da referência de velocidade por parte da velocidade da máquina.



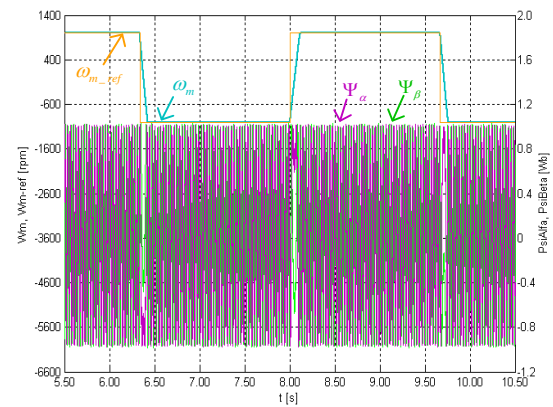
(a)



(b)



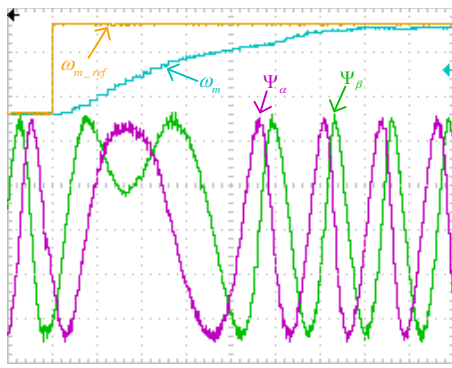
(c)



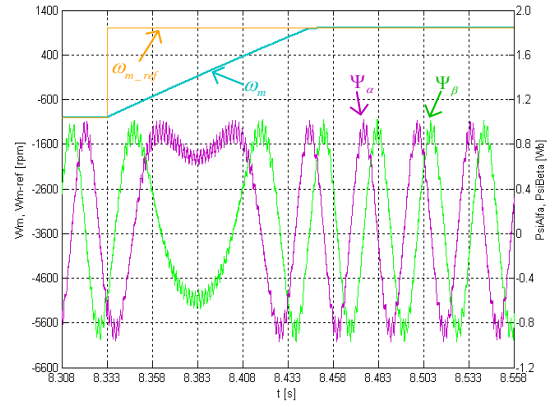
(d)

Figura 5.17 – Velocidade de referência do rotor da máquina (ω_{m_ref}) e velocidade medida (ω_m); componentes do fluxo do estator da máquina: componente α (Ψ_α) e componente β (Ψ_β). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 1000 rpm/Div e 0,4 Wb/Div. Ganho horizontal, 500 ms/Div

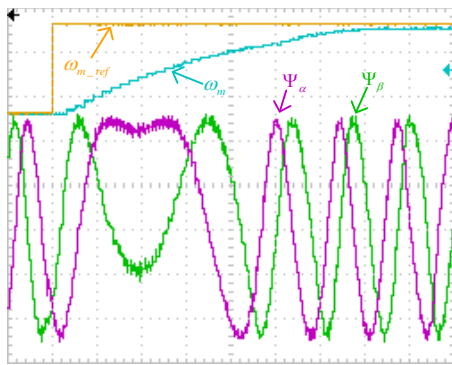
Nas Figura 5.18 e Figura 5.19 visualiza-se a inversão da sequência de fase das componentes do vector espacial do fluxo do estator, quando ocorrem as transições de velocidade. Estas mudanças de fase ocorrem quando a velocidade instantânea da máquina se anula, passagem pelas 0rpm, pelo que apresentam um atraso em relação à transição de velocidade, mas coincidem com o instante em que a velocidade da máquina é zero.



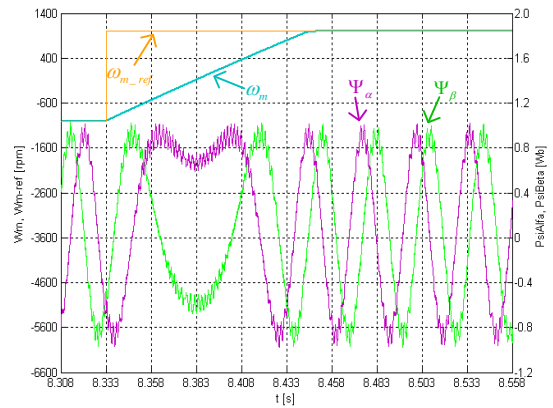
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5.18 – Velocidade de referência do rotor da máquina (ω_{m_ref}) e velocidade medida (ω_m); componentes do fluxo do estator da máquina: componente α (Ψ_α) e componente β (Ψ_β). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 1000 rpm/Div e 0,4 Wb/Div. Ganho horizontal, 25 ms/Div

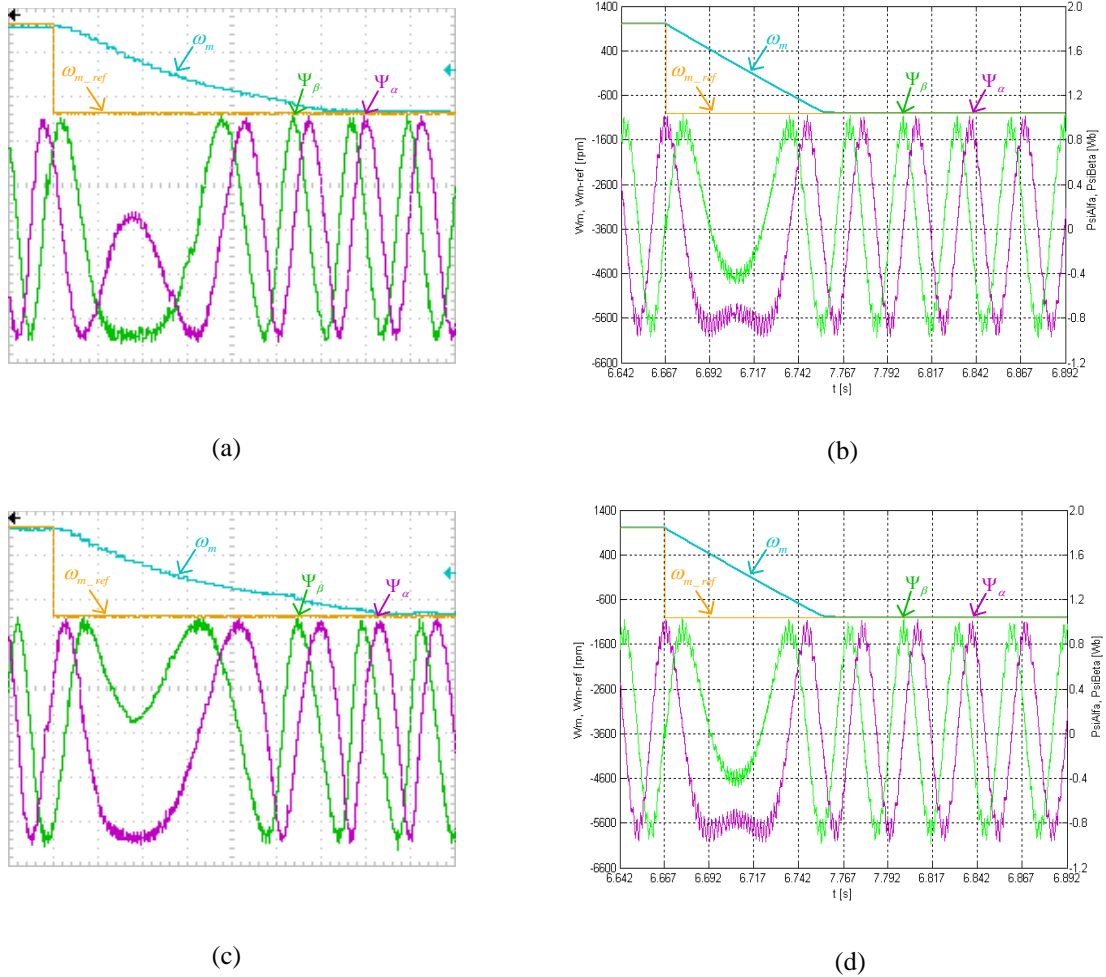


Figura 5.19 – Velocidade de referência do rotor da máquina (ω_{m_ref}) e velocidade medida (ω_m); componentes do fluxo do estator da máquina: componente α (Ψ_α) e componente β (Ψ_β). Resultados experimentais: a) estratégia de comutação D, c) estratégia de comutação E. Resultados de simulação: b) estratégia de comutação D, d) estratégia de comutação E. Ganhos verticais, 1000 rpm/Div e 0,4 Wb/Div. Ganho horizontal, 25 ms/Div

Com a realização destes ensaios em regime dinâmico, verifica-se e comprova-se que o método DTC tem uma excelente resposta de binário e muito rápida. Desta forma, permite igualmente uma boa resposta de velocidade, apresentando um bom acompanhamento das referências de velocidade que foram impostas.

6 Conclusões

Neste capítulo das conclusões será efectuada uma descrição, de forma sintética, do trabalho realizado durante esta dissertação de Mestrado, com evidência aos objectivos que foram propostos e permitiram retirar as respectivas conclusões.

Também serão descritos perspectivas para outros trabalhos futuros que possam vir a ser abordados com base na realização desta dissertação. Estes trabalhos futuros terão como objectivo aprofundar as técnicas utilizadas ou testar outras variantes que possam ser indicadas para uma aplicação específica, uma vez que nesta dissertação o estudo efectuado focou a implementação genérica, não se dando ênfase a nenhuma aplicação em concreto.

6.1 Conclusões gerais

O desenvolvimento desta dissertação de mestrado teve início com o estudo teórico da máquina assíncrona trifásica, onde foram utilizados modelos matemáticos para a transformação do modelo da máquina do referencial 123 para o referencial $\alpha\beta\gamma$ e deste para o referencial dqo . Para cada um dos três referenciais foi desenvolvido um modelo em *Matlab/Simulink* onde foi efectuado o teste em simulação numérica com os parâmetros de uma máquina assíncrona trifásica da referência bibliográfica “Palma, J. (1999), pág. 105”, onde a tensão de alimentação era a nominal e a que é disponibilizada pela rede, 400Vac, permitindo comparar com os resultados na mesma referência bibliográfica “Palma, J. (1999), pág. 106 e 107”, para a máquina assíncrona trifásica utilizada. Com esta implementação, concluiu-se e foram validados os modelos implementados da máquina assíncrona trifásica nos referenciais 123 , $\alpha\beta\gamma$ e dqo , onde estes estavam correctos e os resultados obtidos foram de acordo com o pretendido.

Seguidamente foi desenvolvido o modelo do ondulator de tensão trifásico, também em *Matlab/Simulink*, e foi efectuada a sua simulação numérica alimentando a máquina assíncrona anterior, permitindo assim validar o modelo global implementado. Com a implementação, simulação e validação dos modelos da máquina assíncrona trifásica e do ondulator de tensão trifásico, avançou-se para o estudo teórico do *Controlo Directo de Binário – DTC*, que é uma das técnicas de *Controlo Vectorial* utilizadas para o controlo de máquinas assíncronas trifásicas.

Ao ser efectuado o estudo teórico do método DTC, foi verificado que o modelo da máquina assíncrona trifásica deveria ter como variáveis de estado as correntes estatóricas e o fluxo do rotor. As correntes estatóricas são necessárias para que através da utilização do observador de fluxo se obtenha o vector espacial do fluxo do estator, necessário no método DTC que controla directamente o valor instantâneo do fluxo do estator e também do binário electromagnético desenvolvido pela máquina assíncrona. Com esta verificação, o modelo da máquina assíncrona no referencial dqo foi reescrito de modo que as variáveis de estado fossem as correntes estatóricas e o fluxo rotórico.

Com o fluxo do rotor, a segunda variável de estado, que em regime estacionário é praticamente idêntico ao do estator sendo possível efectuar o controlo do fluxo do estator através da aquisição do fluxo do rotor, permite, em conjunto com as correntes estatóricas, ter acesso a uma grandeza do rotor e a outra do estator, respectivamente, possibilitando analisar e validar o comportamento da máquina assíncrona trifásica em simulação numérica. O modelo da máquina assíncrona trifásica utilizado nas simulações numéricas foi no referencial $\alpha\beta\gamma$, pelo que se procedeu à transformação do modelo do referencial dqo para o referencial $\alpha\beta\gamma$ através da relação entre os ângulos do estator e rotor. Para esta análise, verificou-se que era essencial a aquisição das três correntes estatóricas e também a aquisição da tensão do barramento DC, para a implementação do observador de fluxo. Este observador de fluxo, também utiliza no seu cálculo o valor da resistência do estator, R_s . A precisão do seu valor influencia directamente os valores do fluxo do estator obtidos, pelo que uma medição com elevada precisão do valor de R_s é essencial para o correcto funcionamento do método DTC. É evidente que a máquina assíncrona trifásica irá estar sujeita a diversos regimes de funcionamento, que vão influenciar directamente a temperatura dos seus enrolamentos e, como consequência, o valor de R_s vai variar ao longo do tempo, logo podem surgir erros de cálculo devido às oscilações de temperatura, porque foi utilizado um valor constante para R_s .

A utilização do observador de fluxo também é de extrema importância para a obtenção do binário electromagnético instantâneo que a máquina está a produzir, porque o seu cálculo envolve as componentes de fluxo do estator obtidas através do observador. Mais uma vez é fundamental a importância que um bom observador terá no desempenho do algoritmo do método do DTC.

Com a implementação do método de controlo DTC nas simulações numéricas, verificou-se que a determinação do sector onde o fasor espacial do fluxo do estator instantâneo se encontra é essencial para a determinação da sequência de vectores de tensão a aplicar à máquina assíncrona trifásica, para que o fasor espacial do fluxo tenha a rotação no sentido pretendido e com a velocidade pretendida. Para além do sentido de rotação e da velocidade do fluxo do estator (campo girante), o sector também influencia a determinação dos vectores de tensão para o aumento e diminuição do binário electromagnético e para o aumento e diminuição do módulo do fluxo do estator. Para o cálculo do sector do fasor espacial do fluxo do estator são necessárias as duas componentes α e β do fluxo estatórico obtidas através do observador de fluxo.

Com os pressupostos anteriores sobre o método de controlo DTC é possível concluir que o funcionamento do seu algoritmo se baseia em três grandezas instantâneas essenciais, que são: binário electromagnético, vector espacial do fluxo estatórico e seu módulo, e o sector ocupado pelo vector espacial do fluxo estatórico. Como a obtenção das três grandezas anteriores se baseia nos valores do fasor espacial de fluxo do estator instantâneo obtido através do observador de fluxo, é essencial que este observador tenha uma precisão elevada, como já referido, que a aquisição das correntes do estator e da tensão do barramento DC também seja efectuada com elevada precisão e que o valor da resistência do estator utilizado, R_s , tenha o valor mais próximo possível do valor real. Se

estes factores anteriores forem todos conjugados, obtém-se um observador a funcionar com elevada precisão, conseguindo-se ter um bom desempenho no algoritmo do método de controlo DTC e com isto, boas características dinâmicas de todo o sistema.

De acordo com o referido ao longo desta dissertação de Mestrado, foram implementadas duas estratégias de comutação para o método de controlo DTC. A estratégia de comutação D, que não utiliza vectores de tensão nulos, e a estratégia de comutação E, que utiliza vectores de tensão nulos. Verificou-se que o funcionamento de ambas as estratégias em regime estacionário e em regime dinâmico era bastante semelhante, contudo foram observadas algumas diferenças. Verificou-se que na estratégia de comutação D os semicondutores tinham uma frequência de comutação mais elevada, porque a não utilização de vectores de tensão nulos leva a que o binário e fluxo tenham oscilações mais rápidas, logo as comutações terão de acontecer mais rapidamente para manter os seus valores dentro das janelas de histerese definidas. Para a estratégia de comutação E, verificou-se que os semicondutores tinham uma frequência de comutação menor devido à utilização de vectores de tensão nulos. Estes vectores nulos quando são aplicados provocam a paragem da deslocação do fasor espacial do fluxo do estator, mantendo o seu módulo, como consequência ocorre a diminuição do ângulo entre o fluxo do estator e do rotor e esta diminuição de ângulo, provoca a diminuição do valor do binário electromagnético, mas de uma forma mais lenta do que se fosse aplicado um vector de tensão não nulo com o objectivo de diminuir o binário electromagnético. Assim, o valor do fluxo e do binário mantém-se mais tempo dentro das janelas de histerese definidas, o que provoca a diminuição da frequência de comutação. Verificou-se também que em regime dinâmico tem um desempenho mais lento e não é tão robusta como a estratégia de comutação D. Contudo, é uma estratégia com bons desempenhos e que pode ser utilizada em aplicações cuja uma frequência de comutação dos semicondutores de potência utilizados mais baixa possa ser vantajosa e importante.

Verificou-se que nas transições da referência de velocidade, que provocam também transições na referência de binário, a resposta de ambas as estratégias era exactamente a mesma, isto ocorre porque durante a transição o binário electromagnético produzido pela máquina assíncrona trifásica está com um valor muito reduzido ou muito elevado em relação à referência, fazendo com que os vectores de tensão não nulos aplicados à máquina assíncrona trifásica sejam exactamente os mesmos em ambas as estratégias de comutação. Isto é, enquanto o binário produzido pela máquina assíncrona não entrar dentro da janela de histerese definida para estratégia de comutação E, não aplica os vectores de tensão nulos, aplicando exactamente os mesmos vectores não nulos que a estratégia D aplica. Desta forma, o tempo de resposta de binário é exactamente o mesmo para ambas as estratégias nas transições cujo valor saia fora das janelas de histerese definidas.

Os resultados experimentais foram influenciados pelo método de aquisição da velocidade instantânea da máquina assíncrona. A aquisição da velocidade teve influência sobre a frequência de comutação dos semicondutores, porque a aquisição de

velocidade com um período de 10 milissegundos era mais reduzida que o passo de cálculo de 50 microssegundos e como consequência a velocidade de resposta da máquina assíncrona em regime dinâmico tornava-se mais lenta. Isto verifica-se quando se comparam os resultados experimentais com os resultados obtidos nas simulações numéricas. A resposta da máquina assíncrona com uma referência de velocidade rectangular tem respostas mais rápidas nas simulações do que no ensaios experimentais. Contudo, os ensaios experimentais efectuados permitiram validar os modelos utilizados nas simulações numéricas e os seus resultados.

A implementação experimental das duas estratégias de comutação do método de controlo DTC, teve por base o protótipo experimental projectado e construído, que revelou ter a robustez necessária para um correcto funcionamento do sistema. Foi utilizada uma tensão de 570V no barramento DC permitindo aplicar à máquina assíncrona trifásica os seus valores de tensão nominais de alimentação. Foi utilizado um passo de cálculo de 50 microssegundos no código do controlador digital, que permite uma frequência de comutação dos semicondutores máxima de 20kHz, correspondendo à máxima frequência de comutação admissível pelo ondulator de tensão trifásico.

6.2 Perspectivas de trabalhos futuros

Durante o desenvolvimento desta dissertação de Mestrado, cujo estudo teórico e implementação prática foi sobre o *Controlo Directo de Binário – DTC*, uma das técnicas de *Controlo Vectorial*, foram surgindo algumas condições que podem futuramente ser optimizadas permitindo melhorar o desempenho do algoritmo e como consequência melhorar o desempenho de todo o sistema e algumas aplicações onde este método possa ser aplicado, para verificar o seu funcionamento numa aplicação concreta, ficando algumas sugestões de seguida:

- 1 – Optimizar a aquisição da velocidade instantânea da máquina que terá como consequência um aumento da frequência de comutação em regime dinâmico;
- 2 – Substituir o rectificador de tensão trifásico não controlado, por um controlado de modo que a tensão no barramento DC seja mais constante e verificar a sua influência no sistema, embora o método DTC seja robusto relativamente a pequenas variações de tensão no barramento DC;
- 3 – Optimizar a aquisição dos valores de corrente e tensão com a utilização de filtros e/ou malhas para eliminação das frequências elevadas que possam estar sobrepostas ao sinal adquirido. A importância dos valores adquiridos estarem isentos de ruído contribuem para o melhor desempenho do observador de fluxo, que por sua vez influencia o desempenho do algoritmo do método de controlo do DTC;

4 – Testar outras estratégias de comutação que possam ser relevantes em aplicações com funcionamentos especiais e comparar as respostas em regime estacionário e dinâmico;

5 – Aplicar o método DTC numa situação real, onde haja variações bruscas de binário carga/resistente e analisar a sua resposta dinâmica face à solicitação real da aplicação.

7 Bibliografia

Guerreiro, M. (2000), “*Motor trifásico de indução – Posicionamento angular do rotor por inversão perimetral*”, Dissertação de Doutoramento em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, IST, Dezembro de 2000.

Idjdarene, K.; Tounzi, A.; Rekioua, D.; Rekioua, T., “*Direct torque control of an autonomous induction generator for the wind energy conversion*”, *Laboratory of Electrical Engineering and Electronics of Power, France*

Padilha, A. (1993), “*Electrónica Analógica*”, McGRAW-HILL.

Faria, J. (2008), “Gerador Compacto para Aproveitamentos Micro-Hídricos a Fio de Água”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, IST, 2008

Ferreira, R. (2010), “Adaptação de Variadores Industriais à Excitação de geradores Assíncronos – Aplicação em Turbinas SAVONIUS”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Electrotécnica ramo Automação e Electrónica Industrial, ISEL, 2010.

Kreyszig, E. (2006), “*Advanced Engineering Mathematics*”, 9^a, Singapore : John Wiley & Sons, Inc, 2006, pp. 886-898, ISBN: 13: 978-0-471-72897-9.

Margato, E. (1987), “*Folhas de apoio à disciplina de Complementos de Máquinas Eléctricas do Curso de Estudos Superiores Especializados*”, Lisboa, CESE, ISEL/DEEA, 1987.

Marques, G. (2007), “*Controlo de Motores Eléctricos*”, Fevereiro 2007, pp. 165-186.

Mohan, N., Undeland, T.M., Robbins. (1995), “*Power Electronics – Converters, Applications and Design*”, John Wiley, 2nd Ed., 1995, ISBN 0-471-58408-8.

Muller, S.; Ammann, U.; Rees, S. (2003), “*New Modulation Strategy for a Matrix Converter with a Very Small Mains Filter*”, PESC’03, 34th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Acapulco, México, 2003.

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

Palma, J. (2003), “*Fundamentos de Electrónica de Potência*”, Lisboa, 2003.

Gjgyi, L. e Pelly, B. (1976), “*Static Power Frequency Changers: Theory, Performance and Applications*”. New Yorq, Wiley.

Silva; J. (1987), “*Thyristor Current Source Control by Real Time Simulation: A Successful Test Against Existing Techniques*” European Power Electronics Conference, EPE’87, vol 2, pp 773-778, Grenoble, France, September 1987.

Silva, J.; Pinto, S. (2011), “*Advanced Control of Switching Power Converters*”, cap. 36, pp 1037-1113, Power Electronics Handbook 3rd edition, Editor M. H. Rashid,

Academic Press, Elsevier, ISBN 13:978-0-12-088479-7, ISBN 10:0-12-088479-8, USA, 2011.

dSPACE, <http://www.dspace.com>

Matlab/Simulink, <http://www.mathworks.com>

Anexo I – Transformação de coordenadas de 123 para $\alpha\beta\gamma$

A transformação de coordenadas reais 123 para coordenadas $\alpha\beta\gamma$, corresponde à transformação de um modelo trifásico para um modelo bifásico. O novo sistema bifásico permite obter equações diferenciais desacopladas, permitindo assim a eliminação da indução mútua entre os enrolamentos do estator e os enrolamentos do rotor. Esta transformação para $\alpha\beta\gamma$, garante que as grandezas físicas como a potência, o binário, a velocidade e número de par de pólos se mantenham iguais, Figura I.1.

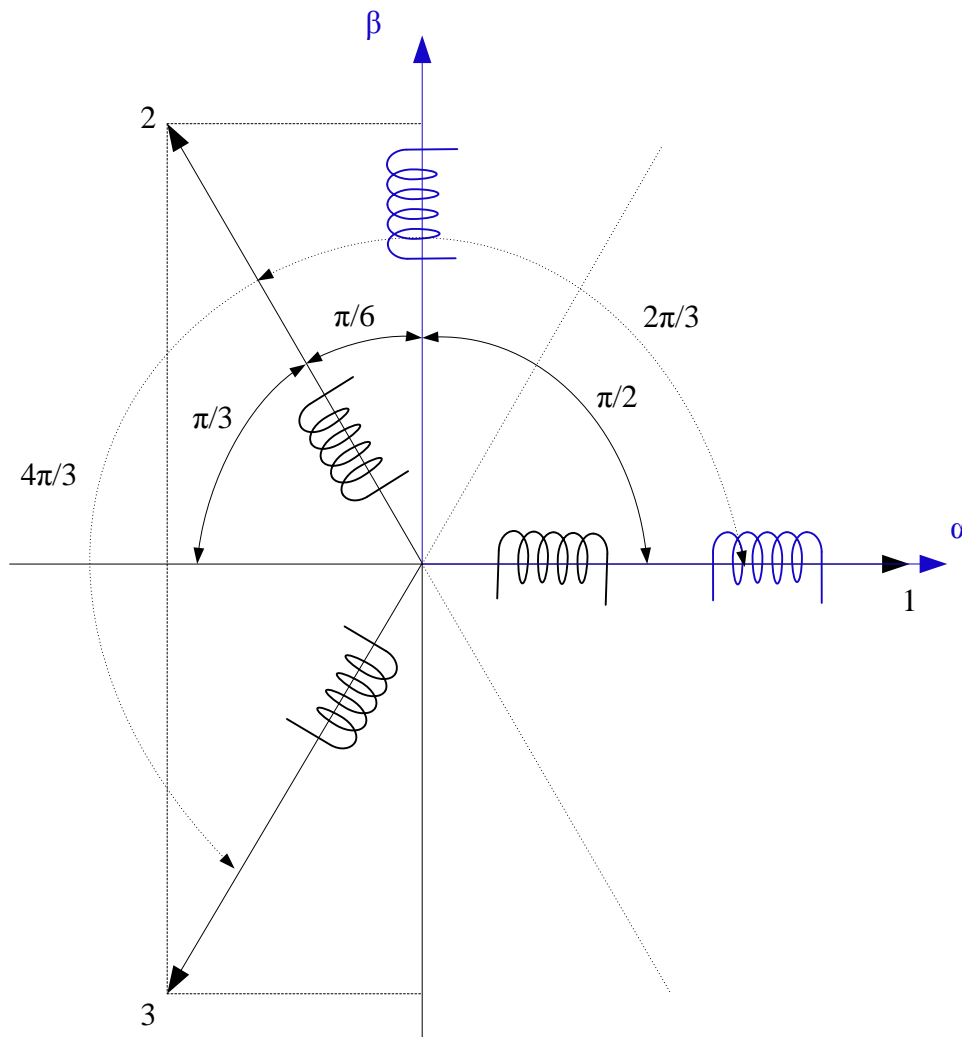


Figura I.1 - Transformação geométrica de 123 para $\alpha\beta\gamma$.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

A matriz obtida não é quadrada, logo não permite a sua inversão e a obtenção da relação inversa. Para se ultrapassar este problema considera-se uma terceira componente para a força magnetomotriz (F_γ) proporcional à componente homopolar das correntes do sistema trifásico ($i_1 + i_2 + i_3$). Definindo-se k_1 como o ganho da componente homopolar da corrente (i_γ) em coordenadas 123 e para que a matriz de transformação seja ortogonal,

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

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

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} = \frac{k_3}{k_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_1 & k_1 & k_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Onde a matriz de transformação é dada por,

$$[C]^{-1} = \frac{k_3}{k_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_1 & k_1 & k_1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

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

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

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

$$[C][C]^{-1} = [I] \quad (\text{I.12})$$

Onde [I] representa a matriz identidade,

$$[I] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

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

$$\begin{aligned} \left(\frac{k_3}{k_2}\right)^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & k_1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & k_1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & k_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_1 & k_1 & k_1 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \left(\frac{k_3}{k_2}\right)^2 \begin{bmatrix} 1+k_1^2 & -\frac{1}{2}+k_1^2 & -\frac{1}{2}+k_1^2 \\ -\frac{1}{2}+k_1^2 & 1+k_1^2 & -\frac{1}{2}+k_1^2 \\ -\frac{1}{2}+k_1^2 & -\frac{1}{2}+k_1^2 & 1+k_1^2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{I.14})$$

Resolvendo o sistema de inequações obtido,

$$\begin{cases} \left(\frac{k_3}{k_2}\right)^2 (1+k_1^2) = 1 \\ \left(\frac{k_3}{k_2}\right)^2 \left(-\frac{1}{2}+k_1^2\right) = 0 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \left(\frac{k_3}{k_2}\right)^2 \left(1+\frac{1}{2}\right) = 1 \\ k_1^2 = \frac{1}{2} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \left(\frac{k_3}{k_2}\right)^2 = \frac{2}{3} \\ k_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{k_3}{k_2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \\ k_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Substituindo-se os coeficientes obtidos em (I.15) na equação (I.10) obtém-se a inversa da matriz *Concordia*,

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

Como é uma matriz ortogonal e aplicando as propriedades,

$$[C] = [C]^{-1T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Para se efectuar a transformação de um sistema trifásico equilibrado e simétrico em coordenadas 123 para um sistema bifásico em quadratura em coordenadas $\alpha\beta\gamma$, utiliza-se a transformação *Concordia* ou a matriz *Concordia*. Aplicando a transformação a um sistema sem neutro acessível, como é o caso da máquina assíncrona utilizada nesta dissertação, obtém-se um sistema bifásico equivalente onde a componente homopolar pode ser desprezada,

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

$$[X_{\alpha\beta\gamma}] = [C]^T [X_{123}] \quad (\text{I.19})$$

Anexo II – Transformação de coordenadas de $\alpha\beta\gamma$ para dq

O modelo da máquina assíncrona em coordenadas dq tem a mesma representação que o modelo em coordenadas em $\alpha\beta\gamma$, sistema bifásico em quadratura. Contudo esta nova transformação tem como objectivo uma modelização com enrolamentos da máquina a rodarem à velocidade genérica $d\theta/dt$, Figura II.1. Esta transformação é necessária, porque o modelo da máquina assíncrona em coordenadas $\alpha\beta\gamma$ mantém a dependência das tensões com o ângulo θ .

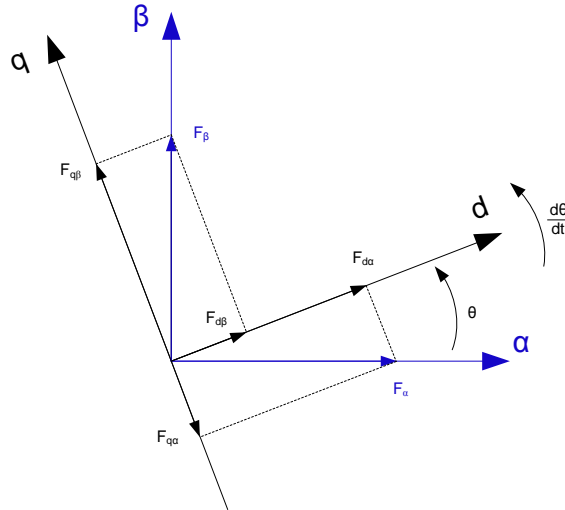


Figura II.1 - Posição relativa dos referenciais α,β e d,q e as respectivas forças magnetomotrizes.

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

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

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

Representando na forma matricial,

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

Podendo ainda ser escrito da seguinte forma,

$$[F_{dqo}] = [R_{(\theta)}][F_{\alpha\beta\gamma}] \quad (\text{II.3})$$

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

$$[R_{(\theta)}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

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

$$[R_{(\theta)}]^{-1} = [R_{(\theta)}]^T \quad (\text{II.5})$$

$$[R_{(\theta)}]^T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

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

$$[X_{\alpha\beta\gamma}] = [R_{(\theta)}][X_{dqo}] \quad (\text{II.7})$$

$$[X_{dqo}] = [R_{(\theta)}]^T [X_{\alpha\beta\gamma}] \quad (\text{II.8})$$

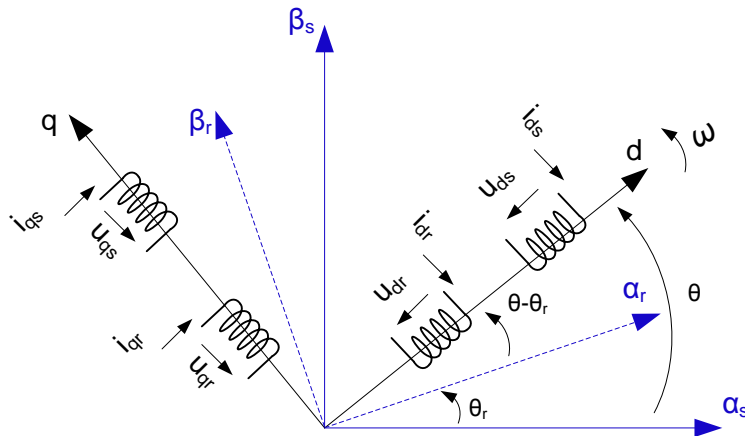


Figura II.2 - Posição relativa dos referenciais $\alpha\beta$ do estator e rotor e do referencial dq .

Da matriz de transformação (II.4) e da Figura II.2, obtém-se as matrizes de transformação das grandezas associadas ao estator (II.9), que tem uma rotação θ entre o referencial $\alpha\beta\gamma$ e o referencial dqo e ao rotor (II.10), que tem uma rotação $\theta - \theta_r$,

$$\left[R_{(\theta)} \right] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$\left[R_{(\theta-\theta_r)} \right] = \begin{bmatrix} \cos(\theta-\theta_r) & \sin(\theta-\theta_r) & 0 \\ -\sin(\theta-\theta_r) & \cos(\theta-\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Das rotações introduzidas nos referenciais do estator e do rotor, obtém-se a matriz de transformação ortogonal $[T]$, que transforma as grandezas do estator e do rotor, do referencial $\alpha\beta\gamma$ para o referencial dqo ,

$$[T] = \begin{bmatrix} \left[R_{(\theta)} \right] & [0] \\ [0] & \left[R_{(\theta-\theta_r)} \right] \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Anexo III – Transformação de coordenadas de 123 para dqo

No Anexo I e no Anexo II estão demonstradas as transformações de coordenadas 123 para coordenadas $\alpha\beta\gamma$ e destas para coordenadas dqo, respectivamente. De modo a simplificar as transformações de coordenadas 123 para coordenadas dqo, Figura III.1, pode ser utilizada uma matriz de transformação que resulta das duas transformações anteriores.

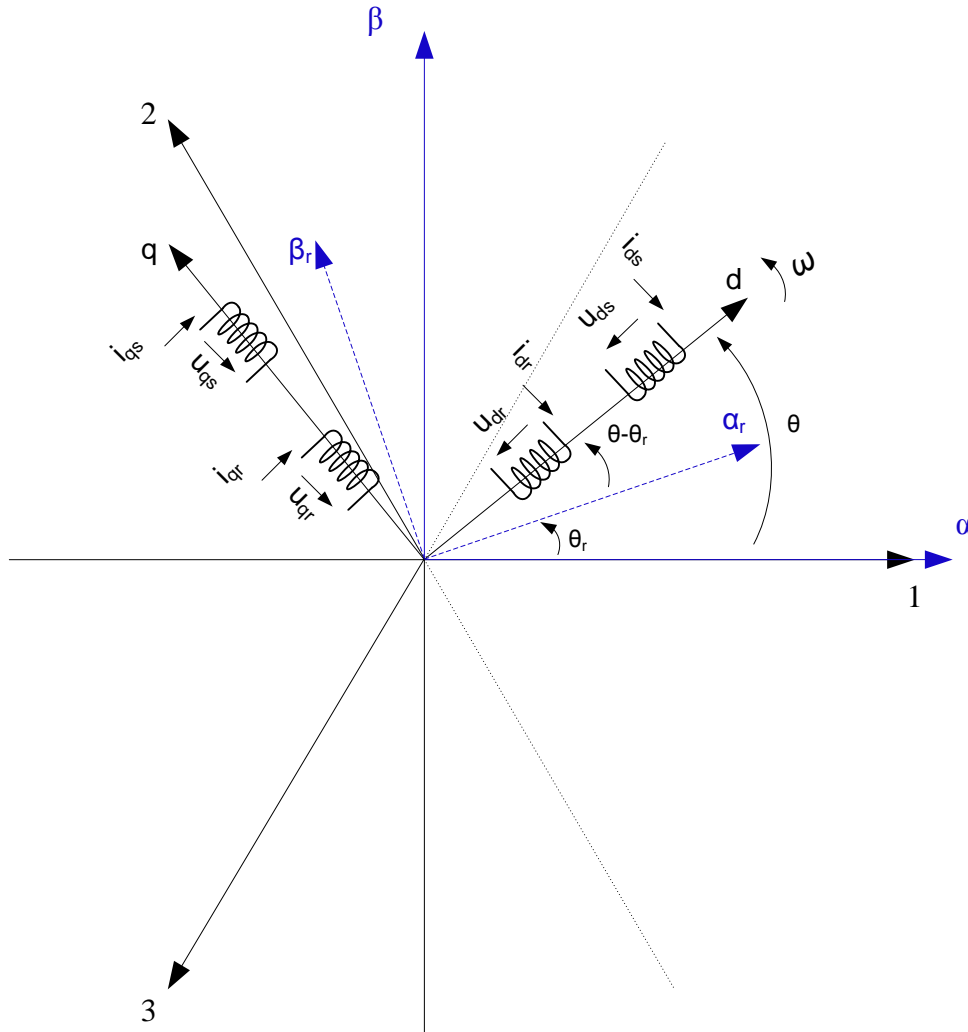


Figura III.1 - Posição relativa do referencial 123, dos referenciais $\alpha\beta$ do estator e rotor e do referencial dq.

A nova matriz, denominada de matriz de rotação (III.2), $[D]$, é obtida através da multiplicação da transposta da matriz de Concordia (I.16) com a matriz de Blondel-Park (II.6),

$$[D]^T = [C]^T [R_{(\theta)}]^{-T} \quad (III.1)$$

Multiplicando as duas matrizes e fazendo algumas simplificações, obtém-se,

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

Colocando as operações trigonometrias de uma forma mais simples resulta em,

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

Generalizando,

$$[X_{dqo}] = [D]^T [X_{123}] \quad (\text{III.4})$$

Com a matriz obtida em (III.3), a transformação de coordenadas de 123 para dqo é feita de forma directa, não sendo necessário a transformação de coordenadas de 123 para coordenadas $\alpha\beta\gamma$ e destas para coordenadas dqo.

A transformação inversa, de coordenadas dqo para coordenadas 123 também é possível. Da equação (III.4) e multiplicando por [D], resulta,

$$[D][X_{dqo}] = [D][D]^T [X_{123}] \Leftrightarrow [D][X_{dqo}] = [I][X_{123}] \quad (\text{III.5})$$

$$[X_{123}] = [D][X_{dqo}] \quad (\text{III.6})$$

Onde,

$$[D] = [C][R] = [D]^{-1T} \quad (\text{III.7})$$

Simplificando, obtém-se a matriz que permite a transformação directa de coordenadas dqo para coordenadas 123 ,

$$[D] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Anexo IV– *Parâmetros utilizados nas simulações numéricas*

```
%Dados máquina
Un=380;
In=3.4;
Pn=1500;
Nn=1410;
usd = 570;
Ls = 365e-3; %Ls+Ms
M = 349e-3; %(3/2)Msr
Rs = 5.11;
Lr = 365e-3; %Lr+Mr
Rr = 4.16;
npp = 2; %número de pares de polos
Kd = 1e-3; %Binário resistente (*wm)
J = 3.3e-3; %kgm2
tr = Lr/Rr;
ts=Ls/Rs;
sigma=(Ls*Lr-M*M) / (Ls*Lr);

%Controlador de velocidade
Ki = 0.05;
Kp = 1.0;
%Binário máximo
Tmax = 7;

%Tensão do ondulator
U = 570;

%Passo de cálculo
Ts = 50e-6;

%valor de fluxo de referência
psi_ref = 0.95;
```

Anexo V – Código para a selecção de vectores de tensão

O código utilizado no método DTC para a selecção dos vectores de tensão aplicados ao ondulator de tensão trifásico para as duas estratégias de comutação utilizadas, D e E, é o seguinte:

```
function [a,b,c] = fcn(E_Te,v, E_psi_s)

%Seleccção das saídas para o ondulator

switch v
    %1ªcoluna
    case 1
        switch E_psi_s
            %Fluxo tem de crescer
            case 1
                switch E_Te
                    %Binário tem de crescer
                    case 1
                        a=1;
                        b=1;
                        c=0;
                    %
                    vect=2;
                    %Binário tem de se manter
                    case 0
                        a=1;
                        b=1;
                        c=1;
                    %
                    vect=7;
                    %Binário tem de diminuir
                    case -1
                        a=1;
                        b=0;
                        c=1;
                    %
                    vect=6;
                    otherwise
                        a=0;
                        b=0;
                        c=0;
                    %
                    vect=0;
                end
            %Fluxo tem de diminuir
            case 0
                switch E_Te
                    %Binário tem de crescer
                    case 1
                        a=0;
                        b=1;
                        c=0;
                    %
                    vect=3;
                    %Binário tem de se manter
                    case 0
                        a=0;
                        b=0;
                        c=0;
                    %
                    vect=0;
                    %Binário tem de diminuir
                    case -1
                        a=0;
```

```

        b=0;
        c=1;
%       vect=5;
        otherwise
        a=0;
        b=0;
        c=0;
%       vect=0;

        end
    otherwise
    a=0;
    b=0;
    c=0;
%   vect=0;

end
%2ª coluna
case 2
    switch E_psi_s
        %Fluxo tem de crescer
        case 1
            switch E_Te
                %Binário tem de crescer
                case 1
                    a=0;
                    b=1;
                    c=0;
%               vect=3;
                %Binário tem de se manter
                case 0
                    a=0;
                    b=0;
                    c=0;
%               vect=0;
                %Binário tem de diminuir
                case -1
                    a=1;
                    b=0;
                    c=0;
%               vect=1;
                otherwise
                    a=0;
                    b=0;
                    c=0;
%               vect=0;

            end
        %Fluxo tem de diminuir
        case 0
            switch E_Te
                %Binário tem de crescer
                case 1
                    a=0;
                    b=1;
                    c=1;
%               vect=4;
                %Binário tem de se manter
                case 0
                    a=1;
                    b=1;
                    c=1;
%               vect=7;
                %Binário tem de diminuir

```

```

        case -1
            a=1;
            b=0;
            c=1;
            vect=6;
        otherwise
            a=0;
            b=0;
            c=0;
            vect=0;
    end
otherwise
    a=0;
    b=0;
    c=0;
    vect=0;
end
%3ªcoluna
case 3
    switch E_psi_s
        %Fluxo tem de crescer
        case 1
            switch E_Te
                %Binário tem de crescer
                case 1
                    a=0;
                    b=1;
                    c=1;
                    vect=4;
                %Binário tem de se manter
                case 0
                    a=1;
                    b=1;
                    c=1;
                    vect=7;
                %Binário tem de diminuir
                case -1
                    a=1;
                    b=1;
                    c=0;
                    vect=2;
                otherwise
                    a=0;
                    b=0;
                    c=0;
                    vect=0;
            end
        %Fluxo tem de diminuir
        case 0
            switch E_Te
                %Binário tem de crescer
                case 1
                    a=0;
                    b=0;
                    c=1;
                    vect=5;
                %Binário tem de se manter
                case 0
                    a=0;
                    b=0;
                    c=0;

```

```

%           vect=0;
%           %Binário tem de diminuir
%           case -1
%               a=1;
%               b=0;
%               c=0;
%           %           vect=1;
%           otherwise
%               a=0;
%               b=0;
%               c=0;
%           %           vect=0;
%           end
%           otherwise
%               a=0;
%               b=0;
%               c=0;
%           %           vect=0;
%       end
%4ªcoluna
case 4
    switch E_psi_s
        %Fluxo tem de crescer
        case 1
            switch E_Te
                %Binário tem de crescer
                case 1
                    a=0;
                    b=0;
                    c=1;
                    %           vect=5;
                    %Binário tem de se manter
                    case 0
                        a=0;
                        b=0;
                        c=0;
                    %           vect=0;
                    %Binário tem de diminuir
                    case -1
                        a=0;
                        b=1;
                        c=0;
                    %           vect=3;
                    otherwise
                        a=0;
                        b=0;
                        c=0;
                    %           vect=0;
                end
            end
        %Fluxo tem de diminuir
        case 0
            switch E_Te
                %Binário tem de crescer
                case 1
                    a=1;
                    b=0;
                    c=1;
                    %           vect=6;
                    %Binário tem de se manter
                    case 0
                        a=1;

```

```

        b=1;
        c=1;
%       vect=7;
        %Binário tem de diminuir
        case -1
            a=1;
            b=1;
            c=0;
%       vect=2;
        otherwise
            a=0;
            b=0;
            c=0;
%       vect=0;
    end
    otherwise
        a=0;
        b=0;
        c=0;
%       vect=0;
end
%5ª coluna
case 5
    switch E_psi_s
        %Fluxo tem de crescer
        case 1
            switch E_Te
                %Binário tem de crescer
                case 1
                    a=1;
                    b=0;
                    c=1;
%       vect=6;
                %Binário tem de se manter
                case 0
                    a=1;
                    b=1;
                    c=1;
%       vect=7;
                %Binário tem de diminuir
                case -1
                    a=0;
                    b=1;
                    c=1;
%       vect=4;
                otherwise
                    a=0;
                    b=0;
                    c=0;
%       vect=0;
            end
            %Fluxo tem de diminuir
            case 0
                switch E_Te
                    %Binário tem de crescer
                    case 1
                        a=1;
                        b=0;
                        c=0;
%       vect=1;
                    %Binário tem de se manter

```

```

        case 0
            a=0;
            b=0;
            c=0;
            vect=0;
            %Binário tem de diminuir
        case -1
            a=0;
            b=1;
            c=0;
            vect=3;
        otherwise
            a=0;
            b=0;
            c=0;
            vect=0;
        end
    otherwise
        a=0;
        b=0;
        c=0;
        vect=0;
    end
end
%6ª coluna
case 6
    switch E_psi_s
        %Fluxo tem de crescer
        case 1
            switch E_Te
                %Binário tem de crescer
                case 1
                    a=1;
                    b=0;
                    c=0;
                    vect=1;
                    %Binário tem de se manter
                case 0
                    a=0;
                    b=0;
                    c=0;
                    vect=0;
                    %Binário tem de diminuir
                case -1
                    a=0;
                    b=0;
                    c=1;
                    vect=5;
                otherwise
                    a=0;
                    b=0;
                    c=0;
                    vect=0;
            end
        %Fluxo tem de diminuir
        case 0
            switch E_Te
                %Binário tem de crescer
                case 1
                    a=1;
                    b=1;
                    c=0;

```

```
%          vect=2;
%          %Binário tem de se manter
%          case 0
%              a=1;
%              b=1;
%              c=1;
%          vect=7;
%          %Binário tem de diminuir
%          case -1
%              a=0;
%              b=1;
%              c=1;
%          vect=4;
%          otherwise
%              a=0;
%              b=0;
%              c=0;
%          vect=0;
%          end
%
%          otherwise
%              a=0;
%              b=0;
%              c=0;
%          vect=0;
%          end
%
%          otherwise
%              a=1;
%              b=1;
%              c=0;
%          vect=2;
end
```

Anexo VI – Código para determinação do sector

O código utilizado no método DTC para a determinação do sector que o fasor espacial do fluxo do estator se encontra em cada instante é o seguinte:

```
function v = fcn(psi_Alfa,psi_Beta)

% Rotação de 30° no sentido inverso
% Decomposição do fasor do fluxo nos três eixos
psi_a = psi_Alfa;
psi_b = -(1/2)*psi_Alfa + (sqrt(3)/2)*psi_Beta;
psi_c = -(1/2)*psi_Alfa - (sqrt(3)/2)*psi_Beta;

% Determinação do sector através dos três eixos a, b e c
% Sector 1
if psi_a > 0 && psi_b < 0 && psi_c > 0% ++
    v=1;
else
    % Sector 2
    if psi_a > 0 && psi_b < 0 && psi_c < 0% +--
        v=2;
    else
        % Sector 3
        if psi_a > 0 && psi_b > 0 && psi_c < 0% ++-
            v=3;
        else
            % Sector 4
            if psi_a < 0 && psi_b > 0 && psi_c < 0% --+
                v=4;
            else
                % Sector 5
                if psi_a < 0 && psi_b > 0 && psi_c > 0% -++
                    v=5;
                else
                    % Sector 6
                    if psi_a < 0 && psi_b < 0 && psi_c > 0% ---
                        v=6;
                    else
                        % Sector 1
                        v=1;
                    end
                end
            end
        end
    end
end
end
end
end
end
```

Anexo VII – *Código para a transformação do referencial 123 para $\alpha\beta\gamma$*

O código utilizado no método DTC para a transformação do referencial 123 para o referencial $\alpha\beta\gamma$ é o seguinte:

```
function [Alfa, Beta] = fcn(a,b,c)

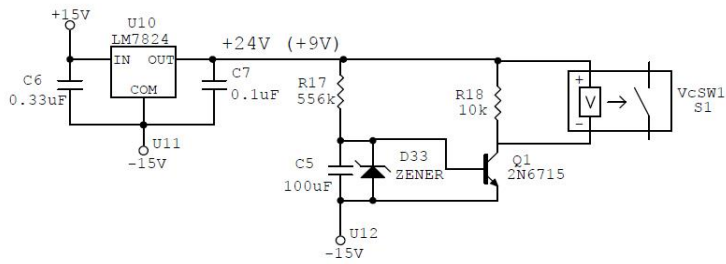
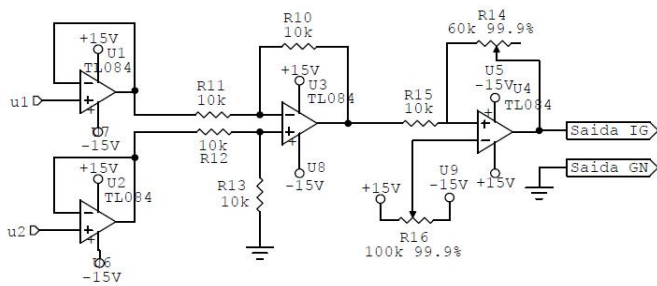
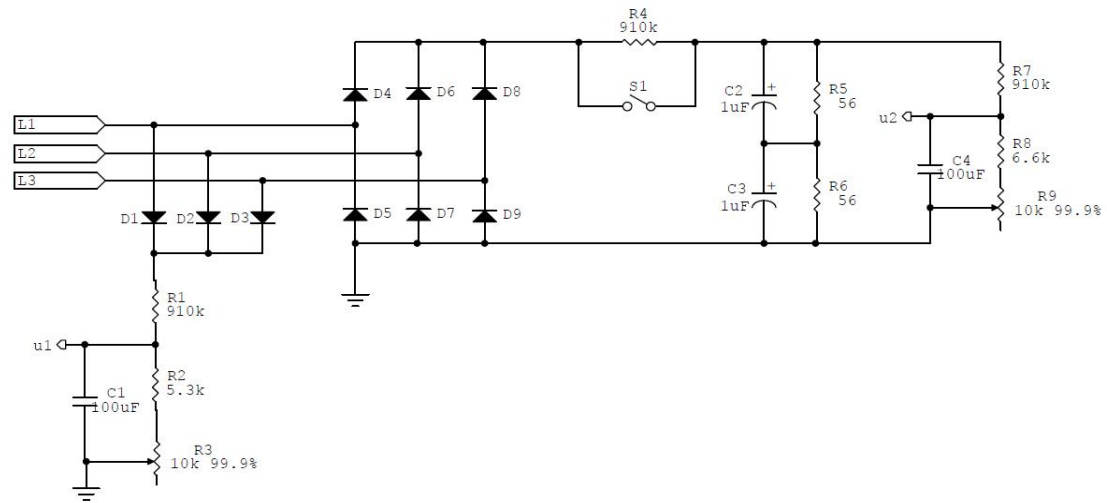
%Matriz Concordia
C = sqrt(2/3)*[1 0 1/sqrt(2);-1/2 sqrt(3)/2 1/sqrt(2);-1/2 -sqrt(3)/2
1/sqrt(2)];

%Multiplicação de matrizes [X AB]=[C]^-1*[X abc]
aux=(C^-1)*[a;b;c];

Alfa=aux(1,1);
Beta=aux(2,1);
```

Anexo VIII – Esquemas eléctricos das PCB utilizadas

Rectificador de tensão trifásico:



Ondulador de tensão trifásico:

