

UNIVERSIDADE DE COIMBRA
FACULDADE DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA E DE COMPUTADORES

*ANÁLISE DO DESEMPENHO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO
QUANDO ALIMENTADO ATRAVÉS DE UM INVERSOR DE FONTE DE TENSÃO
COM TOLERÂNCIA A FALHAS*

André Manuel dos Santos Mendes

UNIVERSIDADE DE COIMBRA
FACULDADE DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA E DE COMPUTADORES

*ANÁLISE DO DESEMPENHO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO QUANDO
ALIMENTADO ATRAVÉS DE UM INVERSOR DE FONTE DE TENSÃO
COM TOLERÂNCIA A FALHAS*

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA NA UNIVERSIDADE DE COIMBRA PARA OBTENÇÃO DO
GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA,
ESPECIALIDADE DE SISTEMAS DE ENERGIA

ANDRÉ MANUEL DOS SANTOS MENDES

COIMBRA - PORTUGAL
2005

Agradecimentos

Não é fácil desenvolver um trabalho científico sem o encorajamento, o apoio e a colaboração efectiva de várias pessoas. Acumulei durante a realização deste trabalho um conjunto de nomes de pessoas a quem de uma forma muito particular, desejaria agradecer expressamente.

Ao Prof. Doutor Marques Cardoso, que com toda a sua experiência e capacidade de trabalho, soube prestar uma preciosa orientação científica. Agradeço-lhe também a confiança e compreensão que teve comigo bem como a excelente relação de trabalho e amizade demonstrada ao longo de todos estes anos. Agradeço ainda as sugestões, orientações e correcções que efectuou durante a revisão do manuscrito e que foram muito preciosas para o resultado final desta dissertação.

Gostaria também de agradecer ao Eng^o António Silva do Gabinete Técnico do Grupo DIANA, pelo apoio prestado na realização de ensaios experimentais.

Também não posso esquecer o apoio dado pela Central Termoeléctrica do Pego, na pessoa do Eng^o Pina Ribeiro, na compra da placa de aquisição de dados e pela Universidade de Vigo, na pessoa do Prof. Doutor Xosé López-Fernández, pela cedência do equipamento utilizado nos ensaios térmicos do motor de indução.

À minha esposa Fernanda, pelo apoio e compreensão, aos meus filhos, João Daniel e Inês Filipa, por todas as brincadeiras e birras em que não estive com eles, um carinho e um agradecimento muito especial.

Por fim quero exprimir a minha gratidão a todos os familiares, amigos, colegas e alunos pela compreensão manifestada ao longo de todo este trabalho.

ABSTRACT

The aim of this thesis is to analyse the behaviour and the performance of a standard three-phase induction motor fed by a voltage source inverter with fault tolerant capabilities. The three-phase induction motor performance evaluation is based on some key parameters such as the electromagnetic torque oscillations, efficiency, power factor, both line current and induction motor supply voltage harmonic distortion, thermal behaviour, among others.

The remedial operating strategies are based on some hardware reconfigurations together with several software control adaptations. The hardware reconfigurations are based on the connection of either the stator windings neutral point or the induction motor faulty phase to the inverter DC link middle point, through a Triac. The software control strategies are based on some adaptations of the rotor field oriented control or the direct torque control techniques.

With this work it is also intended to find the best remedial operating strategy in order to be integrated in an adjustable speed drive with fault tolerant characteristics.

The work is presented along six chapters.

In Chapter 1, a state of the art review relative to fault tolerant adjustable speed drives is presented.

In Chapter 2, a suitable three-phase induction motor mathematical model is established, valid for symmetrical and asymmetrical supply voltage, with a stator windings neutral point connection available. A review of some of the most popular three-phase induction motor control techniques is also presented in this chapter, with special emphasis on both rotor field oriented control and direct torque control.

In order to validate the motor mathematical model, Chapter 3 starts by presenting some simulation results for the three-phase induction motor directly fed from the mains supply under normal and single-phasing operation.

In Chapter 3 other simulation results are shown that are intended to demonstrate the three-phase induction motor behaviour under both rotor field oriented control and direct torque control strategies, when fed by a voltage source inverter under normal and faulty operating conditions. These results comprise time- and spectral-domain representations of motor line currents, line voltages and electromagnetic torque.

In Chapter 4 the aforementioned remedial operating strategies are introduced and the three-phase induction motor performance is analysed on the basis of the previously mentioned key parameters.

Chapter 5 presents the prototype design and implementation details, as well as some information about the measurement instrumentation system used in this work. Some experimental results regarding the three-phase induction motor behaviour under remedial operating control strategies are also illustrated.

Chapter 6 presents the conclusions of this thesis, as well as recommendations for future research.

ÍNDICE

AGRADECIMENTOS	I
RESUMO	II
ABSTRACT.....	V
ÍNDICE.....	VII
TERMINOLOGIA	XI
CAPÍTULO 1	1
SISTEMAS DE ACCIONAMENTO TOLERANTES A FALHAS.....	1
1. Soluções propostas para sistemas tolerantes a falhas.....	8
1.1. Parâmetros de avaliação de desempenho	15
CAPÍTULO 2.....	22
MODELAÇÃO E CONTROLO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	22
1. Modelo em coordenadas dq_0	23
2. Vector espacial	24
3. Modelo dinâmico.....	25
3.1. Modelo expresso no sistema por unidade (pu)	27
4. Controlo do motor de indução.....	31
4.1. Técnicas de controlo	32
4.1.1. Controlo escalar.....	33
4.1.2. Controlo vectorial	34
4.1.2.1. Orientação de campo segundo o fluxo rotórico ($RFOC$)	38
4.1.3. Controlo directo de binário (DTC)	43
5. Considerações finais.....	52
CAPÍTULO 3.....	53
SIMULAÇÃO DO FUNCIONAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO.....	53
1. Alimentação sinusoidal	53

1.1. Funcionamento normal	54
1.2. Fase <i>U</i> em circuito-aberto e neutro desligado	55
1.3. Fase <i>U</i> em circuito-aberto e neutro ligado.....	57
2. Alimentação através de um <i>VSI</i> com controlo <i>RFOC</i>	60
2.1. Funcionamento normal.....	60
2.2. Funcionamento com avaria.....	63
3. Alimentação através de um <i>VSI</i> com controlo <i>DTC</i>	66
3.1. Funcionamento normal.....	67
3.2. Funcionamento com avaria.....	70
4. Parâmetros de avaliação de desempenho	72
4.1. Alimentação sinusoidal	72
4.2. Alimentação através de um inversor de fonte de tensão	74
5. Considerações finais.....	80
CAPÍTULO 4.....	81
ESTRATÉGIAS DE CONTROLO ALTERNATIVAS	81
1. Princípio de funcionamento do <i>RFOC</i> com inversor <i>I4</i>	82
1.1. Reconfiguração <i>SPC</i>	82
1.1.1. Princípio de funcionamento	82
1.1.2. Implementação do controlo <i>RFOC</i> com reconfiguração <i>SPC</i>	83
1.1.3. Resultados	84
1.2. Reconfiguração <i>SNPC</i>	89
1.2.1. Princípio de funcionamento	89
1.2.2. Controlador <i>RFOC</i> com reconfiguração <i>SNPC</i>	93
1.2.3. Resultados	95
2. Princípio de funcionamento do <i>DTC</i> com inversor <i>I4</i>	101
2.1. Vector espacial da tensão de alimentação do motor	101
2.2. Controlador <i>DTC</i> para reconfiguração <i>SPC</i> e <i>SNPC</i>	108
2.3. Resultados com reconfiguração <i>SPC</i>	110
2.4. Resultados com reconfiguração <i>SNPC</i>	113
3. Avaliação de desempenho do motor.....	117
3.1. Controlador <i>RFOC</i> adaptado	118
3.2. Controlador <i>DTC</i> adaptado.....	122
3.3. Controlador <i>RFOC</i> adaptado versus <i>DTC</i> adaptado.....	126
4. Perturbações na rede eléctrica de distribuição	131
5. Comentários finais.....	138
CAPÍTULO 5.....	141
DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL.....	141
1. Concepção geral	141
2. Implementação do protótipo	143

2.1. Circuito de potência.....	143
2.2. Grupo motor de indução/carga.....	143
2.3. Placa de aquisição de dados <i>PCI-6071E</i>	145
2.4. Circuito de isolamento	145
2.5. Reconfiguração de <i>hardware</i>	148
2.6. Circuitos de acondicionamento de sinais	148
2.7. Circuito de comando dos <i>IGBT's</i>	148
2.8. Controlador	154
2.8.1. Introdução.....	154
2.8.2. <i>Software</i> de controlo.....	157
2.8.3. Programação dos controladores <i>RFOC</i> e <i>DTC</i>	163
3. Comportamento electromagnético	163
3.1. Estratégia de controlo <i>RFOC</i>	164
3.1.1. Accionamento em funcionamento normal	164
3.1.2. Ensaio com reconfiguração <i>SPC</i>	165
3.1.3. Ensaio com reconfiguração <i>SNPC</i>	170
3.2. Estratégia de controlo <i>DTC</i>	173
3.2.1. Accionamento em funcionamento normal	173
3.2.2. Ensaio com a reconfiguração <i>SPC</i>	175
3.2.3. Ensaio com reconfiguração <i>SNPC</i>	178
4. Comportamento térmico	180
4.1. Sistema de aquisição de temperatura	180
4.2. Ensaio laboratoriais	182
4.2.1. Alimentação sinusoidal.....	182
4.2.2. Alimentação através de um inversor de fonte de tensão.....	184
5. Comentários finais.....	188
CAPÍTULO 6	190
CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO	190
REFERÊNCIAS	197
ANEXOS	208
ANEXO I	209
Parâmetros das máquinas.....	209
ANEXO II.....	211
Implementação do modelo do motor de indução trifásico	211
ANEXO III	216
Implementação do accionamento com controlo <i>RFOC</i>	216
ANEXO IV	220

Implementação do accionamento com controlo <i>DTC</i>	220
ANEXO V	223
Parâmetros de avaliação de desempenho do motor, com controlo <i>RFOC</i>	223
ANEXO VI	224
Parâmetros de avaliação de desempenho do motor com controlo <i>DTC</i>	224
ANEXO VII.....	225
Parâmetros de avaliação de desempenho do motor com controlo <i>RFOC</i> adaptado.....	225
ANEXO VIII	227
Parâmetros de avaliação de desempenho do motor com controlo <i>DTC</i> adaptado.....	227

TERMINOLOGIA

T_e^*	Binário electromagnético de referência.	Nm
i_{sx}^e	Componente do vector espacial da corrente do estator segundo a componente x do referencial e, fixo com o fluxo do rotor.	A
i_{sy}^e	Componente do vector espacial da corrente do estator segundo a componente y do referencial e, fixo com o fluxo do rotor.	A
i_{rx}^e	Componente do vector espacial da corrente do rotor segundo a componente x do referencial e, fixo com o fluxo do rotor.	A
i_{ry}^e	Componente do vector espacial da corrente do rotor segundo a componente y do referencial e, fixo com o fluxo do rotor.	A
V_{sx}^e	Componente do vector espacial da tensão do estator segundo a componente x do referencial e, fixo com o fluxo do rotor.	V
V_{sy}^e	Componente do vector espacial da tensão do estator segundo a componente y do referencial e, fixo com o fluxo do rotor.	V
V_{rx}^e	Componente do vector espacial da tensão do rotor segundo a componente x do referencial e, fixo com o fluxo do rotor.	V
V_{ry}^e	Componente do vector espacial da tensão do rotor segundo a componente y do referencial e, fixo com o fluxo do rotor.	V
Ψ_{md}^s	Componente do vector espacial do fluxo de magnetização segundo a componente d, do referencial estacionário, expresso em pu.	
Ψ_{mq}^s	Componente do vector espacial do fluxo de magnetização segundo a componente q, do referencial estacionário, expresso em pu.	
φ_{sx}^e	Componente do vector espacial do fluxo do estator segundo a componente x do referencial e, fixo com o fluxo do rotor.	Wb
φ_{sy}^e	Componente do vector espacial do fluxo do estator segundo a componente y do referencial e, fixo com o fluxo do rotor.	Wb

Ψ_{sd}^s	Componente do Vector espacial do fluxo do estator segundo a componente d do referencial estacionário, expresso em $p.u.$	
Ψ_{sq}^s	Componente do Vector espacial do fluxo do estator segundo a componente q do referencial estacionário, expresso em $p.u.$	
Ψ_{so}^s	Componente do Vector espacial do fluxo do estator segundo a componente o do referencial estacionário, expresso em $p.u.$	
φ_{rx}^e	Componente do vector espacial do fluxo do rotor segundo a componente x do referencial e , fixo com o fluxo do rotor.	Wb
φ_{ry}^e	Componente do vector espacial do fluxo do rotor segundo a componente y do referencial e , fixo com o fluxo do rotor.	Wb
Ψ_{rd}^s	Componente do Vector espacial do fluxo do rotor segundo a componente d do referencial estacionário, expresso em $p.u.$	
Ψ_{rq}^s	Componente do Vector espacial do fluxo do rotor segundo a componente q do referencial estacionário, expresso em $p.u.$	
Ψ_{ro}^s	Componente do Vector espacial do fluxo do rotor segundo a componente o do referencial estacionário, expresso em $p.u.$	
\bar{i}_r^s	Fasor da corrente rotórica referida ao estator.	A
$\bar{\psi}_s^s$	Fasor do fluxo estático referido ao estator.	Wb
$\bar{\psi}_s$	Fasor do fluxo estático.	Wb
$ \varphi ^*$	Módulo do fluxo de referência.	Wb
$ \varphi $	Módulo do fluxo.	Wb
$\bar{V}_{s1}, \dots, \bar{V}_{s8}$	Oito vectores espaciais da tensão aplicada nos enrolamentos do estator do motor.	V
\otimes	Operador do produto vectorial.	
θ	Posição do vector fluxo.	rad
χ_m	Reactância de magnetização, expressa em $p.u.$	
$\chi_{\sigma s}^s$	Reactância do estator referida ao estator, expressa em $p.u.$	
$\chi_{\sigma r}^s$	Reactância do rotor referida ao estator, expressa em $p.u.$	
i_u^*, i_v^*, i_w^*	Valores de referência para as correntes de alimentação das fases U, V e W do motor de indução.	A
i_u, i_v, i_w	Valores instantâneos das correntes de alimentação das fases U, V e W do motor de indução trifásico.	A
ΔT_e	Varição do binário electromagnético.	Nm
$\Delta \varphi $	Varição do módulo do fluxo.	Wb
\bar{i}_s^e	Vector espacial da corrente do estator expresso no referencial e , fixo com o fluxo do rotor.	A

\bar{V}_s^e	Vector espacial da tensão do estator expresso no referencial e , fixo com o fluxo do rotor.	V
\bar{i}_s^t	Vector espacial da corrente do estator expresso no referencial genérico t .	V
\bar{i}_r^e	Vector espacial da tensão do rotor expresso no referencial e , fixo com o fluxo do rotor.	A
\bar{V}_r^e	Vector espacial da corrente do rotor expresso no referencial e , fixo com o fluxo do rotor.	V
\bar{i}_r^t	Vector espacial da corrente do rotor expresso no referencial genérico t .	A
\bar{V}_s^t	Vector espacial da tensão do estator expresso no referencial genérico t .	V
\bar{V}_r^t	Vector espacial da tensão do rotor expresso no referencial genérico t .	V
$\bar{\varphi}_s^e$	Vector espacial do fluxo do estator expresso no referencial e , fixo com o fluxo do rotor.	Wb
$\bar{\varphi}_s^t$	Vector espacial do fluxo do estator expresso no referencial genérico t .	Wb
$\bar{\varphi}_r^e$	Vector espacial do fluxo do rotor expresso no referencial e , fixo com o fluxo do rotor.	Wb
$\bar{\varphi}_r^t$	Vector espacial do fluxo do rotor expresso no referencial genérico t .	Wb
ω_{sl}	Velocidade angular de deslizamento.	rad/s
ω_m	Velocidade angular do rotor.	rad/s
σ	Factor de dispersão.	
ω_b	Valor base da velocidade angular correspondente a 1 pu.	rad/s
θ_e	Posição do vector do fluxo do rotor.	rad
ω_e	Velocidade angular do referencial e .	rad
θ_{me}	Posição do rotor.	rad
ω_n	Valor estipulado (nominal) para a velocidade angular do motor de indução.	rad/s
θ_r	Posição do rotor.	rad
ω_r	Velocidade angular do rotor.	rad/s
$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$	Fluxo dos enrolamentos das fases a, b e c do estator.	Wb
ω_t	Velocidade angular do referencial genérico t .	
$\varphi_{rd}^s, \varphi_{rd}$	Componente do vector espacial do fluxo do rotor segundo a componente d do referencial estacionário.	Wb
$\varphi_{ro}^s, \varphi_{ro}$	Componente do vector espacial do fluxo do rotor segundo a componente o do referencial estacionário.	Wb

$\varphi_{rq}^s, \varphi_{rq}$	Componente do vector espacial do fluxo do rotor segundo a componente q do referencial estacionário.	Wb
$\varphi_{sd}^s, \varphi_{sd}$	Componente do vector espacial do fluxo do estator segundo a componente d do referencial estacionário.	Wb
$\varphi_{so}^s, \varphi_{so}$	Componente do vector espacial do fluxo do estator segundo a componente o do referencial estacionário.	Wb
$\varphi_{sq}^s, \varphi_{sq}$	Componente do vector espacial do fluxo do estator segundo a componente q do referencial estacionário.	Wb
i_{rd}^s, i_{rd}	Componente do vector espacial da corrente do rotor segundo a componente d do referencial estacionário.	A
i_{ro}^s, i_{ro}	Componente do vector espacial da corrente do rotor segundo a componente o do referencial estacionário.	A
i_{rq}^s, i_{rq}	Componente do vector espacial da corrente do rotor segundo a componente q do referencial estacionário.	A
i_{so}^s, i_{so}	Componente do vector espacial da corrente do estator segundo a componente o do referencial estacionário.	A
i_{sq}^s, i_{sq}	Componente do vector espacial da corrente do estator segundo a componente q do referencial estacionário.	A
V_{rd}^s, V_{rd}	Componente do vector espacial da tensão do rotor segundo a componente d do referencial estacionário.	V
V_{ro}^s, V_{ro}	Componente do vector espacial da tensão do rotor segundo a componente o do referencial estacionário.	V
V_{rq}^s, V_{rq}	Componente do vector espacial da tensão do rotor segundo a componente q do referencial estacionário.	V
V_{sd}^s, V_{sd}	Componente do vector espacial da tensão do estator segundo a componente d do referencial estacionário.	V
V_{so}^s, V_{so}	Componente do vector espacial da tensão do estator segundo a componente o do referencial estacionário.	V
V_{sq}^s, V_{sq}	Componente do vector espacial da tensão do estator segundo a componente q do referencial estacionário.	V
i_{sd}^s, i_{sd}	Componente do vector espacial da corrente do estator segundo a componente d do referencial estacionário.	A
AC	Corrente alternada.	
$D_1 \dots D_6$	Semicondutores do tipo díodo.	
DC	Corrente contínua.	
DTC	Controlo directo de binário.	
f	Frequência nominal (estipulada) do motor de indução.	
f_h	Frequência das componentes harmónicas relativas ao sistema de alimentação.	Hz
f_i	Frequência fundamental de funcionamento do inversor de fonte de tensão.	Hz

f_i	Frequência de cada uma das componentes harmônicas laterais relativas ao sistema de alimentação da rede pública, função da frequência fundamental do inversor.	Hz
f_{rede}	Frequência do sistema de alimentação sinusoidal.	Hz
I_b	Valor base da corrente correspondente a 1 pu.	A
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	Correntes instantâneas nos enrolamentos das fases a , b e c do rotor.	A
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Correntes instantâneas nos enrolamentos das fases a , b e c do estator.	A
I_{sn}	Valor estipulado (nominal) para a corrente de alimentação dos enrolamentos do estator do motor de indução.	A
i_{sx}, i_{xy}	Componentes da corrente estatórica segundo os eixos xy do novo referencial.	A
k	Constante.	
L_{σ}	Indutância de fugas do rotor.	H
$L_{\sigma s}$	Indutância de fugas do estator.	H
$L_{ar,ar}, L_{br,br}, L_{cr,cr}$	Indutância própria dos enrolamentos do rotor.	H
$L_{ar,br}, L_{br,cr}, L_{cr,ar}$	Indutância mútua entre os enrolamentos do rotor.	H
$L_{as,ar}, L_{as,br}, L_{as,cr}$	Indutância mútua entre um enrolamento do estator e os enrolamentos do rotor.	H
$L_{as,as}, L_{bs,bs}, L_{cs,cs}$	Indutância própria dos enrolamentos do estator.	H
$L_{as,bs}, L_{bs,cs}, L_{cs,as}$	Indutância mútua entre os enrolamentos do estator.	H
$L_{br,ar}, L_{cr,br}, L_{ar,cr}$	Indutância mútua entre os enrolamentos do rotor.	H
$L_{bs,ar}, L_{bs,br}, L_{bs,cr}$	Indutância mútua entre um enrolamento do estator e os enrolamentos do rotor.	H
$L_{bs,as}, L_{cs,bs}, L_{as,cs}$	Indutância mútua entre os enrolamentos do estator.	H
$L_{cs,ar}, L_{cs,br}, L_{cs,cr}$	Indutância mútua entre um enrolamento do estator e os enrolamentos do rotor.	H
L_{mm}	Indutância de magnetização.	H
L_r	Indutância própria do rotor de um motor equivalente bifásico.	H
L_s	Indutância própria do estator de um motor equivalente bifásico.	H
N_{pp}	Número de pares de pólos.	
R, S, T	Fases de alimentação do retificador trifásico do conversor de potência.	
RFOC	Controlo de orientação do campo segundo o fluxo rotórico.	
R_{ra}, R_{rb}, R_{rc}	Resistência dos enrolamentos das fases a , b e c do rotor.	Ω

R_{sa}, R_{sb}, R_{sc}	Resistência dos enrolamentos das fases a, b e c do estator.	Ω
S_a, S_b, S_c	Impulsos de controlo dos IGBT's das fases A, B e C , respectivamente.	
$T_1 \dots T_6$	Semicondutores do tipo IGBT.	
T_b	Valor base do binário electromagnético correspondente a $1 pu$.	Nm
t_e	Binário electromagnético instantâneo.	Nm
T_L	Binário de carga.	Nm
t_{mec}	Binário de carga instantâneo.	Nm
T_n	Valor nominal (estipulado) do binário electromagnético do motor de indução.	Nm
T_r	Constante de tempo do rotor.	s
U, V, W	Fases de alimentação do motor de indução trifásico.	
U_{sn}	Valor estipulado (nominal) para a tensão de alimentação dos enrolamentos do estator do motor de indução.	V
V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}	Valores instantâneos da tensão de saída das fases A, B e C do inversor, relativamente ao ponto neutro dos enrolamentos do estator do motor de indução trifásico.	V
V_{AO}, V_{BO}, V_{CO}	Valores instantâneos da tensão de saída das fases A, B e C do inversor, relativamente ao ponto médio do barramento de tensão contínua.	V
V_b	Valor base da tensão correspondente a $1 pu$.	V
V_{DC}	Fonte de tensão contínua.	
V_{NO}	Valor instantâneo da tensão do ponto neutro dos enrolamentos do estator do motor de indução trifásico, relativamente ao ponto médio do barramento de tensão contínua do inversor.	V
V_u, V_v, V_w	Valores instantâneos da tensão de alimentação das fases U, V e W do motor de indução trifásico.	V
W_{mag}	Energia magnética armazenada no motor.	J
X_a, X_b, X_c	Valor instantâneo da grandeza X em cada uma das fases a, b e c do motor de indução.	
X_d, X_q, X_o	Valor instantâneo da grandeza X segundo as componentes d, q e o do referencial estacionário.	
Z_b	Valor base da impedância correspondente a $1 pu$.	

CAPÍTULO 1

SISTEMAS DE ACCIONAMENTO TOLERANTES A FALHAS

Consequência do baixo custo, elevado rendimento e grande robustez, há mais de cem anos que o motor de indução trifásico de rotor em gaiola de esquilo é uma das máquinas eléctricas mais utilizadas em aplicações onde a velocidade de rotação é constante. O facto de não necessitar de uma manutenção muito dispendiosa, nem de possuir escovas ou qualquer outro tipo de contactos (deslizantes), faz com que seja uma boa escolha para muitas aplicações industriais. Contudo, apesar de todas as suas vantagens, a utilização desta máquina em aplicações que necessitam de funcionar a velocidade variável foi durante muito tempo quase nula, em parte porque os processos utilizados para alterar a velocidade, tais como, comutadores de pólos e ajuste da tensão de alimentação do motor, eram pouco eficientes e apenas permitiam pequenas variações de velocidade.

Para alterar a velocidade de rotação do motor, de uma forma eficiente e numa gama mais alargada, é necessário actuar simultaneamente na tensão e na frequência de alimentação, o que nem sempre foi um processo simples, impedindo assim o seu sucesso e a sua implementação nas indústrias de uma forma tão avassaladora como aconteceu com a máquina de corrente contínua.

Esta renitência por parte das indústrias, na utilização do motor de indução trifásico em aplicações de velocidade variável, foi atribuída, fundamentalmente, à necessidade de recorrer à utilização de um conversor de electrónica de potência para controlar a velocidade do motor. Este conversor aumentava a complexidade do sistema

de controlo, o volume do equipamento e principalmente o seu custo de aquisição, quando comparado com outros sistemas que recorriam à máquina de corrente contínua para executar as mesmas funções.

Com os progressos obtidos no campo dos accionamentos AC de velocidade variável, nomeadamente ao nível da tecnologia utilizada nos conversores de electrónica de potência e no desenvolvimento de novas técnicas de controlo, todas estas contrariedades foram sendo ultrapassadas, o que tornou possível a utilização dos motores de indução trifásicos em aplicações onde tradicionalmente os accionamentos com máquinas de corrente contínua detinham o monopólio. Estes progressos no campo dos accionamentos AC estão também relacionados com os rápidos avanços que se tem vindo a verificar no campo da electrónica de potência, recorrendo a circuitos electrónicos mais compactos, microprocessadores de reduzido custo e elevada capacidade de processamento. Deste modo, passou a ser possível implementar complexas funções matemáticas, necessárias ao controlo do motor de indução trifásico, através de simples instruções de *software*, em alternativa às dispendiosas soluções de *hardware*.

Com todos os avanços tecnológicos, a aquisição de accionamentos AC tornou-se numa solução vantajosa, face aos accionamentos DC, o que fez com que a procura e a utilização deste tipo de equipamentos aumentasse.

Foi assim que a partir do início dos anos de 1990 o mercado dos accionamentos electromecatrónicos passou a ser dominado pelos accionamentos AC, com 60% do mercado, face aos 40% dos accionamentos DC.

Apesar do crescente domínio dos accionamentos AC, nos dias de hoje, cerca de 75% das aplicações continuam a funcionar a velocidade constante, dado não haver necessidade de controlar a velocidade, excepto no seu arranque ou paragem. No entanto, um pequeno grupo de aplicações (cerca de 25%), com tendência para aumentar, necessitam de variar a velocidade e o binário electromagnético em função da carga.

Tendo em vista um melhor desempenho dos accionamentos AC, desde o início dos anos de 1960 que se assiste à investigação e desenvolvimento de diferentes estratégias de controlo, aplicadas a inversores de fonte de tensão (*Voltage Source In-*

verters, VSI) e não só, com o intuito de controlar a velocidade e/ou o binário electro-magnético dos motores AC [1].

Quanto à implementação destas estratégias de controlo, assistiu-se no final do século XX a uma mudança tecnológica no domínio dos controladores. A introdução de controladores digitais nos accionamentos de motores de indução trifásicos a velocidade variável, tornou possível a utilização de algoritmos de controlo de uma forma mais fiável e eficiente, aumentando assim a competitividade dos accionamentos AC face aos accionamentos DC, no que diz respeito à sua utilização em aplicações industriais e domésticas.

Não obstante o tipo de aplicação em que é usado, o tipo de carga que movimenta, ou a forma como é controlado, o motor de indução trifásico é uma máquina robusta e fiável, desde que se cumpram todos os requisitos impostos pelo fabricante, quer ao nível de parâmetros mecânicos, quer ao nível de parâmetros eléctricos ou condições ambientais.

Os motores de indução trifásicos *standard* são constituídos por três enrolamentos estatóricos, que em condições de funcionamento normal e quando em regime permanente, tendo em conta a construção da máquina, devem ser alimentados por um sistema de tensões e por correntes equilibrados. Quando controlados através de um conversor de electrónica de potência, a possibilidade de um motor ficar com uma alimentação desequilibrada é maior, quando comparada com a alimentação directa do barramento trifásico de tensão sinusoidal, dada a maior probabilidade de avarias no conversor [2], ficando o desequilíbrio dependente do tipo de avaria, do tipo de conversor e do tipo de controlo aplicado ao conjunto máquina/conversor.

Num accionamento AC, constituído por uma máquina AC e por um conversor de frequência, uma importante percentagem de avarias surge no lado do conversor de potência [2]. Avarias nos semicondutores de potência ou nos correspondentes circuitos de comando são alguns dos problemas que mais afectam o conversor. Qualquer problema que surja no circuito de comando dos semicondutores de potência ou nos circuitos de protecção a eles associados, de que são exemplo os fusíveis, reflecte-se sempre num estado não desejado de circuito-aberto ou de curto-circuito de um ou mais semicondutores, podendo na pior das situações, tornar-se num estado de condução ou não-condução permanente do semiconductor. Quer isto dizer que

um problema que ocorra num semiconductor de potência controlado ou em qualquer circuito auxiliar de comando, como por exemplo num opto-acoplador, provoca na alimentação do motor consequências exactamente iguais.

Normalmente, quando surge qualquer um deste tipo de avarias, apenas um dos semicondutores é afectado e conseqüentemente apenas uma das fases de saída do conversor de electrónica de potência fica alterada. No entanto, se o problema não for rapidamente identificado e isolado, podem surgir danos em todos os restantes semicondutores ou respectivos circuitos auxiliares de comando, podendo deste modo levar à paragem total do accionamento.

Quando detectado e isolado o problema no conversor, desde que não estejam afectadas todas as fases, é possível manter em funcionamento o motor de indução trifásico, desde que alimentado através de um sistema tolerante a falhas. No âmbito desta tese, entende-se por accionamento tolerante a falhas, um sistema constituído por um motor AC alimentado através de um conversor de electrónica de potência e que na presença de uma avaria no inversor mantém a máquina em funcionamento, minimizando as consequências negativas que tal avaria tem no seu desempenho. Na maioria dos casos a continuidade do funcionamento do motor é conseguida através da aplicação de uma alimentação assimétrica. Nesta situação importa saber, em primeiro lugar, de que forma o motor reage a estas assimetrias na alimentação, no que diz respeito, por exemplo, ao valor do binário electromagnético, ao seu rendimento ou comportamento térmico, e em segundo lugar que tipo de alterações podem ser introduzidas num accionamento *AC standard*, quer ao nível de *hardware* quer ao nível do *software* de controlo, que levem à melhoria do seu desempenho.

Neste contexto, importa também avaliar de que forma a estratégia de controlo aplicada na máquina, implementada através do conversor de electrónica de potência, pode influenciar o comportamento do motor de indução quando alimentado de uma forma assimétrica.

O desempenho do motor de indução trifásico quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal, desde há muito tempo que é conhecido. A sua utilização nas mais diversas áreas da indústria, do comércio e até domésticas, bem como o número cada vez maior de variadores electrónicos de velocidade instalados, muito têm contribuído para esse conhecimento.

Numa época em que se investiga a introdução comercial de accionamentos de motores de indução trifásicos com tolerância a falhas, esta avaliação de desempenho do motor de indução trifásico é de primordial importância, tendo em vista a optimização das estratégias de controlo a aplicar neste tipo de accionamentos. A possibilidade de manter em funcionamento um motor de indução trifásico quando alimentado através de um conversor de electrónica de potência com avaria(s), mesmo que de uma forma assimétrica, permite aumentar o grau de confiança nos sistemas de accionamento a velocidade variável. Um accionamento AC com estas características oferece ao utilizador um maior leque de opções sobre o que fazer quando surgir uma avaria no conversor de electrónica de potência. Estas opções assentam em procedimentos manuais ou automáticos e têm como objectivo decidir se o accionamento deve continuar a funcionar ou se deve parar imediatamente para efectuar a reparação do problema.

Dado não existirem accionamentos AC de velocidade variável que possam funcionar eternamente sem qualquer tipo de avaria, do ponto de vista de um gestor de manutenção de uma qualquer indústria, ou de qualquer outra actividade, é importante que possa contar com a informação sobre a previsão da evolução de uma possível avaria, ou no caso de ela surgir intempestivamente, saber que o accionamento AC pode continuar a funcionar durante mais algum tempo, até que a reparação da avaria possa ser executada.

Também na tracção eléctrica, área dos transportes que recorre cada vez mais ao uso de sistemas de accionamento AC de velocidade variável, a utilização de sistemas tolerantes a falhas é importante. Refira-se como exemplo a área dos transportes ferroviários, onde o recurso a um accionamento AC com tolerância a falhas pode significar a diferença entre um comboio ficar imobilizado na via entre duas estações devido ao aparecimento de uma avaria no conversor de electrónica de potência ou conseguir chegar até à estação mais próxima, mesmo que tal possa acontecer a uma velocidade mais reduzida.

Apesar das vantagens que os sistemas tolerantes a falhas apresentam, as condições de alimentação a que os motores ficam sujeitos, sempre que se utilizam estratégias de controlo alternativas ao funcionamento normal do accionamento, nem sempre são as ideais, podendo deste modo afectar o seu desempenho.

A ocorrência de uma avaria nos conversores de electrónica de potência industriais, utilizados nos accionamentos AC, pode conduzir a uma situação de sobrecarga no sistema. Dependente do nível de carga e após a detecção de uma sobrecarga, as protecções inseridas no accionamento podem actuar, conduzindo o sistema a uma situação de paragem [3] [4]. Esta situação pode trazer consequências desastrosas para o processo onde estes accionamentos estão inseridos, especialmente se estiverem colocados em pontos críticos do sistema.

Para que um accionamento AC de velocidade variável possa manter-se em funcionamento após o aparecimento de uma avaria no conversor de electrónica de potência, será necessário alterar a estratégia de controlo do motor e/ou a estrutura do conversor.

A implementação de qualquer uma destas técnicas correctivas, num accionamento AC, tem como objectivo manter o sistema a funcionar e simultaneamente garantir um funcionamento o mais adequado possível ao motor e à carga, até que o problema possa ser solucionado. Deste modo, pode ser evitado que outras avarias possam surgir, resultantes de um processo de deterioração do conversor de electrónica de potência, provocado por um fenómeno de avalanche.

Para que as decisões relativas ao processo de reconfiguração do accionamento AC sejam as mais correctas e as mais adequadas às condições de funcionamento do motor, tendo em vista a implementação de um accionamento tolerante a falhas, é necessário usar um método de diagnóstico fiável.

O desenvolvimento de métodos de diagnóstico é bastante importante para que se consiga alcançar uma atempada predição sobre funcionamentos incorrectos, causados pelo aparecimento de avarias. Uma rápida detecção da avaria permite reduzir possíveis danos no sistema eléctrico de accionamento e simultaneamente aplicar técnicas de controlo correctivas, adequadas ao novo estado de funcionamento do sistema, permitindo desta forma a utilização de um controlo tolerante a falhas mais eficiente.

O desenvolvimento de métodos de diagnóstico de avarias em motores de indução trifásicos, desde há várias décadas que tem sido um assunto estudado por várias equipas de investigação em todo o mundo, tendo já atingido um elevado estado de desenvolvimento, salientando-se as técnicas baseadas no Vector de *Park* [5], ca-

pazes de detectar curto-circuitos entre espiras dos enrolamentos estatóricos [6] [7], avarias no circuito rotórico [8] ou excentricidades [9] [10].

Apesar da investigação sobre métodos de diagnóstico de avarias aplicados a conversores de electrónica de potência ser mais recente do que no caso das máquinas eléctricas, merece cada vez mais o interesse de vários investigadores.

Um método *on-line*, aplicado a variadores electrónicos de velocidade, baseado na observação da figura do Vector de *Park* da corrente eléctrica de alimentação do motor, é proposto em [11]-[14]. Por sua vez, um método de diagnóstico, baseado no cálculo *on-line* do Vector de *Park* do valor médio das correntes de alimentação do motor de indução, é introduzido em [15]-[17].

Em [18] é apresentado um método de diagnóstico de avarias baseado no desvio dos sinais de tensão e de corrente relativamente aos respectivos sinais de referência. No caso das correntes, este método de diagnóstico determina os sinais de referência a partir do modelo matemático do motor de indução em regime permanente.

Em [19] é apresentada uma solução para diagnosticar falhas no controlo de um interruptor de potência de um inversor de fonte de tensão, através da análise da resposta temporal correspondente ao vector espacial da corrente de alimentação do motor de indução trifásico.

Para que se possam melhorar as técnicas de controlo correctivas, aplicadas a cada tipo de avaria, é útil numa primeira fase, efectuar uma investigação mais detalhada sobre o funcionamento do sistema eléctrico de accionamento sob condições de operação com falhas [20]-[23]. Comparações entre os funcionamentos anómalos e o funcionamento normal, permitem estudar o comportamento e a tolerância do sistema a vários tipos de avarias, aumentando assim a base de conhecimento sobre os fenómenos envolvidos.

Com efeito, baseado numa determinada condição anómala de funcionamento do sistema, é possível decidir-se sobre o momento da sua paragem, a fim de remover a causa da avaria, ou recorrer ao uso temporário de estratégias de controlo alternativas [24] [25].

O tipo de avarias bem como algumas estratégias de controlo que tendem a minimizar os problemas que tais situações provocam, foram sugeridas e analisadas em

[20]-[22] e [26]. Para o caso particular de um curto-circuito num semiconductor controlado, é apresentada em [27] uma estratégia para isolar a fase do inversor na qual se encontra a avaria. Este isolamento da fase é importante, já que, tal como analisado em [28], sempre que apenas um dos *IGBT's* de uma fase fica em circuito-aberto é preferível isolar toda a fase, do que manter apenas um *IGBT* a funcionar, já que deste modo apenas os harmónicos de ordem par surgem no binário electromagnético. No entanto, esta situação de isolar uma fase pode ter como consequência a paragem do sistema, já que o binário electromagnético resultante poderá não ser suficiente para continuar a accionar a carga. Nesta situação, as protecções irão actuar, a fim de evitar a sobrecarga dos outros semicondutores, conduzindo deste modo o accionamento a uma paragem não prevista. Esta situação poderá ser alterada, através da implementação de uma solução baseada num controlo tolerante a falhas.

1. SOLUÇÕES PROPOSTAS PARA SISTEMAS TOLERANTES A FALHAS

Na literatura são encontradas várias soluções para implementar sistemas tolerantes a falhas, as quais, de uma forma resumida, podem ser agrupadas em três categorias distintas. Soluções que têm como objectivo a aplicação de esquemas de protecção que limitem as consequências de uma avaria, constituem uma primeira categoria [29] [30]. Incluem-se numa segunda categoria, os aspectos relacionados com a implementação de estratégias de controlo, cujo objectivo é minimizar alguns dos efeitos negativos que afectam o accionamento, após o aparecimento de uma avaria, de que são exemplo as oscilações no binário electromagnético [20] [21] [25].

Numa terceira categoria são incluídas as soluções que analisam os aspectos relacionados com a implementação de reconfigurações de *hardware* e correspondentes estratégias de controlo, após a desactivação da fase do inversor com o problema [24] [25] [27] [31] [32] [37] [38].

Algumas soluções de reconfiguração de *hardware* estão relacionadas com aspectos de redundância, quer seja ao nível do conversor de potência, quer seja ao nível do motor de indução [33]-[35].

Quando se fala em sistemas tolerantes a falhas, pensa-se na situação em que um determinado accionamento de uma máquina, através de um qualquer conversor de electrónica de potência, possa ficar a funcionar com as mesmas condições que

existiam antes do aparecimento da avaria. Para que tal seja alcançado, a situação mais óbvia corresponde ao caso em que um sistema complementar com as mesmas características entre imediatamente em funcionamento após a detecção da avaria. Esta será a solução mais dispendiosa mas simultaneamente a mais segura, sendo portanto uma hipótese a considerar sempre que se pretenda implementar um accionamento tolerante a falhas em aplicações extremamente críticas.

Redundância e sobredimensionamento dos elementos mais críticos, apesar dos custos acrescidos, tem sido outra das técnicas utilizadas, tendo em vista o aumento da fiabilidade e eficiência dos accionamentos AC.

Estes princípios foram usados em [33], tendo como base uma aplicação que possuía um número redundante de motores AC de ímans permanentes, de controladores e de sensores.

Soluções propostas para sistemas tolerantes a falhas, consideradas por muitos investigadores como tendo sido as primeiras, são apresentadas em [34] e [35]. Em [34] é analisada uma solução, aplicada a motores de indução, baseada no conceito de um motor com um número de fases n ($n > 3$), alimentadas através de n inversores monofásicos. Na presença de uma avaria num dos inversores, esta solução permite que o motor possa continuar a funcionar com $n-1$ fases, sem que o seu desempenho seja alterado significativamente. Baseado ainda no conceito de redundância no número de fases do motor e do conversor de potência, em [36] é apresentado um estudo aplicado a motores de indução, onde são analisadas as diferenças entre a utilização de uma redundância com um número ímpar ou par de fases. Este trabalho revela que com uma fase em circuito-aberto, a corrente nas restantes fases diminui com o aumento do número de fases do motor. No caso de uma máquina com apenas 3 enrolamentos no estator a ligação ao ponto neutro é útil quando o objectivo é manter o motor em funcionamento. Nesta situação o accionamento pode continuar a fornecer o binário electromagnético nominal, desde que as duas fases restantes sejam controladas de forma apropriada e a sua corrente possa ser $\sqrt{3}$ vezes superior ao valor nominal do motor. No caso de uma máquina com 5 ou 7 enrolamentos, a ligação do ponto neutro já não é necessária, visto que se pode tirar partido do maior número de graus de liberdade disponível. Para uma situação correspondente a uma máquina com 4 enrolamentos, quando uma das fases fica em circuito-aberto, as cor-

rentes nas restantes fases não têm amplitudes iguais, dado não ser possível compensar esta falha uma vez que os outros enrolamentos possuem um desfaseamento entre si de 90° .

Aplicado a motores de indução trifásicos com apenas 3 enrolamentos, alguns investigadores propuseram topologias alternativas à tradicional estrutura do conversor de frequência, constituído por seis semicondutores no rectificador e seis semicondutores no inversor (Fig. 1.1), nomeadamente o recurso a um número extra de ligações controladas, entre o motor e o inversor ou só no próprio inversor.

Em [25] é proposta uma solução baseada na ligação do ponto neutro dos enrolamentos do estator ao ponto médio do barramento *DC*, tal como indicado na Fig. 1.2. Esta ligação extra é estabelecida através do *Triac* T_k , após a detecção e desactivação da fase do inversor com a avaria.

Em [37] é proposta uma solução cujo princípio de funcionamento assenta na existência de uma quarta fase no inversor. Isolada a fase do inversor que possui a avaria, a fase suplementar é activada para controlar a corrente homopolar através de dois *IGBT's* T_{A1} e T_{A2} , tal como representado na Fig. 1.3.

Este princípio de adicionar uma quarta fase, foi também aplicado a uma máquina síncrona de ímanes permanentes, tal como referido em [24] e [38]. Em [39] são analisadas duas soluções, aplicadas após a inibição da fase do inversor com defeito. Uma das soluções consiste na ligação da fase do motor em circuito-aberto ao ponto médio do barramento *DC* do inversor através de um *Triac* (Fig. 1.4).

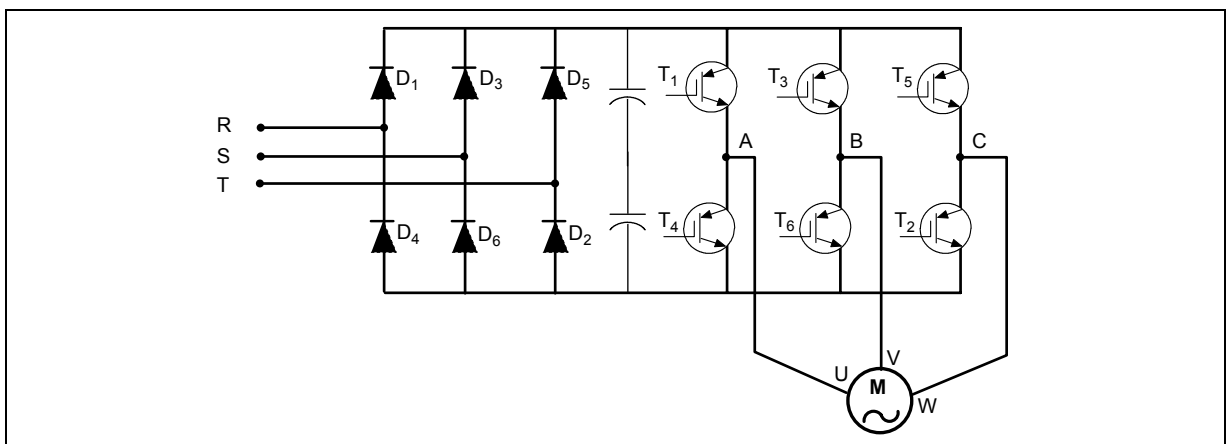


Fig. 1.1 – Estrutura convencional de um sistema rectificador/inversor utilizado no controlo de velocidade de um motor de indução trifásico.

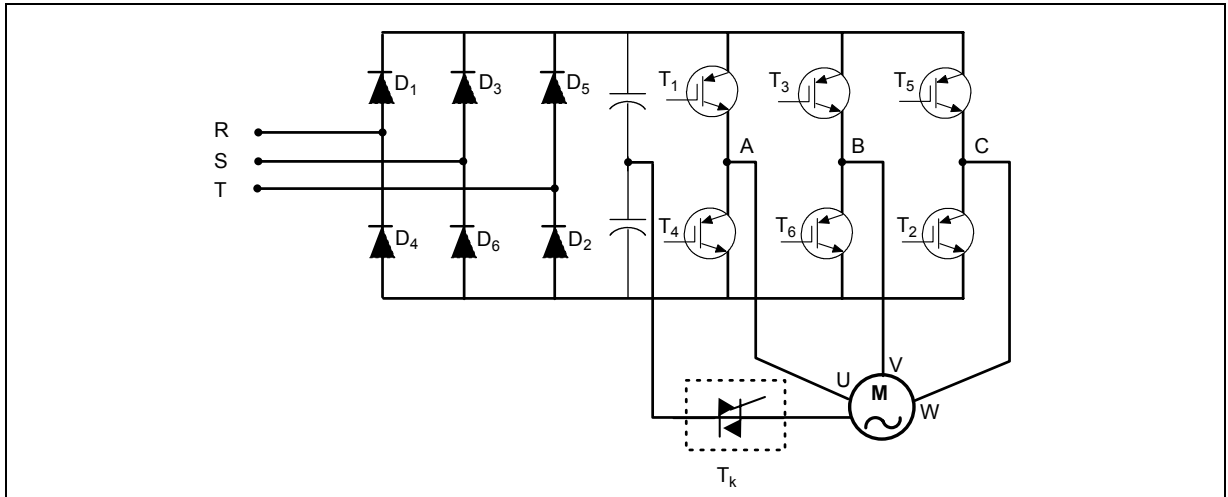


Fig. 1.2 – Estrutura de um sistema rectificador/inversor tolerante a falhas baseado na ligação extra entre o ponto neutro do estator e o ponto médio do barramento DC.

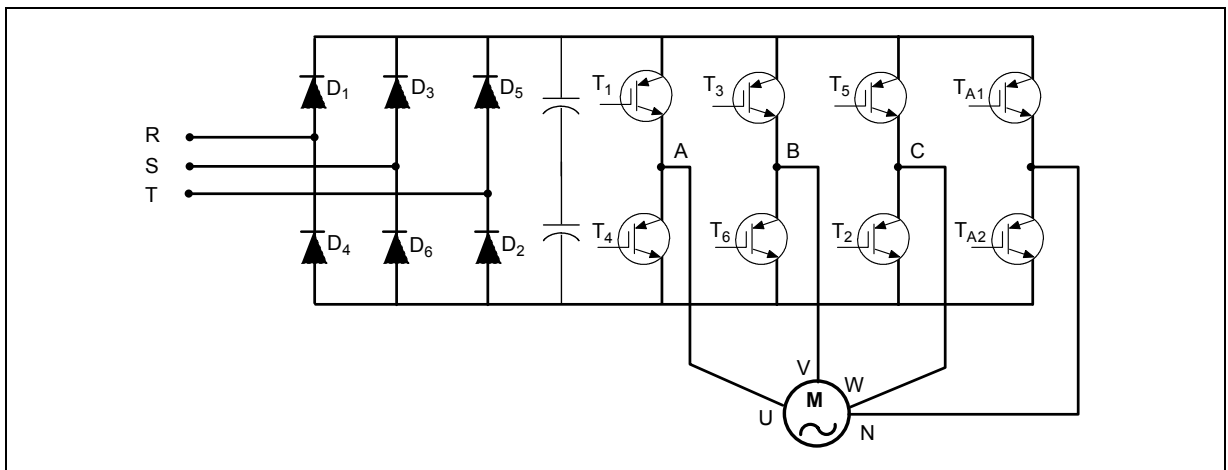


Fig. 1.3 – Estrutura de um sistema rectificador/inversor tolerante a falhas baseada na ligação do ponto neutro a um ramo extra no inversor.

A segunda solução consiste na ligação da fase do motor que fica em circuito-aberto a uma quarta fase do inversor, através de um *Triac* (Fig. 1.5).

Em [40] são analisados três esquemas de controlo baseados na modulação do Vector Espacial da Tensão, aplicado a um inversor com quatro fases.

As soluções anteriormente apresentadas têm como objectivo compensar um desequilíbrio no sistema trifásico de alimentação do motor, resultante de uma avaria num dos semicondutores do inversor.

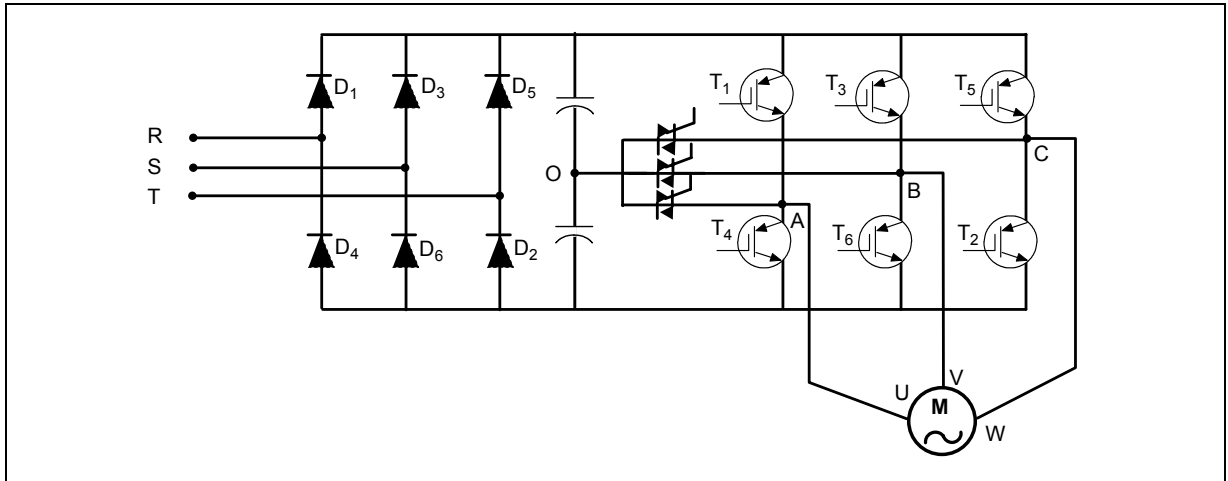


Fig. 1.4 – Estrutura de um sistema rectificador/inversor tolerante a falhas baseada na ligação da fase do motor em circuito-aberto ao ponto médio do barramento DC.

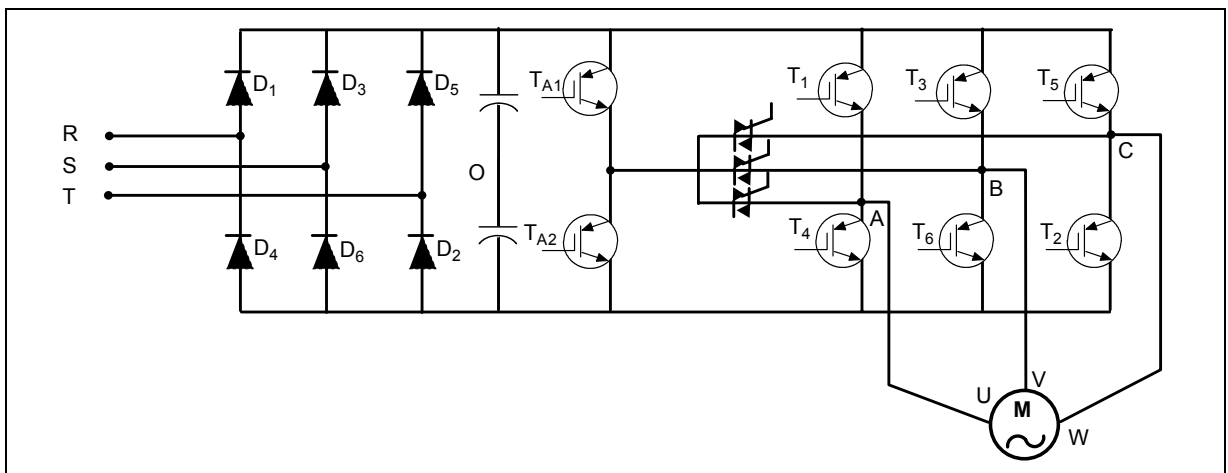


Fig. 1.5 – Estrutura de um sistema rectificador/inversor tolerante a falhas baseada na ligação da fase do motor em circuito-aberto a uma quarta fase do inversor.

Com uma finalidade diferente e tendo como objectivo principal a redução dos custos na produção de variadores electrónicos de velocidade trifásicos, em [41]-[45] são descritas as funcionalidade e limitações operacionais de um conversor de electrónica de potência trifásico, baseado numa estrutura com um reduzido número de semicondutores. Em [45] e [46] são, inclusivamente, analisadas soluções que recorrem apenas a dois *IGBT's* no rectificador, quatro *IGBT's* no inversor e dois conjuntos de condensadores no barramento DC. Esta solução permite alimentar um motor de

indução trifásico a partir de um barramento monofásico de tensão, mas requer conjuntos de condensadores com capacidades mais elevadas.

Em [47] é apresentada uma solução, aplicada a inversores com um número reduzido de interruptores de potência, que tende a minimizar a corrente absorvida pelos condensadores do barramento *DC*.

Estas soluções apresentam grandes limitações no que diz respeito ao seu uso em sistemas tolerantes a falhas, dado a existência de um menor número de interruptores de potência controlados, reduzindo assim o número de topologias alternativas, passíveis de serem implementadas numa reconfiguração do accionamento, após a detecção de uma avaria.

Todas estas soluções investigaram o accionamento tendo em vista a redução dos custos e a continuidade de funcionamento do motor de indução, preocupando-se apenas com os aspectos relacionados com a dinâmica do controlo. Estas propostas descuidaram, em parte, o desempenho do motor, nomeadamente ao nível do rendimento do accionamento, sendo este um parâmetro de primordial importância em situações onde a fonte de energia que alimenta o accionamento não é inesgotável. Refira-se, como exemplo, o caso dos veículos automóveis que recorrem à tracção eléctrica baseada no motor de indução e que são alimentados a partir de baterias. Nestes casos é importante garantir que a distância percorrida pelo veículo eléctrico por cada carga das baterias seja a mais longa possível.

Em [48] é apresentada uma solução de reconfiguração do *hardware* de um accionamento *AC*, baseada na ligação do neutro dos enrolamentos do estator de um motor de indução trifásico ao ponto médio do barramento *DC* de um conversor de electrónica de potência. Esta solução tem como objectivo manter o nível do binário electromagnético desenvolvido por um motor de indução trifásico nessas condições, igual ao desenvolvido em funcionamento normal.

Tal como referido em [49] e investigado em [50] e [51] o rendimento do motor pode ser melhorado mediante a diminuição de perdas, o que pode ser feito através da: a) selecção e concepção de um motor apropriado, b) melhoria das formas de onda da tensão de alimentação do motor, provenientes do conversor de potência; c) selecção de um controlo apropriado.

Visando a implementação de um accionamento AC com tolerância a falhas em conversores de electrónica de potência actualmente comercializados, no Capítulo 4 são analisadas duas soluções passíveis de serem aplicadas em inversores de fonte de tensão convencionais (Fig. 1.1), dado não ser necessário alterar o *hardware* já existente, uma vez que as ligações a realizar são efectuadas externamente ao equipamento.

Uma das soluções analisadas consiste na ligação ao ponto médio do barramento DC da fase do motor que se encontra ligada à fase do inversor de fonte de tensão com avaria, tal como representado na Fig. 1.6, a qual ilustra uma situação em que a fase U do motor é ligada ao ponto médio do barramento DC (posteriormente designada por reconfiguração SPC).

A segunda solução baseia-se na ligação do ponto neutro dos enrolamentos do estator ao ponto médio do barramento DC, tal como é ilustrado na Fig. 1.7, também para o caso de avaria na fase A do inversor (posteriormente designada por reconfiguração SNPC).

Para além destas duas reconfigurações de *hardware*, são também analisadas duas soluções de reconfiguração de *software* de controlo, baseadas nos princípios de controlo a apresentar no Capítulo 2: orientação do campo segundo o vector espacial do fluxo rotórico (controlo RFOC) e controlo directo de binário (controlo DTC).

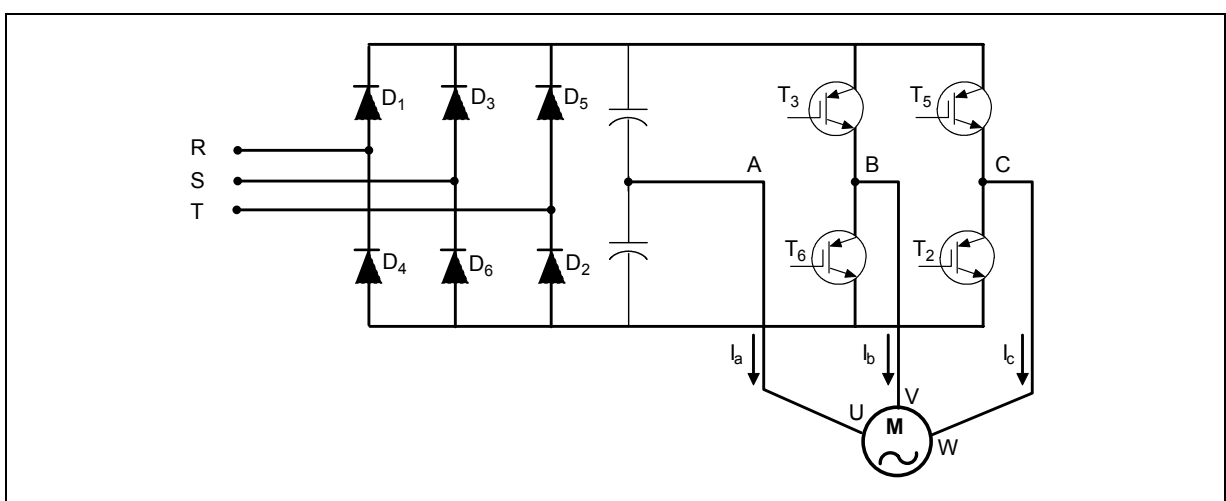


Fig. 1.6 – Estrutura de um sistema rectificador/inversor baseada na ligação da fase U do motor ao ponto médio do barramento DC (reconfiguração SPC).

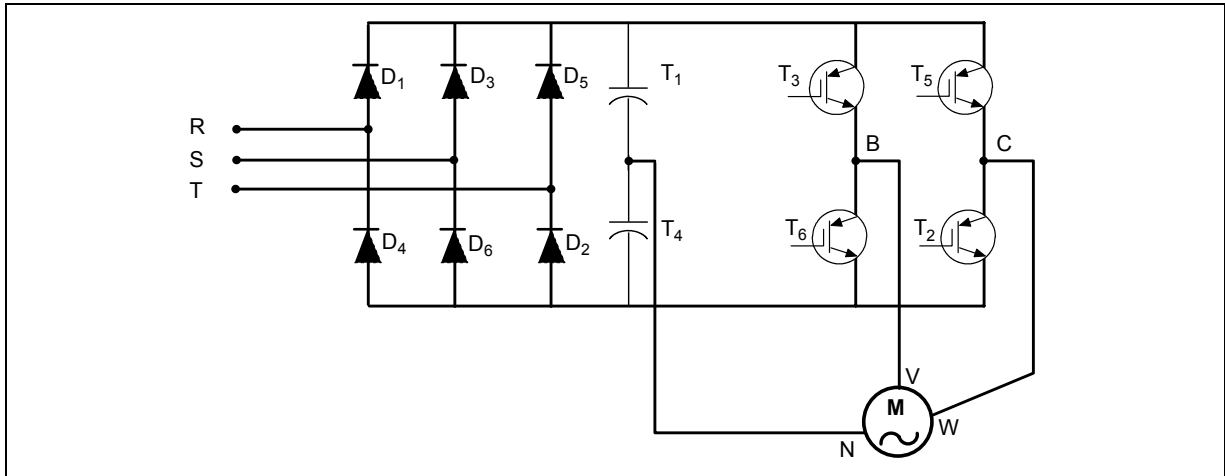


Fig. 1.7 – Estrutura de um sistema rectificador/inversor baseada na ligação do ponto neutro dos enrolamentos do estator do motor ao ponto médio do barramento *DC* (reconfiguração *SNPC*).

A preferência por estas técnicas de controlo justifica-se pela elevada percentagem de equipamentos que a nível mundial as utilizam; o controlo directo de binário mais utilizado na Europa, enquanto o controlo de orientação de campo mais utilizado nos Estados Unidos da América.

1.1. PARÂMETROS DE AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO

Com todos os progressos anteriormente descritos, é hoje possível afirmar que, pelo menos do ponto de vista técnico, as máquinas de corrente alternada podem substituir com vantagem as máquinas de corrente contínua, em praticamente todas as situações. No entanto, apesar da vasta literatura publicada sobre os accionamentos *AC*, não houve um acompanhamento da sua comercialização proporcional a essa investigação.

Este desfasamento deve-se em parte à inércia das indústrias em substituírem todos os accionamentos *DC*, dado que tal alteração implica custos que as empresas nem sempre podem inserir nos seus orçamentos, uma vez que para além da aquisição de uma nova máquina *AC*, embora de menor custo que uma máquina *DC* equivalente, é necessário também efectuar a aquisição de um conversor de electrónica de potência. Numa tentativa de reduzir os custos inerentes à mudança para os accionamentos *AC*, algumas indústrias adquiriram apenas o conversor de potência,

completando o accionamento com motores de indução trifásicos já existentes na instalação.

Tendo em conta que durante a fase de projecto são seleccionados valores específicos para os elementos constituintes do motor de modo a obter determinadas características quando alimentados através de um sistema trifásico de tensão sinusoidal e equilibrada como, por exemplo, um binário elevado no arranque, estes parâmetros podem conduzir a problemas adicionais no caso do motor ser alimentado através de um conversor de electrónica de potência [52], [53]. Por exemplo, a gaiola rotórica mais resistiva, útil para obter um binário electromagnético mais elevado na fase de arranque do motor quando alimentado através de um barramento de tensão sinusoidal, faz aumentar as perdas no rotor no caso de ser alimentado através de um conversor de electrónica de potência. Da mesma forma, um motor projectado com valores de reactâncias mais reduzidos, necessários à obtenção de maiores rendimentos e maiores factores de potência, pode originar vibrações e níveis de ruído mais elevados, quando alimentado através de um conversor de potência. Nas condições de alimentação impostas por um conversor de electrónica de potência, a temperatura do motor pode aumentar, ultrapassando os valores recomendados pelo fabricante para a classe de isolamento do motor, pelo que a sua vida útil resulta reduzida [54]. Segundo *Montsinger*, que em 1930 introduziu a *regra dos dez graus*, a vida útil do motor é reduzida para metade por cada 10 °C de aumento de temperatura [55].

Para além do tipo de alimentação utilizada, o aumento de temperatura no motor está também dependente do tipo de aplicação em que está envolvido, bem como de outros factores, tais como, variações de carga, inércia da carga na fase de arranque, frequentes arranques e paragens do motor, entre outros.

Com o objectivo de aumentar a fiabilidade e a robustez do motor de indução trifásico, a análise do seu comportamento térmico tem merecido a atenção de várias equipas de investigação ligadas ao projecto deste tipo de máquinas. Alguns dos estudos efectuados [56]-[60], revelam que a seguir às avarias nos rolamentos, as avarias no estator, nomeadamente as que estão relacionadas com a deterioração do isolamento dos seus enrolamentos, são as principais causas que conduzem o motor de indução trifásico à condição de avaria. Estas falhas no isolamento do estator po-

dem conduzir ao curto-circuito entre espiras do enrolamento. Uma avaria nos enrolamentos do estator aumenta o tempo de indisponibilidade da máquina quando comparada com a avaria num rolamento, dado que a sua reparação é mais demorada.

O aquecimento do motor deve-se, fundamentalmente, a três fontes principais de calor: aquecimento por efeito de *Joule*, aquecimento provocado pelas perdas de histerese no material usado no circuito magnético e as perdas por fricção no interior dos rolamentos. As perdas por efeito de *Joule* são directamente proporcionais ao valor da resistência do circuito e ao quadrado da intensidade de corrente eléctrica que por ele circula. Num motor de indução existem vários circuitos onde se geram estas perdas por efeito de *Joule*, não só nos enrolamentos do estator e nos enrolamentos/barras do rotor mas também nos próprios circuitos magnéticos ou na estrutura do motor devido às correntes de *Foucault*. As perdas devido às correntes de *Foucault* juntamente com as perdas por histerese aumentam de uma forma não linear com a densidade de fluxo magnético. Para que o aumento da temperatura não cause danos no motor, todo o calor no seu interior deve ser evacuado para o exterior, seja através de condução ou através de um adequado sistema convecção forçada.

O tipo de ventilação e o tipo de encapsulamento utilizados são, portanto, factores a ter em conta para a obtenção de um bom desempenho térmico do motor de indução quando alimentado através de um conversor de electrónica de potência, devido ao aumento do conteúdo harmónico que surge na sua alimentação, originando assim um aumento de temperatura no motor [61]. Este aspecto da ventilação é importante em accionamentos de velocidade variável, já que a velocidades angulares reduzidas, as capacidades de auto-refrigeração do motor diminuem. Esta redução advém do facto da ventoinha de ventilação interna do motor se encontrar ligada ao seu veio, apresentando assim uma velocidade dependente da frequência de alimentação da máquina.

Em [62] são analisados alguns aspectos relativos a falhas que surgem em motores de indução mais antigos, quando passam a ser alimentados por conversores de electrónica de potência com *IGBT's* de elevada frequência de comutação, nomeadamente os aspectos relacionados com falhas ao nível do isolamento dos enrolamentos do estator. O uso nos accionamentos AC de frequência variável de semicondutores de potência com frequências de comutação cada vez mais elevadas, provo-

ca nos enrolamentos do motor de indução bruscas variações de tensão, que ocorrem em curtos espaços de tempo, causando deste modo um maior desgaste no seu isolamento [63].

Para determinar a temperatura nas máquinas eléctricas podem ser usadas técnicas baseadas na leitura directa da temperatura ou através da estimativa do seu valor. Na leitura directa são utilizados sensores que efectuam medições precisas e localizadas. Para implementar esta técnica é necessário efectuar algumas alterações na estrutura do motor para colocação dos referidos sensores e recorrer a circuitos adicionais de electrónica para acondicionamento do sinal [64] [65].

Para estimar a temperatura da máquina recorre-se a modelos térmicos que permitem determinar a temperatura média em diferentes partes do motor [52], [66]-[68]. No entanto, para a obtenção de resultados mais precisos, métodos numéricos com recurso aos elementos finitos, são também utilizados [69] [70].

Na literatura são encontrados vários trabalhos que visam analisar o comportamento térmico do motor de indução. Há estudos cujo objectivo é determinar a influência de um desequilíbrio ou de uma distorção na tensão de alimentação sinusoidal no aumento da temperatura no interior do motor [52] [66] [71].

Em [72] é apresentado um trabalho onde são analisadas as perdas existentes num motor de indução, quando alimentado através de um conversor de electrónica de potência, controlado por uma onda quadrada e por modulação de largura de impulso. Neste estudo conclui-se que a alimentação resultante de um conversor de frequência com um controlo de onda quadrada, apresenta um maior conteúdo harmónico na corrente do que quando controlado por modulação de largura de impulso. No entanto, o aumento das perdas no cobre com um controlo de onda quadrada é menor do que o aumento das perdas no ferro quando se tem uma alimentação obtida através de uma modulação de largura de impulso. Nesse trabalho concluiu-se, ainda, que o aumento das perdas no motor é maior quando alimentado através de um conversor de frequência controlado por modulação de largura de impulso.

Todos estes estudos analisaram o funcionamento do motor de indução quando alimentado através de um sistema de alimentação onde as três fases estavam presentes, embora com algumas diferenças face ao sistema de alimentação sinusoidal

ideal, quer seja pela existência de um maior conteúdo harmónico, quer seja pela diferença no valor eficaz da tensão em cada uma das fases.

Os autores dos trabalhos [67] [73]-[74], analisaram o comportamento térmico do motor de indução, quando alimentado através de um sistema sinusoidal fortemente desequilibrado, provocado por uma falta de fase, que de acordo com [75] provoca um aumento no valor das perdas no estator e no rotor. Nos trabalhos [73] e [74] é analisado o comportamento térmico do motor de indução, quando na situação de falta de fase é aplicada uma compensação baseada na utilização do neutro dos enrolamentos do estator, tendo-se verificado que a temperatura atingida no interior do motor é menor na situação de alimentação reconfigurada, face à situação sem compensação.

Em [76] é apresentado um estudo onde se analisa o comportamento térmico de um motor de indução com excentricidade (estática ou dinâmica) no rotor, o qual apresenta um aquecimento assimétrico, dada a variação do entreferro do motor.

No que se refere à alimentação do motor de indução através de um conversor de electrónica de potência, com avarias, ao qual é aplicada uma estratégia tolerante a falhas, tanto quanto se sabe, ainda nenhum estudo foi realizado sobre o assunto.

Dada a investigação em curso, desenvolvida na área dos sistemas de accionamento AC com tolerância a falhas, importa também avaliar em que medida o uso de estratégias de controlo alternativas e a reconfiguração de *hardware* nos conversores de electrónica de potência, pode afectar a vida útil e até o desempenho de um motor de indução trifásico. Estes estudos sobre o funcionamento do motor nas mais diversas situações de alimentação são importantes para estimar o impacto que diferentes materiais magnéticos e diferentes critérios de projecto têm no seu desempenho, especialmente quando utilizados em sistemas de accionamento com tolerância a falhas.

Para analisar o comportamento do motor de indução quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão com tolerância a falhas realizaram-se, no âmbito deste trabalho, vários testes que permitem efectuar o cálculo dos vários parâmetros de avaliação de desempenho, tais como: valor eficaz da corrente, rendimento, factor de potência e conteúdo harmónico da tensão e da corrente eléctrica. Estes parâmetros são calculados de acordo com as normas *IEEE 1515-2000* e *112-1991* do

Institute of Electrical and Electronics Engineers. Estas normas foram também utilizadas por alguns investigadores na determinação do desempenho do motor com alimentação sinusoidal [77] ou com alimentação não sinusoidal [78]-[80].

O valor eficaz de uma grandeza X , em que X pode ser uma tensão ou uma corrente eléctrica, é calculado através de (1.1), em que T representa o período da onda da grandeza. O factor de distorção harmónica de uma grandeza X , expressa a percentagem do valor eficaz total de um sinal AC, ao qual foi retirado o valor eficaz da componente fundamental dessa grandeza, relativamente ao valor eficaz do termo fundamental X_1 , tal como se indica na expressão (1.2), na qual X_n representa o harmónico de ordem n da variável X .

O rendimento η , expresso em percentagem, é o quociente entre a potência útil total desenvolvida pela máquina (P_{out}) e a potência total de entrada (P_{in}), tal como se indica na equação (1.3). A potência de entrada do motor é calculada através da equação (1.4), em que v_{un} , v_{vn} e v_{wn} são os valores instantâneos das tensões e i_u , i_v e i_w os valores instantâneos das correntes em cada um dos enrolamentos do motor. Através da equação (1.5) é calculada a potência útil de saída do motor, função do binário electromagnético desenvolvido T_e e da velocidade angular do rotor ω_m .

O factor de potência FP é calculado através da equação (1.6), correspondente ao quociente entre a potência activa total P_{in} e a potência aparente total S .

$$X_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T X^2(t) dt} \quad (1.1)$$

$$THD_x = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} X_n^2}}{X_1} \cdot 100\% \quad (1.2)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (1.3)$$

$$P_{in} = \frac{1}{T} \int_0^T (v_{uN} i_u + v_{vN} i_v + v_{wN} i_w) dt \quad (1.4)$$

$$P_{out} = T_e \cdot \omega_m \quad (1.5)$$

$$FP = \frac{P_{in}}{S} = \frac{P_{in}}{v_{UN} i_U + v_{VN} i_V + v_{WN} i_W} \quad (1.6)$$

Com o objectivo de avaliar o comportamento térmico do motor e determinar se há necessidade de aumentar a classe de isolamento do motor quando alimentado através de um conversor de electrónica de potência com as estratégias de controlo tolerante a falhas, face ao funcionamento normal, vários ensaios experimentais foram também realizados. Os resultados destes ensaios são apresentados no Capítulo 5, bem como a apresentação do sistema de aquisição de temperaturas.

CAPÍTULO 2

MODELAÇÃO E CONTROLO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Para que se possa efectuar o estudo do motor de indução trifásico e encontrar as leis mais adequadas à realização do seu controlo, nas mais diversas áreas de utilização, é necessário dispor de um modelo da máquina que permita obter de uma forma simples mas eficiente, mediante métodos numéricos, as várias grandezas que o caracterizam.

Com o objectivo de analisar o comportamento do motor de indução trifásico em diferentes situações de funcionamento, vários são os modelos matemáticos encontrados na literatura [81]-[83]. São encontrados modelos matemáticos expressos num sistema de eixos reais abc , onde as equações do motor de indução são não-lineares, e modelos expressos num sistema de coordenadas correspondentes aos eixos da transformada de *Park* dqo , onde as equações do motor são lineares.

Através da transformação das equações do motor de indução trifásico do sistema de eixos abc para o sistema de eixos dqo , é possível reduzir o tempo necessário ao cálculo das variáveis do modelo do motor, tornando-se extremamente útil quando se estudam situações que dão origem a fenómenos transitórios. Com o objectivo de analisar o comportamento do motor de indução com uma alimentação não equilibrada utiliza-se, nesta tese, um modelo que permite simular ligações ao ponto neutro dos enrolamentos do estator.

Nas simulações computacionais efectuadas utilizou-se um dos vários programas comercialmente disponíveis (*Matlab/Simulink*).

Na secção seguinte é apresentado o modelo do motor de indução trifásico, comportando as equações necessárias à implementação no programa de simulação.

1. MODELO EM COORDENADAS dqo

Considerando um motor de indução trifásico com os enrolamentos estatóricos distribuídos uniformemente, rotor em gaiola de esquilo, entreferro uniforme e assumindo que não há saturação do circuito magnético, as equações (2.1)-(2.4), expressas num sistema de eixos reais abc , descrevem o seu modelo matemático, permitindo determinar o fluxo de ligação φ_{kg} , a tensão de enrolamento V_{kg} e a energia armazenada no motor W_{mag} , respectivamente. A energia armazenada no motor depende da posição θ_r do rotor e da corrente do enrolamento i_{kg} .

Sob condições de distribuição sinusoidal dos enrolamentos do estator e do rotor, com uma razão de transformação estator-rotor unitária, as equações (2.5)-(2.8) permitem calcular as indutâncias dos enrolamentos.

$$\varphi_{kg} = \sum_{\substack{k,h=a,b,c \\ g,f=s,r}} L_{kg,hf} i_{hf} \quad (2.1)$$

$$v_{kg} = R_g i_{kg} + \frac{d\varphi_{kg}}{dt} \quad k = a, b, c; \quad g = s, r \quad (2.2)$$

$$W_{mag} = \frac{1}{2} \sum_{\substack{k=a,b,c \\ g=s,r}} \varphi_{kg} i_{kg} \quad (2.3)$$

$$T = p \frac{\partial W_{mag}(i_{kg}, \theta_r)}{\partial \theta_r} \quad k = a, b, c; \quad g = s, r \quad (2.4)$$

$$L_{ks,ks} = L_{mm} + L_{\sigma s} \quad (2.5)$$

$$L_{kr,kr} = L_{mm} + L_{\sigma r} \quad (2.6)$$

$$L_{kg,hg} = L_{mm} \cos \theta_{kg \wedge hg} = -\frac{1}{2} L_{mm} \quad k \neq h \quad (2.7)$$

$$L_{ks,hr} = L_{mm} \cos \theta_{ks \wedge hr} \quad (2.8)$$

Nestas equações L_{mm} representa a indutância de magnetização de um qualquer enrolamento de uma determinada fase, i.e., a indutância associada ao fluxo magnético gerado por um qualquer enrolamento do motor e que atravessa todos os enrolamentos do estator e do rotor. $L_{\sigma s}$ e $L_{\sigma r}$ caracterizam, respectivamente, as indutâncias correspondentes aos fluxos de fuga dos enrolamentos estatóricos e rotóricos da máquina.

Através da aplicação da Transformada Complexa Espacial (2.9) é feita a conversão da representação trifásica da variável x (x_{ag}, x_{bg}, x_{cg}) para a correspondente representação a duas dimensões (x_{dg}^g, x_{qg}^g), na qual os índices g , inferior e superior, da variável x , representam o referencial e a localização do enrolamento trifásico, respectivamente. Desta forma, o vector espacial pode ser dividido nas componentes dq indicadas na equação (2.10).

Num referencial t com o eixo d_t deslocado de um valor angular $\theta_{dt \wedge ag}$ da fase a_g , o vector espacial de uma grandeza x é definido por (2.11), usando como referência a fase a_s . Para o caso do vector espacial das variáveis estatóricas, g é substituído por s e $\theta_{dt \wedge ag}$ por θ_t , enquanto para o caso do vector espacial das variáveis rotóricas, g é substituído por r e $\theta_{dt \wedge ag}$ por $\theta_r - \theta_t$.

$$\bar{x}_g^g = k \left(x_{ag} + x_{bg} e^{j2\pi/3} + x_{cg} e^{j4\pi/3} \right) \quad (2.9)$$

$$\bar{x}_g^g = x_{dg}^g + jx_{qg}^g \quad (2.10)$$

$$\bar{x}_g^t = \bar{x}_g^g e^{j(\theta_{dt \wedge ag})} \quad (2.11)$$

2. VECTOR ESPACIAL

As equações do motor de indução anteriormente apresentadas, podem ser desenvolvidas através da notação do vector espacial aplicado às equações do fluxo, tensão e corrente. Se estes vectores espaciais forem expressos num referencial t que se desloca a uma velocidade angular w_t relativamente ao estator, as equações do motor de indução podem ser descritas por (2.12)-(2.18). As equações (2.19)-(2.22), constituídas por variáveis expressas no mesmo referencial t , permitem calcu-

lar o binário electromagnético com base no produto vectorial entre as correntes e os fluxos magnéticos, pertencentes ao mesmo enrolamento ou a enrolamentos diferentes.

$$\bar{\varphi}_s^t = L_s \bar{i}_s^t + L_m \bar{i}_r^t \quad (2.12)$$

$$\bar{\varphi}_r^t = L_r \bar{i}_r^t + L_m \bar{i}_s^t \quad (2.13)$$

$$\bar{v}_s^t = R_s \bar{i}_s^t + \frac{d\bar{\varphi}_s^t}{dt} + j\omega_t \bar{\varphi}_s^t \quad (2.14)$$

$$\bar{v}_r^t = R_r \bar{i}_r^t + \frac{d\bar{\varphi}_r^t}{dt} + j(\omega_t - \omega_r) \bar{\varphi}_r^t \quad (2.15)$$

$$L_s = \frac{3}{2} L_{mm} + L_{\sigma s} \quad (2.16)$$

$$L_r = \frac{3}{2} L_{mm} + L_{\sigma r} \quad (2.17)$$

$$L_m = \frac{3}{2} L_{mm} \quad (2.18)$$

$$t_e = -\frac{3}{2} N_{pp} L_m (\bar{i}_s^t \otimes \bar{i}_r^t) \quad (2.19)$$

$$t_e = -\frac{3}{2} N_{pp} \frac{L_m}{L_s} (\bar{\varphi}_s^t \otimes \bar{i}_r^t) \quad (2.20)$$

$$t_e = \frac{3}{2} N_{pp} (\bar{\varphi}_s^t \otimes \bar{i}_s^t) \quad (2.21)$$

$$t_e = \frac{3}{2} N_{pp} \frac{L_m}{L_r} (\bar{\varphi}_r^t \otimes \bar{i}_s^t) \quad (2.22)$$

3. MODELO DINÂMICO

Baseado nas equações (2.12)-(2.15) e substituindo o índice superior t por s , apresenta-se nas equações (2.23)-(2.37) o modelo dinâmico do motor de indução trifásico referido ao estator, num sistema de eixos estacionário ($\omega_t = 0$).

As equações (2.23)-(2.25) representam as equações relativas às componentes dqo da tensão trifásica de alimentação do estator enquanto as equações (2.26)-(2.28) correspondem às componentes dqo de alimentação do rotor.

Cada uma destas equações depende das respectivas componentes do fluxo magnético, indicadas nas equações (2.29)-(2.31) para o caso do estator e nas equações (2.32)-(2.34) para o caso do rotor.

Nestas equações, a indutância própria do estator L_s e a indutância própria do rotor L_r , são constituídas pela indutância de fugas e pela indutância de magnetização, calculadas através das equações (2.35) e (2.36), respectivamente.

$$v_{sd}^s = R_s^s i_{sd}^s + \frac{d\varphi_{sd}^s}{dt} \quad (2.23)$$

$$v_{sq}^s = R_s^s i_{sq}^s + \frac{d\varphi_{sq}^s}{dt} \quad (2.24)$$

$$v_{so}^s = R_s^s i_{so}^s + \frac{d\varphi_{so}^s}{dt} \quad (2.25)$$

$$v_{rd}^s = R_r^s i_{rd}^s + \frac{d\varphi_{rd}^s}{dt} + \omega_r \varphi_{rq}^s \quad (2.26)$$

$$v_{rq}^s = R_r^s i_{rq}^s + \frac{d\varphi_{rq}^s}{dt} - \omega_r \varphi_{rd}^s \quad (2.27)$$

$$v_{ro}^s = R_r^s i_{ro}^s + \frac{d\varphi_{ro}^s}{dt} \quad (2.28)$$

$$\varphi_{sd}^s = L_s^s i_{sd}^s + L_m^s i_{rd}^s \quad (2.29)$$

$$\varphi_{sq}^s = L_s^s i_{sq}^s + L_m^s i_{rq}^s \quad (2.30)$$

$$\varphi_{so}^s = L_{\sigma s}^s i_{so}^s \quad (2.31)$$

$$\varphi_{rd}^s = L_r^s i_{rd}^s + L_m^s i_{sd}^s \quad (2.32)$$

$$\varphi_{rq}^s = L_r^s i_{rq}^s + L_m^s i_{sq}^s \quad (2.33)$$

$$\varphi_{ro}^s = L_{\sigma r}^s i_{ro}^s \quad (2.34)$$

O binário electromagnético poder ser calculado através de variáveis estatóricas, tal como indicado na equação (2.37).

$$L_s = L_m + L_{\sigma s}^s \quad (2.35)$$

$$L_r = L_m + L_{\sigma r}^s \quad (2.36)$$

$$t_e = \frac{3}{2} N_{pp} (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (2.37)$$

Estas equações representam não a Transformada Complexa Espacial, mas a transformada de *Park* num sistema de eixos estacionário (2.38), razão pela qual para além das componentes *dq* está também representada a componente homopolar *o*. A utilização da transformada de *Park* e não da Transformada Complexa Espacial, prende-se com a necessidade de, neste trabalho, ser utilizada a ligação ao ponto neutro do enrolamento estatórico em situações de alimentação não equilibrada do motor de indução trifásico [84].

$$\begin{bmatrix} x_q \\ x_d \\ x_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

3.1. MODELO EXPRESSO NO SISTEMA POR UNIDADE (*pu*)

Na bibliografia referente à modelização e ao controlo do motor de indução trifásico, é também usual encontrar-se o seu modelo expresso no sistema *por unidade (pu)* [85]. Neste sistema, todas as variáveis reais da máquina são divididas por um valor de referência, correctamente seleccionado, dispensando a referência a unidades.

Como valores de referência para a tensão, corrente e velocidade mecânica do motor, são normalmente usados os respectivos valores nominais, pelo que a gama de resultados obtidos para cada variável, expressa no sistema *pu*, varia entre -1 e +1. No entanto, para que os resultados obtidos sejam concordantes, os valores de referência para todas as variáveis não podem ser escolhidos independentemente.

Por exemplo, seleccionadas as tensões e correntes, a coerência nos resultados será garantida se o valor de referência para as resistências for igual ao quociente entre as referências da tensão e da corrente.

A grande vantagem no uso do sistema pu nos programas de simulação ou de controlo, consiste na facilidade de adaptação destes programas a todos os motores, sejam eles de pequenas ou grandes potências. Adaptando os valores de referência para cada uma das máquinas, os programas de simulação ou de controlo já existentes são sempre válidos, independentemente dos valores de tensão ou corrente envolvidos. Outra grande vantagem do sistema pu , está relacionada com a visualização gráfica simultânea de diferentes tipos de variáveis, sejam tensões, correntes ou velocidades mecânicas do motor, uma vez que todas variam entre os limites de +1 e -1.

Dadas as vantagens do sistema pu , as equações (2.23)-(2.37) passam a ser expressas neste sistema, recorrendo para o efeito ao fluxo magnético de ligação $\psi = \omega_b \varphi$ e reactância $X = \omega_b L$ em vez do fluxo φ e indutância L , respectivamente.

Estas grandezas encontram-se relacionadas pelo valor base ou nominal da velocidade angular $\omega_b = 2\pi f_n$, e determinam-se através das equações (2.39)-(2.51).

$$v_{sd}^s = R_s^s i_{sd}^s + \frac{p}{\omega_b} \psi_{sd}^s \quad (2.39)$$

$$v_{sq}^s = R_s^s i_{sq}^s + \frac{p}{\omega_b} \psi_{sq}^s \quad (2.40)$$

$$v_{so}^s = R_s^s i_{so}^s + \frac{p}{\omega_b} \psi_{so}^s \quad (2.41)$$

$$v_{rd}^s = R_r^s i_{rd}^s + \frac{p}{\omega_b} \psi_{rd}^s + \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{rq}^s \quad (2.42)$$

$$v_{rq}^s = R_r^s i_{rq}^s + \frac{p}{\omega_b} \psi_{rq}^s - \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{rd}^s \quad (2.43)$$

$$v_{ro}^s = R_r^s i_{ro}^s + \frac{p}{\omega_b} \psi_{ro}^s \quad (2.44)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_b} (\psi_{sd}^s i_{sq}^s - \psi_{sq}^s i_{sd}^s) \quad (2.45)$$

$$\psi_{sd}^s = (\chi_m + \chi_{\sigma s}^s) i_{sd}^s + \chi_m i_{rd}^s \quad (2.46)$$

$$\psi_{sq}^s = (\chi_m + \chi_{\sigma s}^s) i_{sq}^s + \chi_m i_{rq}^s \quad (2.47)$$

$$\psi_{so}^s = \chi_{\sigma s}^s i_{so}^s \quad (2.48)$$

$$\psi_{rd}^s = (\chi_m + \chi_{\sigma r}^s) i_{rd}^s + \chi_m i_{sd}^s \quad (2.49)$$

$$\psi_{rq}^s = (\chi_m + \chi_{\sigma r}^s) i_{rq}^s + \chi_m i_{sq}^s \quad (2.50)$$

$$\psi_{ro}^s = \chi_{\sigma r}^s i_{ro}^s \quad (2.51)$$

Com base nas equações (2.52)-(2.53) as equações (2.46)-(2.51) podem ser reescritas da forma indicada nas equações (2.54)-(2.59).

Através das equações (2.54)-(2.59) calculam-se as componentes dq das correntes estatóricas e rotóricas, tal como se indica nas equações (2.60)-(2.65).

$$\psi_{md}^s = \chi_m (i_{sd}^s + i_{rd}^s) \quad (2.52)$$

$$\psi_{mq}^s = \chi_m (i_{sq}^s + i_{rq}^s) \quad (2.53)$$

$$\psi_{sd}^s = \chi_{\sigma s}^s i_{sd}^s + \psi_{md}^s \quad (2.54)$$

$$\psi_{sq}^s = \chi_{\sigma s}^s i_{sq}^s + \psi_{mq}^s \quad (2.55)$$

$$\psi_{so}^s = \chi_{\sigma s}^s i_{so}^s \quad (2.56)$$

$$\psi_{rd}^s = \chi_{\sigma r}^s i_{rd}^s + \psi_{md}^s \quad (2.57)$$

$$\psi_{rq}^s = \chi_{\sigma r}^s i_{rq}^s + \psi_{mq}^s \quad (2.58)$$

$$\psi_{ro}^s = \chi_{\sigma r}^s i_{ro}^s \quad (2.59)$$

$$i_{sd}^s = \frac{1}{\chi_{\sigma s}^s} (\psi_{sd}^s - \psi_{md}^s) \quad (2.60)$$

$$i_{sq}^s = \frac{1}{\chi_{\sigma s}^s} (\psi_{sq}^s - \psi_{mq}^s) \quad (2.61)$$

$$i_{so}^s = \frac{\psi_{so}^s}{\chi_{\sigma s}^s} \quad (2.62)$$

$$i_{rd}^s = \frac{1}{\chi_{\sigma r}^s} (\psi_{rd}^s - \psi_{md}^s) \quad (2.63)$$

$$i_{rq}^s = \frac{1}{\chi_{\sigma r}^s} (\psi_{rq}^s - \psi_{mq}^s) \quad (2.64)$$

$$i_{ro}^s = \frac{\psi_{ro}^s}{\chi_{\sigma r}^s} \quad (2.65)$$

Substituindo as equações das correntes (2.60)-(2.65) nas equações (2.39)-(2.44) e tendo em conta (2.52) e (2.53), obtêm-se as equações que permitem calcular as componentes dq dos fluxos estático e rotórico, dadas por (2.66)-(2.69).

As componentes homopolares das correntes do estator e do rotor são calculadas através das expressões (2.70) e (2.71), respectivamente. O binário electromagnético no sistema pu é calculado através da equação (2.72), enquanto a velocidade de rotação do rotor é determinada através de (2.73) ou (2.74).

Na equação da velocidade de rotação do motor, T_{mec} representa o valor do binário mecânico aplicado no veio da máquina, com um valor negativo se a máquina funcionar como motor, sendo neste caso considerado um binário de carga, e com um valor positivo se a máquina funcionar como gerador.

$$\psi_{sd}^s = \omega_b \int \left[v_{sd}^s - \frac{R_s^s}{\chi_{\sigma s}^s} (\psi_{sd}^s - \psi_{md}^s) \right] dt \quad (2.66)$$

$$\psi_{sq}^s = \omega_b \int \left[v_{sq}^s - \frac{R_s^s}{\chi_{\sigma s}^s} (\psi_{sq}^s - \psi_{mq}^s) \right] dt \quad (2.67)$$

$$\psi_{rd}^s = \omega_b \int \left[v_{rd}^s - \frac{R_r^s}{\chi_{\sigma r}^s} (\psi_{rd}^s - \psi_{md}^s) - \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{rq}^s \right] dt \quad (2.68)$$

$$\psi_{rq}^s = \omega_b \int \left[v_{rq}^s - \frac{R_r^s}{\chi_{\sigma r}^s} (\psi_{rq}^s - \psi_{mq}^s) + \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{rd}^s \right] dt \quad (2.69)$$

$$i_{so}^s = \frac{\omega_b}{\chi_{\sigma s}^s} \int (v_{so}^s - R_s^s i_{os}^s) dt \quad (2.70)$$

$$i_{ro}^s = \frac{\omega_b}{\chi_{\sigma r}^s} \int (v_{ro}^s - R_r^s i_{or}^s) dt \quad (2.71)$$

Os restantes valores de referência são apresentados nas equações (2.75)-(2.79).

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_b} (\psi_{sd}^s i_{sq}^s - \psi_{sq}^s i_{sd}^s) \quad (2.72)$$

$$J \frac{d\omega_{rm}}{dt} = T_{em} + T_{mec} \quad (2.73)$$

$$\frac{2J\omega_b}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = T_{em} + T_{mec} \quad (2.74)$$

$$U_b = \sqrt{2} U_{sn} \quad (2.75)$$

$$I_b = \frac{3}{2} \sqrt{2} I_{sn} \quad (2.76)$$

$$\omega_b = \omega_n \quad (2.77)$$

$$T_b = T_n \quad (2.78)$$

$$Z_b = \frac{V_b}{I_b} \quad (2.79)$$

4. CONTROLO DO MOTOR DE INDUÇÃO

Quando alimentado através de um barramento trifásico de tensão sinusoidal, com amplitude e frequência constantes, o motor de indução apresenta uma desvantagem, sempre que se pretenda usá-lo em aplicações que utilizam uma larga gama de velocidades. Mantendo constantes o valor eficaz da tensão e da frequência, a máquina consegue funcionar satisfatoriamente numa gama de velocidades bastante reduzida. No passado, várias foram as soluções desenvolvidas para tentar ultrapassar este problema, desde a utilização de processos mecânicos para alterar o número de pólos da máquina, variação da tensão estatórica, ou mesmo a utilização de moto-

res de rotor bobinado, onde a velocidade é modificada através da inserção de resistências variáveis em série com os enrolamentos do rotor.

Para alterar a velocidade do motor de indução numa larga gama, de uma forma eficiente, no que diz respeito às perdas e à utilização da máquina, é indispensável actuar simultaneamente sobre a tensão e frequência de alimentação. Garantindo que a modificação da tensão de alimentação seja proporcional à alteração da frequência e sensivelmente igual à variação da frequência de rotação do rotor, consegue-se manter um nível de indução no entreferro praticamente constante para todas as velocidades de rotação do motor.

Para garantir estes requisitos, são actualmente utilizados nos accionamentos de motores de indução trifásicos de velocidade variável, conversores de electrónica de potência com semicondutores de elevada capacidade de comutação, capazes de assegurar a implementação de técnicas de controlo vectoriais e garantir uma utilização mais flexível e optimizada do motor de indução trifásico.

Nesta secção é abordado o controlo de motores de indução trifásicos com especial ênfase em duas das técnicas actualmente com mais expansão na indústria, utilizadas no controlo da sua velocidade, posição ou do binário electromagnético: controlo baseado na orientação do campo segundo o vector espacial do fluxo rotórico (*RFOC*) e controlo directo de binário (*DTC*).

4.1. TÉCNICAS DE CONTROLO

A era do controlo analógico, aplicado aos accionamentos de motores de indução trifásicos a velocidade variável, está definitivamente ultrapassada, já que um vasto leque de opções digitais está agora disponível para o controlo deste tipo de sistemas.

Os controladores digitais permitem a implementação de sofisticados algoritmos operacionais, oferecendo ainda um número significativo de vantagens técnicas, graças à sua elevada capacidade de processamento de dados. Se a eficiência e a capacidade dos controladores digitais envolvidos no comando de motores AC forem elevadas, a ponto de reservar alguma capacidade de computação, mesmo depois de terem sido implementados os algoritmos básicos de controlo, podem ainda aqueles ser usados noutras actividades, através da implementação de capacidades adicio-

nais, tais como, rotinas de autoteste, rotinas de optimização do rendimento da máquina AC, ou ainda rotinas automatizadas de diagnóstico. Na maioria dos accionamentos AC, os microcontroladores de uso geral foram os dispositivos mais usados durante a fase de transição dos controladores analógicos para os controladores digitais.

Actualmente, os microcontroladores prevalecem ainda em alguns sistemas de controlo. No entanto e graças ao crescente interesse e implementação de Processadores Digitais de Sinal (*DSP*) no controlo de motores eléctricos, a tendência é para terminar com a utilização desses dispositivos.

A crescente utilização de controladores baseados em *DSP's*, está relacionada com a transição a que se tem vindo a assistir entre os sistemas de accionamento a velocidade variável com máquinas DC e os accionamentos a velocidade variável com máquinas AC. Este último tipo de accionamento baseia-se predominantemente no motor de indução trifásico, no entanto, outros tipos de motores AC, tais como os síncronos e de relutância, estão também a entrar no mercado industrial [86].

Regra geral, do ponto de vista matemático, os algoritmos de controlo para os motores AC são computacionalmente mais intensos do que os algoritmos aplicados aos motores de corrente contínua.

Com o objectivo de ilustrar o nível de exigência no processamento de sinal, utilizado nos sistemas de accionamento AC actuais, será em seguida efectuada uma pequena referência a algumas técnicas de controlo aplicadas aos motores de indução trifásicos.

Basicamente e de um ponto de vista global, existem duas técnicas de controlo, que podem ser classificadas nas seguintes categorias principais: *Controlo Escalar* e *Controlo Vectorial*. Actualmente é considerada como terceira categoria de controlo, o *Controlo Directo de Binário*.

4.1.1. CONTROLO ESCALAR

Um dos métodos de controlo escalar mais antigos e mais conhecidos no meio industrial é o denominado *Volt/Hertz (V/Hz)*. Baseado em características correspondentes ao funcionamento do motor de indução em regime permanente, este método assume a existência de tensões e correntes estatóricas sinusoidais. Com o objectivo

de gerar o maior valor de binário electromagnético, relativo a cada ampere da corrente estatórica, o nível do fluxo da máquina deve ser mantido constante e o mais próximo possível do seu valor nominal, qualquer que seja a situação de funcionamento do motor de indução. Para conseguir alcançar este objectivo, as duas variáveis controladas neste método, tensão de alimentação do estator e respectiva frequência, devem ser ajustadas para cada condição de carga do motor de indução, de modo a que a razão entre elas se mantenha constante. Este objectivo é relativamente fácil de alcançar, já que a relação entre estas duas grandezas é linear, excepto para velocidades reduzidas. Deste modo, a velocidade do motor é regulada através da alteração da frequência da sua tensão de alimentação, enquanto o fluxo de magnetização (ou o fluxo estatórico), é regulado através da alteração do valor eficaz do termo fundamental da tensão de alimentação, produzindo assim o binário electro-magnético adequado ao accionamento de uma determinada carga.

Como consequência da interdependência entre o binário electromagnético e o fluxo magnético no entreferro do motor de indução, já que ambos dependem da tensão de alimentação e da respectiva frequência, o motor de indução apresenta uma resposta lenta sempre que lhe é aplicada uma técnica de controlo escalar. Esta técnica de controlo tem, no entanto, o mérito de ser facilmente implementada e necessitar de um reduzido processamento por parte do controlador.

Gradualmente, outras técnicas de controlo escalar foram sendo introduzidas no mercado, com o objectivo de melhorar o seu desempenho [87].

4.1.2. CONTROLO VECTORIAL

Em alternativa às técnicas de controlo escalares, existem as técnicas de controlo vectoriais, vulgarmente conhecidas por controlo de orientação de campo. Introduzidas acerca de 35 anos por *Blaschke, Hasse e Leonhard*, as técnicas de controlo vectorial tornaram possível a introdução dos motores de indução em áreas onde tradicionalmente eram utilizadas as máquinas de corrente contínua, tornando-se assim muito populares em aplicações de elevado desempenho [88].

Este aumento de popularidade na utilização do motor de indução trifásico está relacionado com o facto de os esquemas de controlo vectorial permitirem que esta

máquina seja controlada de uma forma semelhante à forma como é controlada a máquina de corrente contínua de excitação separada.

O princípio de funcionamento do controlo vectorial consiste na transformação de variáveis trifásicas para um referencial dinâmico, que uma vez orientado segundo um dos vectores de fluxo magnético da máquina, tipicamente o vector do fluxo rotórico, permite uma regulação desacoplada do binário electromagnético e do fluxo magnético.

No entanto, apesar de teoricamente interessante, a comunidade científica da altura, dedicada à electrónica de potência, não prestou muita atenção a esta técnica de controlo, em parte devido à maior complexidade face ao controlo escalar (mais difícil de implementar na prática) e também porque os engenheiros não estavam muito familiarizados com o modelo dinâmico do motor de indução trifásico [89].

Esta maior complexidade deve-se ao facto do binário electromagnético do motor de indução depender, quer do valor do fluxo magnético no entreferro, quer do valor da velocidade de rotação, e também porque as relações binário-fluxo e binário-velocidade não se apresentam lineares. Aliado ainda à dificuldade em determinar a posição do fluxo rotórico e à determinação dinâmica da transformada de *Park*, esta técnica foi posta de parte durante alguns anos. A partir de 1980 com o aparecimento de micro-computadores com maior capacidade de processamento, tornou-se possível implementar digitalmente um controlador capaz de usar esta técnica de controlo.

Para que o binário electromagnético de uma máquina AC trifásica possa ser controlado de uma forma semelhante ao que se passa com uma máquina de corrente contínua e sempre com um binário electromagnético máximo, os fasores do fluxo estatórico $\bar{\psi}_s^s$ e da corrente rotórica \bar{i}_r^s (ambos referidos ao estator) têm que estar em quadratura, já que o binário electromagnético resulta do produto vectorial entre estas duas grandezas, $t_e = k \bar{\psi}_s^s \times \bar{i}_r^s$.

No caso da máquina DC, pelo facto de possuir a corrente da armadura e o fluxo de excitação fixos no espaço, o binário electromagnético pode ser manipulado através do controlo do fluxo de excitação ou da corrente da armadura, separadamente. Quer isto dizer, que é sempre produzido o binário máximo para um dado par de valores da corrente de excitação e da corrente na armadura.

Numa máquina AC esta situação não se verifica, já que as grandezas envolvidas no cálculo do binário estão dependentes uma da outra e pertencem a referenciais diferentes, um estacionário com o estator, no caso do fluxo estatórico, e o outro estacionário com o rotor, no caso das correntes rotóricas. Para além disso, há ainda a ter em conta o facto do fluxo estatórico e da corrente rotórica, dependerem dos valores da frequência e do ângulo de fase das correntes do estator.

Assim, e ao contrário do que se passa com o controlo escalar em que apenas se controla a amplitude do fluxo, no controlo vectorial são controlados, em simultâneo, os valores da amplitude e da posição do fluxo, tornando a sua implementação mais exigente do ponto de vista computacional.

O controlo vectorial, baseado na orientação do campo, pode ainda ser classificado em Método Directo e Método Indirecto [89].

No algoritmo baseado no Método Directo, introduzido por *Blaschke* no início da década de 1970, o ângulo do vector espacial do fluxo pode ser obtido através de medidas directas, como por exemplo através de um sensor de efeito *Hall*, ou estimado através do modelo de tensão, que se baseia na leitura directa de grandezas acessíveis aos terminais do motor (Fig. 2.1). Este método de controlo é especialmente atractivo para aplicações que operem numa gama de velocidades mais elevada, situação em que o controlo não é muito sensível às variações dos parâmetros do motor, podendo assim estimar-se o fluxo magnético com uma boa precisão.

Para uma velocidade nula ou quase nula, a queda de tensão na resistência dos enrolamentos estatóricos é significativa, o que aumenta a falta de precisão no fluxo estimado com base no modelo de tensão, tornando assim impeditiva a sua utilização em accionamentos que requerem elevado desempenho a velocidades reduzidas.

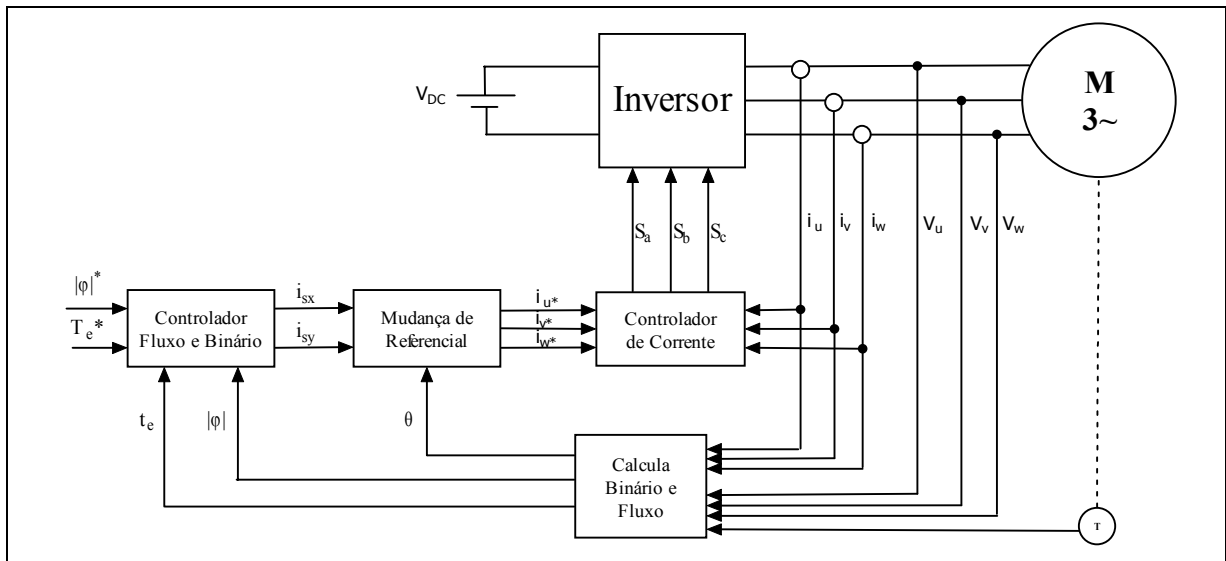


Fig. 2.1 – Controlo vectorial directo.

No Método Indirecto, introduzido por *Hasse* no final dos anos da década de 1960, o vector fluxo magnético é estimado através da integração da velocidade síncrona de referência, obtida através da soma da velocidade angular do rotor com a velocidade de deslizamento de referência, sendo esta última obtida a partir dos valores de referência do fluxo e do binário electromagnético (Fig. 2.2). Como se pode constatar, no Método Indirecto é necessário conhecer a velocidade real de rotação do motor, o que implica a utilização de um sensor para determinar a posição do rotor. Este sensor pode ser evitado se o fluxo utilizado no controlo (estatórico, rotórico ou do entreferro), for estimado a partir do modelo de tensão. Verifica-se numa vasta gama de artigos publicados sobre este tema, que quer na aplicação do Controlo Vectorial Directo, quer na aplicação do Controlo Vectorial Indirecto, há investigadores que utilizam o modelo do motor num referencial ligado ao rotor, enquanto outros usam o referencial ligado ao estator, ou mesmo ligado ao fluxo no entreferro.

Em [90] é apresentado um controlador universal para motores de indução, capaz de desacoplar o fluxo magnético e o binário electromagnético num qualquer referencial. Dadas as características complementares de cada uma das técnicas de controlo vectorial, Método Directo e Método Indirecto, várias tentativas foram realizadas com o intuito de juntar num único controlador as características dos dois métodos, garantindo a sua utilização em toda a gama de velocidades de rotação do motor de indução [91].

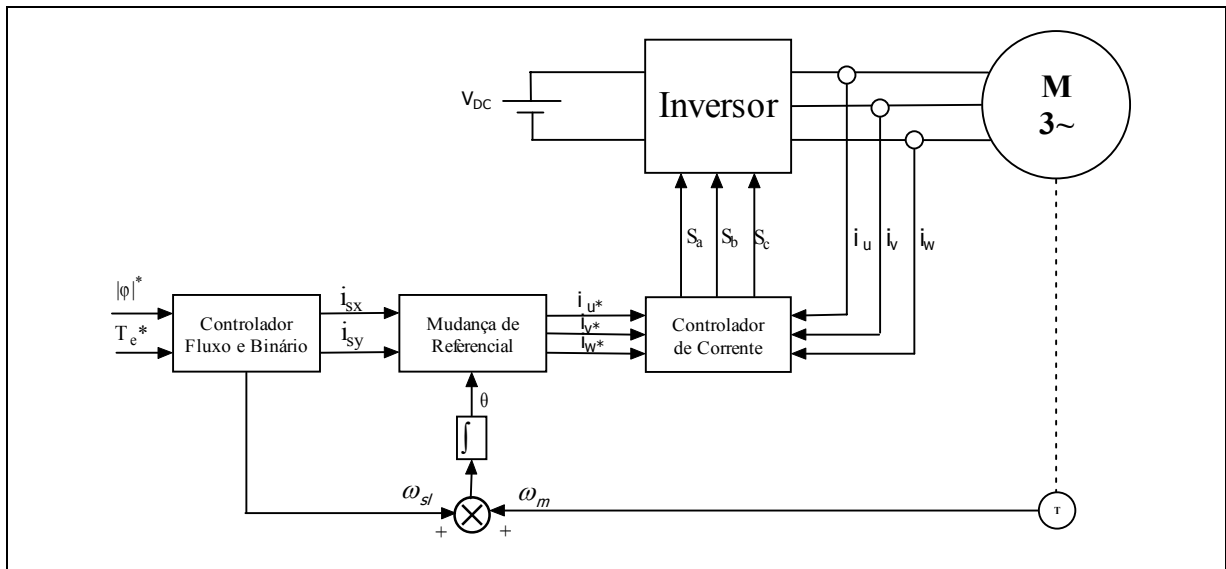


Fig. 2.2 – Controlo vectorial indirecto baseado no fluxo rotórico.

Devido às transformações das variáveis de controlo entre vários referenciais e ao elevado número de operações matemáticas executadas dentro de cada período de amostragem, necessárias à obtenção do sinal de referência, estas técnicas de controlo justificam o recurso a controladores de processamento digital de sinal [92] [93].

4.1.2.1. Orientação de campo segundo o fluxo rotórico

Para se alcançar uma boa dinâmica no controlo de motores de indução trifásicos, os actuais conversores de frequência são comandados através de uma modulação de largura de impulso (*PWM*), a qual pode ser dividida em duas categorias: modulação de corrente [94] [95], normalmente utilizada em accionamentos de baixa e média potência, e modulação de tensão [96], mais usada em accionamentos de potências mais elevadas, dada a menor frequência de comutação que esta técnica impõe aos semicondutores do inversor.

Na modulação de largura de impulso por corrente, os controladores têm como objectivo forçar a corrente em cada uma das fases de alimentação do motor de indução trifásico a seguir os respectivos sinais de referência. As estratégias mais comuns para os controladores de corrente podem ser classificadas em comparadores de rampa, controladores de histerese e controladores preditivos [94].

Nos controladores comparadores de rampa é regulado o erro resultante da comparação entre a corrente de alimentação do motor e um sinal do tipo onda triangular, dando assim origem aos impulsos de controlo dos *IGBT's*. Neste caso, a frequência de comutação dos *IGBT's* é limitada pela frequência utilizada na onda triangular, enquanto os harmónicos da corrente de alimentação do motor de indução trifásico gerados correspondem a frequências fixas.

Nos controladores de histerese a variação da corrente é controlada através de um limite superior e inferior, relativamente à forma de onda de referência. Esta técnica proporciona um controlo com uma boa dinâmica, no entanto impõe aos *IGBT's* do inversor uma comutação com uma frequência variável [97].

Através dos controladores preditivos a corrente de alimentação do motor segue a corrente de referência, mediante a aplicação à saída do inversor de uma tensão adequada à obtenção da corrente pretendida.

Para implementar a modulação controlada por tensão, existem duas abordagens. A primeira consiste na modulação sinusoidal, uma das mais populares, dada a sua simples implementação. A segunda abordagem consiste na modulação do vector espacial.

A modulação sinusoidal baseia-se na comparação entre um sinal de referência sinusoidal de frequência igual à que se pretende obter à saída do inversor, e uma portadora triangular com uma frequência várias vezes superior à do sinal de referência. Os instantes de comutação dos interruptores de potência de uma fase do inversor são determinados pela intercepção destes sinais, de modo que a fase de saída do inversor seja ligada ao potencial positivo do barramento *DC*, sempre que a amplitude do sinal de referência seja superior à amplitude da portadora, ligando-se ao terminal negativo do barramento *DC*, na situação contrária. A amplitude da componente fundamental da tensão de saída do inversor é ajustada mediante a alteração da relação entre as amplitudes do sinal de referência e da portadora.

A modulação baseada no vector espacial consiste em determinar o módulo e a posição do vector espacial da tensão de referência, capaz de impor ao motor de indução trifásico as condições de funcionamento pretendidas. Como num inversor trifásico de fonte de tensão apenas oito vectores espaciais de tensão \bar{V}_{sk} estão disponíveis, dos quais seis são activos ($\bar{V}_{s1}, \bar{V}_{s2}, \dots, \bar{V}_{s6}$) e dois são nulos ($\bar{V}_{s7}, \bar{V}_{s8}$), o

vector espacial de tensão pretendido, é sintetizado a partir de uma média ponderada dos vectores \bar{V}_{sk+1} , \bar{V}_{sk-1} e um dos vectores nulos [98].

No âmbito deste trabalho, pretendendo implementar o controlo vectorial baseado na orientação do campo segundo o vector espacial do fluxo rotórico, ao motor de indução é aplicado um controlo em corrente, pelo que é utilizada uma modulação através de controladores de histerese. Deste modo, o sistema de controlo fornece as correntes de referência, necessárias à obtenção do nível de binário e de indução magnética pretendidos. Através do controlo de orientação de campo, as correntes de alimentação do motor são ajustadas de modo a controlar o ângulo entre os fluxos do estator e do rotor, mediante a transformação do modelo dinâmico do motor de indução trifásico para um referencial alinhado com o vector espacial do fluxo rotórico, garantindo assim uma dinâmica de controlo semelhante à de um motor de corrente contínua. Esta transformação permite que o vector espacial das correntes do estator seja decomposto nas suas componentes i_{sx} e i_{sy} , correspondentes ao controlo do fluxo e ao controlo do binário electromagnético, respectivamente, processo algo semelhante ao que se passa com a corrente de campo e corrente de armadura da máquina *DC*. Como a seguir se demonstra, para a implementação do controlo vectorial baseado na orientação do campo segundo o vector espacial do fluxo rotórico, é necessário conhecer a posição do vector do fluxo do rotor relativamente à posição ocupada pelo vector do fluxo do estator. A Fig. 2.3 ilustra os sistemas de eixos s_d e s_q , fixo com o estator, e r_d e r_q fixo com o rotor. Para além destes, está ainda representado um outro sistema de eixos xy , fixo com o vector espacial do fluxo rotórico $\bar{\varphi}_r$ usado como referência, e que se desloca a uma velocidade angular ω_e .

Com base nas equações (2.12)-(2.15) e substituindo o referencial genérico t , pelo referencial e , fixo com o fluxo rotórico, obtêm-se as equações (2.80)-(2.83). Separando as componentes das variáveis, segundo os eixos x e y , obtêm-se as equações das tensões do estator (2.84)-(2.85) e das tensões do rotor (2.86)-(2.87).

$$\bar{\varphi}_s^e = L_s \bar{i}_s^e + L_m \bar{i}_r^e \quad (2.80)$$

$$\bar{\varphi}_r^e = L_m \bar{i}_s^e + L_r \bar{i}_r^e \quad (2.81)$$

$$\bar{v}_s^e = R_s \bar{i}_s^e + \frac{d\bar{\varphi}_s^e}{dt} + j\omega_e \bar{\varphi}_s^e \quad (2.82)$$

$$\bar{0} = R_r \bar{i}_r^e + \frac{d\bar{\varphi}_r^e}{dt} + j(\omega_e - \omega_r) \bar{\varphi}_r^e \quad (2.83)$$

$$v_{sx}^e = R_s i_{sx}^e + \frac{d\varphi_{sx}^e}{dt} - \omega_e \varphi_{sy}^e \quad (2.84)$$

$$v_{sy}^e = R_s i_{sy}^e + \frac{d\varphi_{sy}^e}{dt} + \omega_e \varphi_{sx}^e \quad (2.85)$$

$$0 = R_r i_{rx}^e + \frac{d\varphi_{rx}^e}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \varphi_{ry}^e \quad (2.86)$$

$$0 = R_r i_{ry}^e + \frac{d\varphi_{ry}^e}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \varphi_{rx}^e \quad (2.87)$$

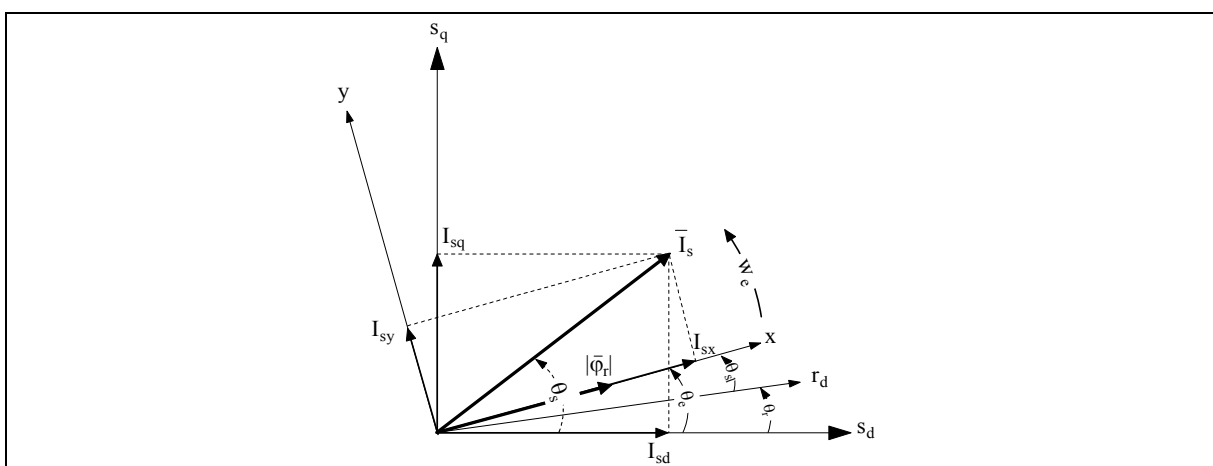


Fig. 2.3 – Referenciais estacionário (s_{dq}), fixo com o rotor (r_{dq}) e fixo com o fluxo rotórico (e_{xy}).

Aplicando uma dedução semelhante às equações (2.80) e (2.81), obtêm-se as componentes dos fluxos do estator e do rotor, segundo os eixos x e y, indicadas nas equações (2.88)-(2.89) e (2.90)-(2.91), respectivamente.

Resolvendo as equações (2.88)-(2.91) em ordem à obtenção das componentes x e y da corrente estatórica, determinam-se as equações (2.92)-(2.93), nas quais o factor de dispersão σ é calculado de acordo com a equação (2.94).

$$\varphi_{sx}^e = L_s i_{sx}^e + L_m i_{rx}^e \quad (2.88)$$

$$\varphi_{sy}^e = L_s i_{sy}^e + L_m i_{ry}^e \quad (2.89)$$

$$\varphi_{rx}^e = L_r i_{rx}^e + L_m i_{sx}^e \quad (2.90)$$

$$\varphi_{ry}^e = L_r i_{ry}^e + L_m i_{sy}^e \quad (2.91)$$

Para o caso das componentes xy da corrente rotórica, estas são calculadas através das equações (2.95)-(2.96). Substituindo i_{rx}^e na equação (2.86) e conhecendo o valor de φ_{sx}^e , após substituição de i_{sx}^e em (2.88), determinam-se as equações (2.97) e (2.98). Em virtude do vector espacial do fluxo rotórico se encontrar alinhado com o eixo x (Fig. 2.3), resulta que $\varphi_{ry}^e = 0$.

Tendo em conta que o módulo do fluxo rotórico é constante ($\varphi_{rx}^e = |\bar{\varphi}|$), a partir da substituição dos valores das componentes xy do vector espacial do fluxo rotórico nas equações (2.97) e (2.98), obtém-se a equação (2.99), na qual T_r representa a constante de tempo do rotor, calculada através de $T_r = L_r/R_r$.

$$i_{sx}^e \sigma = \frac{1}{L_s} \varphi_{sx}^e - \frac{L_m}{L_s L_r} \varphi_{rx}^e \quad (2.92)$$

$$i_{sy}^e \sigma = \frac{1}{L_s} \varphi_{sy}^e - \frac{L_m}{L_s L_r} \varphi_{ry}^e \quad (2.93)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (2.94)$$

$$i_{rx}^e \sigma = \frac{1}{L_r} \varphi_{rx}^e - \frac{L_m}{L_s L_r} \varphi_{sx}^e \quad (2.95)$$

$$i_{ry}^e \sigma = \frac{1}{L_r} \varphi_{ry}^e - \frac{L_m}{L_s L_r} \varphi_{sy}^e \quad (2.96)$$

$$\frac{d\varphi_{rx}^e}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \varphi_{rx}^e + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sx}^e - (\omega_r - \omega_e) \varphi_{ry}^e \quad (2.97)$$

$$\frac{d\varphi_{ry}^e}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \varphi_{ry}^e + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sy}^e + (\omega_r - \omega_e) \varphi_{rx}^e \quad (2.98)$$

Da equação (2.98) é possível determinar a velocidade de deslizamento, a qual é calculada através da expressão (2.100).

Com base na equação (2.22), o binário electromagnético é calculado através da equação (2.101). Tendo em conta que $\varphi_{ry}^e = 0$ a expressão (2.101) é simplificada, sendo o binário electromagnético determinado através da equação (2.102). Da observação das equações (2.99) e (2.102) verifica-se que os valores do fluxo rotórico e do binário electromagnético são comandados de forma independente, através do controlo das componentes i_{sx}^e e i_{sy}^e da corrente estatórica, respectivamente.

Comparando com o controlo de uma máquina de corrente contínua de excitação separada, no controlo *RFOC* a componente da corrente do estator i_{sx}^e está para a corrente de excitação da máquina *DC* assim como a componente da corrente do estator i_{sy}^e está para a corrente no enrolamento de potência.

$$\varphi_{rx}^e = |\bar{\varphi}| = \frac{L_m}{1 + T_r S} i_{sx}^e \quad (2.99)$$

$$(\omega_e - \omega_r) = \frac{L_m i_{sy}^e}{T_r \varphi_{rx}^e} \quad (2.100)$$

$$t_e = \frac{3}{2} N_{pp} \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{rx}^e i_{sy}^e - \varphi_{ry}^e i_{sx}^e) \quad (2.101)$$

$$t_e = \frac{3}{2} N_{pp} \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{rx}^e \cdot i_{sy}^e) \quad (2.102)$$

4.1.3. CONTROLO DIRECTO DE BINÁRIO (DTC)

Desenvolvidas na década de 1980 pelos japoneses *Takahashi* e *Naguchi* (1984, 1985) [99] com a designação de Controlo Directo de Binário (*Direct Torque Control, DTC*) e pelo alemão *Depenbrock* (1985) [100] [101], com a designação de Autocontrolo Directo (*Direct Self Control, DSC*), estas técnicas de controlo têm como objectivo combinar a facilidade de implementação apresentada pelo controlo escalar,

com o elevado desempenho demonstrado pelo controlo vectorial. A comercialização de um accionamento de um motor de indução trifásico com um controlo *DTC* ocorreu em 1995 com a *ABB* [81] [102].

Através do *DTC* ou do *DSC*, os valores da amplitude do fluxo magnético e do binário electromagnético são controlados de uma forma separada e directa. No entanto, não é objectivo de qualquer uma destas técnicas de controlo alterar os valores de frequência, nem o valor eficaz do termo fundamental da tensão de alimentação do motor, tal como se passa com o controlo escalar, nem de simular o funcionamento de um motor de corrente contínua, tal como se passa com o controlo vectorial, mas sim explorar as capacidades inerentes às variações do fluxo magnético e do binário electromagnético de um motor de indução trifásico, alimentado através de um inversor. É nesta perspectiva que se pode dizer que o controlo de binário, através de qualquer uma destas técnicas, é uma nova categoria de controlo aplicada a motores de indução trifásicos, quando alimentados por inversores de fonte de tensão [103] [104]. Estas técnicas de controlo permitem o comando directo e independente do fluxo e do binário, através de uma selecção adequada da entrada em condução dos interruptores de potência do inversor [99]. Esta selecção adequada é feita com o objectivo de restringir os erros do binário e do fluxo magnético a um determinado valor, para que em cada instante se obtenha uma rápida resposta do binário electromagnético e uma elevada eficiência de funcionamento do sistema.

Quando comparados entre si, o controlo *DSC* parece estar mais adaptado às aplicações de elevada potência do que o *DTC*, já que utiliza uma frequência de comutação mais baixa (200-300 HZ), logo com menores perdas envolvidas nas comutações dos interruptores de potência.

Por outro lado, o *DSC* apresenta algumas dificuldades na regulação do fluxo a baixas velocidades de rotação, o que não se verifica no *DTC*, já que o fluxo estatórico também é regulado através de comparadores de histerese.

Na Fig. 2.4 é apresentado um esquema correspondente ao controlo *DTC* de um motor de indução trifásico, baseado no fluxo estatórico. As entradas do sistema são os módulos do fluxo estatórico e do binário electromagnético, que são comparados com os respectivos valores calculados pelo estimador. Os erros resultantes desta comparação são processados pelos controladores de histerese e, juntamente com

a posição θ , fornecem os comandos necessários à selecção óptima do vector de tensão a aplicar ao motor de indução trifásico.

Confrontando as arquitecturas dos controladores vectoriais, nomeadamente as que se baseiam na orientação do fluxo rotórico [105], com os controladores *DTC*, verifica-se que elas são similares, já que ambos recorrem a modelos com observadores de fluxo.

No controlo vectorial as correntes do estator do motor são as variáveis utilizadas na malha de realimentação, enquanto no controlo directo de binário usam-se o fluxo magnético e o binário electromagnético. Daqui resulta que no arranque de um accionamento *AC* com controlo *DTC*, atinge-se mais rapidamente o valor do binário electromagnético pretendido, já que, ao contrário do que se passa no controlo vectorial, as correntes não são controladas. Não sendo controlado o valor das correntes de alimentação do motor, estas podem atingir valores superiores aos nominais da máquina, podendo deste modo restringir a sua utilização em accionamentos que sejam sujeitos a frequentes ordens de pára-arranque, dada a maior probabilidade de originar falhas prematuras no conversor e/ou no motor.

Comparado com o controlo vectorial baseado na orientação do campo segundo o fluxo rotórico, no *DTC* não são necessários controladores de corrente nem o recurso a uma transformação de referenciais, para além de ser mais imune à variação dos parâmetros da máquina e de ser mais fácil a sua implementação.

O controlo simultâneo do fluxo e do binário é efectuado em ciclo fechado, sem qualquer realimentação de corrente, ao contrário do que acontece com o controlo vectorial baseado na orientação de campo. O comando dos *IGBT's* do inversor é efectuado com base numa tabela de comutação, com a qual é seleccionado o vector espacial de tensão a aplicar ao motor de indução trifásico, tendo em vista a obtenção dos valores pretendidos para o fluxo e para o binário electromagnético.

A correcta selecção do vector espacial de tensão permite restringir os erros instantâneos do fluxo magnético e do binário electromagnético aos respectivos valores de erro impostos pelos correspondentes controladores de histerese (Fig. 2.4), minimizando assim o valor das oscilações do binário electromagnético e do fluxo magnético [106].

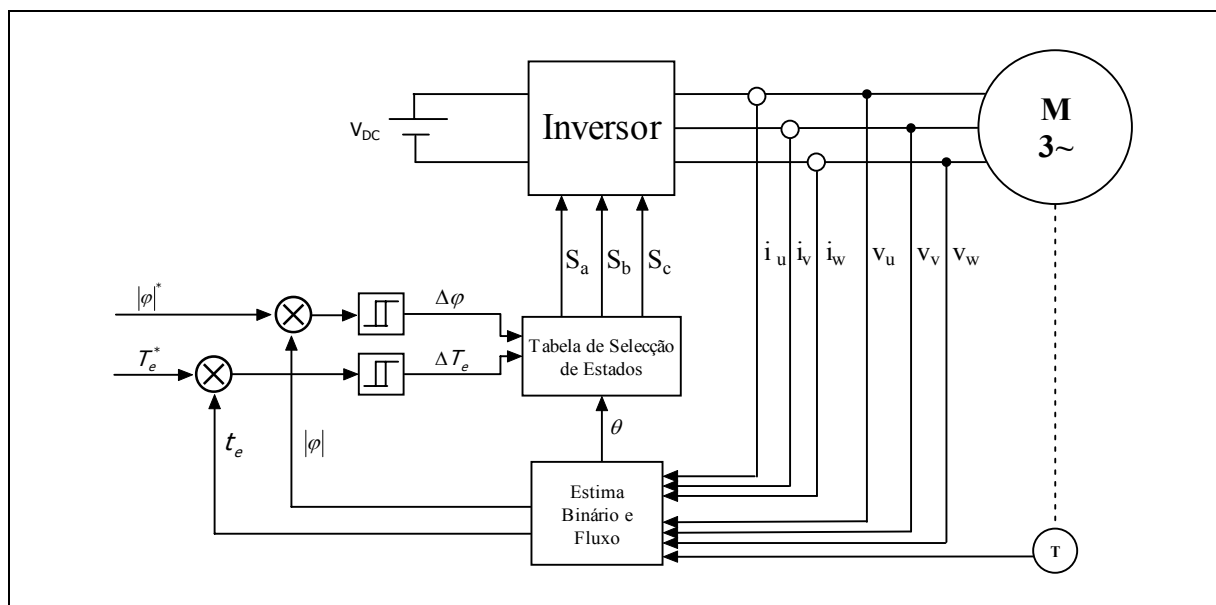


Fig. 2.4 – Controlo directo de binário e fluxo magnético.

Através do recurso a uma frequência de amostragem elevada, é possível efectuar uma estimativa mais correcta dos valores do binário electromagnético e do fluxo magnético, fazendo com que sigam o mais próximo possível os seus valores de referência, permitindo deste modo a implementação de um controlador *DTC* com um bom desempenho. A frequência de comutação dos *IGBT's* do inversor, a qual é função da velocidade de rotação do motor, da carga e dos erros impostos pelos controladores de histerese do binário electromagnético e do fluxo magnético, é significativamente mais baixa do que a frequência de amostragem.

Refira-se, como exemplo, que uma frequência de amostragem de 40 kHz impõe uma frequência de comutação dos *IGBT's* sensivelmente igual a 3 kHz, tal como demonstrado em [107].

Em alternativa a este controlo *DTC* clássico, cujo principal problema reside no facto de impor aos *IGBT's* uma frequência de comutação variável, devido à utilização de uma tabela de comutação e de controladores de histerese para o fluxo e para o binário, existem outras opções capazes de garantir uma frequência de comutação constante [108].

Em [109] é apresentada uma solução que utiliza um regulador de corrente preditivo, capaz de alcançar um controlo *dead-beat* para o fluxo e para o binário.

Em [110] é descrita uma outra solução em que se pretende manter constante a frequência de comutação dos *IGBT's*. Esta solução baseia-se no conceito de modulação do vector espacial da tensão, conceito este também utilizado em [111]-[113].

Nesta secção é descrito o princípio de funcionamento do *DTC* relativo ao controlo do binário electromagnético e ao controlo do fluxo estatórico do motor de indução trifásico. Alternativa ao controlo do fluxo estatórico, em [114]-[116] é apresentado um controlo *DTC* baseado no controlo do fluxo rotórico.

Tal como sugere a equação (2.21), num motor de indução trifásico simétrico, o binário electromagnético instantâneo é proporcional ao produto vectorial entre o vector espacial do fluxo estatórico e o vector espacial da corrente estatórica, com ambos os vectores expressos no mesmo referencial. Tendo em conta as equações (2.29)-(2.34) e sabendo que L'_s é calculado através da equação (2.103) é possível determinar a corrente estatórica em função dos fluxos do estator e do rotor, tal como se indica em (2.104), o que permite calcular o binário electromagnético através da equação (2.105). Nesta equação verifica-se que o valor do binário electromagnético depende do módulo dos fluxos do estator e do rotor, bem como do valor do ângulo γ , correspondente à diferença entre os ângulos ρ_s e ρ_r , os quais representam, respectivamente, os ângulos dos vectores $\bar{\varphi}_s^s$ e $\bar{\varphi}_r^s$ relativamente ao eixo directo do referencial estacionário (D_s).

$$L'_s = \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \quad (2.103)$$

$$\bar{i}_s^s = \frac{\bar{\varphi}_s^s}{L'_s} - \frac{L_m}{L_r L'_s} \bar{\varphi}_r^s \quad (2.104)$$

$$t_e = \frac{3}{2} N_{pp} \frac{L_m}{L'_s L_r} \bar{\varphi}_r^s \otimes \bar{\varphi}_s^s$$

$$t_e = \frac{3}{2} N_{pp} \frac{L_m}{L'_s L_r} |\bar{\varphi}_r^s| \cdot |\bar{\varphi}_s^s| \sin(\rho_s - \rho_r) \quad (2.105)$$

$$= \frac{3}{2} N_{pp} |\bar{\varphi}_r^s| \cdot |\bar{\varphi}_s^s| \sin(\gamma)$$

Considerando que a constante de tempo do rotor apresenta um valor elevado, é válido considerar que o fluxo rotórico varia muito lentamente, quando comparado com o fluxo estatórico, podendo assim assumir-se que é constante. É também válido considerar constante o fluxo rotórico desde que a resposta do controlador seja mais rápida que a constante de tempo do rotor.

Pressupondo estas condições e mantendo constante o valor do fluxo do estator, o valor do binário electromagnético pode ser modificado rapidamente através da alteração do ângulo γ [82]. Desprezando as quedas de tensão nas resistências dos enrolamentos do estator, das equações (2.23) e (2.24), correspondentes às componentes dq da tensão do estator, verifica-se que $d\bar{\varphi}_s/dt = \bar{V}_s$, logo a tensão de saída do inversor influencia directamente o módulo e a posição do vector espacial do fluxo estatórico.

Sabendo que o valor do binário electromagnético é proporcional ao ângulo γ e ao módulo do fluxo do estator e que este depende da tensão aplicada, o desacoplamento entre o binário e o fluxo é alcançado através do controlo das componentes d e q do fluxo estatórico, respectivamente, as quais dependem directamente das respectivas componentes dq do vector espacial da tensão do estator, tal como referido anteriormente. Na Fig. 2.5 encontra-se representado o esquemático de um inversor de fonte de tensão, em que cada um dos três interruptores representados pode ocupar uma de duas posições.

Se um determinado interruptor ligar à entrada positiva do inversor o interruptor S_i ($i = a, b, c$) toma o valor 1, caso contrário, se ligar à entrada negativa toma o valor 0. Com base neste esquema é possível construir a Tabela 2.1, na qual se indica o valor da tensão de saída do inversor (\bar{v}_{sk}), em função do estado dos interruptores (S_i).

Nesta tabela V_{AO} , V_{BO} e V_{CO} representam o potencial de cada uma das fases de saída do inversor, relativamente ao ponto médio do barramento DC , enquanto V_{AN} , V_{BN} e V_{CN} , representam a tensão de cada um dos enrolamentos do estator do motor, determinadas através das equações (2.106)-(2.108).

TABELA 2.1
ESTADOS DE COMUTAÇÃO DO INVERSOR E TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO DO MOTOR

K	$S_A S_B S_C$	V_{AO}	V_{BO}	V_{CO}	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	$\bar{V}_{S(K)}$
1	1 0 0	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$2\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3}V_{DC} 0^\circ$
2	1 1 0	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-2\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3}V_{DC} 60^\circ$
3	0 1 0	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$2\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3}V_{DC} 120^\circ$
4	0 1 1	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-2\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3}V_{DC} 180^\circ$
5	0 0 1	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$2\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3}V_{DC} 240^\circ$
6	1 0 1	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-2\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3}V_{DC} 300^\circ$
7	1 1 1	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	0	0	0	0
8	0 0 0	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$ <td>$-\frac{V_{DC}}{2}$</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td>	$-\frac{V_{DC}}{2}$	0	0	0	0

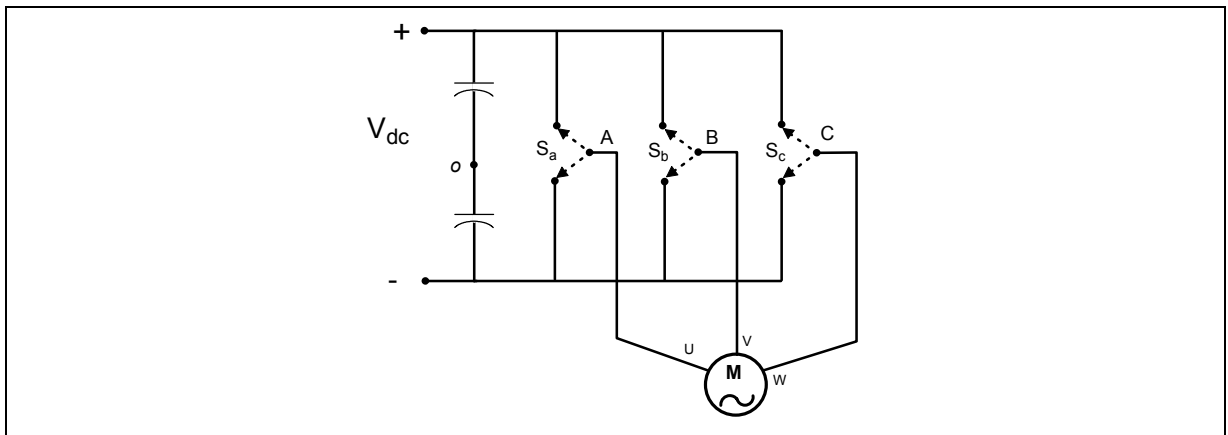


Fig. 2.5 — Esquemático de um inversor de fonte de tensão.

Na Tabela 2.1 estão ainda representados os oito vectores espaciais da tensão de saída do inversor $\bar{V}_{S(K)}$, seis dos quais activos ($\bar{V}_{s1}, \bar{V}_{s2}, \dots, \bar{V}_{s6}$) e dois não activos ($\bar{V}_{s7}, \bar{V}_{s8}$). A cada um dos vectores activos, corresponde um vector de tensão $\bar{V}_{S(K)}$ ($k = 1, 2, \dots, 6$), calculado através da equação (2.109).

Os vectores não activos impõem uma tensão nula aos terminais dos enrolamentos do estator do motor de indução trifásico, já que estes ficam em curto-circuito. Se o inversor de fonte de tensão alimentar o motor de indução com uma onda quadrada de tensão, correspondente a seis vectores de tensão activos, o vector espacial do fluxo estatórico move-se ao longo de um caminho correspondente a uma figura hexagonal, com uma velocidade linear constante.

$$V_{AN} = V_{AO} - V_{NO} = \frac{2}{3} V_{AO} - \frac{1}{3} (V_{BO} + V_{CO}) \quad (2.106)$$

$$V_{BN} = V_{BO} - V_{NO} = \frac{2}{3} V_{BO} - \frac{1}{3} (V_{AO} + V_{CO}) \quad (2.107)$$

$$V_{CN} = V_{CO} - V_{NO} = \frac{2}{3} V_{CO} - \frac{1}{3} (V_{AO} + V_{BO}) \quad (2.108)$$

$$\bar{V}_S = \frac{2}{3} \left(V_{AN} + V_{BN} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{CN} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.109)$$

No caso do inversor de fonte de tensão ser controlado por uma qualquer técnica baseada na modulação de largura de impulso, será aplicado ao motor de indução uma sequência adequada de vectores de tensão activos e não activos com o intuito de obter um vector espacial do fluxo estatórico semelhante ao que se obtém com uma alimentação sinusoidal. A velocidade angular do vector do fluxo estatórico pode ser aumentada ou reduzida se a relação entre a duração de um vector de tensão activo e não activo for alterada. No entanto, a aplicação de um vector de tensão não activo durante longos intervalos de tempo tem influência directa sobre as oscilações do binário electromagnético.

Num controlo *DTC*, em cada período de amostragem, é seleccionado o vector espacial de tensão apropriado para que o fluxo magnético estatórico e o binário electromagnético sejam mantidos dentro de um determinado intervalo de erro, imposto pelos correspondentes controladores de histerese, como se ilustra através do exemplo representado na Fig. 2.6 (a), dividida em seis sectores denominados S_i ($i = 1 \dots 6$), de acordo com a Fig. 2.6 (b).

Assuma-se, por exemplo, que o vector espacial do fluxo estatórico se encontra na posição φ_1 no sector S_1 . Se for necessário que o referido vector continue a rodar no sentido anti-horário, então o vector de tensão \bar{V}_{S_3} deve ser seleccionado, já que aumenta o valor do binário (T^+) ao mesmo tempo que diminui o valor do fluxo (F^-). Se o objectivo consistir no aumento simultâneo do fluxo e do binário, então o vector espacial de tensão \bar{V}_{S_2} deve ser seleccionado.

Para um movimento no sentido horário, o vector \bar{V}_{S_5} deve ser o seleccionado se for pretendida a diminuição simultânea dos valores do binário e do fluxo, enquanto o vector espacial de tensão \bar{V}_{S_6} deve ser o escolhido sempre que for necessário aumentar o valor do fluxo ao mesmo tempo que se diminui o valor do binário, tal como indicado na Fig. 2.6 (a). Qualquer um dos vectores de tensão não activos deve ser aplicado sempre que se pretenda retardar ou mesmo parar o movimento. De acordo com o exemplo referido e com base na Fig. 2.6 é possível estabelecer uma selecção optimizada de vectores de tensão a ser aplicada ao motor de indução trifásico. Esta selecção de vectores espaciais de tensão vai estar dependente do binário electromagnético que se pretende aplicar, da posição e da variação pretendidas para o vector espacial do fluxo estatórico.

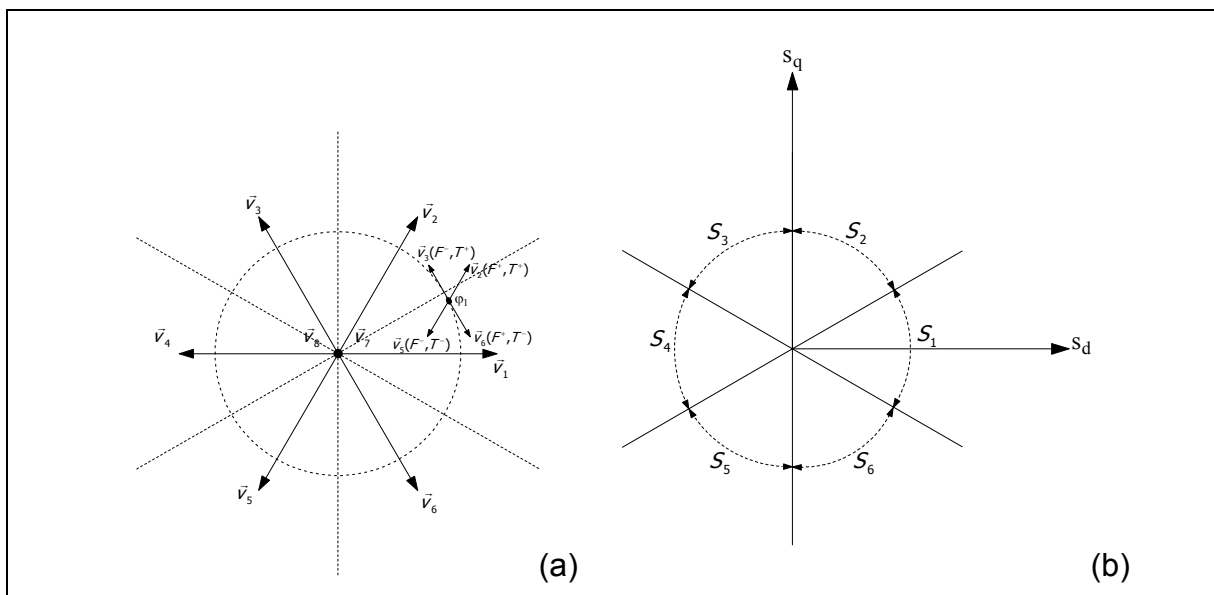


Fig. 2.6 — (a) Posição de cada um dos oito vectores de tensão; (b) Identificação dos sectores α_i .

Na Tabela 2.2 encontram-se resumidas as várias combinações possíveis entre estas variáveis, de acordo com o sector S_i em que se encontra posicionado o vector espacial do fluxo estatórico e das necessidades de aumentar ou reduzir o fluxo e/ou o binário electromagnético.

TABELA 2.2
TABELA DE SELECÇÃO DO VECTOR DE TENSÃO

ϕ	T	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
F^+	T^+	\bar{V}_{S2}	\bar{V}_{S3}	\bar{V}_{S4}	\bar{V}_{S5}	\bar{V}_{S6}	\bar{V}_{S1}
	$T^=$	\bar{V}_{S7}	\bar{V}_{S8}	\bar{V}_{S7}	\bar{V}_{S8}	\bar{V}_{S7}	\bar{V}_{S8}
	T^-	\bar{V}_{S6}	\bar{V}_{S1}	\bar{V}_{S2}	\bar{V}_{S3}	\bar{V}_{S4}	\bar{V}_{S5}
F^-	T^+	\bar{V}_{S3}	\bar{V}_{S4}	\bar{V}_{S5}	\bar{V}_{S6}	\bar{V}_{S1}	\bar{V}_{S2}
	$T^=$	\bar{V}_{S8}	\bar{V}_{S7}	\bar{V}_{S8}	\bar{V}_{S7}	\bar{V}_{S8}	\bar{V}_{S7}
	T^-	\bar{V}_{S5}	\bar{V}_{S6}	\bar{V}_{S1}	\bar{V}_{S2}	\bar{V}_{S3}	\bar{V}_{S4}

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo foi dedicado à modelação do motor de indução trifásico, tendo sido apresentado um modelo válido para as simulações com alimentação sinusoidal e com alimentação através de um inversor de fonte de tensão trifásico, com ou sem avarias. O modelo do motor de indução trifásico, apresenta a particularidade de possibilitar a simulação de uma ligação ao ponto neutro dos enrolamentos do estator.

Foram ainda apresentadas algumas estratégias de controlo actualmente mais usadas industrialmente, com particular atenção no controlo vectorial e no controlo directo de binário.

No capítulo seguinte são apresentados resultados de simulação, relativos a situações de funcionamento normal, com o motor a ser alimentado directamente a partir de um barramento trifásico de tensão sinusoidal ou através de um inversor de fonte de tensão.

CAPÍTULO 3

SIMULAÇÃO DO FUNCIONAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO

Com recurso ao modelo do motor de indução apresentado no capítulo anterior, realizaram-se vários ensaios correspondentes à simulação do funcionamento do motor de indução trifásico, nas condições de alimentação equivalentes a um barramento trifásico de tensão sinusoidal e à alimentação através de um inversor de fonte de tensão trifásico com os controlos *RFOC* e *DTC*.

Todas as simulações foram efectuadas utilizando o pacote de *software Matlab R12*, através da discretização dos modelos do motor de indução trifásico e do inversor de fonte de tensão com um passo de $1\mu\text{s}$.

Os parâmetros utilizados na simulação do modelo matemático são apresentados no Anexo I e correspondem a um motor de indução trifásico de rotor em gaiola de esquilo com 735 W de potência, quatro pólos, uma tensão nominal de enrolamento de 230 V e uma corrente nominal de 2 A.

1. ALIMENTAÇÃO SINUSOIDAL

Na Fig. 3.1 apresenta-se o modelo global do motor de indução trifásico, desenvolvido com a *Toolbox Simulink* e através da qual todas as equações do modelo apresentado no Capítulo 2 são implementadas. Este modelo é descrito mais em pormenor no Anexo II.

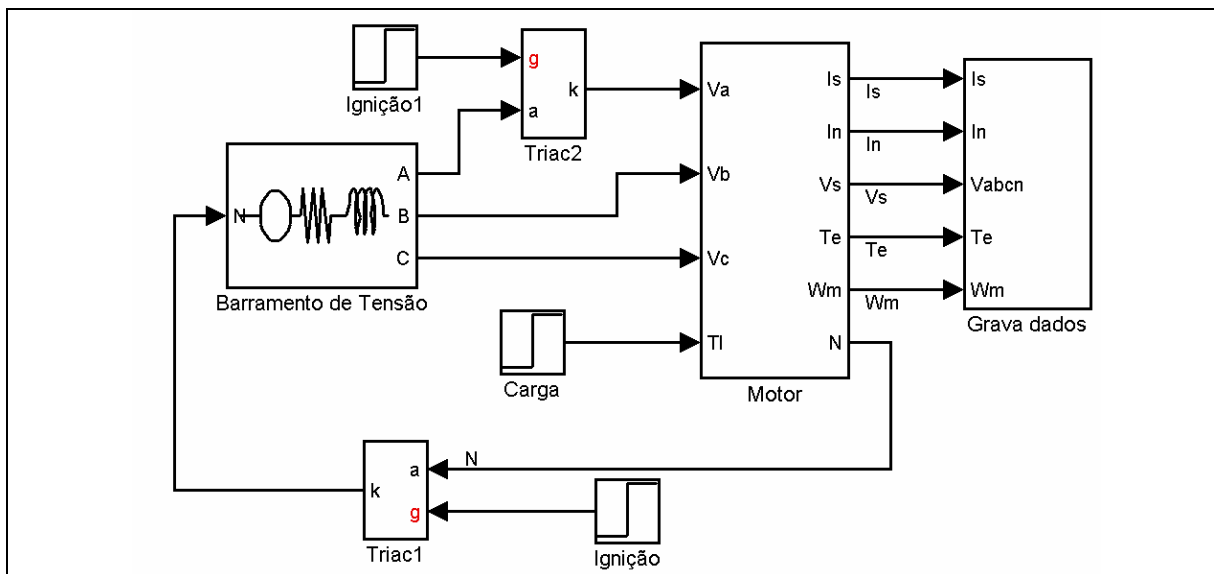


Fig. 3.1 – Diagrama de blocos desenvolvido em *Simulink*, correspondente à implementação do modelo do motor de indução trifásico, alimentado através de um barramento trifásico de tensão sinusoidal.

Nestes ensaios, é simulada a alimentação do motor através de um barramento trifásico de tensão sinusoidal de 230 V/50 Hz. Os enrolamentos do estator encontram-se ligados em estrela. O desempenho do motor de indução é avaliado em três situações de funcionamento:

- normal;
- fase U em circuito-aberto e o ponto neutro dos enrolamentos do estator ligado ao ponto neutro do barramento trifásico de tensão sinusoidal (avaria com neutro);
- fase U em circuito-aberto e o ponto neutro dos enrolamentos desligado do ponto neutro do barramento trifásico de tensão sinusoidal (avaria sem neutro).

Considera-se funcionamento normal do motor quando nenhum tipo de avaria o afecta e este é alimentado através de um barramento trifásico de tensão sinusoidal, simétrico e equilibrado.

1.1. FUNCIONAMENTO NORMAL

Na realização do ensaio correspondente ao funcionamento normal do accionamento, são aplicados ao motor de indução vários níveis de binário de carga. Em funcionamento normal do accionamento, o *Triac1* do esquema da Fig. 3.1, mantém o

ponto neutro dos enrolamentos do estator isolado do ponto neutro do sistema trifásico de tensão sinusoidal. Durante a fase de arranque até $t = 0.5$ s o binário de carga é nulo, passando neste instante para um valor correspondente ao valor nominal.

A evolução temporal das correntes de alimentação do motor está representada na Fig. 3.2 (a). O espectrograma correspondente ao regime permanente das correntes, onde apenas se destaca a componente fundamental aos 50 Hz, encontra-se representado na Fig. 3.2 (b). As Fig. 3.2 (c) e (d) mostram a evolução temporal e correspondente espectrograma da tensão de alimentação do motor, respectivamente. Na Fig. 3.2 (e) encontra-se representada a evolução temporal do binário electromagnético, onde pode ser observado o período de arranque e o transitório devido à passagem do binário de carga nulo para um binário de carga nominal em $t = 0.5$ s.

A Fig. 3.2 (f) mostra o espectrograma do binário electromagnético do motor, relativo ao regime permanente com carga nominal, no qual apenas é observada a componente contínua, que tem uma amplitude igual ao binário de carga aplicado ao motor. A não observação de outras componentes harmónicas em qualquer dos espectrogramas apresentados, prende-se com o facto da alimentação do motor ser ideal, tal como se constata a partir da observação das formas circulares apresentadas pelos Vectores de *Park* da corrente e da tensão de alimentação, representados nas Fig. 3.3 (a) e (b), respectivamente.

1.2. FASE U EM CIRCUITO-ABERTO E NEUTRO DESLIGADO

No ensaio relativo à alimentação do motor de indução com uma falta de fase, é simulado um circuito-aberto na fase *U* através do *Triac2* da Fig. 3.1, ficando o motor de indução a ser alimentado através das fases *V* e *W*, mantendo-se isolado o ponto neutro dos enrolamentos do estator.

Após a obtenção do regime permanente do motor de indução em condições de funcionamento normais, com uma carga igual a metade do valor nominal, em $t = 0.8$ s é simulada a interrupção da fase *U* do motor (Fig. 3.4 (a)), pelo que as correntes nas restantes fases apresentam formas de onda temporais iguais, mas com um desfasamento de 180° , tal como se observa na Fig. 3.4 (b).

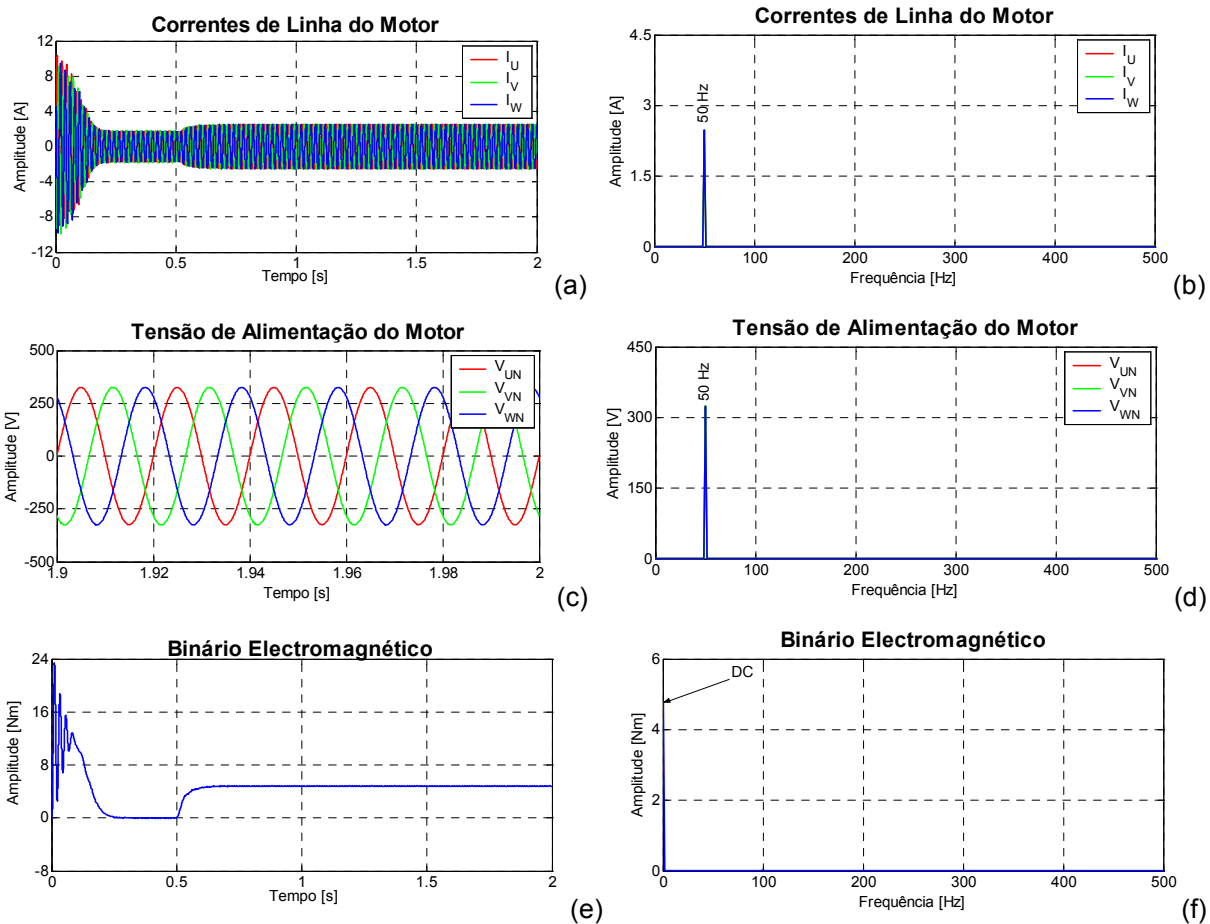


Fig. 3.2 – Simulação do funcionamento normal do motor de indução trifásico: evolução temporal das correntes de linha (a) e respectivo espectrograma (b); evolução temporal da tensão (c) e respectivo espectrograma (d); evolução temporal do binário electromagnético (e) e respectivo espectrograma (f).

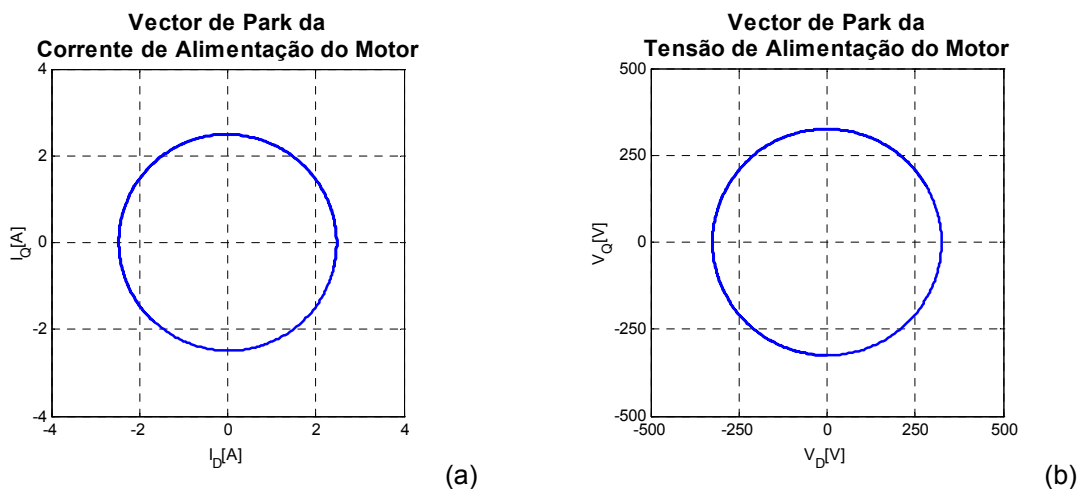


Fig. 3.3 – Simulação do funcionamento normal do motor de indução: (a) Vector de *Park* da corrente de linha; (b) Vector de *Park* da tensão de alimentação.

No entanto, apesar do binário de carga ser igual a metade do valor usado durante o ensaio em funcionamento normal, a corrente de alimentação apresenta um valor ligeiramente superior.

Da observação da Fig. 3.4 (b) verifica-se também que após a simulação da falta de fase, a amplitude da corrente apresenta um valor $\sqrt{3}$ vezes superior ao que se verifica em condições de alimentação normais. Resulta desta falta de fase, uma alimentação desequilibrada do motor, tal como se observa na evolução temporal da tensão trifásica, representada na Fig. 3.4 (c), bem como na amplitude da componente fundamental de cada uma das tensões de fase apresentadas no espectrograma da Fig. 3.4 (d), com a tensão V_{UN} a apresentar uma amplitude inferior às outras duas tensões aplicadas nos enrolamentos do estator.

Consequência desta falta de fase é também o desenvolvimento de oscilações no binário electromagnético em torno de um valor médio, correspondente ao valor do binário de carga (Fig. 3.4 (e)). Estas oscilações apresentam uma frequência dupla da frequência de alimentação, observada no correspondente espectrograma apresentado na Fig. 3.4 (f), onde é também visível a componente contínua, relativa ao valor do binário de carga, para além da primeira componente harmónica de ordem par, correspondente aos 100 Hz.

1.3. FASE U EM CIRCUITO-ABERTO E NEUTRO LIGADO

Nesta secção efectua-se a análise ao funcionamento do motor, quando após o aparecimento de uma falta de fase na alimentação, é simulada a ligação do ponto neutro dos enrolamentos do estator ao ponto neutro do barramento trifásico da tensão de alimentação.

Pretende-se averiguar a possibilidade de se implementar a compensação de uma falta de fase do sistema de alimentação de um motor de indução trifásico, utilizando o ponto neutro dos enrolamentos do estator, permitindo assim que o motor continue a funcionar com condições melhores do que as obtidas no ensaio anterior.

Na Fig. 3.5 (a) são apresentados resultados relativos à evolução temporal das correntes de alimentação do estator do motor, verificando-se que após a simulação da falta de fase em $t = 0.8$ s há um aumento da corrente consumida pelo motor.

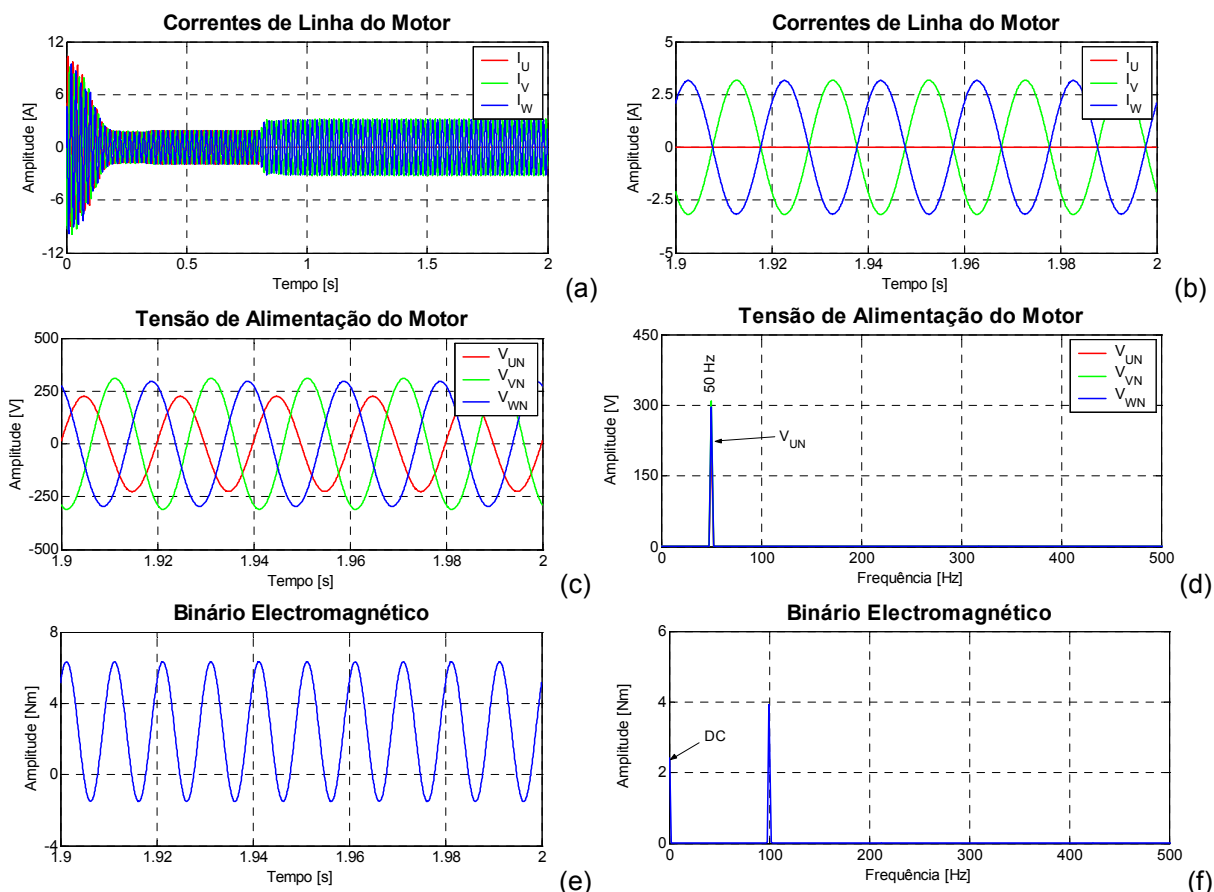


Fig. 3.4 – Simulação do funcionamento do motor de indução com a fase U de alimentação em circuito-aberto e neutro desligado: evolução temporal das correntes de linha (a) e respectivo pormenor durante o período de avaria (b); evolução temporal da tensão trifásica (c) e respectivo espectrograma (d); evolução temporal do binário electromagnético (e) e respectivo espectrograma (f).

Apesar do ensaio ser efectuado com a simulação de um valor de binário de carga correspondente a metade do valor nominal do motor, após a obtenção do regime permanente com a simulação da fase U em circuito-aberto, verifica-se que a corrente absorvida por cada uma das restantes fases de alimentação do motor, apresenta um valor sensivelmente igual ao valor nominal do motor (Fig. 3.5 (b)).

Na situação em que o neutro dos enrolamentos do estator está ligado ao ponto neutro do barramento trifásico de tensão, observa-se nos resultados apresentados na Fig. 3.5 (b) que as correntes nas fases continuam com um desfasamento de 120° entre si. Nestas condições, resulta a circulação de uma corrente no neutro com uma amplitude sensivelmente igual à que circula em cada uma das fases, com desfasamentos de 60° , em avanço, relativamente à corrente da fase W e 60° , em atraso, relativamente à corrente da fase V .

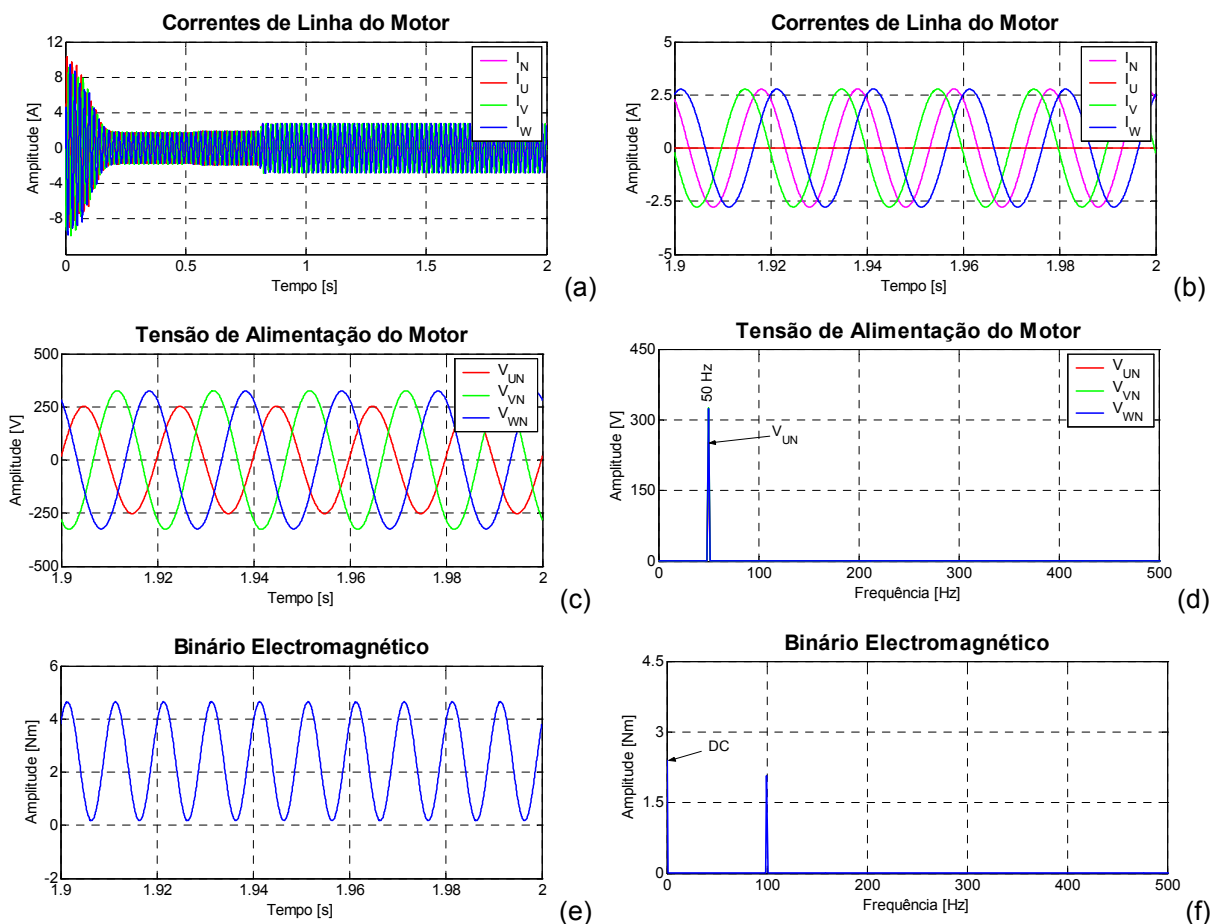


Fig. 3.5 – Simulação do funcionamento do motor de indução com a fase U em circuito-aberto e neutro ligado: evolução temporal das correntes de linha (a) e pormenor durante o período de avaria (b); evolução temporal da tensão trifásica (c) e respectivo espectrograma (d); evolução temporal do binário electromagnético (e) e respectivo espectrograma (f).

Com esta ligação o motor é alimentado de uma forma desequilibrada, tal como comprovam os resultados relativos à evolução temporal e o correspondente espectrograma da tensão de alimentação, apresentados na Fig. 3.5 (c) e (d), respectivamente. Este desequilíbrio no sistema de alimentação dá também origem a oscilações no binário electromagnético, observadas na evolução temporal representada na Fig. 3.5 (e). Estas oscilações ocorrem, também, em torno de um valor médio correspondente ao valor do binário de carga, com uma frequência dupla da frequência de alimentação do motor, mas com amplitudes inferiores às verificadas no ensaio efectuado sem o neutro ligado, tal como se pode verificar através da comparação dos respectivos espectrogramas apresentados nas Fig. 3.5 (f) e Fig. 3.4 (f).

2. ALIMENTAÇÃO ATRAVÉS DE UM VSI COM CONTROLO RFOC

Para analisar o comportamento do motor de indução trifásico, quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão com controlo de corrente, foi implementado em *Matlab/Simulink* um accionamento AC correspondente à Fig. 1.1, cujo diagrama de blocos se representa na Fig. 3.6. A descrição deste diagrama, constituído por um conjunto de blocos *Simulink* é apresentada no Anexo III.

Através das simulações efectuadas pretende-se analisar o comportamento do motor, quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal e com avaria. O modo de funcionamento do inversor de fonte de tensão é seleccionado no *Simulador de Avarias*, através do qual é possível simular o funcionamento normal do accionamento ou simular um funcionamento com avarias nos *IGBT's* do tipo circuito-aberto e curto-circuito.

2.1. FUNCIONAMENTO NORMAL

Durante a realização dos vários ensaios de simulação, é inicialmente simulado um arranque em vazio do motor de indução trifásico, passando posteriormente para o binário de carga pretendido.

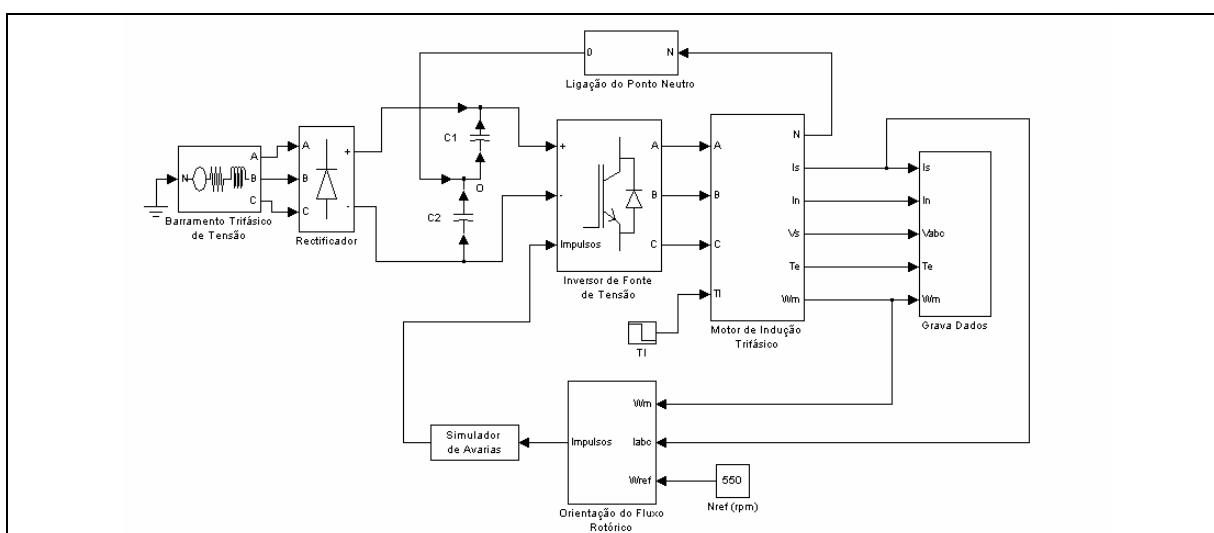


Fig. 3.6 – Diagrama de blocos, desenvolvido em *Simulink*, relativo à implementação do accionamento de um motor de indução trifásico, baseado no controlo da orientação de campo segundo o vector espacial do fluxo rotórico.

Os valores de referência para a velocidade e para o fluxo são mantidos constantes durante toda a realização do ensaio. Nos controladores de histerese, da corrente do estator, é utilizada uma variação máxima de 1% relativamente à corrente nominal do motor de indução.

Quando o accionamento se encontra em funcionamento normal e em regime permanente, todos os semicondutores do rectificador e do inversor conduzem de uma forma sequencial e o motor de indução é alimentado com valores de tensão e corrente nunca superiores aos respectivos valores nominais.

Na Fig. 3.7 são apresentados os resultados que caracterizam o funcionamento normal do accionamento, relativos a uma velocidade de referência de 550 rpm e um binário de carga constante, nulo durante os primeiros 0.3 s de simulação e com metade do valor nominal durante o restante tempo de simulação. Com a velocidade de referência seleccionada, a frequência fundamental da tensão de alimentação do motor é de 20 Hz.

Nas Fig. 3.7 (a) e (b) apresentam-se a evolução temporal e o espectrograma das correntes de linha de alimentação do motor, respectivamente. A Fig. 3.7 (c) ilustra a evolução temporal do binário electromagnético gerado.

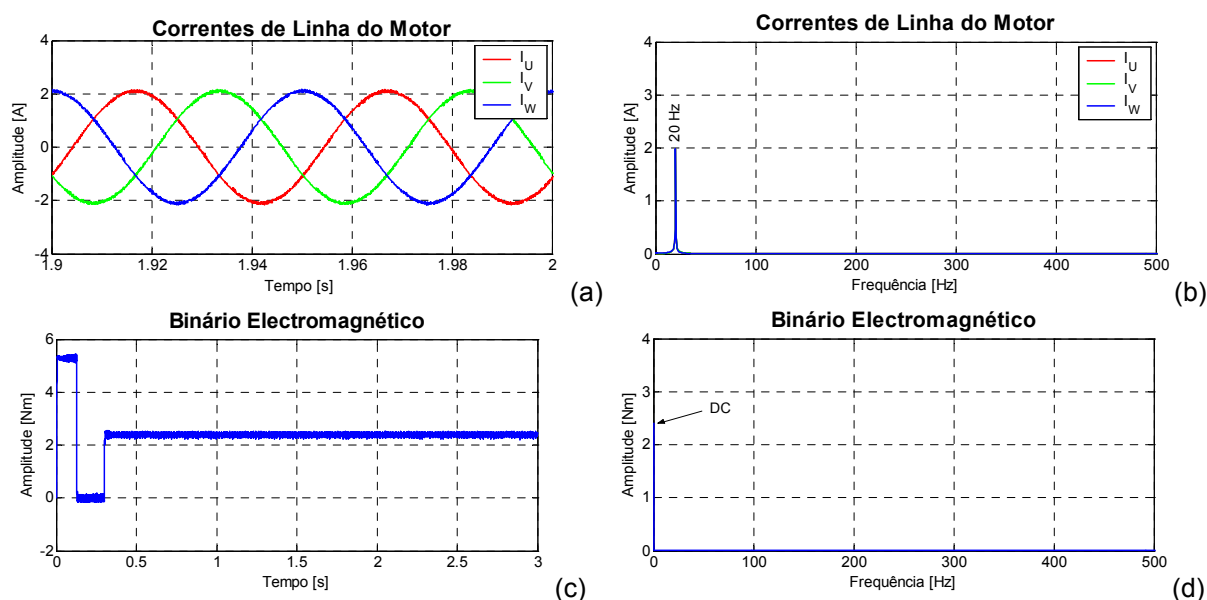


Fig. 3.7 – Resultados de simulação correspondentes ao funcionamento do motor de indução com controlo *RFOC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal: (a) evolução temporal das correntes de linha (a) e respectivas componentes harmónicas (b); evolução temporal do binário electromagnético (c) e respectivas componentes harmónicas (d).

Durante o funcionamento normal as oscilações de alta frequência do binário electromagnético são anuladas pela carga, pelo que no espectrograma apresentado na Fig. 3.7 (d), apenas a componente contínua é observada.

As formas de onda da tensão de alimentação do enrolamento da fase U (tensão V_{UN}) e da tensão composta do motor (tensão V_{UV}), encontram-se representadas nas Fig. 3.8 (a) e (b), respectivamente.

Da análise dos respectivos espectrogramas apresentados nas Fig. 3.8 (c) e (d) apenas as componentes fundamentais apresentam amplitudes significativas. Para aferir as condições de alimentação do motor de indução, nas Fig. 3.9 (a) e (b) estão representados os Vectores de *Park* da corrente e da tensão, respectivamente.

Da observação destas figuras, salienta-se o facto do Vector de *Park* da corrente apresentar uma evolução próxima da alimentação sinusoidal, ao contrário do que se passa com o Vector de *Park* da tensão, consequência do tipo de inversor que se utiliza (inversor de fonte de tensão).

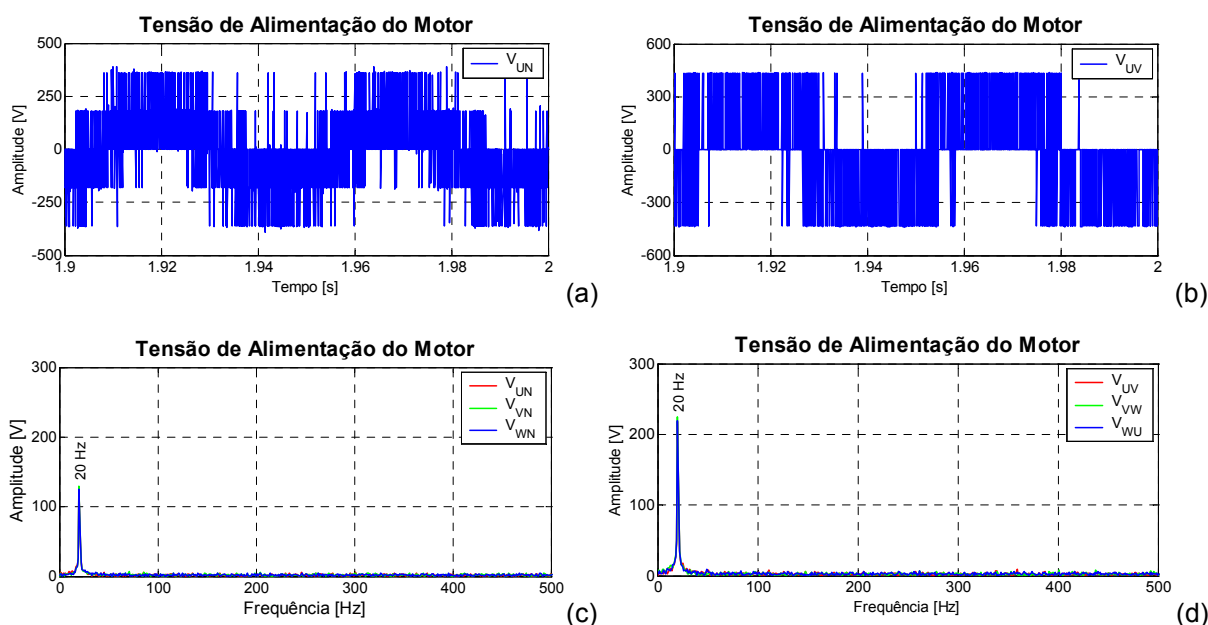


Fig. 3.8 – Resultados de simulação correspondentes ao funcionamento do motor de indução com controlo *RFOC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal: (a) evolução temporal da tensão de fase V_{UN} ; (b) evolução temporal da tensão composta V_{UV} ; (c) espectrograma das tensões de enrolamento; (d) espectrograma das tensões compostas.

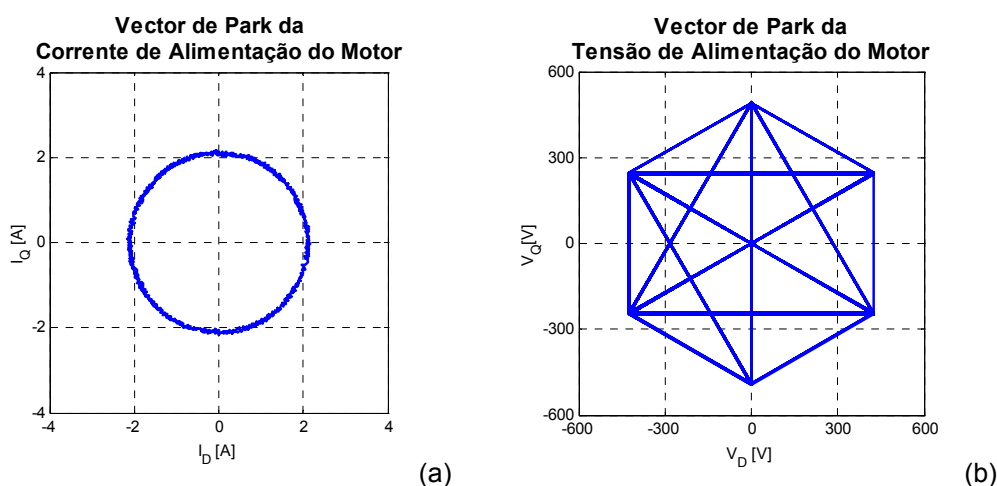


Fig. 3.9 – Resultados de simulação correspondentes ao funcionamento do motor de indução com controlo *RFOC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal: (a) Vector de *Park* da corrente do motor; (b) Vector de *Park* da tensão do motor.

2.2. FUNCIONAMENTO COM AVARIA

Nos actuais conversores de frequência industriais, de baixa e média potência, o inversor é composto por seis interruptores, dois por cada fase. Cada um destes interruptores é constituído por um *IGBT* que controla a energia activa e um diodo rodalivre que conduz a energia reactiva. Durante o funcionamento do conversor de potência, qualquer um destes interruptores pode sofrer uma avaria, afectando total ou parcialmente as fases onde estão ligados. Considerando que apenas um dos interruptores se encontra avariado, a questão que se coloca é saber se o desempenho do motor é mais favorável quando este continua a ser alimentado através do inversor com apenas um interruptor numa das fases (funcionamento com duas fases e meia), ou se é preferível anular completamente a fase que tem o problema, ficando o motor a ser alimentado através de duas fases.

Para o caso de um *IGBT* em curto-circuito, esta análise não se coloca, já que esta avaria provoca ou a paragem total do sistema ou a desactivação total da fase a que está ligado o *IGBT* avariado, dependendo do tipo de protecção usada, ficando neste caso apenas duas fases a funcionar. Por esta razão, neste trabalho apenas o caso de avarias do tipo circuito-aberto é analisado. Neste ensaio, o motor encontra-se em funcionamento normal até $t = 0.5$ s, momento em que é simulado um circuito-

-aberto permanente no *IGBT* T_1 . Durante todo o ensaio, é simulada uma carga aplicada ao motor equivalente a 30% do binário nominal.

Na Fig. 3.10 (a) está representada a evolução temporal das correntes de linha do motor para a simulação de um circuito-aberto no *IGBT* T_1 , ligado na fase U . Da observação destes resultados é de realçar o facto de apenas existir corrente na fase com defeito durante cada meio período, correspondente ao intervalo de condução do *IGBT* T_4 . Nestas condições, surgem no espectrograma da corrente componentes harmónicas de baixas frequências, de ordem ímpar e de ordem par, incluindo a componente contínua, tal como se observa na Fig. 3.10 (b). Todo este conteúdo harmónico da corrente se reflecte no aumento da amplitude das oscilações do binário electromagnético, tal como se observa na Fig. 3.10 (c) para $t > 0.5$ s.

É sabido que o binário electromagnético em regime permanente é constituído por um termo constante e um termo oscilatório. O termo constante resulta da interacção entre as componentes, da mesma ordem, da corrente e do fluxo magnético. O termo oscilatório, de valor médio nulo, é resultado da interacção entre as componentes espectrais da corrente e do fluxo, de ordens diferentes. Dado que da análise espectral do fluxo estatórico da máquina, apenas a componente fundamental é relevante (Fig. 3.11), resulta que o espectrograma do binário electromagnético apresentado na Fig. 3.10 (d), é constituído por um termo constante, resultante da interacção entre as componentes fundamentais da corrente e do fluxo magnético, e por um termo oscilatório, correspondente à interacção das restantes componentes harmónicas da corrente com a componente harmónica fundamental do fluxo magnético.

Analisando agora o funcionamento do motor quando alimentado através do inversor com os *IGBT's* T_1 e T_4 da fase A em circuito-aberto, apresenta-se na Fig. 3.12 (a), a evolução temporal das correntes de alimentação do motor com a fase U em circuito-aberto. Neste caso, as formas de onda de cada uma das correntes i_v e i_w são iguais mas desfasadas de 180° , pelo que no respectivo espectrograma, apresentado na Fig. 3.12 (b), apenas as componentes harmónicas de ordem ímpar são observadas.

Apesar do valor do binário de carga ser inferior (60 % menor), a amplitude da componente fundamental da corrente é quase igual à que se obtém em condições de funcionamento normal (apenas 18% inferior).

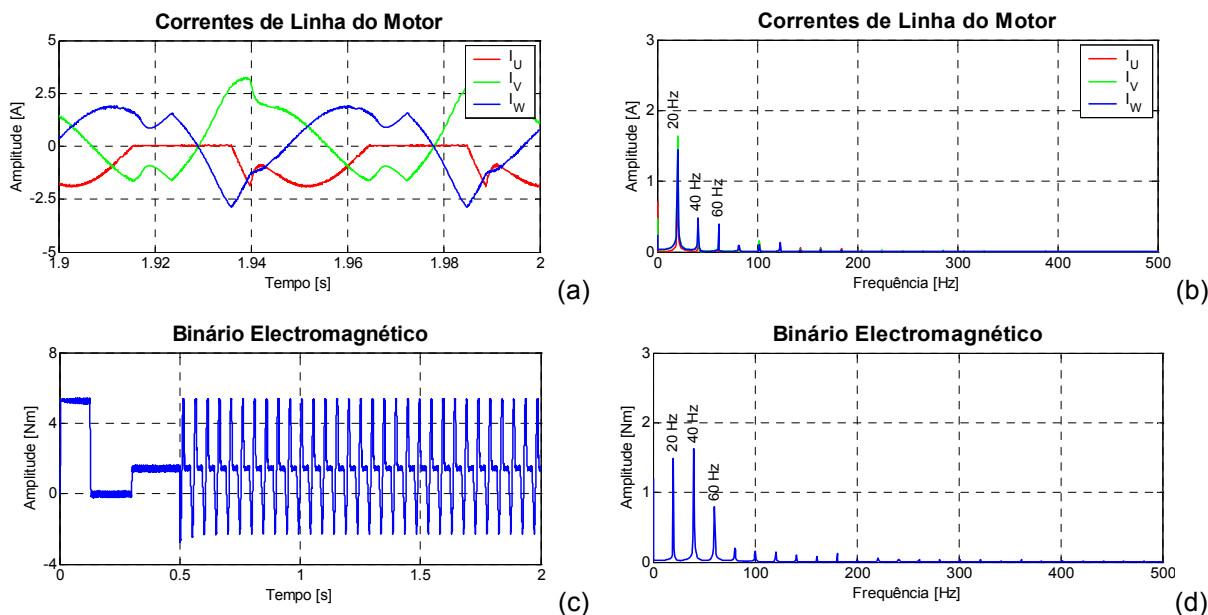


Fig. 3.10 – Resultados de simulação correspondentes ao funcionamento do motor de indução com controlo *RFOC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão com o *IGBT T₁* em circuito-aberto: (a) evolução temporal das correntes de linha; (b) espectrograma das correntes de linha; (c) evolução temporal do binário electromagnético; (d) espectrograma do binário electromagnético durante o intervalo de tempo com a avaria.

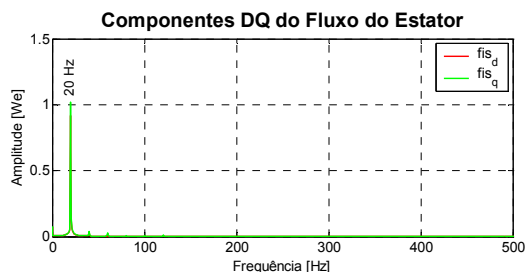


Fig. 3.11 – Espectrograma das componentes *dq* do fluxo do estator, quando o motor é alimentado através de um inversor com o *IGBT T₁* em circuito-aberto.

Na sequência da existência destas componentes harmónicas na corrente, no binário electromagnético gerado pelo motor surgem também oscilações, tal como se observa na Fig. 3.12 (c). Comparando com a situação representada na Fig. 3.10 (d), verifica-se que no caso da fase ser isolada, apenas as componentes harmónicas de ordem par são observadas (Fig. 3.12 (d)). Estes resultados, relativos ao funcionamento do motor quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão com um *IGBT* em circuito-aberto permitem constatar que o desempenho do motor é superior quando a respectiva fase com avaria é isolada.

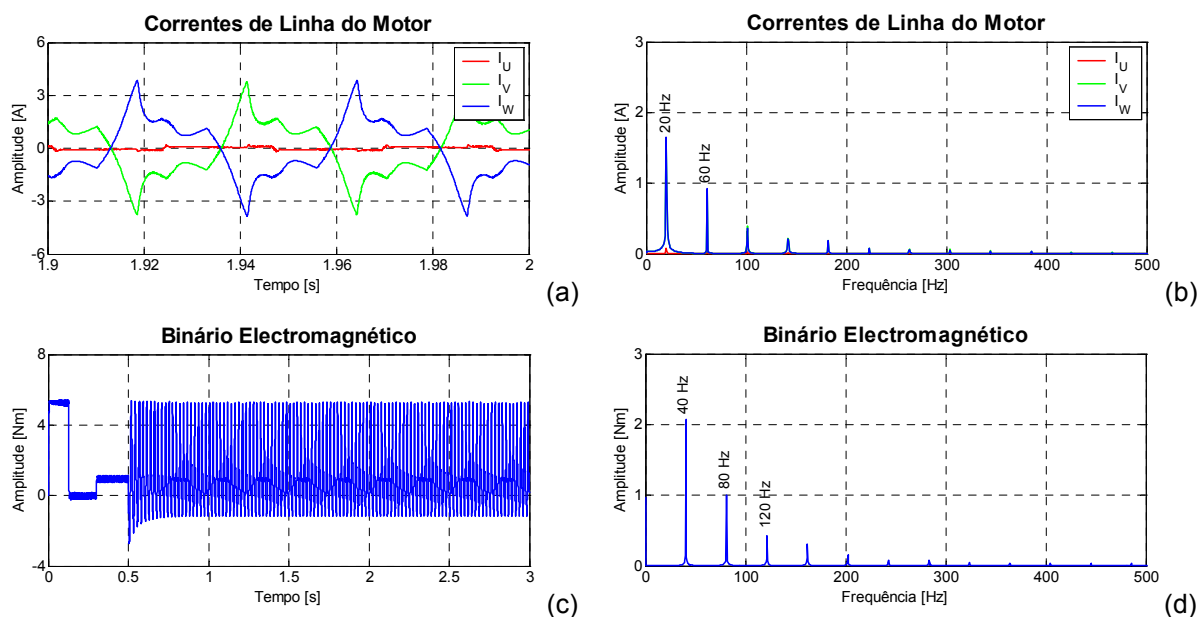


Fig. 3.12 – Resultados correspondentes à simulação do funcionamento do motor de indução com controlo *RFOC*, quando alimentado através de um inversor com a fase *A* em circuito-aberto: (a) evolução temporal das correntes de linha; (b) espectrograma das correntes de linha; (c) evolução temporal do binário electromagnético; (d) espectrograma do binário electromagnético durante o intervalo de tempo com a avaria.

Neste caso nenhuma componente contínua circula nos enrolamentos do motor pelo que as perdas por efeito de *Joule* não se fazem notar.

Outra vantagem que o isolamento da fase do inversor em que se encontra o *IGBT* com avaria apresenta, relaciona-se com as componentes harmónicas no binário electromagnético gerado pelo motor. Neste caso, apenas a segunda componente harmónica apresenta uma amplitude superior ao binário de carga, diferente do que se passa na situação em que a fase não é isolada, com a primeira e segunda componentes harmónicas a apresentarem amplitudes superiores à componente contínua.

3. ALIMENTAÇÃO ATRAVÉS DE UM VSI COM CONTROLO *DTC*

Nesta secção apresentam-se resultados de simulação, com o objectivo de caracterizar o funcionamento do motor com um controlo *DTC*, quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal, e com avaria. Na Fig. 3.13 encontra-se representado o esquema global do accionamento do motor de

indução trifásico com controlo *DTC*, implementado em *Matlab/Simulink*, descrito mais em pormenor no Anexo IV.

Na realização dos testes de simulação consideraram-se as mesmas condições utilizadas nos testes realizadas com o controlador *RFOC*, nomeadamente o deslizamento e o nível de carga. A largura de histerese dos controladores é de 0.1% do valor nominal do binário electromagnético, para o caso do bloco *Histerese Binário* e de 1% do valor do fluxo nominal do estator, para o caso do bloco *Histerese Fluxo*.

3.1. FUNCIONAMENTO NORMAL

Durante o funcionamento normal do accionamento, os seis *IGBT*'s do inversor de fonte de tensão são controlados de acordo com os princípios do *DTC*, anteriormente enunciados. Os resultados apresentados correspondem a um dos ensaios efectuados com uma velocidade de referência de 550 rpm e um binário de carga constante e nulo durante a fase de arranque até $t = 0.3$ s, passando posteriormente para metade do valor nominal, tal com se observa na Fig. 3.14 (a).

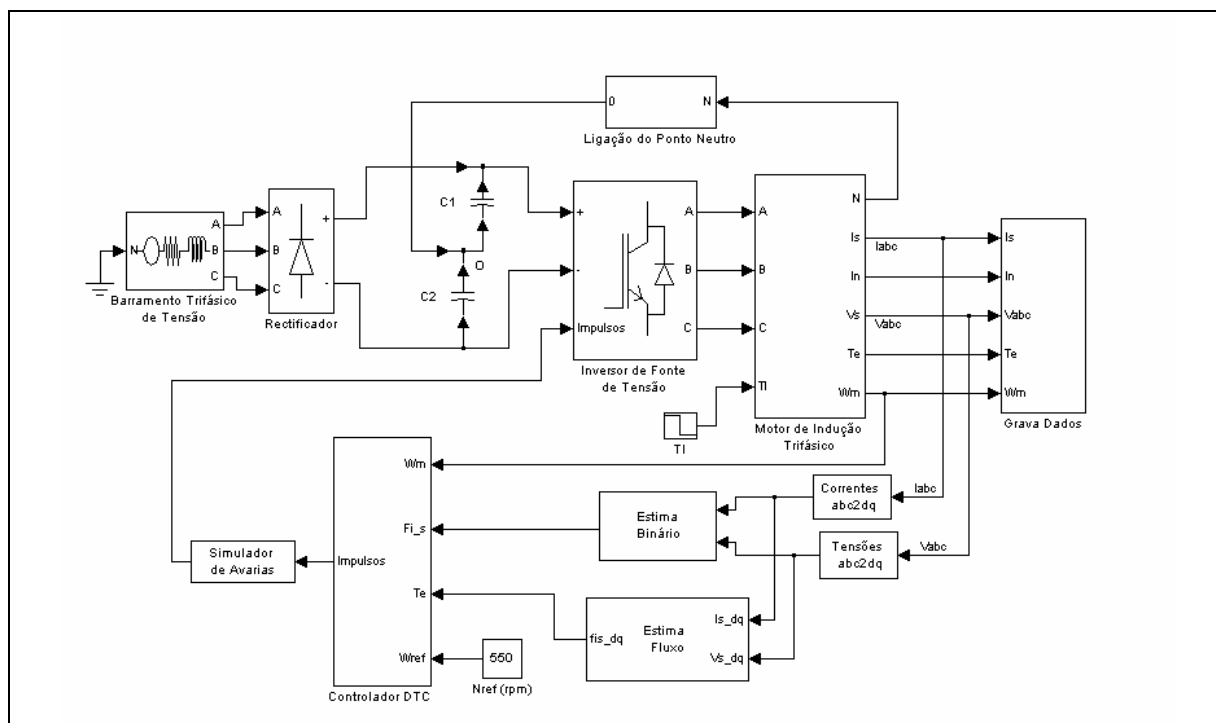


Fig. 3.13 – Diagrama de blocos desenvolvido em *Simulink* relativo à implementação do accionamento do motor de indução trifásico com um controlador *DTC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão.

Na Fig. 3.14 (b), que corresponde ao espectrograma do binário electromagnético em regime permanente, apenas a componente DC, relativa ao valor do binário de carga, é observada.

A Fig. 3.15 apresenta a evolução temporal das correntes de alimentação do motor (a), da tensão composta V_{UV} (c) e da tensão no enrolamento da fase U (e). Nas Fig. 3.15 (b), (d) e (f) são apresentados os espectrogramas relativos à corrente de alimentação do motor, à tensão composta V_{UV} e à tensão de enrolamento V_{UN} , respectivamente. Nestes espectrogramas apenas a componente fundamental apresenta amplitude significativa.

As Fig. 3.16 (a) e (b) correspondem aos Vectores de *Park* da corrente e da tensão de alimentação do motor, respectivamente. Da observação destes resultados verifica-se que o Vector de *Park* da tensão de alimentação do motor apresenta uma forma hexagonal, imposta pelos vectores de tensão activos.

Apesar da forma de onda da tensão aplicada ao motor de indução, o Vector de *Park* da corrente de alimentação apresenta uma forma circular, semelhante à obtida em condições ideais de uma alimentação sinusoidal. Esta semelhança poderá ser ainda maior mediante a diminuição da largura de banda dos controladores de histerese.

Na prática a diminuição da largura de histerese destes controladores tem limites, já que tal diminuição exige *IGBT's* com uma maior frequência de comutação, o que nem sempre é possível encontrar no mercado.

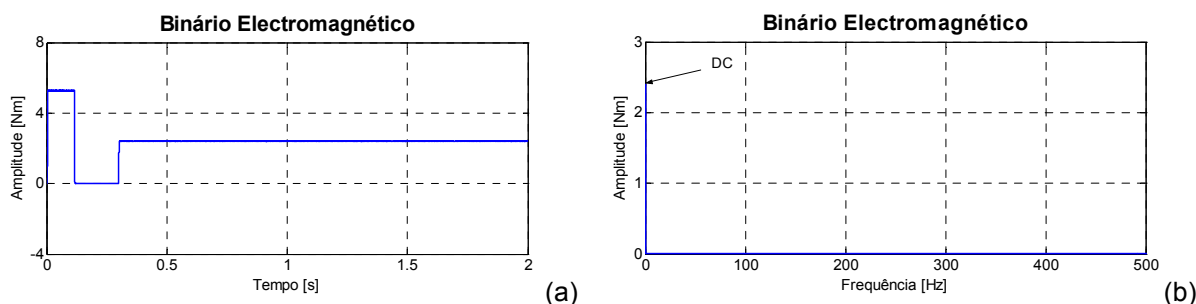


Fig. 3.14 – Resultados da simulação do funcionamento do motor de indução com controlo *DTC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal: evolução temporal do binário electromagnético (a) e respectivas componentes harmónicas (b).

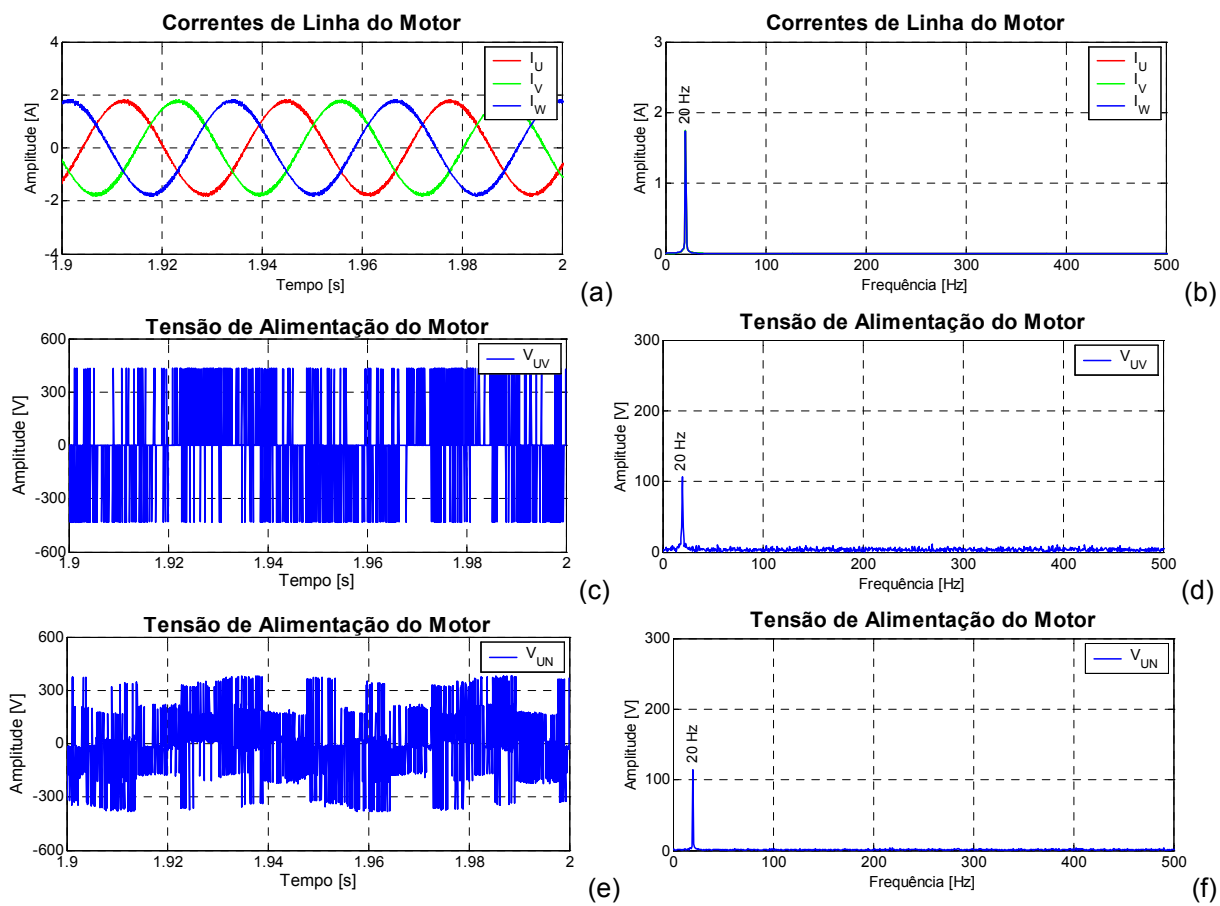


Fig. 3.15 – Resultados da simulação do funcionamento do motor de indução com controlo *DTC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal: evolução temporal das correntes de linha (a) e respectivo espectrograma (b); evolução temporal da tensão trifásica (c) e respectivo espectrograma (d); evolução temporal da tensão de enrolamento V_{UN} (e) e respectivo espectrograma (f).

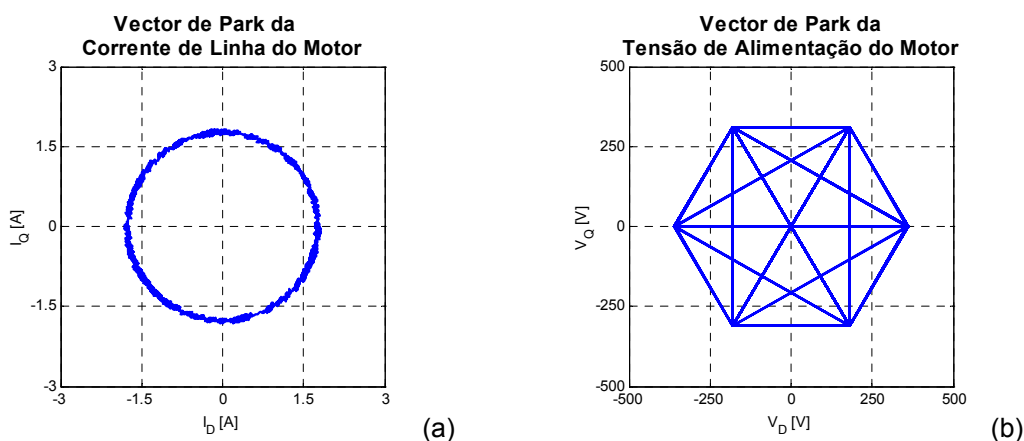


Fig. 3.16 – Resultados da simulação do funcionamento do motor de indução com controlo *DTC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal: (a) Vector de *Park* da corrente de alimentação do motor; (b) Vector de *Park* da tensão de alimentação do motor.

3.2. FUNCIONAMENTO COM AVARIA

Tal como no ensaio realizado com o controlo *RFOC*, o motor encontra-se em funcionamento normal até $t = 0.5$ s, momento em que é iniciada a simulação de um circuito-aberto permanente no *IGBT* T_1 . Durante todo o ensaio é simulada uma carga no motor equivalente a 30% do binário nominal.

Na Fig. 3.17 (a) encontra-se representada a evolução temporal das correntes de alimentação do motor, correspondente à transição entre o funcionamento normal do inversor e o aparecimento de um circuito-aberto no *IGBT* T_1 . Da observação desta figura verifica-se que após o circuito-aberto no *IGBT* T_1 , na fase *U* do motor apenas circula corrente com sinal negativo e que as restantes correntes deixam de apresentar uma forma sinusoidal, dado que o controlador *DTC* continua a funcionar como se o motor estivesse a ser alimentado com o inversor em funcionamento normal. Face a esta avaria, surgem componentes contínuas nas correntes de alimentação do motor, tal como se constata a partir da observação do espectrograma das correntes de alimentação do motor apresentado na Fig. 3.17 (b), para além do aparecimento de outras componentes harmónicas de baixas frequências, de ordem par e de ordem ímpar. Sendo a alimentação efectuada através de um inversor com um *IGBT* em circuito-aberto, desenvolvem-se oscilações no binário electromagnético do motor, tal como se observa na Fig. 3.17 (c). Estas oscilações dão origem a duas componentes de primeira e segunda ordens, com amplitudes superiores à própria componente contínua, de valor igual ao binário de carga, tal como se observa na Fig. 3.17 (d).

Para o caso de uma falha completa na fase *A* do inversor, devido a um circuito-aberto nos *IGBT's* T_1 e T_4 , os resultados obtidos para uma situação de carga igual a 30% do valor nominal do binário electromagnético, correspondentes à evolução temporal da corrente trifásica de alimentação do motor e respectivo espectrograma são apresentados na Fig. 3.18 (a) e (b). Com esta situação de funcionamento, os resultados relativos à evolução temporal do binário electromagnético e respectivo espectrograma encontram-se apresentados na Fig. 3.18 (c) e (d).

Da comparação destes resultados com os obtidos no ensaio com o *IGBT* T_1 em circuito-aberto, apresentados na Fig. 3.17 (a)-(d), verifica-se, agora, que o valor médio de cada uma das correntes de alimentação do motor é nulo e que o espectro-

grama de cada uma destas correntes apenas apresenta harmónicos de ordem ímpar.

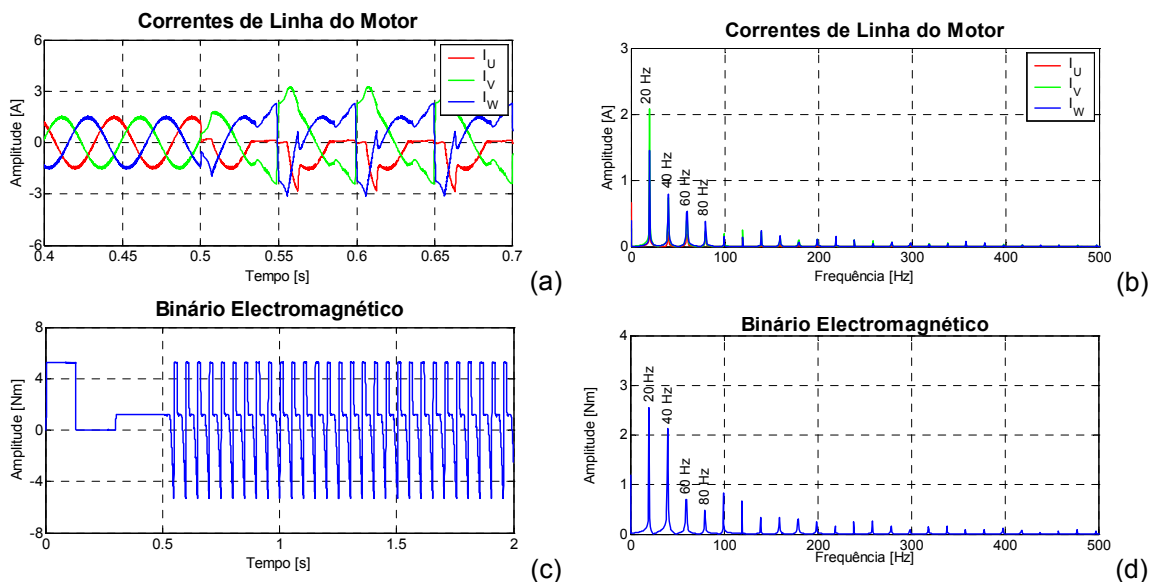


Fig. 3.17 – Resultados da simulação do funcionamento do motor de indução com controlo *DTC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão com o *IGBT T₁* em circuito-aberto: (a) evolução temporal das correntes de linha; (b) espectrograma das correntes de linha; (c) evolução temporal do binário electromagnético; (d) espectrograma do binário electromagnético.

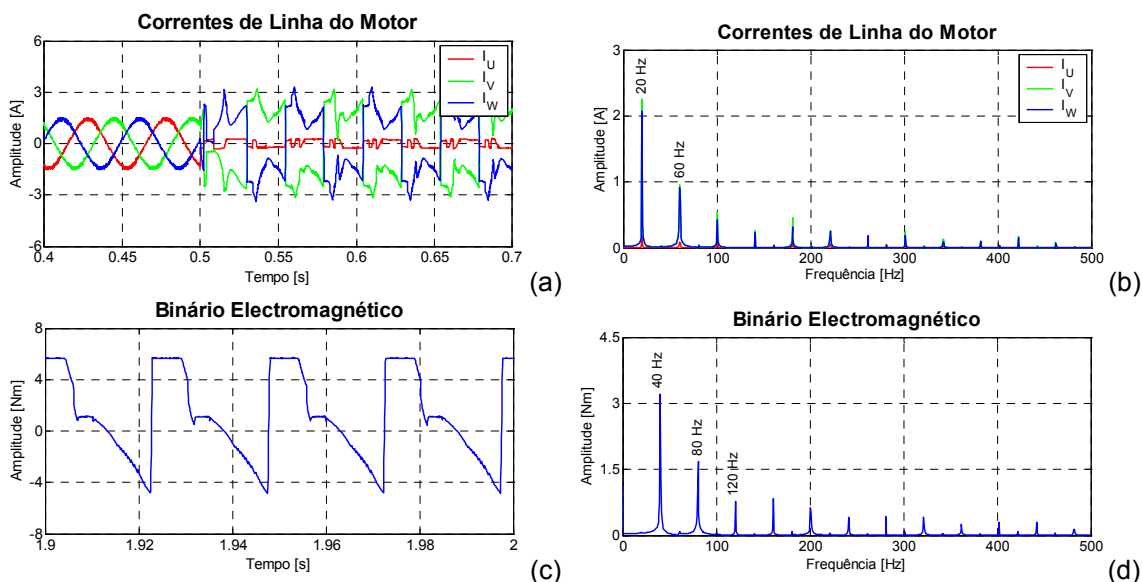


Fig. 3.18 – Resultados de simulação relativos ao funcionamento do motor de indução com controlo *DTC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão com a fase *A* em circuito-aberto: (a) evolução temporal das correntes de linha; (b) espectrograma das correntes de linha; (c) evolução temporal do binário electromagnético; (d) espectrograma do binário electromagnético durante o intervalo de tempo com a avaria.

Também nesta situação existem oscilações no binário electromagnético, mas apenas as componentes de baixa frequência, de ordem par, apresentam amplitudes relevantes.

4. PARÂMETROS DE AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO

4.1. ALIMENTAÇÃO SINUSOIDAL

Com o objectivo de avaliar o desempenho do motor de indução trifásico, quando alimentado directamente a partir de um barramento trifásico de tensão sinusoidal, numa situação normal ou com falta de uma fase, apresentam-se nas Fig. 3.19 e Fig. 3.20 os resultados de simulação relativos ao ensaio da máquina com vários níveis de carga. Estes ensaios correspondem a situações em que o motor possui os enrolamentos do estator ligados em estrela e é alimentado através de: a) três fases com tensões equilibradas (*Normal*); b) duas fases com tensões equilibradas (*Sem Neutro*); c) duas fases com tensões equilibradas e neutro ligado (*Com Neutro*).

Da observação da Fig. 3.19, onde se encontra representada a evolução do rendimento do motor em função do binário de carga, verifica-se que apesar de apresentar um rendimento inferior ao do funcionamento normal, para todos os níveis de carga, a reconfiguração da alimentação com o neutro ligado apresenta valores de rendimento superiores aos obtidos nos ensaios em que o neutro não é ligado.

No que diz respeito às perdas por efeito de *Joule* nos enrolamentos do estator, a situação mais favorável para o funcionamento do motor, após a simulação de uma fase em circuito-aberto, é obtida quando o neutro dos enrolamentos do estator do motor é ligado ao ponto neutro do barramento trifásico da tensão de alimentação. Nesta caso, a corrente absorvida pelo motor é inferior à observada quando o ponto neutro se encontra desligado, tal como demonstram os resultados representados na Fig. 3.20.

No entanto, em qualquer das situações de funcionamento pós-falha de fase, com ou sem o neutro ligado, se o binário de carga for superior a metade do valor nominal do binário do motor, a corrente absorvida por cada uma das fases será superior ao valor nominal da intensidade de corrente da máquina, podendo causar sérios danos no isolamento dos enrolamentos do estator.

Uma ligeira vantagem da alimentação com o neutro do estator desligado do barramento trifásico de tensão reside na obtenção de valores do factor de potência superiores aos registados na alimentação com o neutro ligado, tal como se observa nos resultados representados na Fig. 3.21.

De acordo com o apresentado, verifica-se que numa situação pós-falha de fase, o desempenho do motor de indução trifásico poder ser melhorado através de reconfigurações de *hardware*.

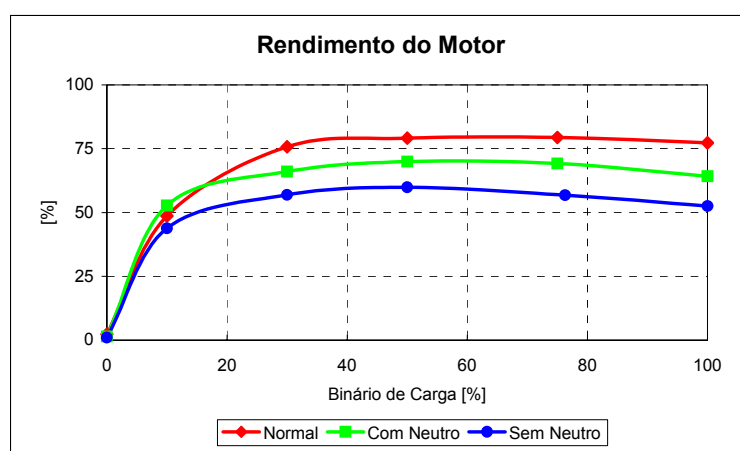


Fig. 3.19 – Evolução do rendimento do motor de indução, em função do nível de carga e do tipo de alimentação aplicada.

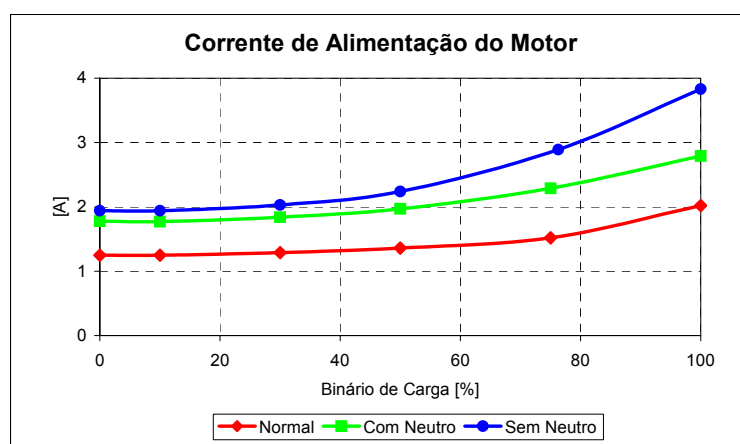


Fig. 3.20 – Evolução da corrente absorvida pelo motor de indução, em função do nível de carga e do tipo de alimentação aplicada.

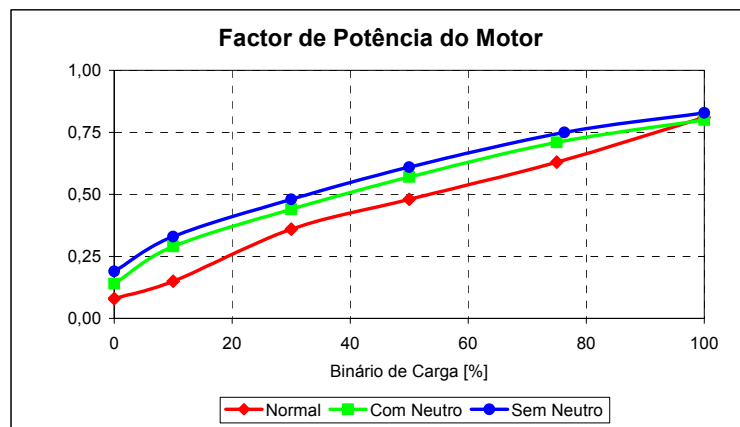


Fig. 3.21 – Evolução do factor de potência do motor de indução, em função do nível de carga e do tipo de alimentação aplicada.

No entanto, se a alimentação do motor de indução não se efectuar directamente a partir de um sistema trifásico de tensão sinusoidal, mas através de um conversor de electrónica de potência, o desempenho do motor pode ainda ser superior ao anteriormente descrito, se a reconfiguração de *hardware* for acompanhada por uma reconfiguração de *software*, mediante alterações na estratégia de controlo do motor, tal como se demonstrará no Capítulo 4.

4.2. ALIMENTAÇÃO ATRAVÉS DE UM INVERSOR DE FONTE DE TENSÃO

Para aferir as condições de funcionamento do motor de indução, quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal, nas tabelas dos Anexos V e VI encontram-se registados os valores dos parâmetros de desempenho determinados através de ensaios de simulação, relativos à utilização dos controlos *RFOC* e *DTC*, respectivamente.

A avaliação do desempenho do motor de indução quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão com um *IGBT* em circuito-aberto, ou com uma falta de fase, não é contemplada nesta análise, dado que o binário electromagnético disponível é, neste caso, reduzido (inferior a 30 % no caso de se considerar uma fase em circuito-aberto) e a estratégia de controlo aplicada, correspondente ao funcionamento normal em malha fechada, não permite manter a velocidade de rotação do motor no valor de referência, pelo que esta tende rapidamente para zero. Apesar

de na condição de alimentação do motor de indução através de um inversor com um só *IGBT* em circuito-aberto, o binário electromagnético disponível ser superior ao que se verifica quando toda a fase do inversor fica interrompida, esta configuração apresenta algumas desvantagens, tal como referido anteriormente, pelo que não deve ser mantida.

Em qualquer das avarias, a situação aconselhada é a interrupção total da fase do inversor afectada e a aplicação de uma estratégia de controlo tolerante a falhas, tal como se apresenta no Capítulo 4.

Para o caso da avaliação das condições de funcionamento do motor, quando alimentado através de um inversor em funcionamento normal, os valores indicados nas tabelas dos Anexos V e VI contemplam a corrente I_s e a tensão V_s de alimentação do motor de indução trifásico, os respectivos conteúdos harmónicos, determinados através dos factores $THDi$ e $THDv$, o rendimento η e o factor de potência FP , bem como a potência eléctrica de saída P_{out} . Estes parâmetros são determinados para os níveis de carga correspondentes a 1 %, 10 %, 30 %, 50 %, 75 % e 100 % do binário de carga nominal.

Os ensaios são realizados para velocidades angulares de referência, correspondentes a frequências eléctricas da alimentação do estator do motor de 20 Hz, 30 Hz e 50 Hz. A evolução destes parâmetros encontra-se representada nas Figs. 3.22 - 3.26, para o caso do controlo *RFOC* e nas Figs. 3.27 - 3.31, para os ensaios correspondentes ao controlo *DTC*.

Relativamente aos ensaios do motor de indução com o controlo *RFOC*, a Fig. 3.22 apresenta a evolução do rendimento da máquina em função do binário de carga e da velocidade angular, sendo esta, por sua vez, função da frequência de alimentação.

Da observação destes resultados verifica-se que para cada valor de frequência das correntes no estator, este motor mantém o nível de rendimento praticamente constante para valores de carga superiores a aproximadamente 40 % do binário nominal. No entanto, para valores de velocidade reduzidos, os valores de rendimento do motor são inferiores.

Com valores de carga mais baixos, o valor da corrente de alimentação do motor também diminui (Fig. 3.23), podendo atingir um valor mínimo próximo do valor da

corrente de excitação. Conclusão semelhante é obtida para o caso do factor de potência do motor, cuja evolução se encontra representada na Fig. 3.24, dado que os valores aumentam com o aumento da frequência de alimentação e do valor de carga. Deste modo, o aproveitamento da energia fornecida ao motor é superior para valores de velocidade e de carga próximo dos valores nominais.

Quanto à evolução dos conteúdos harmónicos da corrente, representada na Fig. 3.25, verifica-se que os valores de distorção diminuem com o aumento do nível de carga e com a redução da frequência de alimentação.

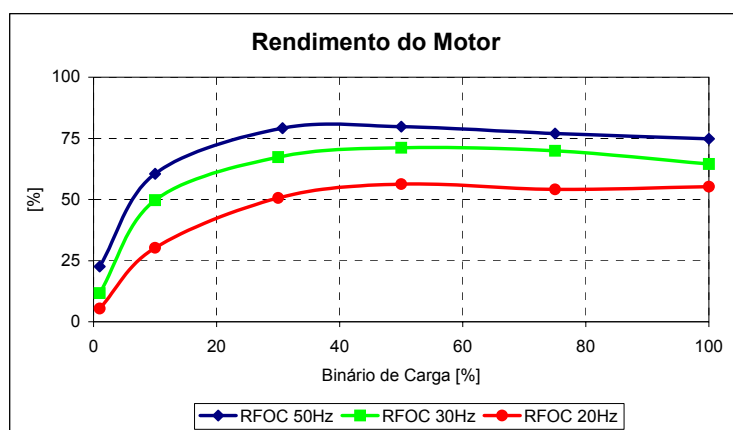


Fig. 3.22 – Evolução do rendimento do motor de indução com controlo *RFOC*, em função do nível de carga e da frequência de alimentação do motor.

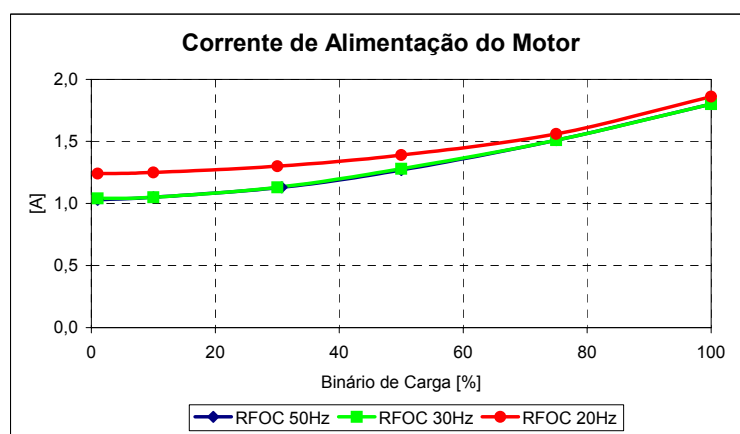


Fig. 3.23 – Evolução da corrente de alimentação do motor de indução com controlo *RFOC*, em função do nível de carga e da frequência de alimentação do motor.

A distorção harmónica da tensão é praticamente independente do nível de carga do motor, aumentando no entanto com a redução da frequência de alimentação, tal como se observa na Fig. 3.26.

Os resultados correspondentes à evolução dos parâmetros de avaliação de desempenho do motor de indução trifásico com controlo *DTC* encontram-se representados nas Figs. 3.27 - 3.30.

Comparando estes resultados com os homólogos relativos ao controlo *RFOC* representados nas Figs. 3.22 - 3.26, verifica-se que a evolução dos parâmetros de avaliação de desempenho nas duas situações de controlo é semelhante.

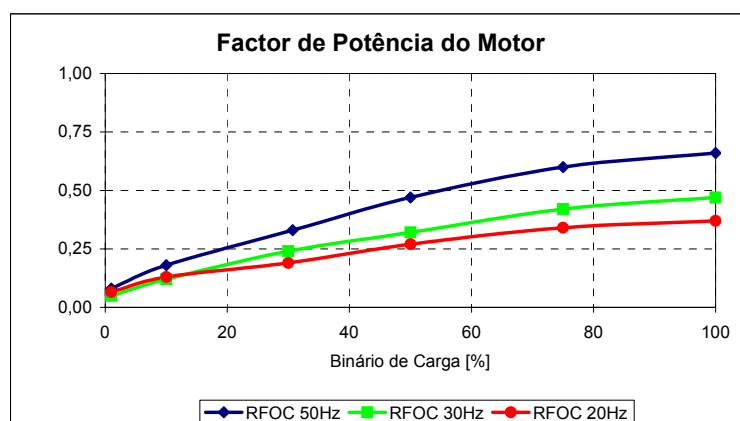


Fig. 3.24 – Evolução do factor de potência do motor de indução com controlo *RFOC*, em função do nível de carga e da frequência de alimentação do motor.

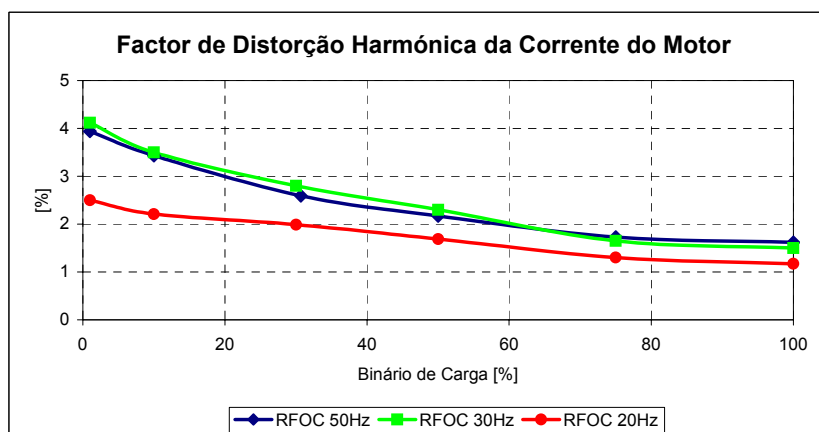


Fig. 3.25 – Evolução do factor de distorção harmónica da corrente de alimentação do motor de indução com controlo *RFOC*, em função do nível de carga e da frequência de alimentação do motor.

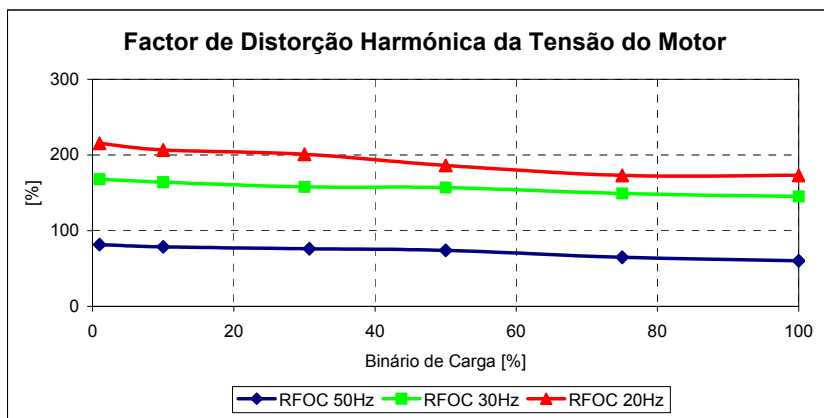


Fig. 3.26 – Evolução do factor de distorção harmónica da tensão de alimentação do motor de indução com controlo *RFOC*, em função do nível de carga e da frequência de alimentação do motor.

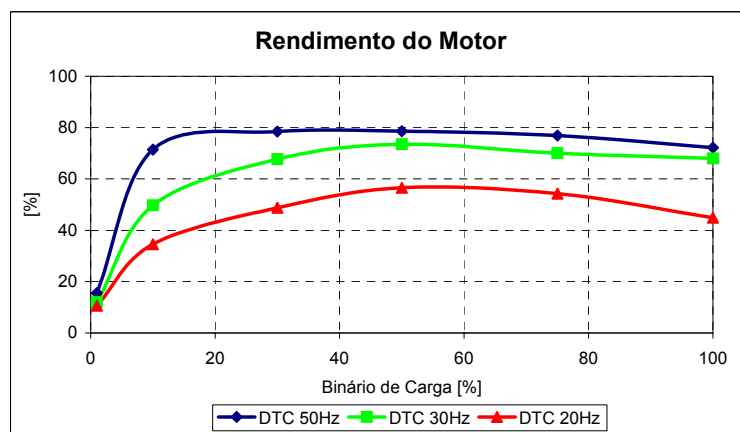


Fig. 3.27 – Evolução do rendimento do motor de indução com controlo *DTC*, em função do nível de carga e da frequência de alimentação do motor.

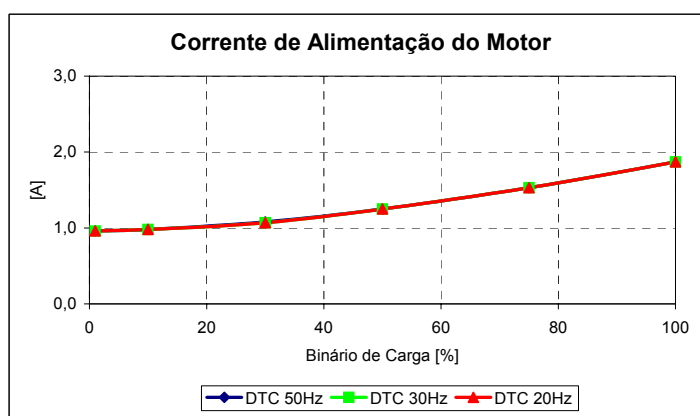


Fig. 3.28 – Evolução da corrente de alimentação do motor de indução com controlo *DTC*, em função do nível de carga e da frequência de alimentação do motor.

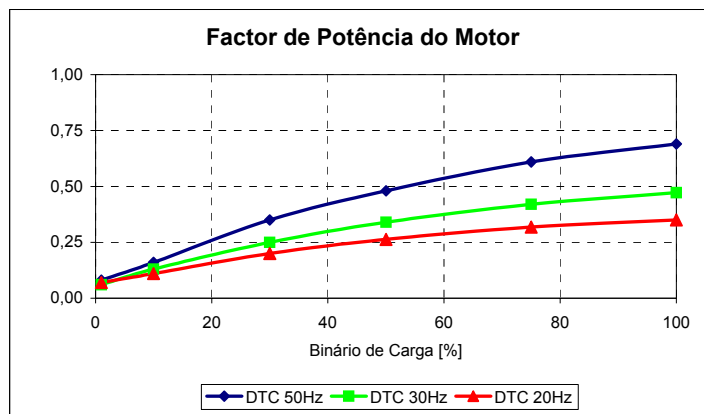


Fig. 3.29 – Evolução do factor de potência do motor de indução com controlo *DTC*, em função do nível de carga e da frequência de alimentação do motor.

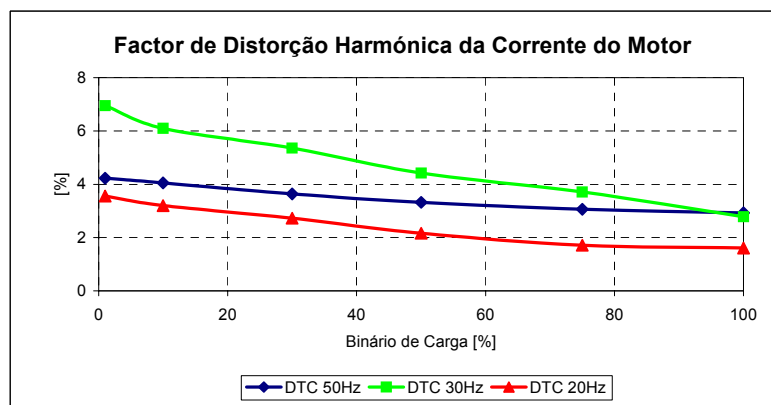


Fig. 3.30 – Evolução do factor de distorção harmónica da corrente de alimentação do motor de indução com controlo *DTC*, em função do nível de carga e da frequência de alimentação do motor.

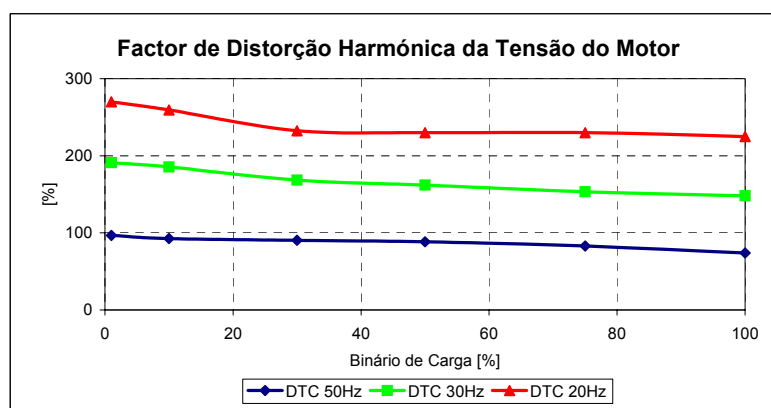


Fig. 3.31 – Evolução do factor de distorção harmónica da tensão de alimentação do motor de indução com controlo *DTC*, em função do nível de carga e da frequência de alimentação do motor.

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, analisou-se o funcionamento do motor de indução trifásico através da simulação de uma alimentação trifásica sinusoidal e de uma alimentação aplicada através de um inversor de fonte de tensão com controlo *RFOC* e *DTC*. Realizaram-se testes de simulação correspondentes à alimentação do motor de indução em condições normais ou com avarias, tendo como objectivo avaliar o seu desempenho.

Verificou-se que quando alimentado através de um barramento trifásico de tensão sinusoidal com falta de fase, o motor de indução continua a funcionar, apresentando no entanto valores de rendimento mais baixos, perdas por efeito de *Joule* nos enrolamentos do estator mais elevadas e o desenvolvimento de oscilações no binário electromagnético com uma frequência dupla da frequência de alimentação. Estas condições de funcionamento podem ser melhoradas se o ponto neutro dos enrolamentos do estator for ligado ao ponto médio do sistema trifásico de alimentação do motor.

Foram ainda abordados os aspectos relacionados com o controlo do motor de indução trifásico, através da aplicação do controlo de orientação de campo e do controlo directo de binário. Cada uma destas técnicas foi utilizada nos ensaios de simulação referentes à alimentação do motor de indução através de um inversor de fonte de tensão, nas condições de funcionamento normal, funcionamento com um *IGBT* em circuito-aberto e funcionamento com uma fase em circuito-aberto.

A realização dos ensaios referentes ao funcionamento normal do inversor permitiu aferir os parâmetros de avaliação de desempenho do motor para vários valores de frequência da tensão de alimentação e diferentes níveis de carga.

Face aos resultados obtidos, correspondentes ao funcionamento do motor de indução trifásico, alimentado através de um inversor com avaria numa fase, concluiu-se que independentemente do tipo de controlo aplicado e com base no conteúdo harmónico do binário electromagnético do motor, o seu desempenho é superior se toda a fase com a avaria for isolada. Nestas condições o motor fica alimentado através de duas fases, impossibilitando novo arranque já que passa a disponibilizar um binário electromagnético mais reduzido do que quando só o *IGBT* com defeito é isolado.

CAPÍTULO 4

ESTRATÉGIAS DE CONTROLO ALTERNATIVAS

Para que um motor de indução trifásico permaneça em funcionamento e com condições apropriadas, quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão com uma avaria numa das fases, é necessário modificar a estratégia de controlo. Se bem que no caso de não se efectuar qualquer reconfiguração de *software* nem de *hardware* no conversor de electrónica de potência, e dependendo do valor do binário de carga que se encontre aplicado ao motor, seja possível que este possa permanecer em funcionamento, as condições de operação não serão definitivamente as melhores, nomeadamente devido às oscilações geradas no binário electromagnético, tal como referido no Capítulo 3.

Nesta secção são apresentadas e analisadas as estratégias de controlo alternativas, adaptadas a um inversor de fonte de tensão reconfigurado, capazes de garantir o funcionamento contínuo do accionamento em melhores condições, após a detecção de uma avaria no conversor. Os resultados que permitem avaliar o desempenho do motor de indução, foram obtidos nas condições seguintes:

- Inversor de fonte de tensão com uma fase isolada e aplicação apenas da reconfiguração de *hardware*;
- Inversor de fonte de tensão com uma fase isolada e aplicação simultânea das reconfigurações de *hardware* e de *software*.

Os testes são realizados na condição de manter constantes os valores de referência de velocidade e do binário de carga. O desempenho do motor é analisado

com base nos parâmetros de rendimento, factor de potência, conteúdos harmónicos da tensão e corrente de alimentação do motor e do valor eficaz desta. É também prestada alguma atenção à influência da reconfiguração do inversor na rede eléctrica de distribuição.

1. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO RFOC COM INVERSOR I4

Quando o inversor de fonte de tensão é controlado em corrente, através de uma modulação de largura de impulso, a estratégia de reconfiguração de *software* a aplicar depende do tipo de reconfiguração de *hardware* utilizada.

Neste caso foram utilizadas estratégias que se baseiam na ligação da fase do inversor com defeito ao ponto médio do barramento *DC* (reconfiguração *SPC*) e ligação do ponto neutro dos enrolamentos do estator ao ponto médio do barramento *DC* (reconfiguração *SNPC*).

Para qualquer das situações analisadas, a simulação realiza-se com um passo de integração de 1 μ s. Os limites superior e inferior de cada um dos controladores de histerese das correntes de fase são iguais a +5 % e -5 % do valor nominal da corrente de fase do motor de indução trifásico, respectivamente.

1.1. RECONFIGURAÇÃO SPC

1.1.1. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Para a reconfiguração de *hardware SPC* a solução proposta em caso de avaria na fase *A* do conversor é apresentada na Fig. 1.6, correspondendo a um inversor com apenas quatro *IGBT's* (inversor *I4*).

O ponto médio do barramento de tensão contínua existente à entrada do inversor de fonte de tensão, resulta da divisão do banco de condensadores em dois conjuntos exactamente iguais.

Considerando que o ponto neutro dos enrolamentos do estator do motor se encontra desligado, a corrente na fase do motor ligada no ponto médio do barramento *DC* é automaticamente imposta pela corrente que circula em cada uma das restantes fases, já que $i_a = -i_b - i_c$. Nesta situação, apenas é necessário assegurar que o *software* de controlo garanta o isolamento da fase do inversor com defeito, através

da inibição dos impulsos de comando aos *IGBT's* da fase com avaria, não sendo necessário implementar qualquer outra alteração na estratégia de controlo do motor.

Para que as amplitudes fundamentais da corrente e da tensão de alimentação do motor sejam mantidas com valores iguais aos existentes antes da avaria, o valor do barramento da tensão contínua deve ser $\sqrt{3}$ vezes superior ao que se verifica durante o funcionamento normal, tal como demonstrado em [41] e [42].

1.1.2. IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLO RFOC COM RECONFIGURAÇÃO SPC

Para implementar o controlador *RFOC* através de um inversor *I4*, adequado à utilização na reconfiguração de *hardware SPC*, comparativamente ao diagrama de blocos representado na Fig. 3.6, modificaram-se os blocos que controlam a ligação da fase do inversor em circuito-aberto ao ponto médio do barramento de corrente contínua e o bloco *Orientação do Fluxo Rotórico* (Fig. 4.1).

O bloco denominado *Ligação da Fase em Circuito Aberto*, estabelece a ligação entre a fase do motor que se encontra ligada à fase do inversor em circuito-aberto, com o ponto médio do barramento *DC*.

Na Fig. 4.1 representa-se o diagrama *Simulink* utilizado para simulação de uma avaria na fase *A* do inversor. No novo bloco de controlo *Orientação do Fluxo Rotórico*, representado na Fig. 4.2, e face ao utilizado no controlo para o funcionamento normal do accionamento, representado na Fig. 1 do Anexo III, apenas são incluídos os blocos denominados *Reconfiguração*, *Selector* e *SPC*.

Para além da introdução destes novos blocos de *software*, há também uma modificação no bloco *DQe2ABCs*, que consiste na alteração das correntes de referência em função da fase do inversor em circuito-aberto. Por exemplo, em caso de avaria na fase *C* do inversor, através do bloco *DQe2ABCs* representado na Fig. 4.3, são implementadas as equações (4.1)-(4.2), enquanto que para uma avaria na fase *A*, são implementadas as equações (4.2)-(4.3).

O bloco *Reconfiguração* permite seleccionar o número da porta do *Selector* correspondente aos impulsos de controlo a utilizar, funcionamento normal *PWM* ou *SPC*. O bloco *SPC*, representado na Fig. 4.4, gera os impulsos a aplicar aos *IGBT's* numa situação de reconfiguração de *hardware SPC* com avaria na fase *A* do inversor, mediante a utilização de dois controladores de histerese aplicados nas correntes

das fases *B* e *C*. Nos ensaios utiliza-se uma largura de banda fixa, correspondente a 2 % do valor nominal da corrente de alimentação do motor.

$$i_a^* = i_{sx}^* \cos \theta - i_{sy}^* \sin \theta \quad (4.1)$$

$$i_b^* = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta - \frac{1}{2} \cos \theta \right) i_{sx}^* + \left(\frac{1}{2} \sin \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta \right) i_{sy}^* \quad (4.2)$$

$$i_c^* = \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta - \frac{1}{2} \cos \theta \right) i_{sx}^* + \left(\frac{1}{2} \sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta \right) i_{sy}^* \quad (4.3)$$

1.1.3. RESULTADOS

Nesta secção apresentam-se resultados para um binário de carga igual a metade do valor nominal do motor de indução e uma velocidade de referência de 550 rpm, a que corresponde uma frequência da tensão de alimentação do motor de 20 Hz.

Na Fig. 4.5 (a) encontra-se representada a evolução temporal das correntes de alimentação do motor, onde se pode observar a fase de arranque até $t = 0.5$ s, com o accionamento a funcionar com condições de controlo correspondentes a um inversor com seis *IGBT*'s em funcionamento normal (inversor *I6*).

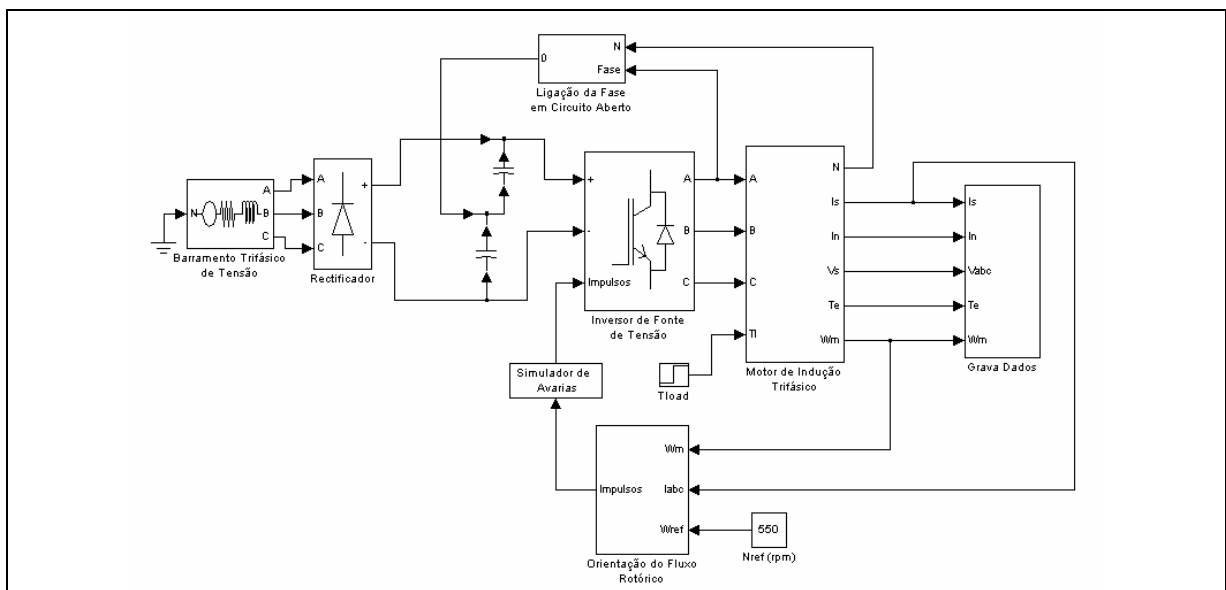


Fig. 4.1 – Diagrama global de um accionamento de um motor de indução trifásico, para simulação da reconfiguração *SPC* e controlo *RFOC* adaptado.

Após esta fase e até $t = 0.6$ s, é simulada uma situação de circuito-aberto nos IGBT's T_1 e T_4 , pelo que a fase A deixa de ser controlada, mantendo-se o comando aplicado aos IGBT's das outras duas fases.

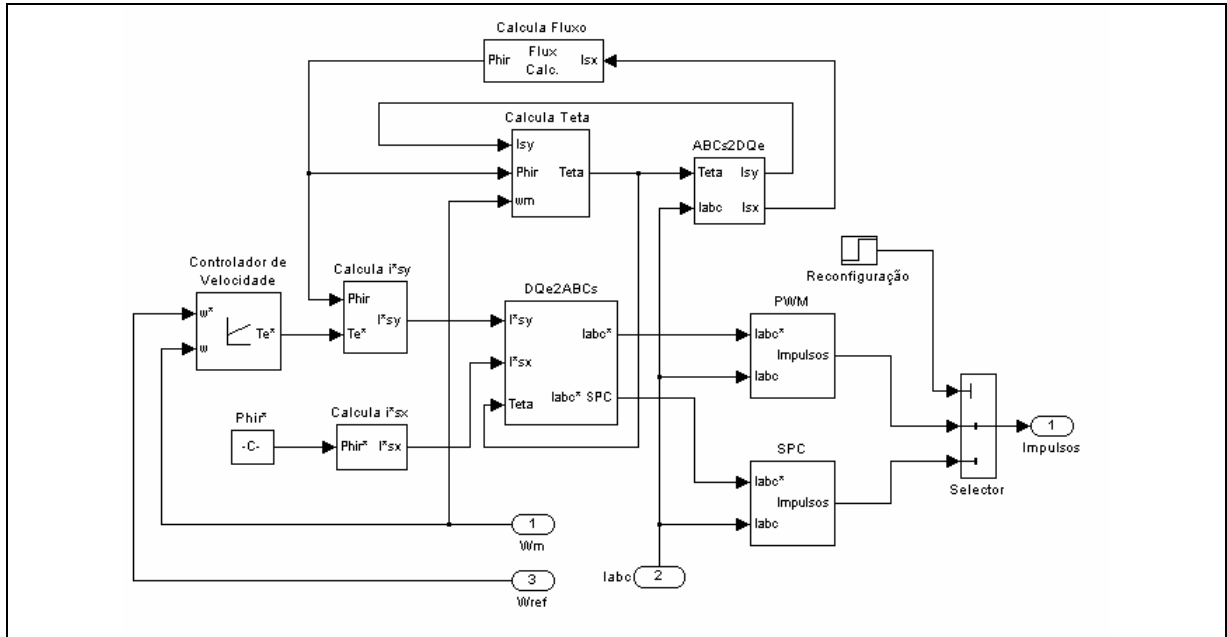


Fig. 4.2 – Bloco Orientação do Fluxo Rotórico utilizado numa reconfiguração de hardware SPC.

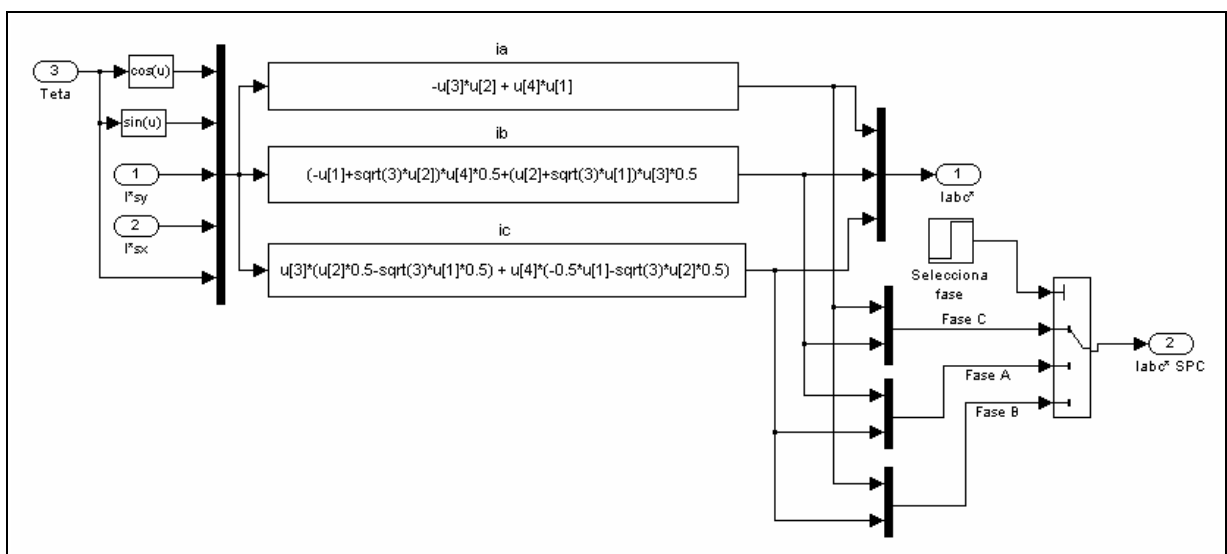


Fig. 4.3 – Bloco DQe2ABCs utilizado na reconfiguração de hardware SPC.

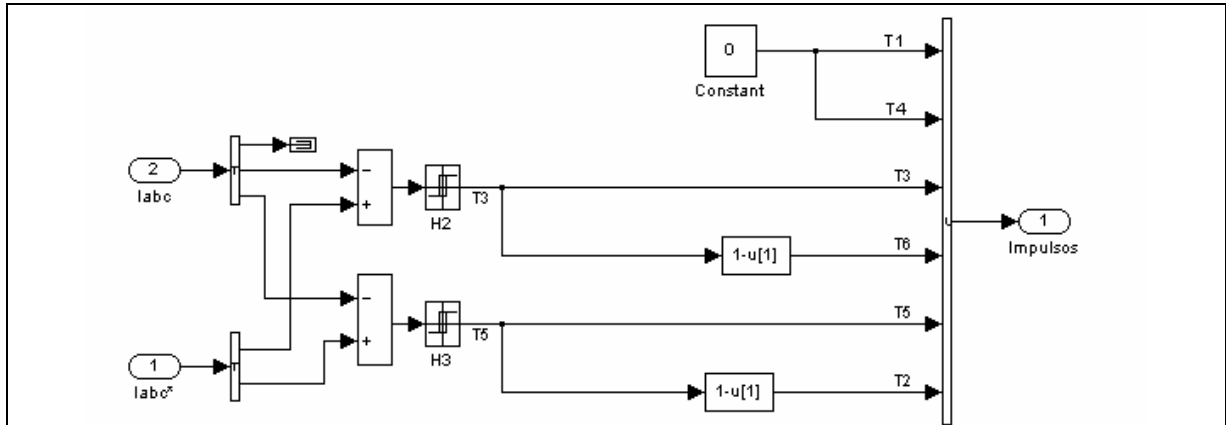


Fig. 4.4 – Bloco SPC, responsável pela gestão de impulsos de comando dos IGBT's numa situação de reconfiguração de *hardware SPC*, com avaria na fase A.

Esta situação de avaria é acompanhada por uma redução de velocidade e por um aumento na amplitude das oscilações do binário, tal como se observa na Fig. 4.5 (b) e na Fig. 4.5 (c), respectivamente. Após $t = 0.6$ s é simulada a ligação da fase *U* do motor ao ponto médio do barramento *DC*, observando-se nos resultados representados na Fig. 4.5 (b), que a partir desse instante, a velocidade de rotação do motor retoma o valor de referência. Simultaneamente, constata-se que as evoluções temporais do binário electromagnético e das correntes de alimentação do motor são semelhantes às que se obtêm em condições de funcionamento normal, tal como se comprova nos resultados representados na Fig. 4.5 (c)-(d).

Na Fig. 4.6 (a)-(b) são apresentados os espectrogramas da corrente eléctrica de alimentação e do binário electromagnético, respectivamente, correspondentes ao funcionamento do accionamento em regime permanente, com o controlo *RFOC* e com a reconfiguração de *hardware SPC*. Comparando estes resultados com os obtidos para o funcionamento normal apresentados na Fig. 3.7 (b) e (d), confere-se que são semelhantes.

No entanto, apesar da evolução das correntes de alimentação ser semelhante à obtida em funcionamento normal do accionamento do motor de indução, tal como comprova a respectiva evolução do Vector de *Park* representada na Fig. 4.7 (a), o sistema trifásico de tensão de alimentação do motor não é simétrico, tal como se observa na evolução do respectivo Vector de *Park* representado na Fig. 4.7 (b), cuja forma revela a existência de apenas quatro vectores espaciais de tensão.

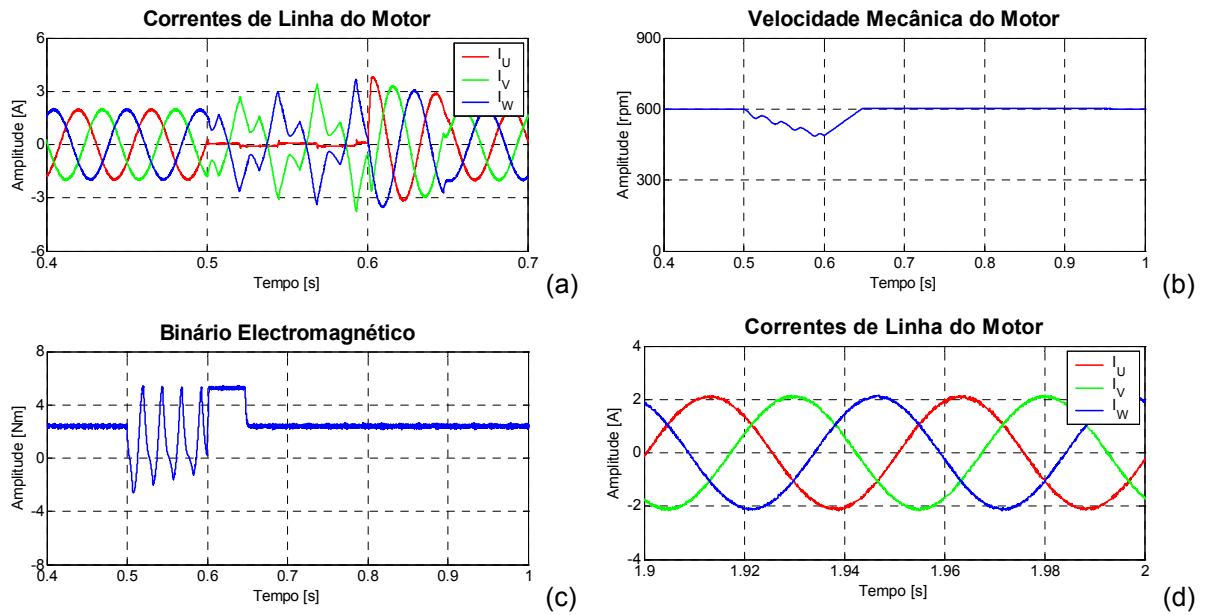


Fig. 4.5 – Resultados de simulação do funcionamento do motor de indução trifásico, com controlo *RFOC* adaptado, alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal ($0.4 \text{ s} < t < 0.5 \text{ s}$), funcionamento com avaria na fase *A* ($0.5 \text{ s} < t < 0.6 \text{ s}$) e funcionamento com a estratégia de reconfiguração *SPC* ($t > 0.6 \text{ s}$): (a) correntes de alimentação do motor; (b) velocidade de rotação do motor; (c) binário electromagnético; (d) pormenor da correntes de alimentação do motor em regime permanente, após a introdução da reconfiguração de *hardware SPC*.

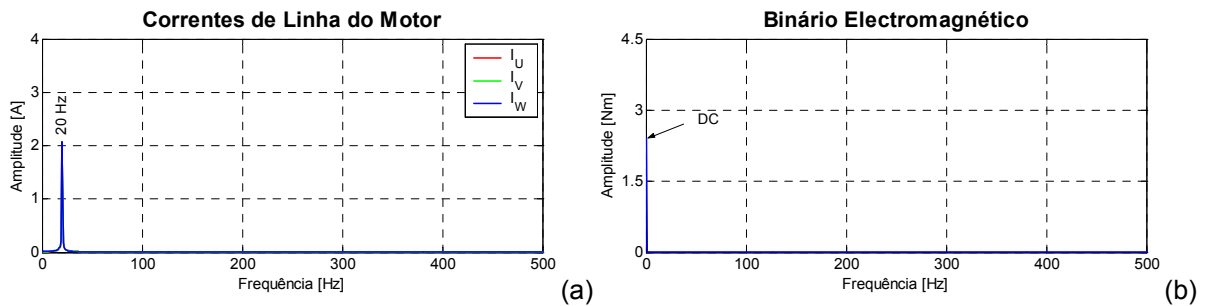


Fig. 4.6 – Motor de indução com um controlador *RFOC* adaptado, alimentado através de um inversor de fonte de tensão com reconfiguração *SPC*: (a) espectrograma da corrente de alimentação do motor; (b) espectrograma do binário electromagnético.

Na evolução temporal das tensões V_{UN} , V_{VN} e V_{WN} , representadas na Fig. 4.8 (a)-(c), respectivamente, é também possível verificar a assimetria existente entre as formas de onda da tensão de alimentação de cada um dos enrolamentos do motor, salientando-se o facto da fase *U* do motor se encontrar ligada ao ponto médio dos condensadores do barramento de tensão contínua.

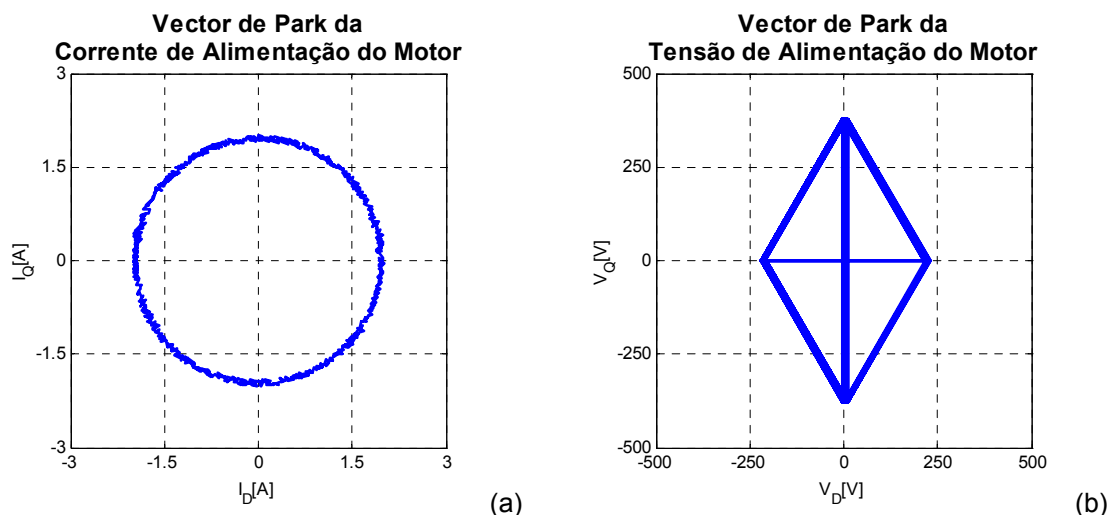


Fig. 4.7 – Motor de indução com um controlador *RFOC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão com reconfiguração *SPC*: (a) Vector de *Park* da corrente de alimentação; (b) Vector de *Park* da tensão de fase.

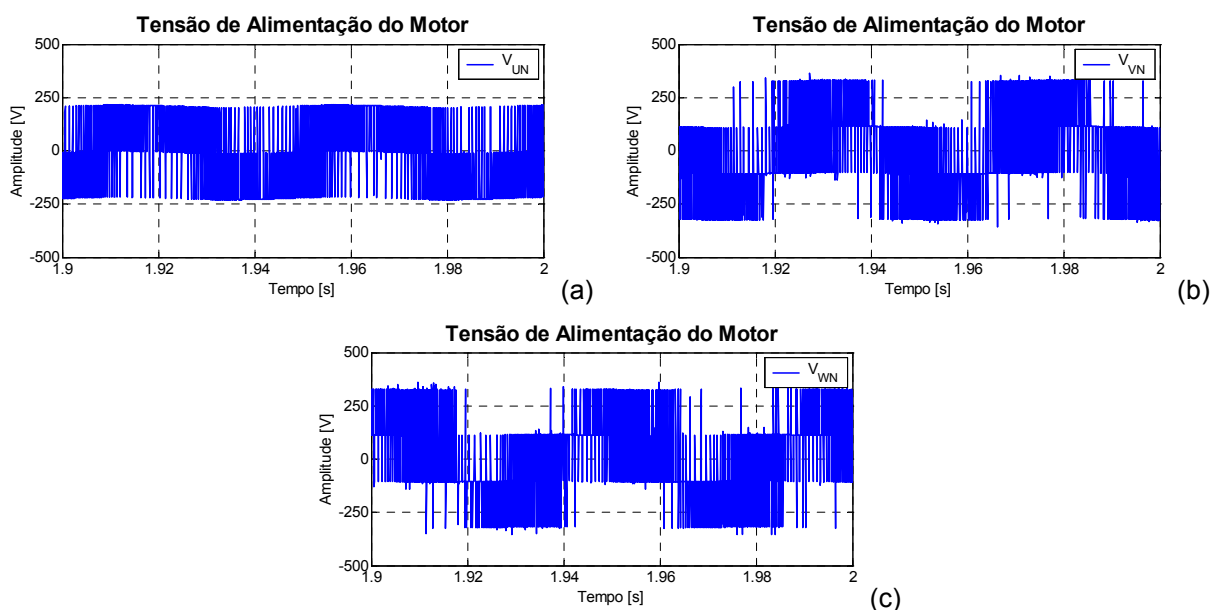


Fig. 4.8 – Evolução temporal da tensão de alimentação do motor de indução com um controlador *RFOC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão com reconfiguração *SPC*: (a) tensão V_{UN} ; (b) tensão V_{VN} ; (c) tensão V_{WN} .

Apesar da existência das assimetrias nas formas de onda de alimentação de cada um dos enrolamentos do motor, a amplitude da componente fundamental da tensão aplicada a cada uma das fases apresenta um valor semelhante, tal como se observa nos respectivos espectrogramas apresentados na Fig. 4.9 (a)-(c), sendo

também semelhantes aos resultados obtidos com o inversor *I6* em funcionamento normal (Fig. 3.8 (c)).

Conclusões similares podem ser obtidas com base na evolução temporal das tensões compostas V_{UV} e V_{VW} , apresentadas na Fig. 4.10 (a)-(b) e respectivos espectrogramas ilustrados na Fig. 4.10 (c)-(d).

1.2. RECONFIGURAÇÃO SNPC

1.2.1. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

A solução de reconfiguração de *hardware*, baseada na ligação do ponto neutro do enrolamento do estator do motor ao ponto médio do barramento *DC*, encontra-se esquematizada na Fig. 1.7 e ilustra a situação em que a avaria afecta a fase *A* do inversor.

Antes do aparecimento da avaria, o motor de indução é controlado de modo a que as correntes de alimentação do motor formem um sistema trifásico sinusoidal e equilibrado, com uma sequência de fases positiva, tal como as equações (4.4)-(4.6) sugerem.

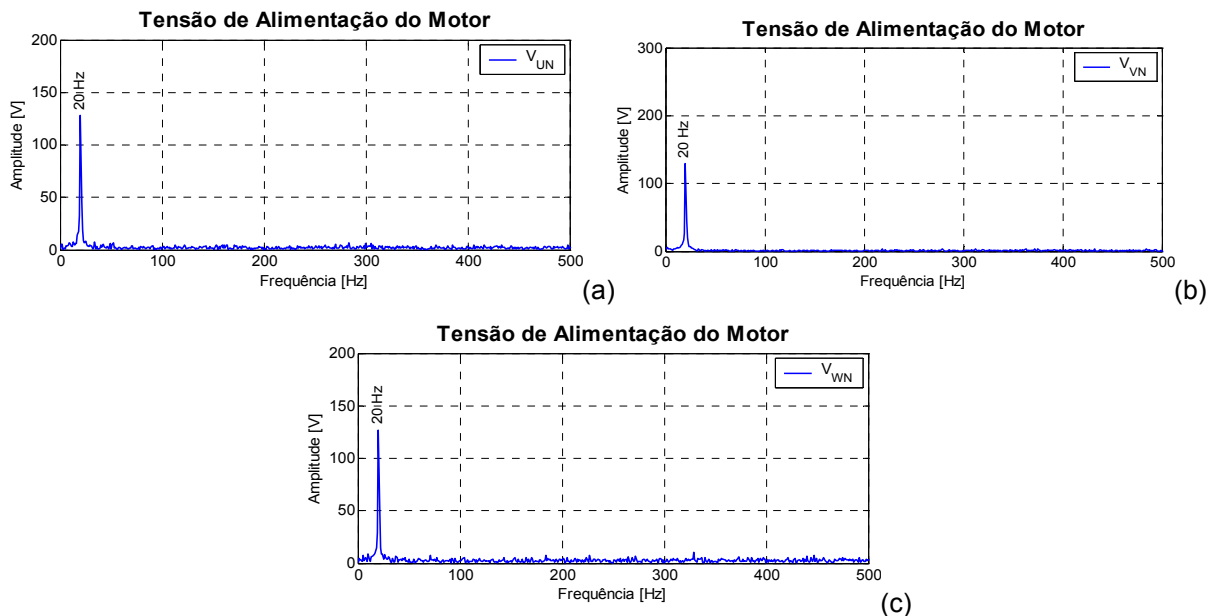


Fig. 4.9 – Espectrogramas da tensão de alimentação do motor de indução com um controlador *RFOC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão com reconfiguração *SPC*: (a) tensão V_{UN} ; (b) tensão V_{VN} ; (c) tensão V_{WN} .

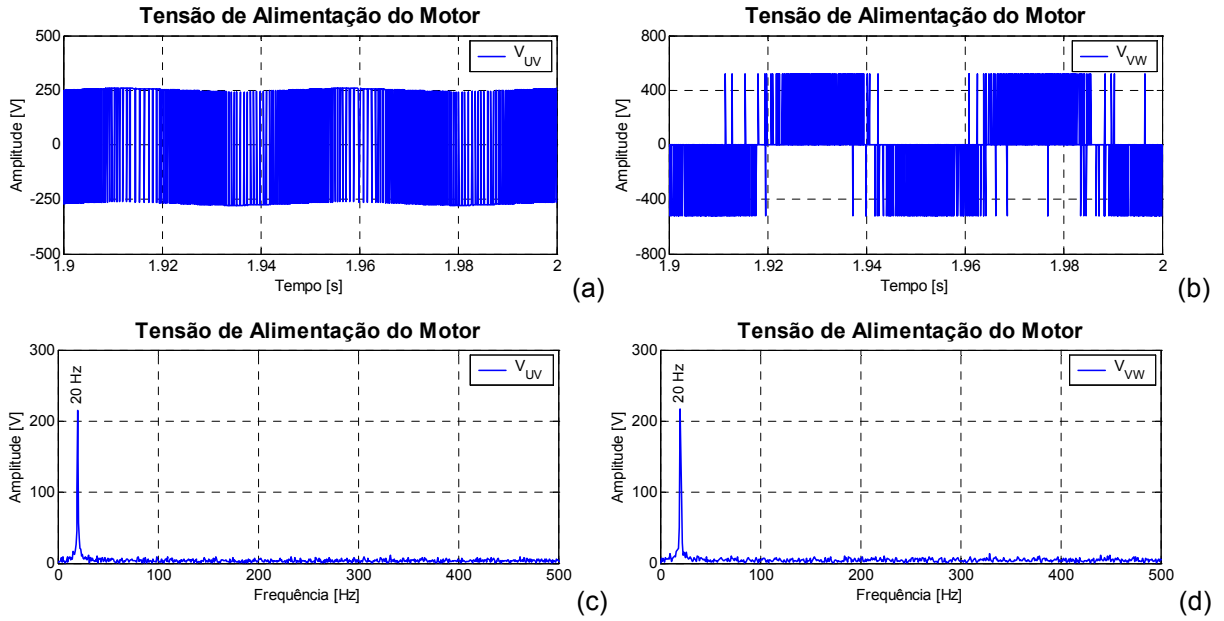


Fig. 4.10 – Alimentação do motor de indução com um controlador *RFOC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão com reconfiguração *SPC*: (a) tensão V_{UV} ; (b) tensão V_{VW} ; (c) espectrograma da tensão V_{UV} ; (d) espectrograma da tensão V_{VW} .

Considerando que cada um dos enrolamentos do estator do motor possui o mesmo número efectivo de espiras $N_{es} = N_s K_{ws}$, onde N_s e K_{ws} são o número de espiras e o factor de enrolamento, respectivamente, então a força magnetomotriz total, resultante da soma da acção de cada uma das forças magnetomotrizes de cada um dos enrolamentos, é dada pelo fasor espacial calculado através da equação (4.7).

$$i_{us} = I_M \cos(\omega_s t + \phi) \quad (4.4)$$

$$i_{vs} = I_M \cos\left(\omega_s t + \phi - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.5)$$

$$i_{ws} = I_M \cos\left(\omega_s t + \phi + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.6)$$

Após a substituição na equação (4.7) do fasor espacial da corrente trifásica de alimentação do motor, calculado pela equação (4.8), resulta que em condições de funcionamento normal, o fasor espacial da força magnetomotriz do estator é determinado através da equação (4.9). Resolvida esta equação e considerando que $a = e^{j2\pi/3}$, obtém-se a equação (4.10). Assumindo que num determinado instante a corrente i_u é nula, a força magnetomotriz total será a soma das forças magnetomotrizes

das fases V e W, resultando assim a equação (4.11). Desenvolvendo esta equação, obtém-se a equação (4.12).

$$\bar{f}_s = N_{es} \bar{i}_s = \bar{f}_u + \bar{f}_v + \bar{f}_w \quad (4.7)$$

$$\bar{i}_s = 1i_u + ai_v + a^2i_w \quad (4.8)$$

$$\bar{f}_s = N_{es} [1i_u + ai_v + a^2i_w] \quad (4.9)$$

$$\bar{f}_s = \frac{3}{2} N_{es} I_M e^{j\theta} \quad (4.10)$$

$$\bar{f}_{svw} = \bar{f}_v + \bar{f}_w = N_{es} ai_v^* + N_{es} a^2i_w^* \quad (4.11)$$

$$\bar{f}_{svw} = N_{es} i_v^* \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) + N_{es} i_w^* \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (4.12)$$

Para que nesta nova condição de funcionamento do motor, a força magnetomotriz apresente um valor equivalente ao do funcionamento normal, as equações (4.10) e (4.12) devem ser iguais.

Deste modo, resolvendo estas duas equações em ordem à obtenção das novas correntes de referência i_v^* e i_w^* , são obtidos os valores indicados nas equações (4.14) e (4.15), respectivamente. Estas equações podem ser representadas pelas formas equivalentes representadas nas equações (4.16) e (4.17), respectivamente.

$$\frac{3}{2} N_{es} I_M e^{j\theta} = N_{es} i_v^* \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) + N_{es} i_w^* \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (4.13)$$

$$i_v^* = \sqrt{3} I_M \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right) \quad (4.14)$$

$$i_w^* = \sqrt{3} I_M \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right) \quad (4.15)$$

Comparando estas novas correntes de referência com as que existiam antes da avaria, indicadas nas equações (4.4)-(4.6), verifica-se que o valor da amplitude é $\sqrt{3}$ vezes maior e o desfasamento entre as novas correntes é de 60° .

Através de uma dedução semelhante à anteriormente apresentada, são calculadas as equações de referência para o caso de falta da fase V , equações (4.18) e (4.19), ou falta da fase W , equações (4.20) e (4.21).

$$i_v^* = \sqrt{3}I_M \cos\left(\omega t + \phi - \frac{5\pi}{6}\right) \quad (4.16)$$

$$i_w^* = \sqrt{3}I_M \cos\left(\omega t + \phi + \frac{5\pi}{6}\right) \quad (4.17)$$

$$i_u^* = \sqrt{3}I_M \cos\left(\omega t + \phi + \frac{\pi}{6}\right) \quad (4.18)$$

$$i_w^* = \sqrt{3}I_M \cos\left(\omega t + \phi + \frac{\pi}{2}\right) \quad (4.19)$$

$$i_u^* = \sqrt{3}I_M \cos\left(\omega t + \phi - \frac{\pi}{6}\right) \quad (4.20)$$

$$i_v^* = \sqrt{3}I_M \cos\left(\omega t + \phi - \frac{\pi}{2}\right) \quad (4.21)$$

Assim, em todas as situações em que os dois semicondutores controlados de uma mesma fase do inversor se encontram em circuito-aberto, é possível manter uma força magnetomotriz equivalente à existente em funcionamento normal, impondo como referência novas correntes com uma amplitude $\sqrt{3}$ vezes mais elevada que a existente em funcionamento normal e um desfasamento entre elas de 60° . Como exemplo, para um circuito-aberto na fase A , o ângulo de fase em cada uma das novas correntes de referência é obtido através do deslocamento de 30° , no sentido negativo de rotação, a partir da posição da corrente i_v , no caso i_v^* , e de 30° no sentido positivo de rotação, a partir da posição da corrente i_w , no caso da fase i_w^* (Fig. 4.11).

As novas referências para as correntes de alimentação do motor, correspondentes à situação de circuito-aberto na fase B ou na fase C do inversor, encontram-se representadas na Fig. 4.12 (a) e (b), respectivamente.

1.2.2. CONTROLADOR RFOC COM RECONFIGURAÇÃO SNPC

Na implementação do programa de simulação correspondente ao controlador RFOC com reconfiguração de *hardware* SNPC, apenas o bloco *Orientação do Fluxo Rotórico*, representado na Fig. 3.6, é modificado. Neste programa de simulação, o bloco denominado *Ligação do Ponto Neutro*, estabelece a ligação entre o ponto neutro dos enrolamentos do estator e o ponto médio do barramento DC, sempre que é necessário aplicar a estratégia de reconfiguração SNPC.

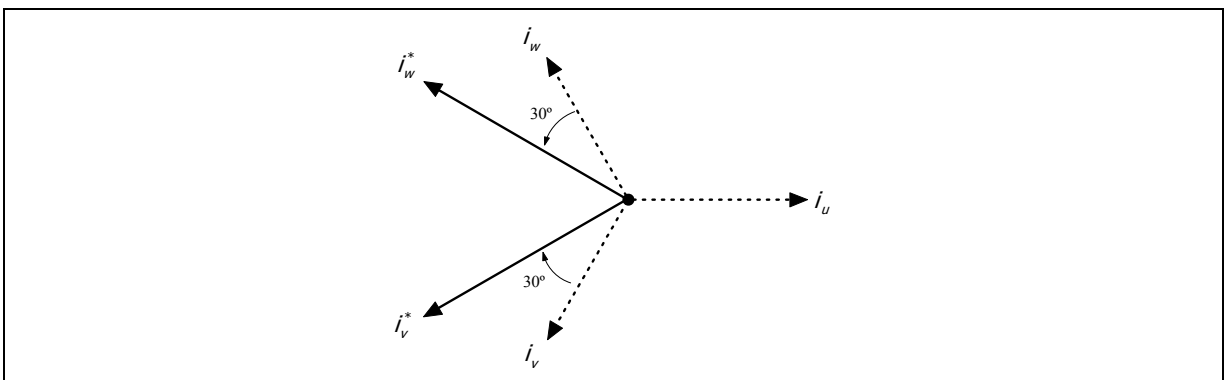


Fig. 4.11 – Posicionamento dos fasores das correntes de referência i_v^* e i_w^* relativamente às correspondentes correntes i_v e i_w , com a fase A do inversor em circuito-aberto e reconfiguração SPC.

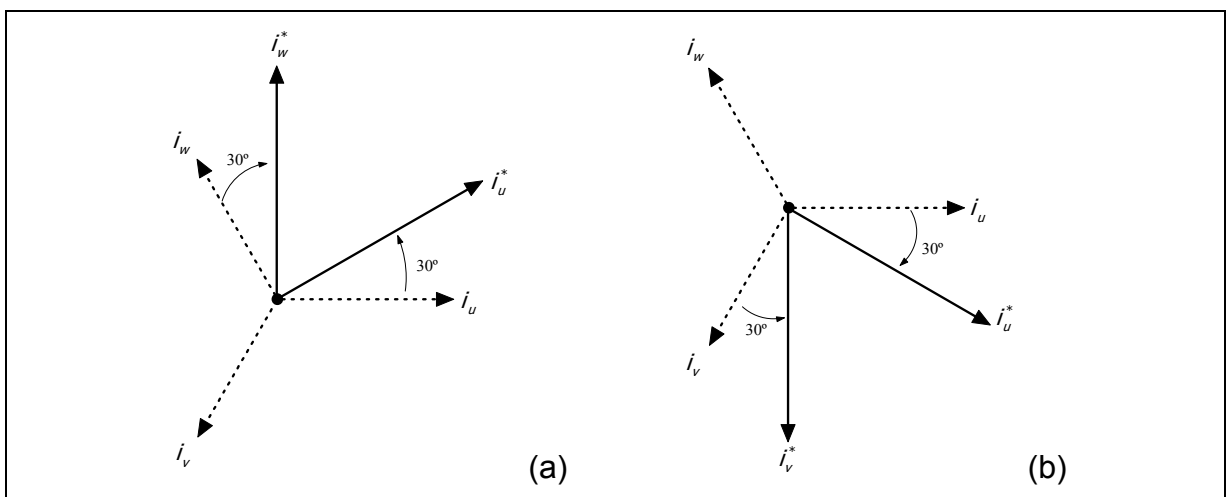


Fig. 4.12 – Posicionamento dos fasores de referência das correntes de alimentação do motor: (a) fase B do inversor em circuito-aberto; (b) fase C do inversor em circuito-aberto e reconfiguração SNPC.

O novo bloco denominado *Orientação do Fluxo Rotórico*, através do qual é implementado um controlador *RFOC* relativo a um accionamento em funcionamento normal ou com uma reconfiguração de *hardware SNPC*, encontra-se representado na Fig. 4.13. O bloco *Reconfiguração*, representado nesta figura, permite efectuar a selecção dos impulsos de comando a aplicar aos *IGBT's* do inversor, correspondentes ao funcionamento normal do accionamento ou com a reconfiguração *SNPC*.

Para uma avaria na fase *A* do inversor, o bloco *SNPC*, responsável pela modulação de largura de impulso através da utilização de dois controladores de histerese para as correntes das fases *B* e *C*, é igual ao apresentado na Fig. 4.4 para a reconfiguração *SPC*. A largura de banda de cada controlador de histerese das correntes, implementados nos blocos *PWM* e *SNPC* da Fig. 4.13, é igual a 2 % do valor nominal da corrente de alimentação do motor.

Quando se realiza a simulação do accionamento com a reconfiguração *SNPC*, as novas correntes de referência correspondentes à implementação das equações (4.16) - (4.17), para uma avaria na fase *A* do inversor ou das equações (4.20) - (4.21), para uma avaria na fase *C*, são geradas no bloco *DQe2ABCs* representado na Fig. 4.14.

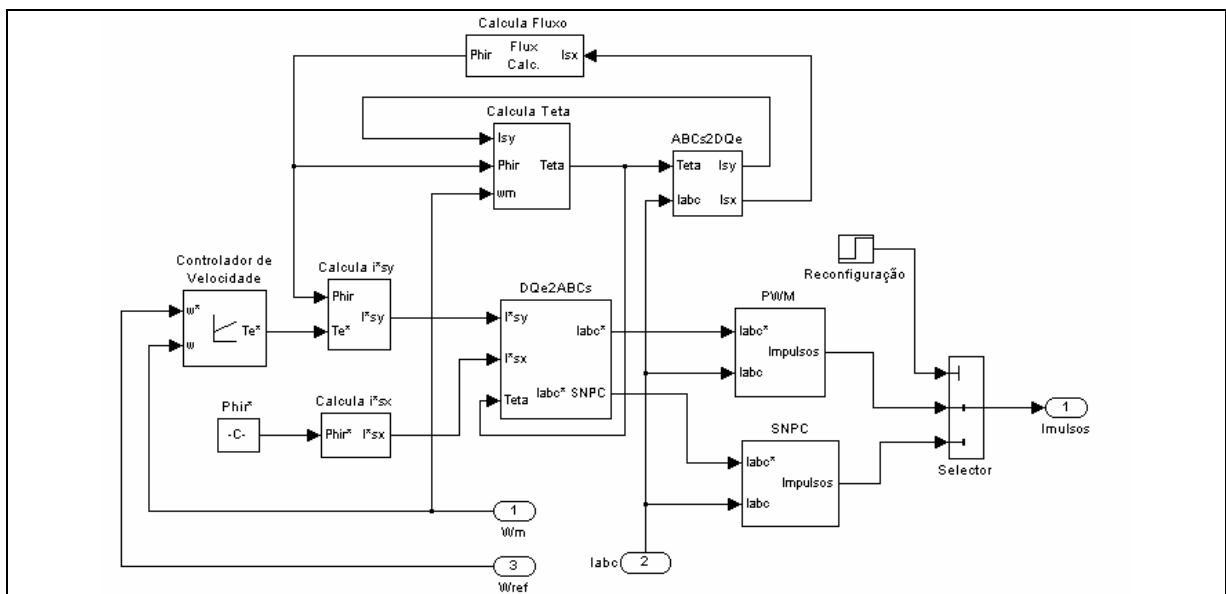


Fig. 4.13 – Bloco correspondente à implementação de um controlo *RFOC* com uma reconfiguração de *hardware SNPC*.

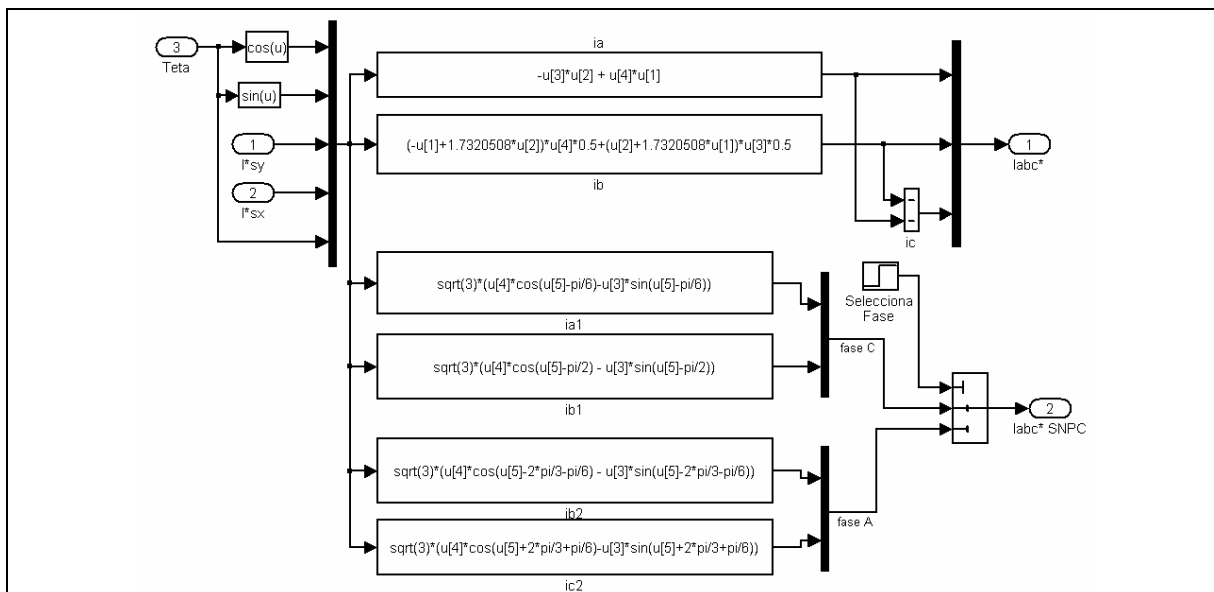


Fig. 4.14 – Bloco $DQe2ABCs$ para obtenção das novas correntes de referência correspondente ao controlo $RFOC$ com uma reconfiguração de *hardware SNPC*.

1.2.3. RESULTADOS

Na Fig. 4.15 (a) encontra-se representada a evolução temporal das correntes de alimentação do motor, relativas a três diferentes condições de funcionamento.

Até $t = 0.5$ s as três fases do motor são alimentadas através do inversor $I6$ que se encontra numa situação de funcionamento normal. Em $t = 0.5$ s é iniciada a simulação de circuito-aberto na fase A do inversor, ficando o motor alimentado através das fases V e W. Em $t = 0.6$ s é introduzida a reconfiguração de *hardware SNPC*.

Durante o intervalo de tempo de simulação $0.5 \text{ s} < t < 0.6 \text{ s}$, é aplicada ao motor de indução uma estratégia de controlo correspondente ao funcionamento normal do accionamento com o inversor $I6$. Nestas condições, o controlo utilizado no motor deixa de ser o ideal, já que as suas correntes de alimentação apresentam não um desfasamento de 120° mas de 180° , tal como analisado no Capítulo 3. Consequência desta nova condição de funcionamento é a redução da velocidade angular do motor, tal como se observa na Fig. 4.15 (b).

Na sequência da aplicação da reconfiguração de *hardware SNPC* em $t = 0.6$ s há uma diminuição na amplitude das oscilações do binário electromagnético, tal como se indica na Fig. 4.15 (c). Estas amplitudes são ainda menores a partir do momento em que a velocidade mecânica do motor é mantida no valor de referência

de velocidade ($t > 0.73$ s). Mesmo com esta diminuição na amplitude das oscilações, surgem no binário electromagnético harmónicos de ordem par, para além da componente contínua correspondente ao valor do binário de carga, tal como se observa na Fig. 4.16 (a). Estas oscilações resultam do facto do controlo não ter ainda sido adaptado à nova situação de alimentação assimétrica imposta pelo inversor e também porque o neutro do estator está ligado no ponto médio do barramento *DC*, dando assim origem a correntes de alimentação do motor com formas de onda iguais às representadas na Fig. 4.16 (b). Em $t = 1$ s é aplicada a nova estratégia de controlo adaptada à nova situação de funcionamento do accionamento com a reconfiguração *SNPC*. Neste caso, a velocidade mecânica do motor de indução apresenta uma evolução com uma menor oscilação, tal como se observa na Fig. 4.15 (b).

Comprova-se que a partir do momento em que a reconfiguração de *hardware* é também acompanhada por uma alteração nas correntes de referência do controlador, a evolução do binário electromagnético é semelhante à que existia antes da simulação de circuito-aberto na fase *A* do inversor.

Como referido em 1.2.1, esta reconfiguração implica para o mesmo nível de carga, um valor da corrente de linha do motor $\sqrt{3}$ vezes superior ao que se regista em condições de funcionamento normal do inversor, como se comprova a partir da comparação do resultado apresentado na Fig. 4.17 (a), relativo ao regime permanente com a reconfiguração aplicada, com o período de funcionamento normal apresentado na Fig. 4.15 (a). Observa-se também, tal como demonstrado em 1.2.1, que o desfasamento entre as duas correntes de linha do motor é de 60° .

Na Fig. 4.17 (b)-(c) encontram-se representados os espectrogramas das correntes de alimentação e do binário electromagnético do motor, relativas ao funcionamento em regime permanente, após a aplicação da reconfiguração de *hardware* *SNPC* e da alteração introduzida na estratégia de controlo.

Em cada um dos espectrogramas, apenas se observa a componente fundamental da corrente e a componente contínua do binário, tal como acontece durante o funcionamento normal do accionamento com o inversor *I6*.

Com estas condições de funcionamento, o motor fica alimentado com um sistema de tensões assimétrico.

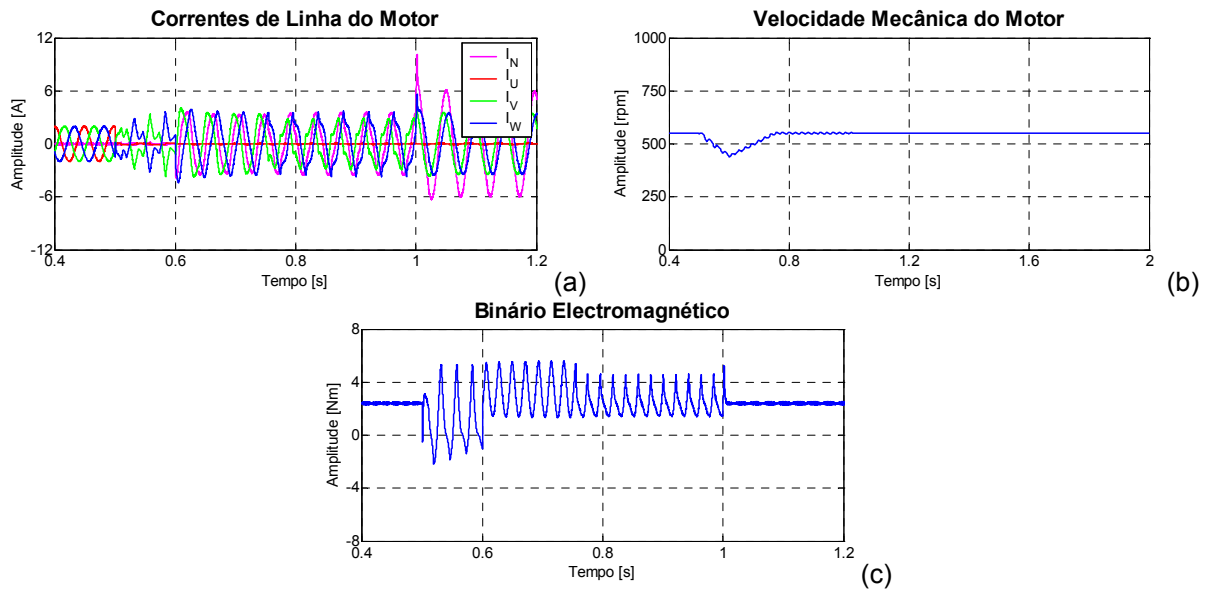


Fig. 4.15 – Resultados de simulação do funcionamento de um motor de indução trifásico com um controlo *RFOC* adaptado, alimentado através de um inversor em funcionamento normal ($t < 0.4$ s), funcionamento com avaria na fase A do inversor (0.5 s $< t < 0.6$ s), funcionamento com reconfiguração de *hardware SNPC* (0.6 s $< t < 1$ s), funcionamento com a estratégia de reconfiguração de *hardware SNPC* e controlo *RFOC* adaptado ($t > 1$ s): (a) correntes de alimentação do motor; (b) velocidade mecânica do motor; (c) binário electromagnético.

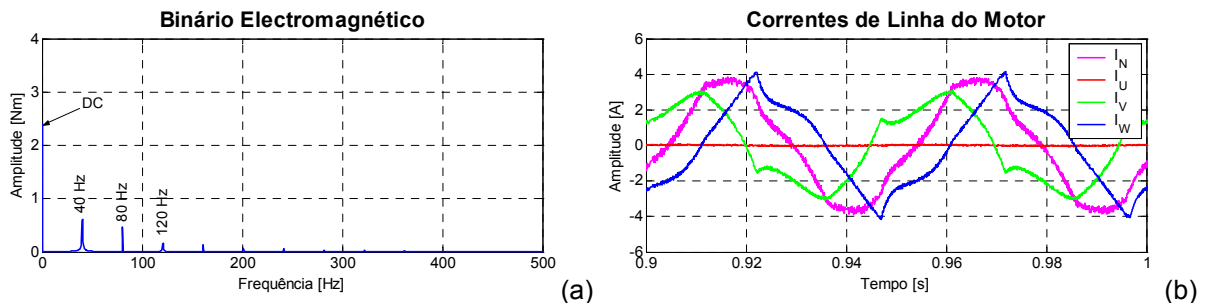


Fig. 4.16 – Resultados de simulação do funcionamento do motor de indução trifásico com controlo *RFOC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão com avaria na fase A e com a reconfiguração de *hardware SNPC*: (a) espectrograma do binário electromagnético do motor; (b) pormenor das correntes de alimentação do motor com a reconfiguração *SNPC* e sem o controlo adaptado.

No enrolamento da fase *U* apenas se obtém a tensão induzida representada na Fig. 4.18 (a), dado que esta fase do motor fica desligada. Na Fig. 4.18 (b) encontra-se representada a forma de onda temporal da tensão de alimentação V_{VN} . As correspondentes tensões de linha V_{UV} e V_{VW} encontram-se representadas na Fig. 4.18 (c) e (d), respectivamente.

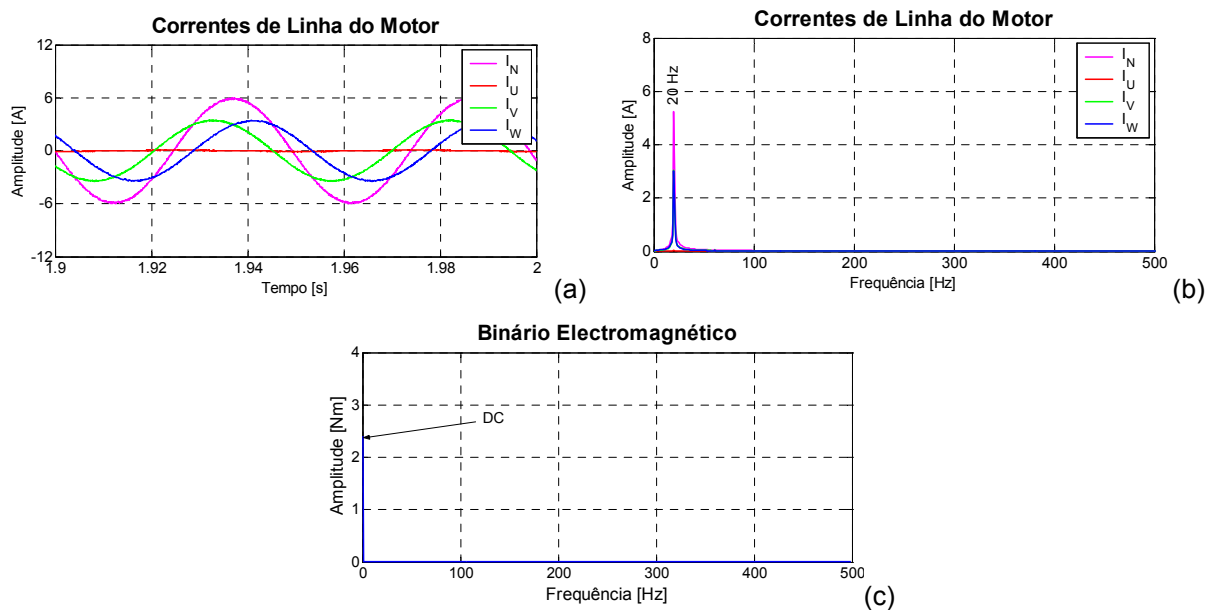


Fig. 4.17 – Resultados de simulação do funcionamento do motor de indução trifásico com controle *RFOC* adaptado, alimentado através de um inversor de fonte de tensão com avaria na fase *A* e com a reconfiguração de *hardware SNPC*: (a) correntes de linha e do neutro do motor; (b) espectrograma das correntes de alimentação; (c) espectrograma do binário electromagnético.

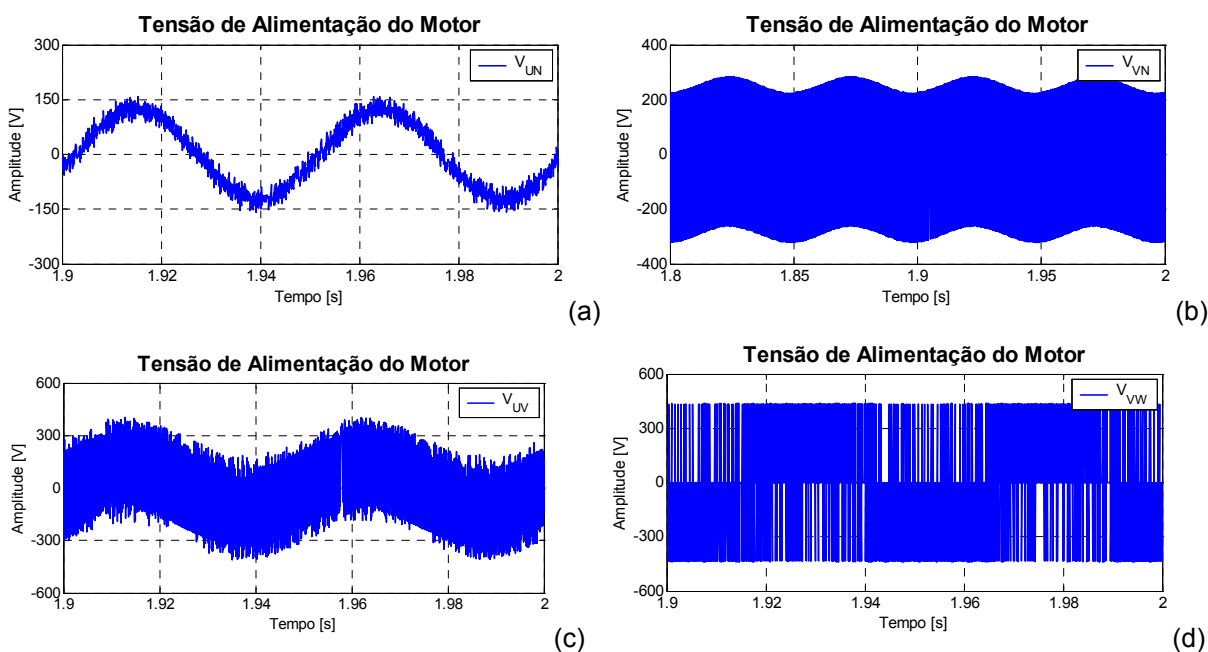


Fig. 4.18 – Tensões de alimentação do motor de indução com um controlador *RFOC* adaptado, alimentado através de um inversor *I4* com reconfiguração *hardware SNPC*: (a) V_{UNi} ; (b) V_{VNi} ; (c) V_{UVi} ; (d) V_{VWi} .

Os espectrogramas destas tensões V_{UN} , V_{VN} , V_{UV} e V_{VW} encontram-se representados na Fig. 4.19 (a)-(d), respectivamente.

Apesar das assimetrias na tensão de alimentação, o Vector de *Park* da corrente de alimentação do motor apresenta uma forma próxima de uma alimentação sinusoidal, tal como se observa no resultado apresentado na Fig. 4.20 (a). Quanto ao Vector de *Park* da tensão, representado na Fig. 4.20 (b), verifica-se que a sua forma reflecte a existência de apenas quatro vectores espaciais de tensão.

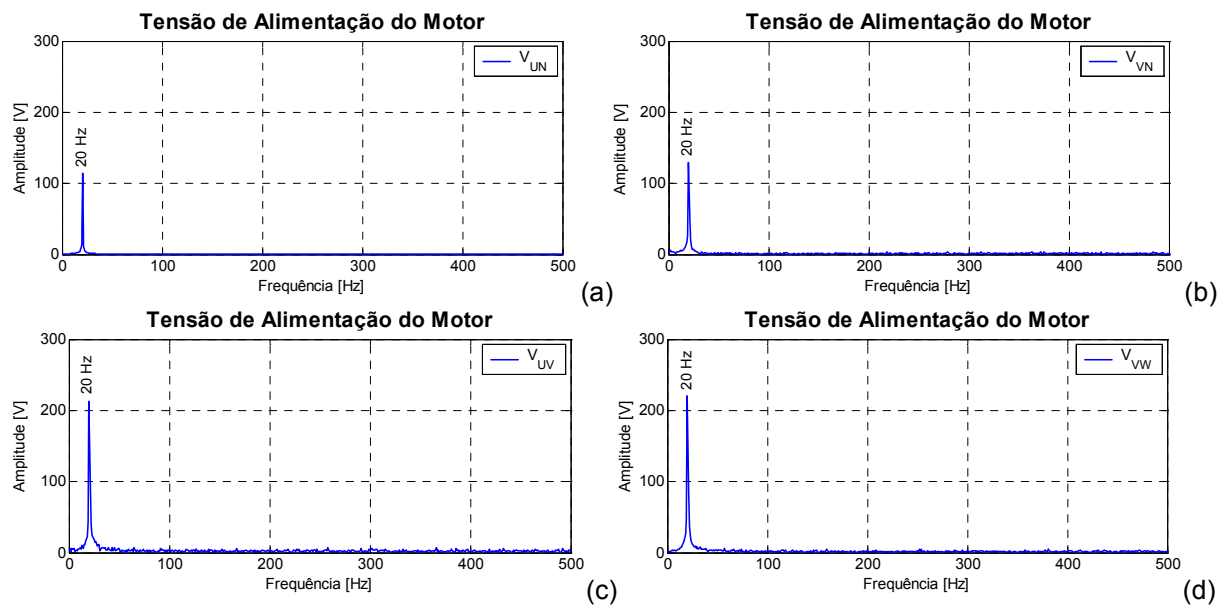


Fig. 4.19 – Espectrogramas das tensões de alimentação do motor de indução com um controlador *RFOC* adaptado, alimentado através de um inversor *I4* com reconfiguração de *hardware SNPC*: (a) V_{UN} ; (b) V_{VN} ; (c) V_{UV} ; (d) V_{VW} .

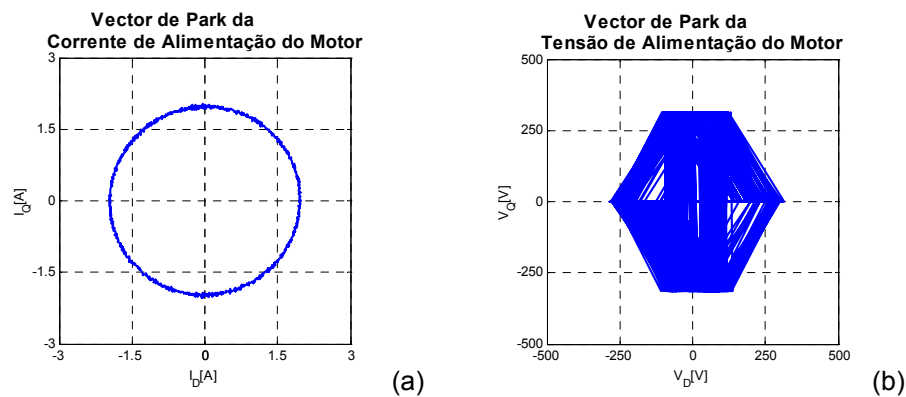


Fig. 4.20 – Motor de indução com um controlador *RFOC*, alimentado através de um inversor com reconfiguração de *software* e *hardware SNPC*: (a) Vector de *Park* da corrente; (b) Vector de *Park* da tensão.

A sua forma não é tão regular como a que se obtém com a reconfiguração SPC, representada na Fig. 4.7 (b), dada a maior flutuação da tensão aos terminais dos condensadores do barramento de tensão contínua.

Estas flutuações resultam da implementação da reconfiguração SNPC, dado que a corrente do neutro apresenta um valor três vezes superior à corrente de fase que se regista em condições de funcionamento normal. Nesta situação, os condensadores do barramento de tensão contínua apresentam aos seus terminais uma maior oscilação de tensão, como se observa na evolução temporal correspondente aos diferentes estados de funcionamento, representada na Fig. 4.21.

O valor desta oscilação aumenta a partir do momento em que é aplicada a nova estratégia de controlo com as novas correntes de referência ($t > 0.6$ s). Esta oscilação ocorre à frequência fundamental de alimentação do motor de indução, neste exemplo a 20 Hz, como se pode observar no espectrograma representado na Fig. 4.22.

Considerando que a corrente do neutro é regulada de modo a apresentar uma forma de onda sinusoidal, para que possa ser considerada como uma fonte de corrente que carrega os condensadores, a amplitude das oscilações pode ser estimada com base na equação (4.22), em que I_{ns} corresponde ao valor da corrente de neutro e ω_s à frequência angular das correntes do estator.

$$\Delta V = \frac{I_{ns}}{j2\omega_s C} \quad (4.22)$$

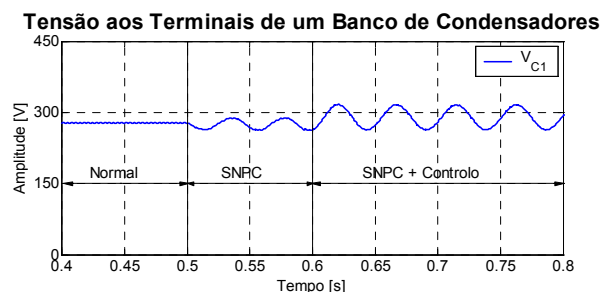


Fig. 4.21 – Evolução temporal da tensão aos terminais de um dos bancos de condensadores do barramento DC, correspondente ao funcionamento do accionamento em condições normais ($t < 0.5$ s), funcionamento só com reconfiguração de *hardware* (0.5 s $< t < 0.6$ s) e funcionamento com reconfiguração de *hardware* e estratégia de controlo adaptada ($t > 0.6$ s).

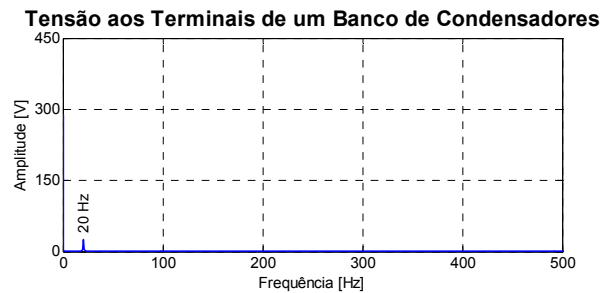


Fig. 4.22 – Espectrograma da tensão aos terminais de um dos bancos de condensadores do barramento *DC*, após a aplicação da reconfiguração de *hardware SNPC* e da respectiva adaptação na estratégia de controlo.

Verifica-se, assim, que o dimensionamento dos condensadores a utilizar no barramento *DC*, depende da frequência de funcionamento do motor, do valor da corrente do neutro e da tolerância exigida à oscilação da tensão aos terminais dos condensadores, já que estas oscilações se reflectem directamente nas tensões aplicadas aos enrolamentos do motor.

Ao terminar esta secção, conclui-se que tal como na reconfiguração de *hardware SPC* com uma estratégia de controlo adaptada, também as reconfigurações baseadas na ligação do neutro dos enrolamentos do estator ao ponto médio do barramento *DC*, garantem um funcionamento contínuo do accionamento *AC*, permitindo assim a implementação de um sistema com tolerância a falhas.

Na secção 3 são apresentados resultados que demonstram qual das reconfigurações de *hardware* e respectivas estratégias de controlo adaptadas oferece ao motor de indução trifásico melhores condições de funcionamento.

2. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO *DTC* COM INVERSOR *I4*

2.1. VECTOR ESPACIAL DA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO DO MOTOR

Tal como no caso do controlo directo de binário apresentado no Capítulo 3 para um inversor com 6 interruptores controlados (*I6*), os estados de comutação de um inversor *I4*, dependem do estado electromagnético do motor de indução trifásico. Por conseguinte, a modulação dos impulsos de controlo de cada um dos quatro semicondutores controlados do inversor *I4*, continua a depender dos controladores de histerese do binário electromagnético e do fluxo do estator. No entanto, difere do

que se passa com um inversor *I6*, já que neste caso o controlador de histerese do binário electromagnético apresenta três níveis de erro (+1, 0 e -1), enquanto que com o inversor *I4* apenas dois níveis são utilizados (+1 e -1). Esta situação está relacionada com o facto de no inversor *I4* apenas se poderem seleccionar quatro vectores espaciais de tensão activos e nenhum vector espacial nulo. Neste caso, o motor de indução trifásico será alimentado através de um sistema de tensões de fase, diferentes das que se dispõem com um inversor *I6*. Considerando, como exemplo, que na sequência de um circuito-aberto na fase *A* do inversor, a fase *U* do motor é ligada ao ponto médio do barramento *DC* (Fig. 1.6), os correspondentes vectores espaciais de tensão $\bar{V}_{s(k)}$ de saída do inversor, aplicados nos enrolamentos do motor, são indicados na Tabela 4.1. As tensões V_{AO} , V_{BO} e V_{CO} são calculadas através das equações (4.23)-(4.25), considerando que as variáveis T_3 e T_5 correspondem ao estado de condução dos *IGBT's* com a mesma designação e que tomam o valor 1 se o *IGBT* estiver em condução e o valor 0 se estiver em circuito-aberto.

$$V_{AO} = \frac{V_{DC}}{2} \quad (4.23)$$

$$V_{BO} = T_3 V_{DC} \quad (4.24)$$

$$V_{CO} = T_5 V_{DC} \quad (4.25)$$

TABELA 4.1

ESTADOS DE COMUTAÇÃO DOS *IGBT's* T_3 E T_5 E TENSÕES NOS ENROLAMENTOS DO MOTOR COM A FASE *U* LIGADA AO PONTO MÉDIO DO BARRAMENTO *DC*

Estado $T_3 - T_5$	V_{AO}	V_{BO}	V_{CO}	V_{UN}	V_{VN}	V_{WN}	$\bar{V}_{s(k)}$
0-0	$\frac{V_{DC}}{2}$	0	0	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{6}$	$-\frac{V_{DC}}{6}$	$\bar{V}_{s1} = \frac{V_{DC}}{3} 0^\circ$
1-0	$\frac{V_{DC}}{2}$	V_{DC}	0	0	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\bar{V}_{s2} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} 90^\circ$
1-1	$\frac{V_{DC}}{2}$	V_{DC}	V_{DC}	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{6}$	$\frac{V_{DC}}{6}$	$\bar{V}_{s3} = \frac{V_{DC}}{3} 180^\circ$
0-1	$\frac{V_{DC}}{2}$	0	V_{DC}	0	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\bar{V}_{s4} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} 270^\circ$

Os IGBT's de numeração par apresentam estados de condução complementares aos interruptores de numeração ímpar da mesma fase. A variável V_{DC} representa a tensão total do barramento DC. As tensões de enrolamento V_{UN} , V_{VN} e V_{WN} , determinam-se através das equações (4.26)-(4.28). O vector espacial da tensão de saída do inversor $\bar{V}_{S(K)}$ é calculado através da equação (4.29), com $a = e^{j2\pi/3}$.

As componentes real e imaginária deste vector de tensão calculam-se através das equações (4.30) e (4.31), respectivamente.

$$V_{UN} = V_{AO} - V_{NO} = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}(V_{BO} + V_{CO}) \quad (4.26)$$

$$V_{VN} = V_{BO} - V_{NO} = \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}(V_{AO} + V_{CO}) \quad (4.27)$$

$$V_{WN} = V_{CO} - V_{NO} = \frac{2}{3}V_{CO} - \frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO}) \quad (4.28)$$

$$\bar{V}_{S(K)} = V_d + jV_q = \frac{2}{3}[V_{UN} + aV_{VN} + a^2V_{WN}] \quad (4.29)$$

$$V_d = \frac{V_{DC}}{3}[1 - T_3 - T_5] \quad (4.30)$$

$$V_q = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}[T_3 - T_5] \quad (4.31)$$

POR ANALOGIA, NA

Tabela 4.2 e na Tabela 4.3 são apresentados os vectores espaciais da tensão de saída do inversor, relativos às situações de circuito-aberto nas fases B e C do inversor, respectivamente.

Na Fig. 4.23 (a)-(c) estão representados os vectores espaciais da tensão, correspondentes a um circuito-aberto, permanente, nas fases A, B e C do inversor, respectivamente. Para controlar separadamente o fluxo e o binário electromagnético, tal como acontecia com o inversor I6, é necessário controlar os valores das componentes segundo os eixos d e q do fluxo estático, de acordo com as equações (4.32) e (4.33), respectivamente.

Na situação da fase *B* do inversor em circuito-aberto, as componentes real e imaginária do vector espacial da tensão são determinadas através das equações (4.34) e (4.35), respectivamente, as quais resultam da substituição das tensões V_{UN} , V_{VN} e V_{WN} , na equação (4.29).

$$\varphi_{sd}^s = \int (v_{sd}^s - R_s^s i_{sd}^s) dt \quad (4.32)$$

$$\varphi_{sq}^s = \int (v_{sq}^s - R_s^s i_{sq}^s) dt \quad (4.33)$$

TABELA 4.2

ESTADOS DE COMUTAÇÃO DOS IGBT's T_1 E T_5 , E TENSÕES NOS ENROLAMENTOS DO MOTOR COM A FASE *V* LIGADA AO PONTO MÉDIO DO BARRAMENTO *DC*.

Estado $T_1 - T_5$	V_{AO}	V_{BO}	V_{CO}	V_{UN}	V_{VN}	V_{WN}	$\bar{V}_{s(k)}$
0-0	0	$\frac{V_{DC}}{2}$	0	$-\frac{V_{DC}}{6}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{6}$	$\bar{V}_{s1} = \frac{V_{DC}}{3} 120^\circ$
1-0	V_{DC}	$\frac{V_{DC}}{2}$	0	$\frac{V_{DC}}{2}$	0	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\bar{V}_{s2} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} 30^\circ$
1-1	V_{DC}	$\frac{V_{DC}}{2}$	V_{DC}	$\frac{V_{DC}}{6}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{6}$	$\bar{V}_{s3} = \frac{V_{DC}}{3} 300^\circ$
0-1	0	$\frac{V_{DC}}{2}$	V_{DC}	$-\frac{V_{DC}}{2}$	0	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\bar{V}_{s4} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} 210^\circ$

TABELA 4.3

ESTADOS DE COMUTAÇÃO DOS IGBT's T_1 E T_3 , E TENSÕES NOS ENROLAMENTOS DO MOTOR COM A FASE *W* LIGADA AO PONTO MÉDIO DO BARRAMENTO *DC*

Estado $T_1 - T_3$	V_{AO}	V_{BO}	V_{CO}	V_{UN}	V_{VN}	V_{WN}	$\bar{V}_{s(k)}$
0-0	0	0	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{6}$	$-\frac{V_{DC}}{6}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\bar{V}_{s1} = \frac{V_{DC}}{3} 240^\circ$
1-0	V_{DC}	0	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	0	$\bar{V}_{s2} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} 330^\circ$
1-1	V_{DC}	V_{DC}	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{6}$	$\frac{V_{DC}}{6}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\bar{V}_{s3} = \frac{V_{DC}}{3} 60^\circ$
0-1	0	V_{DC}	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	0	$\bar{V}_{s4} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} 150^\circ$

Tal como na situação anterior, estas componentes resultam da substituição na equação (4.29) das tensões V_{UN} , V_{VN} e V_{WN} indicadas na Tabela 4.3.

Com a fase C do inversor em circuito-aberto, as componentes real e imaginária do vector espacial da tensão são calculadas através das equações (4.36) e (4.37), respectivamente.

Para exemplificar o princípio de funcionamento do controlo *DTC* aplicado a um motor de indução, alimentado através de um inversor *I4*, considere-se que após a detecção de uma avaria na fase A do inversor, esta é isolada deixando de ser controlada.

$$V_d = \frac{V_{DC}}{3} \left[2T_1 - T_5 - \frac{1}{2} \right] \quad (4.34)$$

$$V_q = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \left[\frac{1}{2} - T_5 \right] \quad (4.35)$$

$$V_d = \frac{V_{DC}}{3} \left[2T_1 - T_3 - \frac{1}{2} \right] \quad (4.36)$$

$$V_q = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \left[T_3 - \frac{1}{2} \right] \quad (4.37)$$

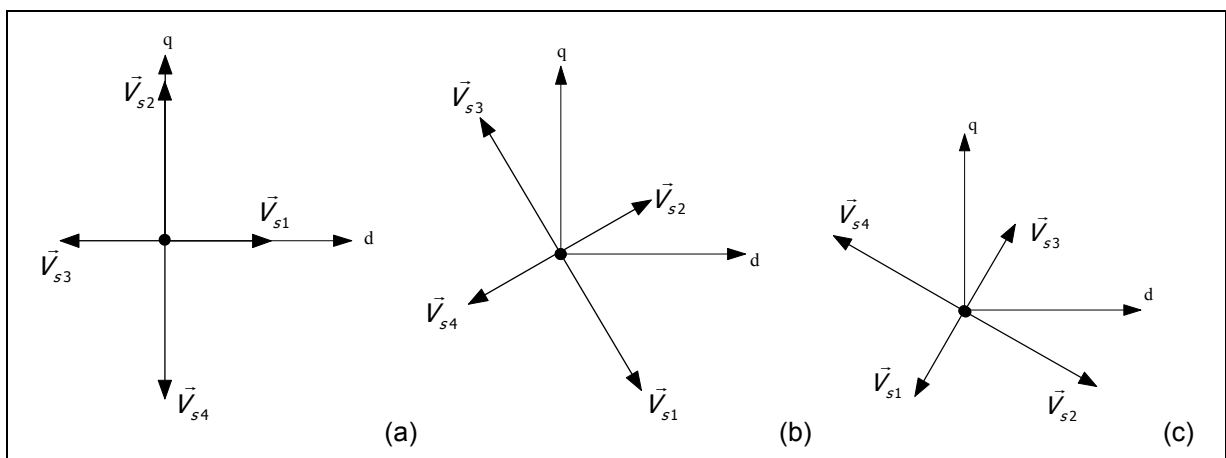


Fig. 4.23 – Representação do vector espacial da tensão de saída do inversor para uma fase em circuito-aberto: (a) fase A; (b) fase B; (c) fase C.

Na sequência da detecção da avaria, a fase U do motor é ligada ao ponto médio do barramento DC . Considere-se, também, que o vector do fluxo estatórico pode estar posicionado em qualquer um dos quatro sectores em que se divide o plano formado pelos eixos dq . Os sectores são delimitados pelos vectores espaciais de tensão, como se indica na Fig. 4.24. O valor do vector espacial do fluxo estatórico que se encontra posicionado no sector S_1 , ilustrado na Fig. 4.25 (a), pode ser aumentado mediante a selecção de qualquer um dos vectores espaciais de tensão que delimitam este sector. No entanto, estes dois vectores têm implicações diferentes ao nível da variação do binário electromagnético do motor de indução.

Sabendo que o binário electromagnético gerado pelo motor é proporcional ao ângulo formado pelos vectores espaciais dos fluxos do estator e do rotor, como ilustra o ângulo ρ_s na Fig. 4.25 (a), o valor deste ângulo diminui se o vector \bar{V}_{s1} for seleccionado, aumentando no caso de ser escolhido o vector \bar{V}_{s2} . Se o objectivo do controlo for diminuir o vector espacial do fluxo do estator, então qualquer dos vectores \bar{V}_{s3} ou \bar{V}_{s4} deve ser seleccionado, como se indica na Fig. 4.25 (b). Também, neste caso, a opção por um dos vectores tem implicações contrárias no binário electromagnético.

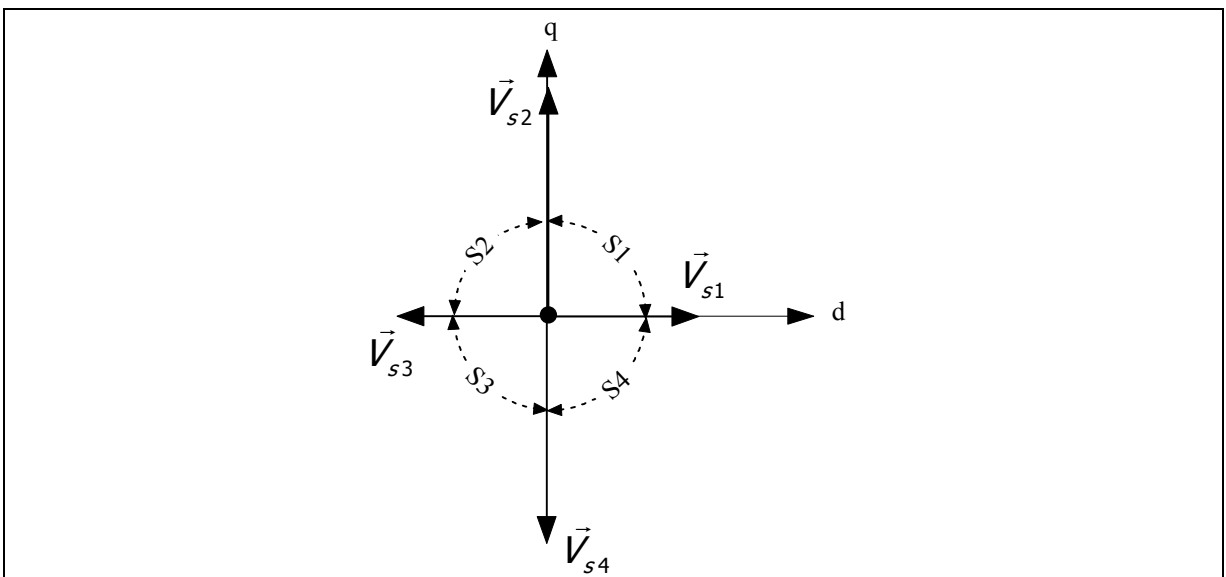


Fig. 4.24 – Numeração e identificação dos sectores que identificam a posição do fluxo estatórico, no caso de um inversor $I4$ com a fase A em circuito-aberto.

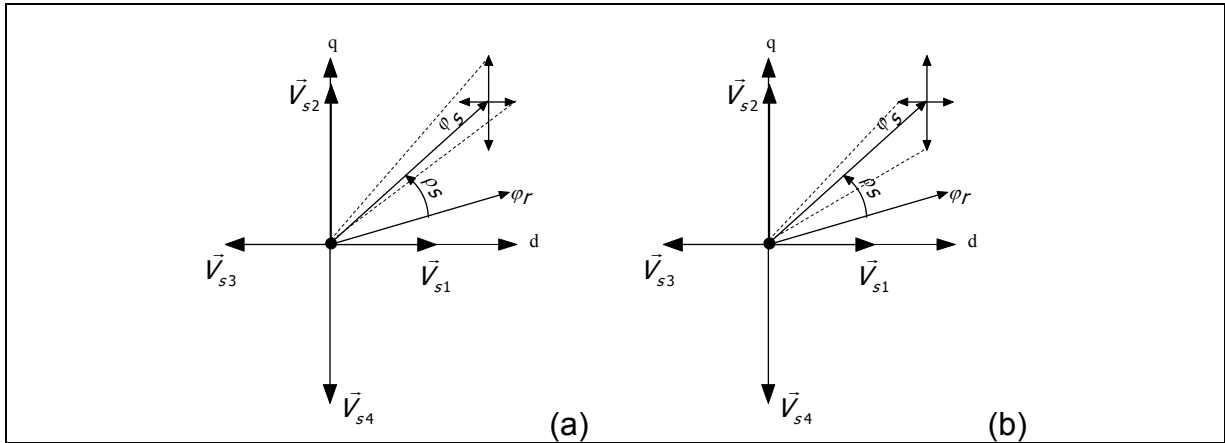


Fig. 4.25 – Variações do vector espacial do fluxo estatórico no sector S1: (a) aumento do fluxo; (b) diminuição do fluxo.

De acordo com o anteriormente exposto, o vector \vec{V}_{s3} aumenta o binário electromagnético, enquanto o vector \vec{V}_{s4} diminui o seu valor. Através da aplicação de um raciocínio semelhante em todos os outros sectores, é estabelecida uma tabela de comutação optimizada para os 4 IGBT's do inversor I4, à semelhança do que se expôs para o inversor I6.

Na Tabela 4.4 são indicados os vectores de tensão, óptimos, a seleccionar em função do sector em que se encontra posicionado o vector do fluxo estatórico, bem como dos sinais de erro do fluxo $\Delta\phi$ e do binário ΔT_e . Esta tabela corresponde à selecção óptima dos vectores de tensão para o caso do accionamento de um motor de indução através de um inversor com a fase A em circuito-aberto.

TABELA 4.4

TABELA DE COMUTAÇÃO ÓPTIMA PARA UM INVERSOR I4 COM A FASE A EM CIRCUITO-ABERTO.

$\Delta\phi$	ΔT	Sector 1 (0-90)	Sector 2 (90-180)	Sector 3 (180-270)	Sector 4 (270-360)
F^+	T^+	\vec{V}_{s2}	\vec{V}_{s3}	\vec{V}_{s4}	\vec{V}_{s1}
	T^-	\vec{V}_{s1}	\vec{V}_{s2}	\vec{V}_{s3}	\vec{V}_{s4}
F^-	T^+	\vec{V}_{s3}	\vec{V}_{s4}	\vec{V}_{s1}	\vec{V}_{s2}
	T^-	\vec{V}_{s4}	\vec{V}_{s1}	\vec{V}_{s2}	\vec{V}_{s3}

Na Tabela 4.5 são indicados os vectores de tensão a seleccionar para a implementação de um accionamento de um motor de indução trifásico, com um controlo *DTC*, aplicado a um inversor de fonte de tensão com a fase C em circuito-aberto. Esta estratégia de controlo *DTC* adaptada, aplicada a um motor de indução trifásico, alimentado através de um inversor com uma fase em circuito-aberto, é utilizado nas duas situações de reconfiguração de *hardware*, *SPC* e *SNPC*.

2.2. CONTROLADOR *DTC* PARA RECONFIGURAÇÃO *SPC* E *SNPC*

O programa utilizado na simulação do funcionamento do motor de indução com controlo *DTC* adaptado, alimentado através de um inversor com reconfiguração *SPC*, encontra-se representado na Fig. 4.26. Para o caso da simulação do funcionamento do motor de indução com controlo *DTC* adaptado, alimentado através de um inversor com reconfiguração *SNPC*, o programa é semelhante ao utilizado no funcionamento normal (Fig. 3.13). Para qualquer um dos programas utilizados na simulação do accionamento com inversor *I4*, é usado um novo bloco *Controlador DTC*, comum às duas reconfigurações de *hardware SPC* e *SNPC*.

Comparativamente ao bloco *Controlador DTC* utilizado no inversor *I6* (Anexo IV, Fig. 3), o novo bloco representado na Fig. 4.27 contém um regulador de histerese de dois níveis para o binário electromagnético (*Histerese Binário I4*) e um novo bloco denominado *Tabela de Comutação I4*.

TABELA 4.5

TABELA DE COMUTAÇÃO ÓPTIMA PARA UM INVERSOR *I4*, COM A FASE C EM CIRCUITO-ABERTO.

$\Delta\varphi$	ΔT_e	Sector 1 (240° – 330°)	Sector 2 (330° – 60°)	Sector 3 (60° – 150°)	Sector 4 (150° – 240°)
F^+	T^+	\bar{V}_{s2}	\bar{V}_{s3}	\bar{V}_{s4}	\bar{V}_{s1}
	T^-	\bar{V}_{s1}	\bar{V}_{s2}	\bar{V}_{s3}	\bar{V}_{s4}
F^-	T^+	\bar{V}_{s3}	\bar{V}_{s4}	\bar{V}_{s1}	\bar{V}_{s2}
	T^-	\bar{V}_{s4}	\bar{V}_{s1}	\bar{V}_{s2}	\bar{V}_{s3}

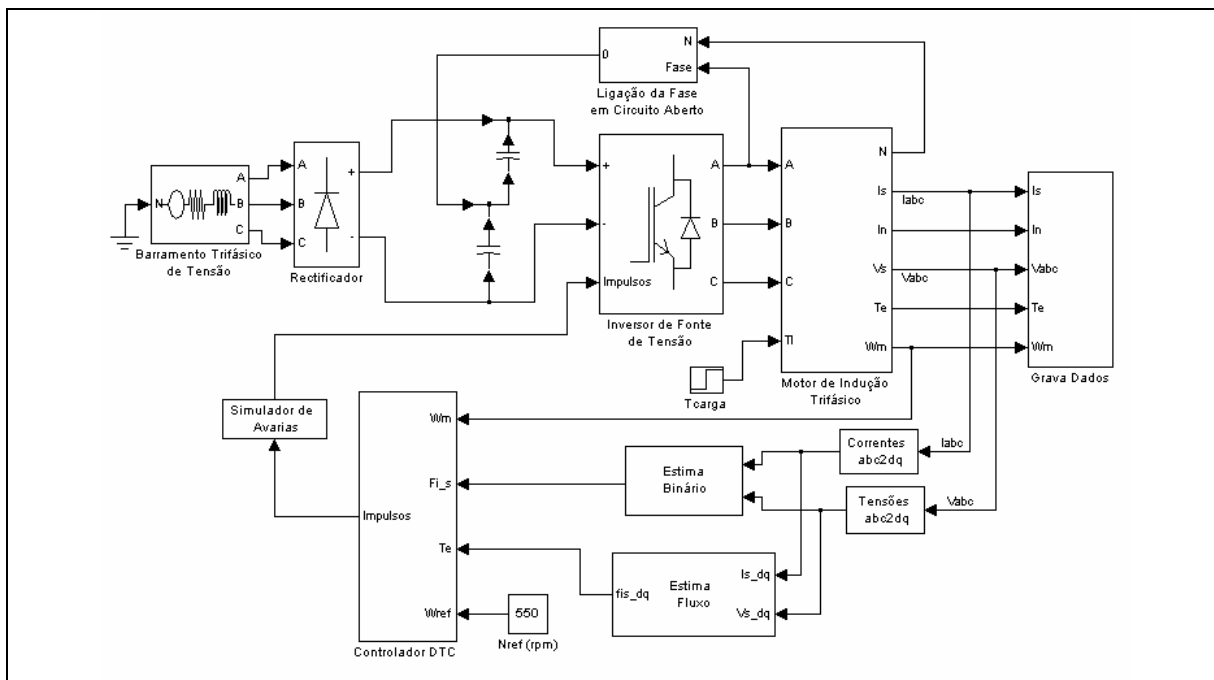


Fig. 4.26 – Programa utilizado na simulação do accionamento do motor de indução trifásico com um controlador *DTC* adaptado e reconfiguração *SPC*.

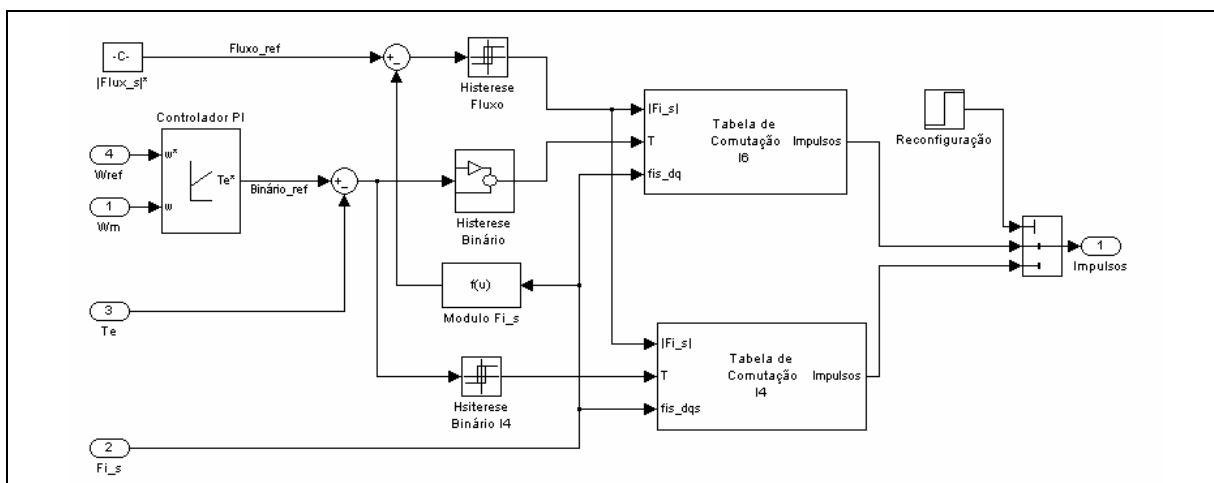


Fig. 4.27 – Bloco Controlador *DTC I4*

Neste bloco é implementada a tabela de comutação correspondente à fase do inversor que se encontra em circuito-aberto, de que são exemplo a Tabela 4.4 e a Tabela 4.5, em caso de avaria nas fases A e C do inversor, respectivamente.

No programa representado na Fig. 4.26, relativo à implementação da reconfiguração *SPC*, o bloco denominado *Ligação da Fase em Circuito Aberto* estabelece a ligação da fase do motor que se encontra em circuito-aberto com o ponto médio do

barramento *DC*. Nesta figura encontra-se ilustrada a situação correspondente à avaria na fase *A* do inversor.

2.3. RESULTADOS COM RECONFIGURAÇÃO *SPC*

O procedimento na realização dos ensaios do motor de indução trifásico com controlo directo de binário, alimentado através de um inversor de fonte de tensão reconfigurado, é igual ao utilizado no ensaio homólogo com o controlo *RFOC*.

Assim, e para o caso da fase *A* do inversor em circuito-aberto e fase *U* do motor ligado ao ponto médio do barramento *DC*, os resultados obtidos para as correntes de alimentação, velocidade mecânica e binário electromagnético do motor, encontram-se representados na Fig. 4.28 (a), (b) e (c), respectivamente. Estas figuras representam a evolução temporal das respectivas grandezas durante os períodos de funcionamento normal do inversor *I6* ($t < 0.5$ s), funcionamento com a fase *A* do inversor *I6* em circuito-aberto (0.5 s $< t < 0.6$ s), funcionamento após a ligação da fase *U* do motor ao ponto médio do barramento *DC*, com a reconfiguração de *hardware SPC* (0.6 s $< t < 0.8$ s).

Da análise do resultado representado na Fig. 4.28 (d), correspondente à corrente de alimentação do motor em regime permanente, após a reconfiguração *SPC* e introdução da nova estratégia de controlo adaptada, verifica-se que a evolução temporal da corrente é praticamente igual à registada em condições normais com o inversor *I6*, garantindo deste modo um funcionamento pós-falha do motor de indução trifásico. Nesta situação de funcionamento pós-falha, os espectrogramas da corrente e do binário electromagnético do motor estão representados na Fig. 4.29 (a)-(b). Comparando estes resultados com os homólogos representados na Fig. 3.15 (b) e Fig. 3.14 (b), respectivamente, relativos ao funcionamento normal do inversor *I6*, verifica-se que são semelhantes.

Apesar das condições de funcionamento do motor de indução, relativamente à corrente e binário electromagnético, serem semelhantes às que se obtêm em condições de alimentação com o inversor *I6* em funcionamento normal, a tensão de alimentação de cada um dos enrolamentos do motor não apresenta uma evolução temporal igual, como se pode verificar através dos resultados apresentados na Fig. 4.30 (a), (c) e (e), correspondentes às tensões V_{UN} , V_{VN} e V_{WN} , respectivamente.

Todavia, com esta assimetria entre fases, as amplitudes do termo fundamental de cada uma destas tensões são iguais entre si, tal como demonstram os resultados representados na Fig. 4.30 (b), (d) e (f) relativos aos espectrogramas das tensões V_{UN} , V_{VN} e V_{WN} , respectivamente.

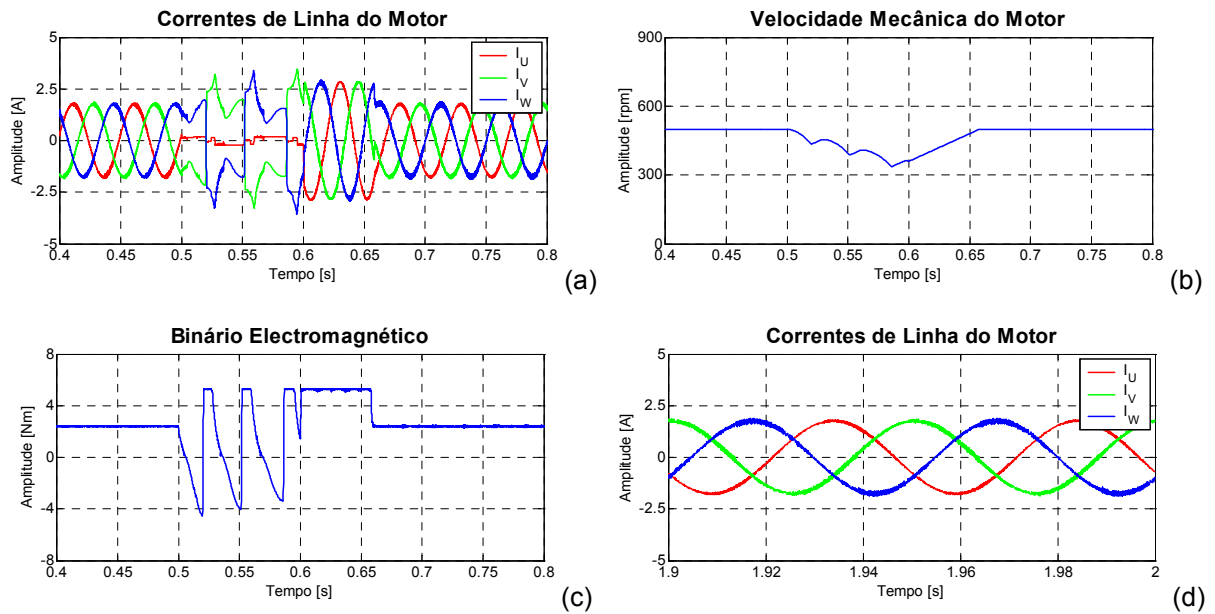


Fig. 4.28 – Resultados de simulação relativos ao funcionamento do motor de indução com controlo *DTC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal ($0.4 \text{ s} < t < 0.5 \text{ s}$), funcionamento com avaria ($0.5 \text{ s} < t < 0.6 \text{ s}$) e funcionamento com a estratégia de reconfiguração *SPC* e controlo *DTC* adaptado ($t > 0.6 \text{ s}$): (a) correntes de alimentação do motor; (b) velocidade de rotação do motor; (c) binário electromagnético; (d) pormenor das correntes de alimentação do motor após a introdução da reconfiguração de *hardware* e adaptação da estratégia de controlo.

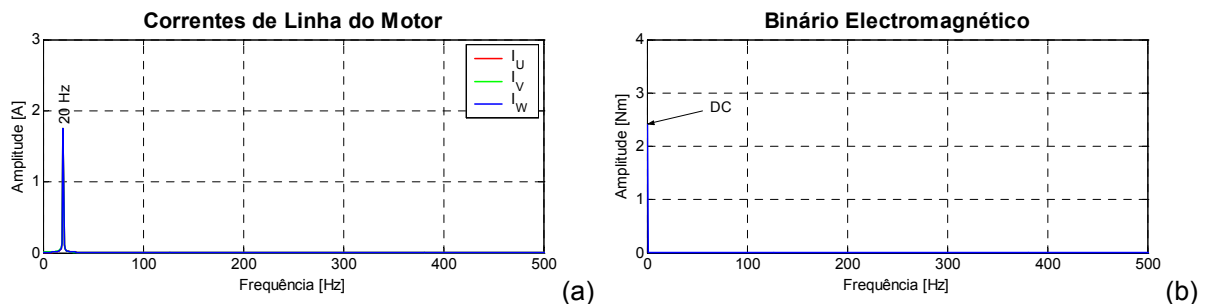


Fig. 4.29 – Espectrogramas correspondentes ao funcionamento do accionamento em regime permanente, com o controlo *DTC* adaptado e com a reconfiguração de *hardware* *SPC*: (a) corrente de alimentação do motor; (b) binário electromagnético.

Nestes espectrogramas regista-se também a ausência de outras componentes harmónicas com amplitudes significativas, à semelhança do que se verifica em condições de funcionamento normal do inversor *I6*. A existência de 4 vectores espaciais de tensão reflecte-se na representação gráfica do Vector de *Park* da tensão aplicada a cada um dos enrolamentos. Para o caso de um inversor *I4* com uma avaria na fase *A*, o resultado correspondente ao respectivo Vector de *Park* das tensões aplicadas aos enrolamentos do motor de indução, encontra-se representado na Fig. 4.31 (a).

Contudo, com esta alimentação e dadas as adaptações introduzidas na estratégia de controlo, o Vector de *Park* da corrente de alimentação do motor de indução apresenta uma forma circular, próxima das condições ideais com uma alimentação sinusoidal equilibrada, tal como indica o resultado apresentado na Fig. 4.31 (b).

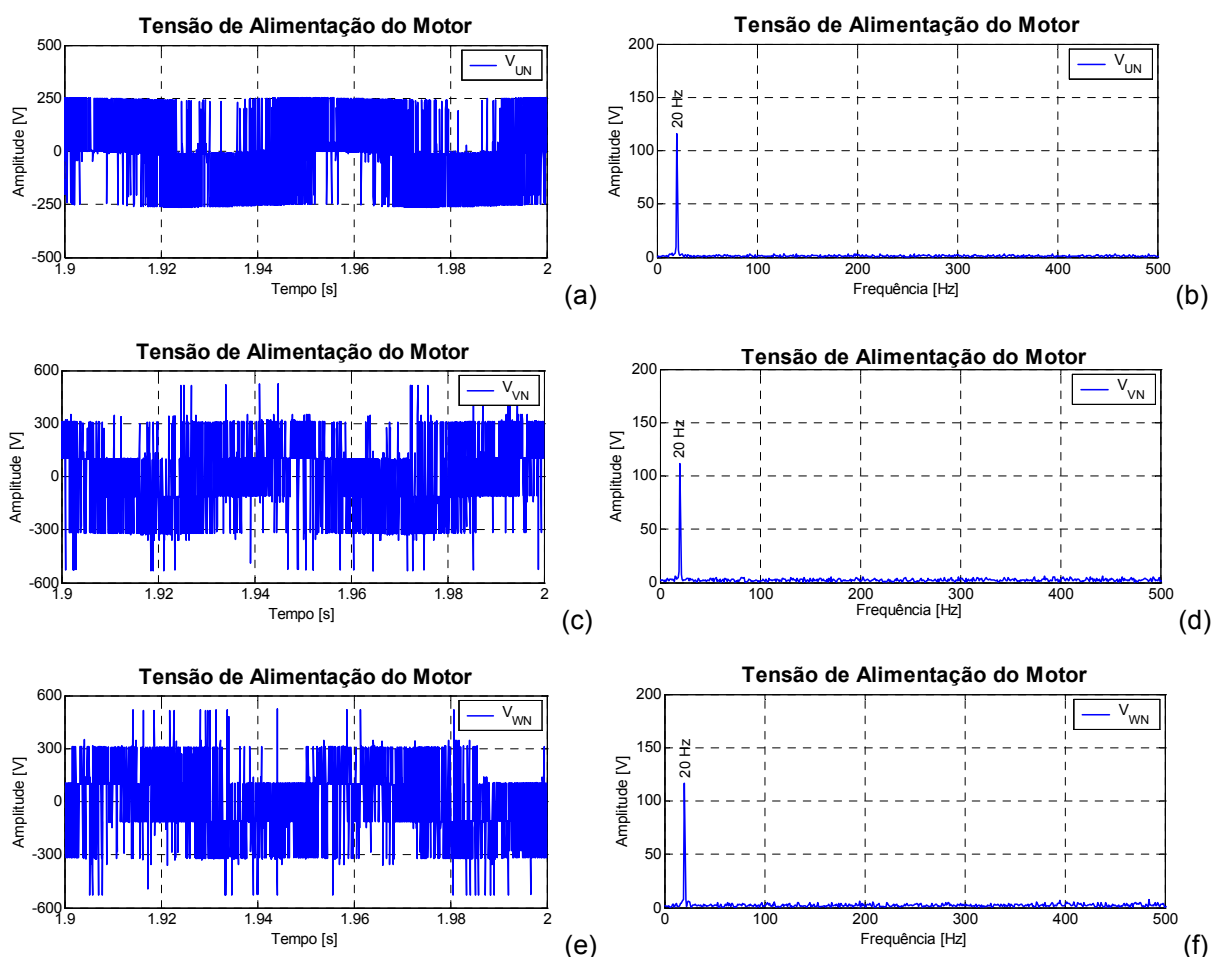


Fig. 4.30 – Funcionamento do accionamento em regime permanente, com o controlo *DTC* adaptado e a reconfiguração *SPC*: tensão de fase V_{UN} (a) e respectivo espectrograma (b); tensão de fase V_{VN} (c) e respectivo espectrograma (d); tensão de fase V_{WN} (e) e respectivo espectrograma (f).

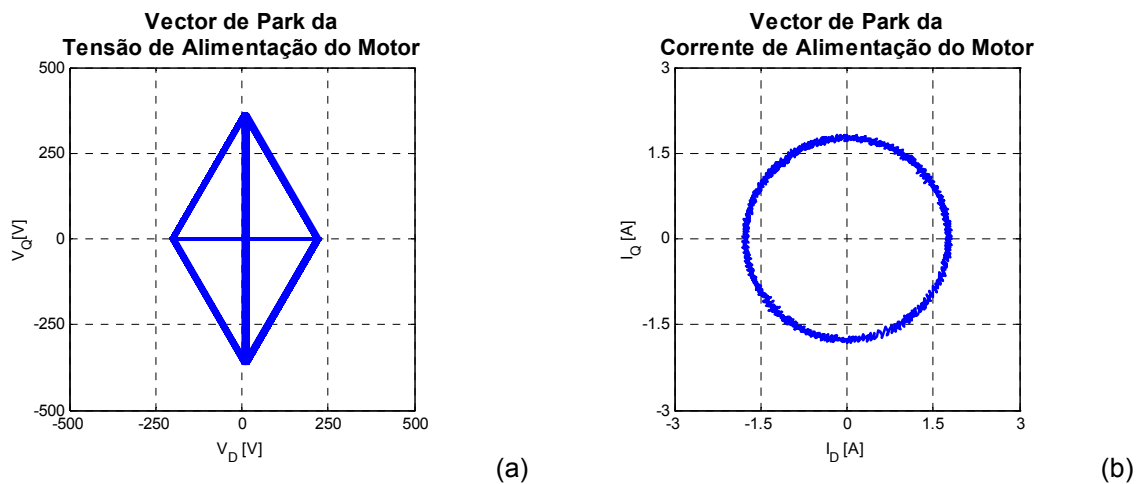


Fig. 4.31 – Funcionamento do accionamento em regime permanente, com o controlo *DTC* adaptado e com a reconfiguração de *hardware SPC*: (a) Vector de *Park* da tensão de fase; (b) Vector de *Park* da corrente de alimentação.

2.4. RESULTADOS COM RECONFIGURAÇÃO *SNPC*

A realização dos ensaios de simulação baseados na estratégia de reconfiguração de *hardware SNPC* aplicada num inversor *I4*, teve em consideração as mesmas condições utilizadas na realização dos ensaios homólogos com a estratégia de controlo *RFOC* adaptada.

A estratégia de controlo *DTC* adaptada, aplicada ao motor de indução trifásico, quando alimentado através de um inversor *I4* com uma reconfiguração *SNPC* é a mesma que se utilizou na secção anterior com a reconfiguração *SPC*.

Na Fig. 4.32 (a) representa-se a evolução temporal das correntes de alimentação do motor correspondentes a três situações diferentes de funcionamento. Durante a simulação inicial e até $t = 0.5$ s o motor é alimentado através de um inversor *I6* em funcionamento normal. A partir deste instante e até $t = 0.6$ s é simulado o funcionamento do motor com um controlo *DTC* normal, alimentado através de um inversor *I6* com a fase *A* em circuito-aberto. Para $t > 0.6$ s é simulado o funcionamento do motor com um controlo *DTC* adaptado, alimentado através de um inversor *I4* com uma reconfiguração *SNPC* relativa à fase *A* do inversor.

Da análise do funcionamento do motor nestas situações, verifica-se que após a introdução da reconfiguração *SNPC* e da aplicação do controlo *DTC* adaptado, a ve-

locidade angular do motor regressa ao valor de referência (Fig. 4.32 (b)), a evolução temporal do binário é semelhante à que existia antes da simulação da avaria (Fig. 4.32 (c)) e a evolução temporal das correntes em cada uma das fases de alimentação do motor apresenta uma forma de onda com uma amplitude $\sqrt{3}$ vezes superior à que existia em funcionamento normal.

Da observação do espectrograma da corrente apresentado na Fig. 4.33 (a), verifica-se que, tal como no resultado homólogo obtido em condições de funcionamento normal representado na Fig. 3.15 (b), só as componentes harmónicas fundamentais são visíveis. Para além do aumento da amplitude do termo fundamental da corrente de cada uma das fases, como já foi referido, regista-se também a amplitude da corrente de neutro com um valor sensivelmente igual a três vezes a amplitude das correntes em condições de funcionamento normal do inversor *I*₆.

Da análise do espectrograma do binário electromagnético Fig. 4.33 (b) e como na situação de funcionamento normal registado na Fig. 3.14 (b), apenas a componente contínua é observada.

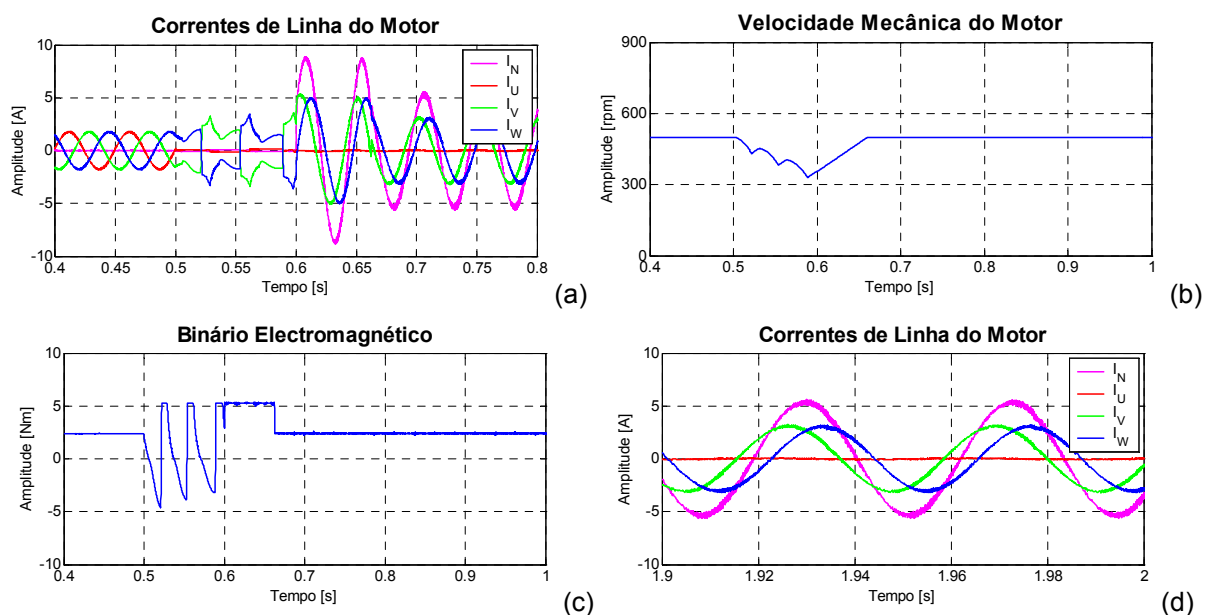


Fig. 4.32 – Resultados de simulação do funcionamento do motor de indução com controlo *DTC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal ($0.4 \text{ s} < t < 0.5 \text{ s}$), funcionamento com avaria ($0.5 \text{ s} < t < 0.6 \text{ s}$) e funcionamento com a estratégia de reconfiguração *SNPC* e controlo *DTC* adaptado ($t > 0.6 \text{ s}$): (a) correntes de alimentação do motor; (b) velocidade de rotação do motor; (c) binário electromagnético; (d) pormenor da correntes de alimentação do motor após a introdução da reconfiguração de *hardware* e adaptação da estratégia de controlo.

Com esta situação de funcionamento, o enrolamento da fase do motor de indução que fica em circuito-aberto apresenta a evolução temporal registada na Fig. 4.34 (a), enquanto os enrolamentos das fases do motor que são alimentadas pelo inversor *I4*, apresentam uma evolução temporal igual à registada na Fig. 4.34 (b) para a fase V_{VN} . Os correspondentes espectrogramas das tensões V_{UN} e V_{VN} são apresentados na Fig. 4.34 (c) e (d), respectivamente.

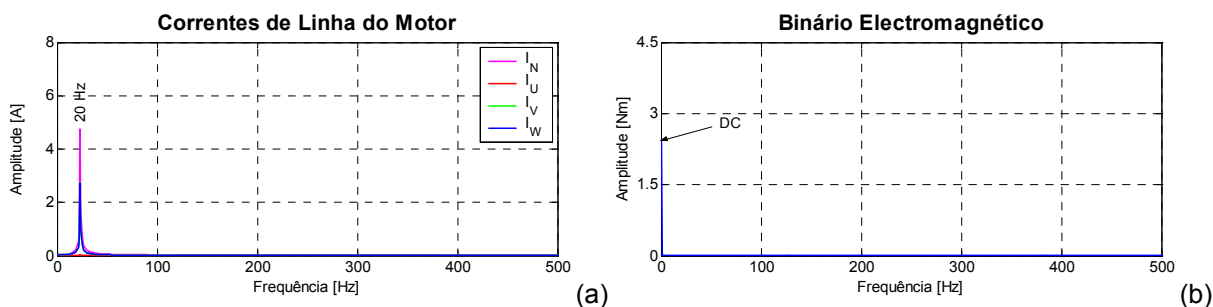


Fig. 4.33 – Espectrogramas correspondentes ao funcionamento do accionamento em regime permanente, com o controlo *DTC* adaptado e com a reconfiguração de *hardware SNPC*: (a) correntes de alimentação do motor; (b) binário electromagnético.

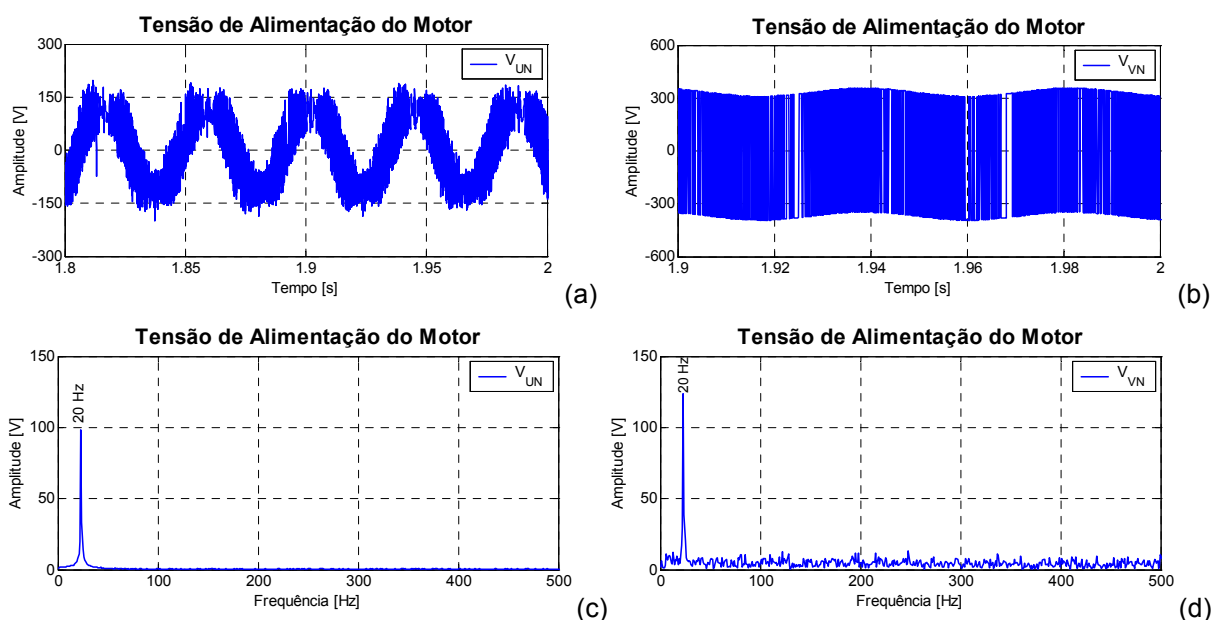


Fig. 4.34 – Funcionamento do accionamento em regime permanente, com o controlo *DTC* adaptado e com a reconfiguração de *hardware SNPC*: (a) tensão de fase V_{UN} ; (b) tensão de fase V_{VN} ; (c) espectrograma da tensão de fase V_{UN} ; (d) espectrograma da tensão de fase V_{VN} .

Os resultados da evolução temporal da tensão composta entre as duas fases que se encontram alimentadas pelo inversor *I4* (tensão V_{vw}) e o correspondente espectrograma, encontram-se representados nas Fig. 4.35 (a) e (b).

O Vector de *Park* da corrente, representado na Fig. 4.36 (a), apresenta uma forma circular semelhante à obtida em condições de alimentação do motor de indução através de um inversor *I6*.

O Vector de *Park* da tensão de fase, representado na Fig. 4.36 (b), apresenta uma forma diferente da situação de alimentação de um inversor *I6*, dada a aplicação de apenas 4 vectores espaciais de tensão.

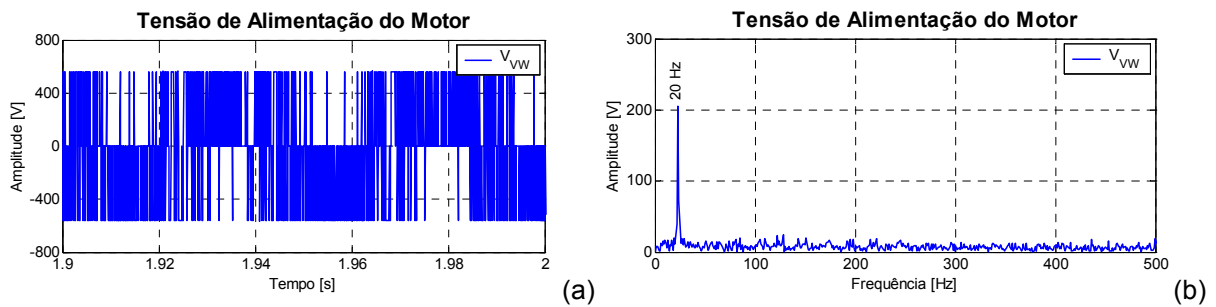


Fig. 4.35 – Funcionamento do accionamento em regime permanente, com o controlo *DTC* adaptado e com a reconfiguração de *hardware SNPC*: (a) tensão de composta V_{vw} ; (b) espectrograma da tensão composta V_{vw} .

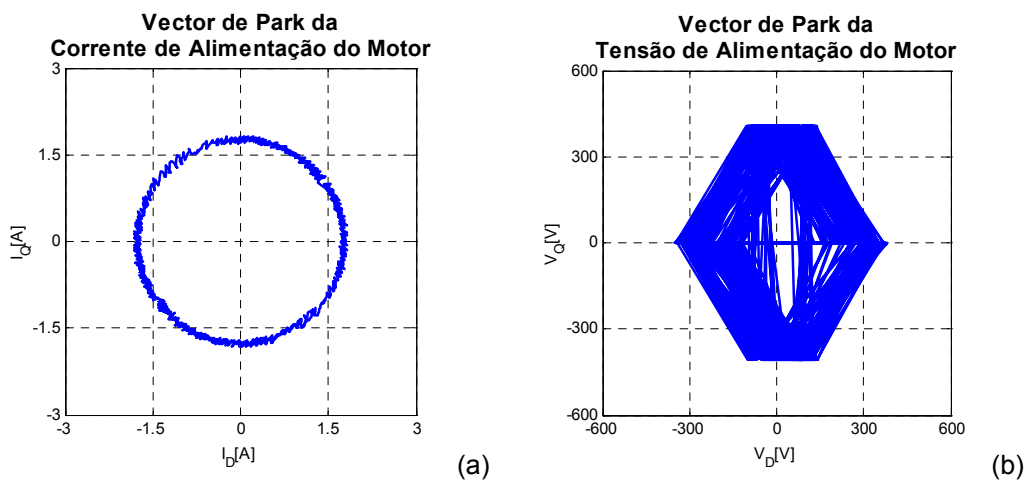


Fig. 4.36 – Funcionamento do accionamento em regime permanente, com o controlo *DTC* adaptado e com a reconfiguração de *hardware SNPC*: (a) Vector de *Park* da corrente de alimentação; (b) Vector de *Park* da tensão de fase.

Relativamente à oscilação da tensão de fase do motor e do barramento *DC*, esta estratégia de reconfiguração com controlo *DTC* adaptado apresenta os mesmos problemas enunciados com a utilização da reconfiguração *SNPC* com controlo *RFOC*.

Apresentadas as reconfigurações de *hardware SPC* e *SNPC* com controlo *DTC* adaptado, pode concluir-se que qualquer uma garante o funcionamento do motor numa situação pós-falha através de um inversor *I4*.

Na secção seguinte são apresentados os resultados correspondentes à avaliação de desempenho, tendo como objectivo a selecção da estratégia de controlo que melhor condição de funcionamento garante ao motor de indução trifásico, quando alimentado através de um inversor *I4*.

3. AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO MOTOR

Para a avaliação de desempenho do motor de indução simularam-se vários ensaios com três referências de velocidade e cinco níveis de binário de carga T_L .

Com os valores de referência de velocidade seleccionados, o valor da frequência fundamental da tensão de alimentação do motor em cada ensaio foi de 20 Hz, 30 Hz e 50 Hz.

Na realização dos ensaios com o accionamento reconfigurado, calcularam-se e registaram-se os valores de corrente e tensão de alimentação do motor, correspondentes à média aritmética das três fases do motor, I_{SAV} e V_{SAV} , respectivamente. Foram também registados os valores das correntes I_s e das tensões V_s , relativos às duas fases do motor que são alimentadas directamente pelo inversor de fonte de tensão. Os restantes parâmetros de distorção harmónica, rendimento, potência eléctrica de saída e factor de potência, são calculados através das equações (1.1)-(1.6), respectivamente.

No caso do factor de distorção harmónica da tensão e da corrente, o valor equivalente é calculado através da aplicação da equação (4.38), em que a variável X se refere à tensão ou à corrente.

$$THD_x = \sqrt{\frac{THD_{x_U}^2 + THD_{x_V}^2 + THD_{x_W}^2}{3}} \quad (4.38)$$

3.1. CONTROLADOR *RFOC* ADAPTADO

Os parâmetros de avaliação de desempenho, em função do binário de carga, relativos às duas situações de alimentação do motor através de um inversor de fonte de tensão *I4* com o controlo *RFOC* adaptado, com as reconfigurações *SPC* e *SNPC*, encontram-se registados na Tabela 1 e na Tabela 2 do Anexo VII, respectivamente. Para uma análise mais fácil da evolução destes parâmetros, são apresentados nas Figs. 4.37 - 4.41 as evoluções do rendimento, factores de distorção harmónica da corrente e da tensão, valor eficaz da corrente de alimentação do motor de indução e factor de potência, respectivamente.

Os resultados indicados em cada um dos gráficos correspondem ao funcionamento normal do inversor *I6* (*RFOC NORMAL*), ao funcionamento do inversor *I4* com reconfiguração *SPC* (*RFOC SPC*) e funcionamento do inversor *I4* com reconfiguração *SNPC* (*RFOC SNPC*).

Da análise destes resultados é de destacar, em primeiro lugar, que, regra geral, o desempenho do motor de indução com o controlo *RFOC* adaptado, alimentado através de um inversor de fonte de tensão com uma fase em circuito-aberto e com uma reconfiguração *SPC*, é próximo da situação verificada com a alimentação pelo inversor *I6* em funcionamento normal.

Face à reconfiguração *SNPC*, a reconfiguração *SPC* garante melhores resultados ao nível do rendimento (Fig. 4.37) e das perdas por efeito de *Joule* (Fig. 4.40). Estas vantagens são verificadas em todas as condições de funcionamento investigadas, i.e., para todas as frequências e para todas os valores de carga.

Quanto ao valor do factor de distorção harmónica da corrente representado na Fig. 4.38, verifica-se que diminui com o aumento do nível de carga, independentemente do tipo do inversor utilizado e da condição de funcionamento.

Com a reconfiguração *SNPC* os valores de distorção harmónica da corrente são mais reduzidos que os registados em funcionamento normal ou com a reconfiguração *SPC*.

Com base nos resultados apresentados na Fig. 4.39 referentes ao factor de distorção harmónica da tensão de alimentação do motor, a mesma conclusão pode ser retirada, face aos valores mais reduzidos obtidos com a reconfiguração *SNPC*.

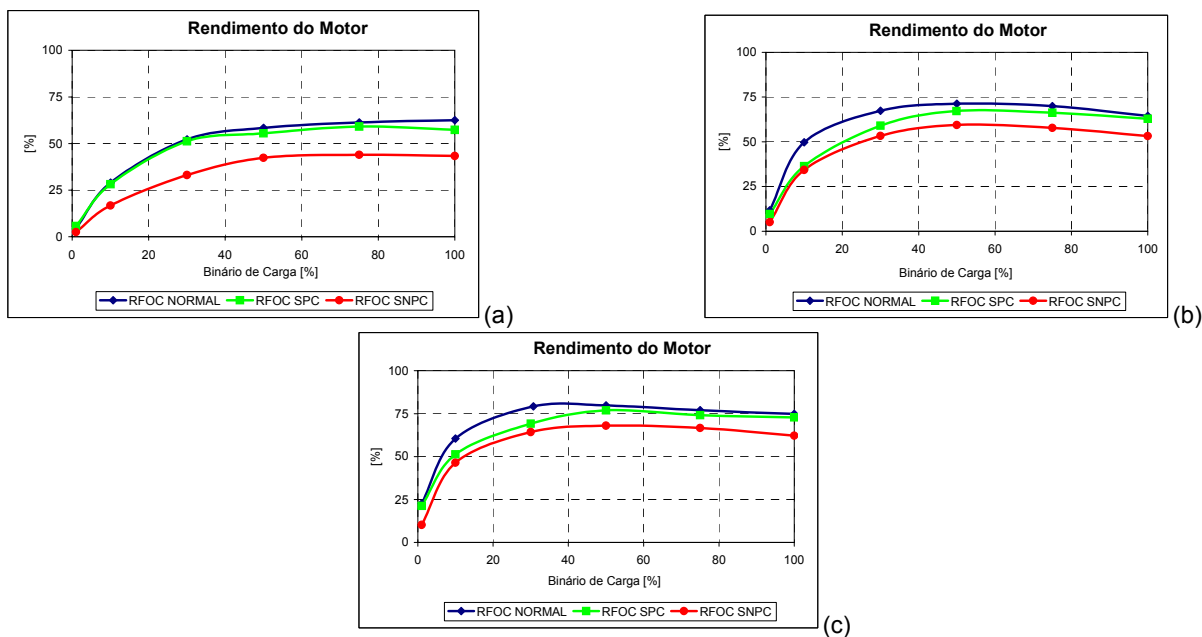


Fig. 4.37 – Evolução do rendimento do motor de indução com um controlo *RFOC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão nas situações de funcionamento normal (*RFOC NORMAL*), fase A em circuito-aberto com a reconfiguração *SPC* (*RFOC SPC*) e fase A em circuito-aberto com a reconfiguração *SNPC* (*RFOC SNPC*): (a) $f_s = 20$ Hz; (b) $f_s = 30$ Hz; (c) $f_s = 50$ Hz.

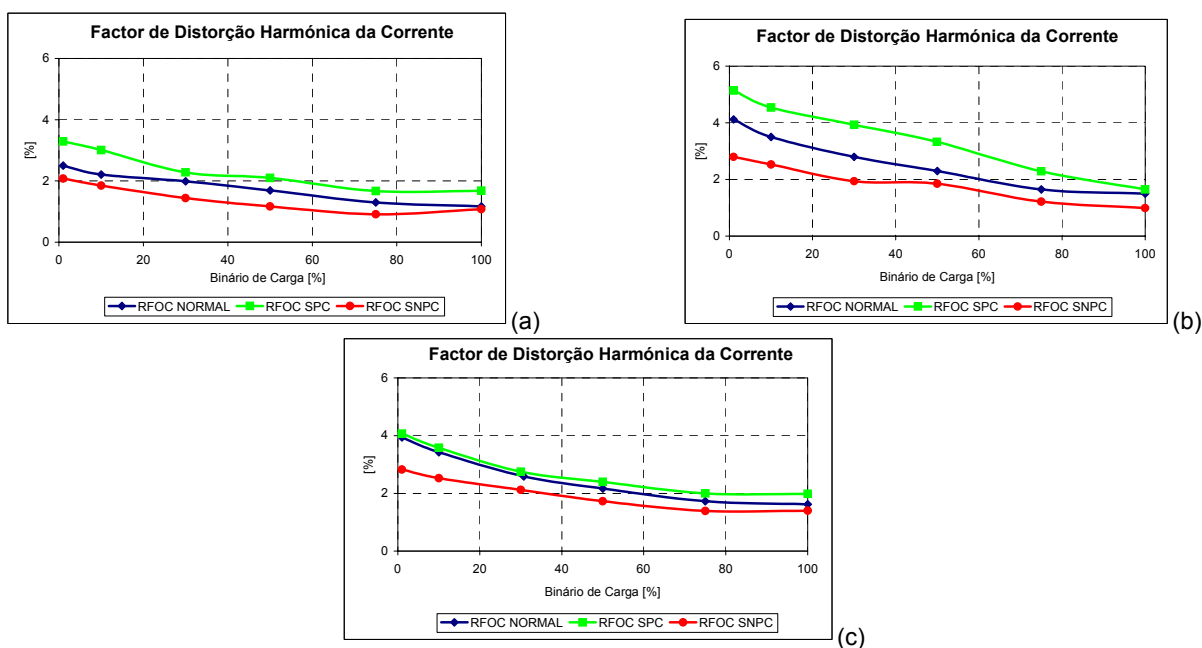


Fig. 4.38 – Evolução do factor de distorção harmónica da corrente do motor de indução com um controlo *RFOC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão nas situações de funcionamento normal (*RFOC NORMAL*), fase A em circuito-aberto com a reconfiguração *SPC* (*RFOC SPC*) e fase A em circuito-aberto com a reconfiguração *SNPC* (*RFOC SNPC*): (a) $f_s = 20$ Hz; (b) $f_s = 30$ Hz; (c) $f_s = 50$ Hz.

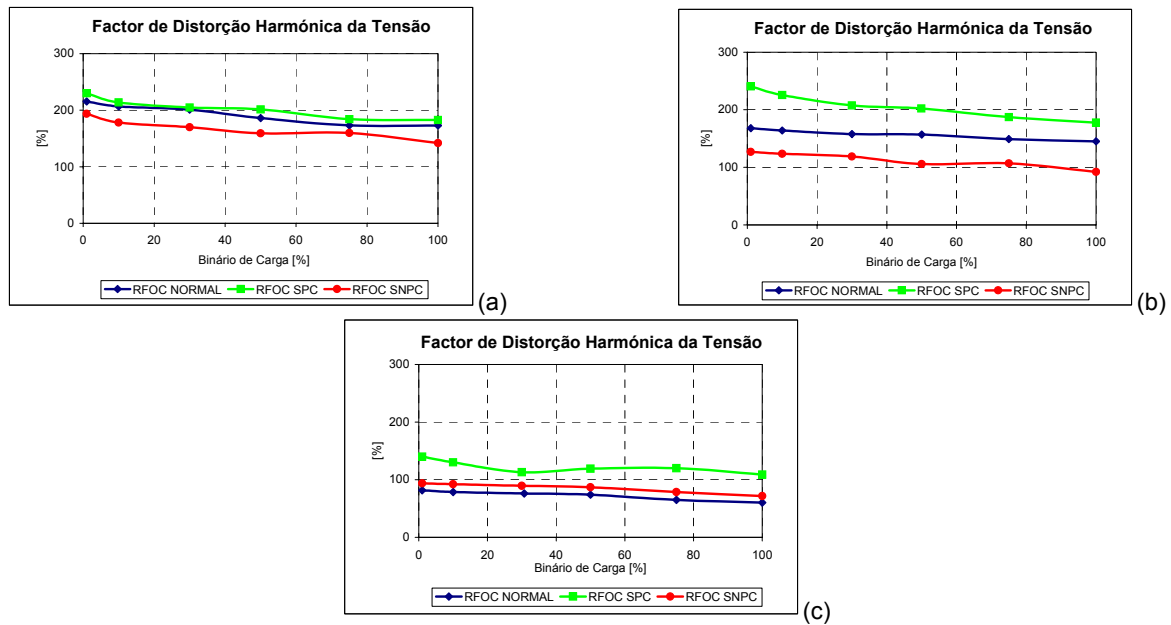


Fig. 4.39 – Evolução do factor de distorção harmónica da tensão do motor de indução com um controlo *RFOC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão nas situações de funcionamento normal (*RFOC NORMAL*), fase A em circuito-aberto com a reconfiguração *SPC* (*RFOC SPC*) e fase A em circuito-aberto com a reconfiguração *SNPC* (*RFOC SNPC*): (a) $f_s = 20$ Hz; (b) $f_s = 30$ Hz; (c) $f_s = 50$ Hz.

Outra conclusão que importa referir está relacionada com a corrente de alimentação do motor numa situação de reconfiguração *SNPC*. Para valores de binário de carga superiores a sensivelmente 40 % do valor nominal (Fig. 4.40 (a)-(c)), o valor de corrente em cada uma das fases é superior ao valor nominal indicado pelo fabricante, pelo que tal situação não deverá ser mantida, sob pena de danificar o motor, nomeadamente através da deterioração do isolamento dos enrolamentos. Para além da deterioração do isolamento dos enrolamentos do motor, a concentração de calor na periferia do estator pode também danificar a sua laminação. Relativamente à evolução do factor de potência, verifica-se que o seu valor cresce com o aumento dos valores do binário de carga e da frequência de alimentação do motor, independentemente do modo de funcionamento (Fig. 4.41 (a)-(c)). Comparando os resultados obtidos com as reconfigurações *SNPC* e *SPC*, verifica-se que nenhuma delas apresenta vantagem sobre a outra ou mesmo face ao funcionamento normal, exceptuando quando em funcionamento com frequências próximas do valor nominal, onde as reconfigurações *SPC* e *SNPC* apresentam valores semelhantes, mas inferiores aos obtidos em funcionamento normal (Fig. 4.41 (c)).

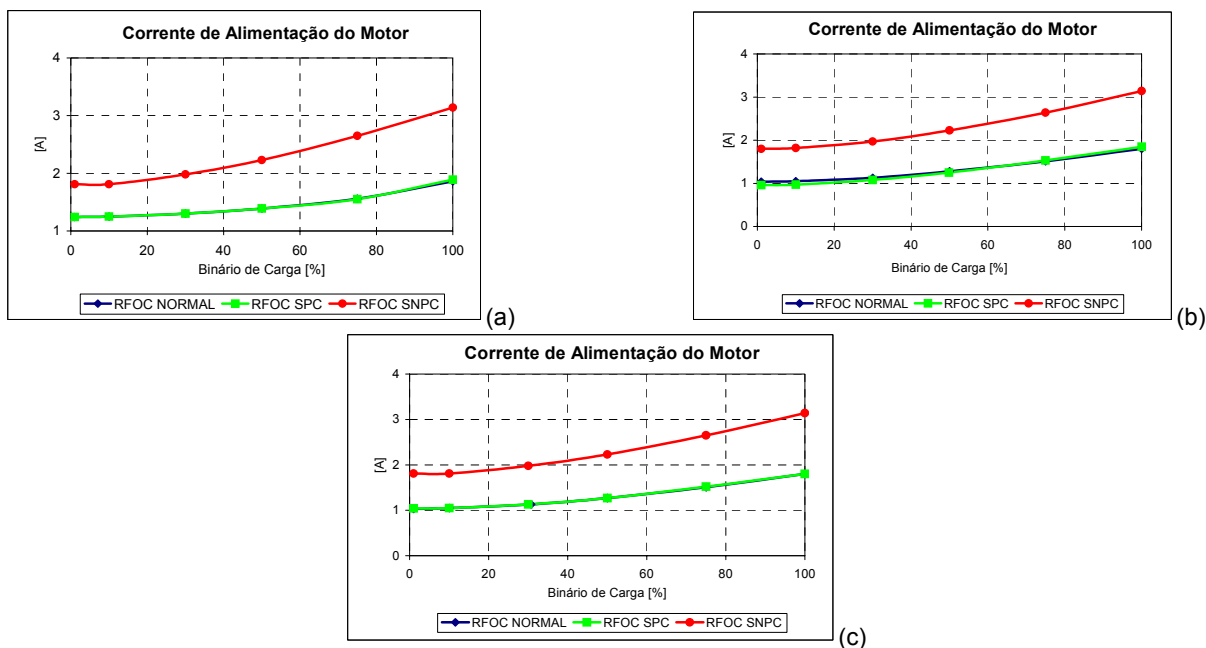


Fig. 4.40 – Evolução do valor eficaz da corrente de alimentação do motor de indução com um controlo *RFOC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão nas situações de funcionamento normal (*RFOC NORMAL*), fase A em circuito-aberto com a reconfiguração *SPC* (*RFOC SPC*) e fase A em circuito-aberto com a reconfiguração *SNPC* (*RFOC SNPC*): (a) $f_s = 20$ Hz; (b) $f_s = 30$ Hz; (c) $f_s = 50$ Hz.

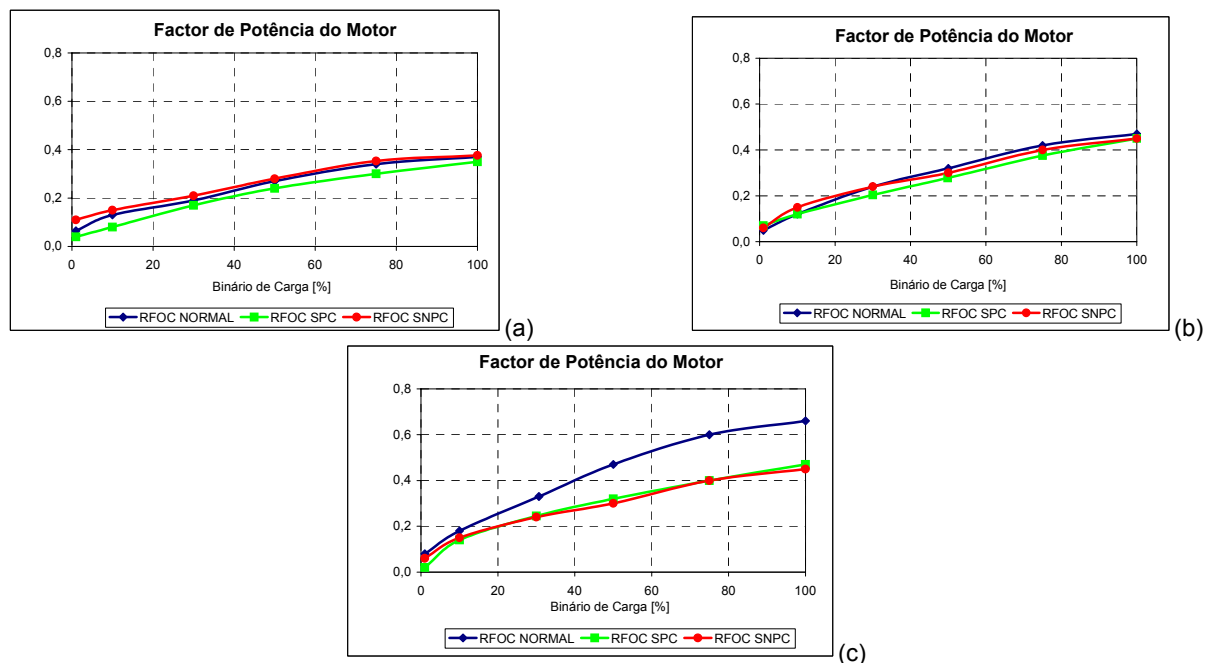


Fig. 4.41 – Evolução do factor de potência do motor de indução com um controlo *RFOC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão nas situações de funcionamento normal (*RFOC NORMAL*), fase A em circuito-aberto com a reconfiguração *SPC* (*RFOC SPC*) e fase A em circuito-aberto com a reconfiguração *SNPC* (*RFOC SNPC*): (a) $f_s = 20$ Hz; (b) $f_s = 30$ Hz; (c) $f_s = 50$ Hz.

3.2. CONTROLADOR *DTC* ADAPTADO

Os resultados obtidos, relativos aos parâmetros de avaliação de desempenho do motor de indução trifásico com controlo *DTC* adaptado e reconfigurações *SPC* e *SNPC*, encontram-se registados nas Tabelas 1 e 2 do Anexo VIII, respectivamente. A representação gráfica da evolução destes parâmetros para vários valores de binário de carga é ilustrada nas Figs. 4.42 - 4.46 e refere-se ao rendimento, factor de distorção harmónica da corrente e da tensão, factor de potência e valor eficaz da corrente de alimentação do motor de indução trifásico, respectivamente.

A evolução do rendimento do motor, representada na Fig. 4.42 (a)-(c), permite concluir que o rendimento do motor atinge o seu valor máximo próximo dos 40% de carga mantendo esse valor mesmo para níveis de carga superiores, independentemente do tipo de reconfiguração utilizado. Observa-se ainda que o valor máximo de rendimento aumenta com o valor da frequência da tensão de alimentação do motor. O valor máximo atingindo para o motor de indução usado nos ensaios é de cerca de 75%, como se observa na Fig. 4.42 (c), correspondente a uma frequência de alimentação de 50 Hz.

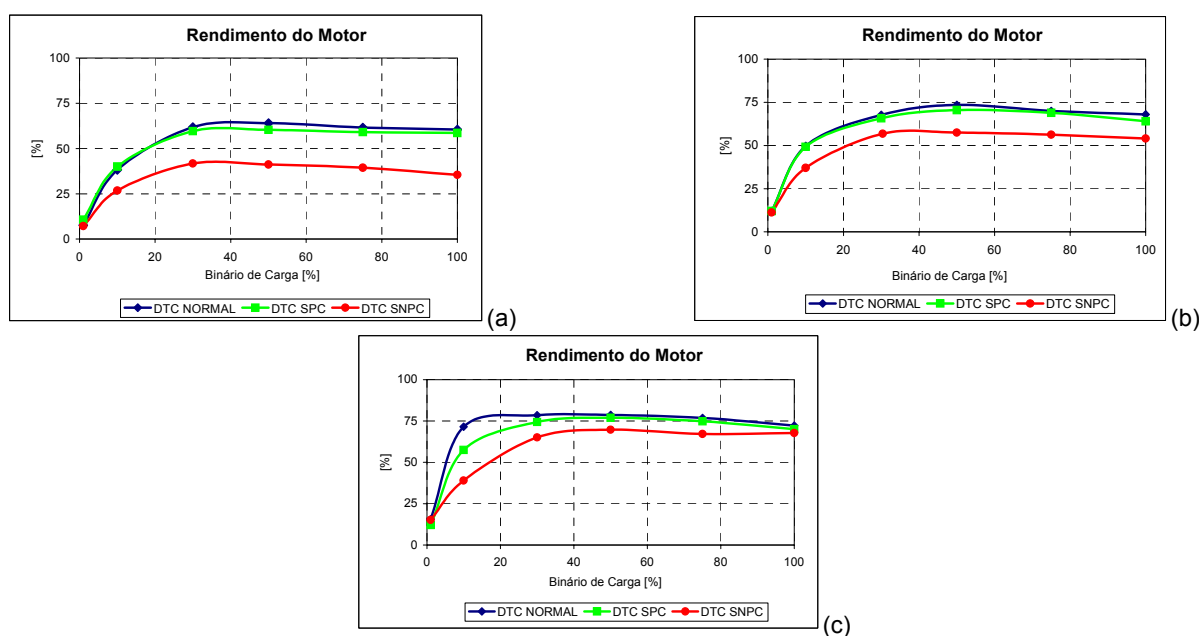


Fig. 4.42 – Evolução do rendimento do motor de indução com um controlo *DTC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão nas situações de funcionamento normal (*DTC NORMAL*), fase A em circuito-aberto com a reconfiguração *SPC* (*DTC SPC*) e fase A em circuito-aberto com a reconfiguração *SNPC* (*DTC SNPC*): (a) $f_s = 20$ Hz; (b) $f_s = 30$ Hz; (c) $f_s = 50$ Hz.

Quando comparadas entre si, verifica-se que a reconfiguração *SPC* garante um rendimento superior ao obtido com a reconfiguração *SNPC* para os mesmos valores de carga e de frequência de alimentação.

Da observação da evolução do factor de distorção harmónica da corrente apresentado na Fig. 4.43 (a)-(c) resulta que os valores diminuem com o aumento do nível de carga, independentemente da condição de alimentação do motor. Todavia, com reduzidos valores de frequência a reconfiguração *SPC* apresenta valores de distorção harmónica inferiores aos da reconfiguração *SNPC*.

Relativamente ao factor de distorção harmónica da tensão, cujos resultados se apresentam na Fig. 4.44 (a)-(c), verifica-se que a sua evolução global é semelhante à obtida para o caso do factor de distorção harmónica da corrente. No entanto, a reconfiguração *SNPC* assegura valores de distorção harmónica da tensão mais reduzidos, garantindo deste modo um desempenho do motor de indução mais favorável do que a reconfiguração *SPC*, para os mesmos valores de carga e de frequência.

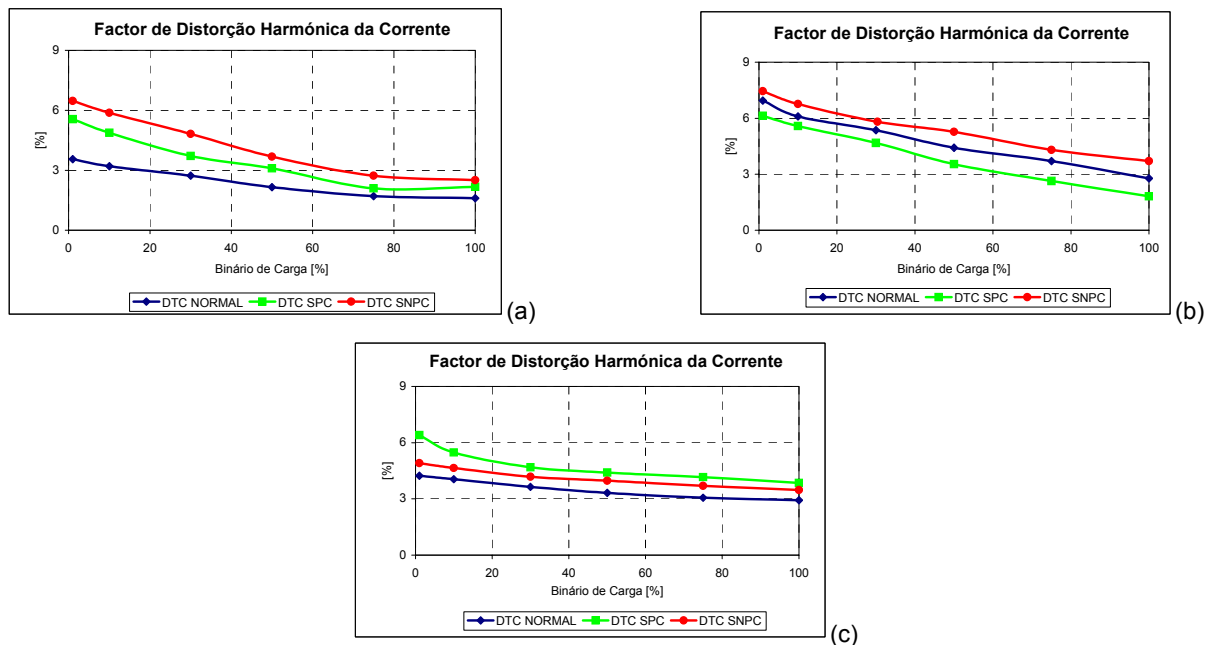


Fig. 4.43 – Evolução do factor de distorção harmónica da corrente de alimentação do motor com controlo *DTC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão nas situações de funcionamento normal (*DTC NORMAL*), fase A em circuito-aberto com a reconfiguração *SPC* (*DTC SPC*) e fase A em circuito-aberto com a reconfiguração *SNPC* (*DTC SNPC*): (a) $f_s = 20$ Hz; (b) $f_s = 30$ Hz; (c) $f_s = 50$ Hz.

A Fig. 4.45 (a)-(c) apresenta os resultados relativos à evolução do factor de potência para os mesmos níveis de carga e valores de frequência mencionados anteriormente. Com base nestes resultados, verifica-se que o factor de potência cresce com o aumento dos valores de carga e da frequência de alimentação aplicados ao motor, qualquer que seja a situação de funcionamento do conversor de frequência.

Estes resultados permitem também constatar que a alimentação do motor de indução através de um inversor *I4*, com reconfiguração *SPC*, apresenta factores de potência superiores aos obtidos com a reconfiguração *SNPC*, excepto para frequências próximas do valor nominal, situação em que apresentam resultados semelhantes.

Relativamente à evolução do parâmetro relacionado com as perdas por efeito de *Joule* nos enrolamentos do motor, encontram-se representados na Fig. 4.46 (a)-(c) os resultados relativos à evolução da corrente de alimentação do motor.

Da observação destes gráficos verifica-se que a corrente aumenta com o nível de carga e que a reconfiguração *SPC* garante um resultado mais favorável do que a reconfiguração *SNPC*, apresentando simultaneamente uma evolução muito próxima da existente com o inversor *I6* em funcionamento normal.

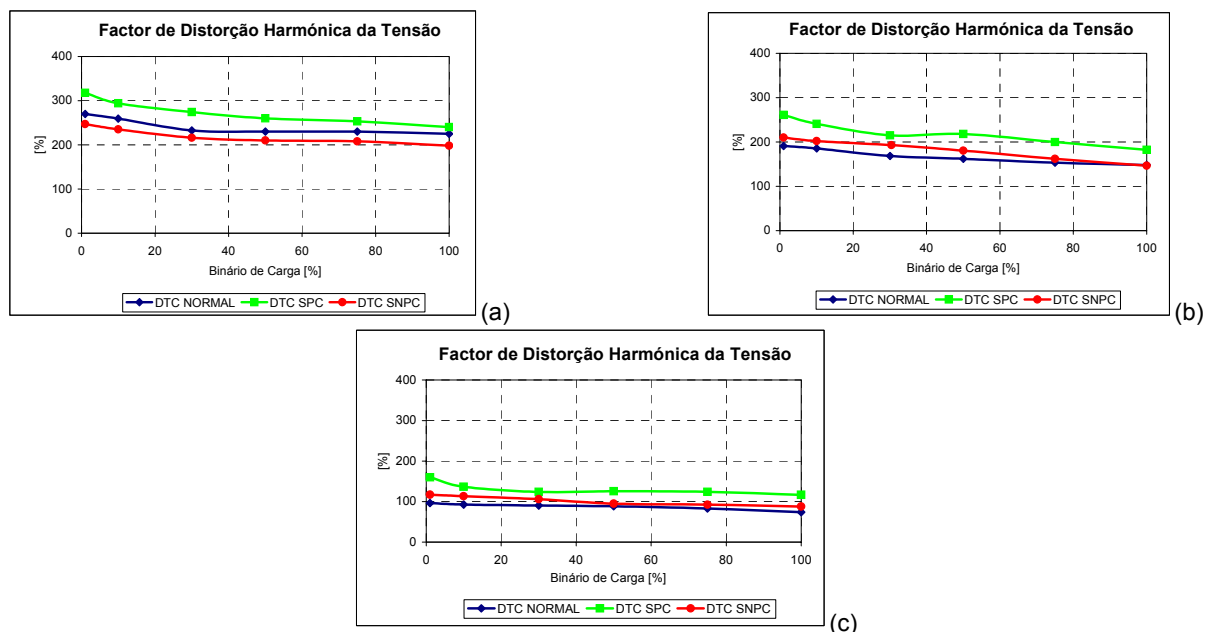


Fig. 4.44 – Evolução do factor de distorção harmónica da tensão de alimentação do motor com controlo *DTC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão nas situações de funcionamento normal (*DTC NORMAL*), fase *A* em circuito-aberto com a reconfiguração *SPC* (*DTC SPC*) e fase *A* em circuito-aberto com a reconfiguração *SNPC* (*DTC SNPC*): (a) $f_s = 20$ Hz; (b) $f_s = 30$ Hz; (c) $f_s = 50$ Hz.

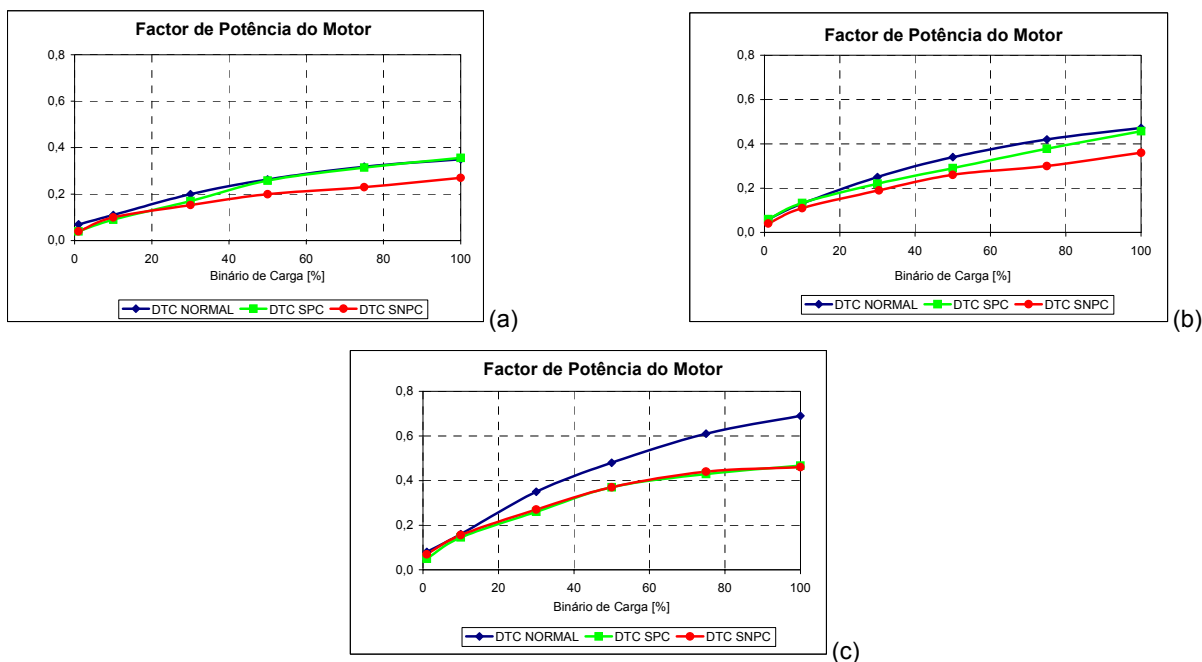


Fig. 4.45 – Evolução do factor de potência do motor de indução com controlo *DTC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão nas situações de funcionamento normal (*DTC NORMAL*), fase A em circuito-aberto com a reconfiguração *SPC* (*DTC SPC*) e fase A em circuito-aberto com a reconfiguração *SNPC* (*DTC SNPC*): (a) $f_s = 20$ Hz; (b) $f_s = 30$ Hz; (c) $f_s = 50$ Hz.

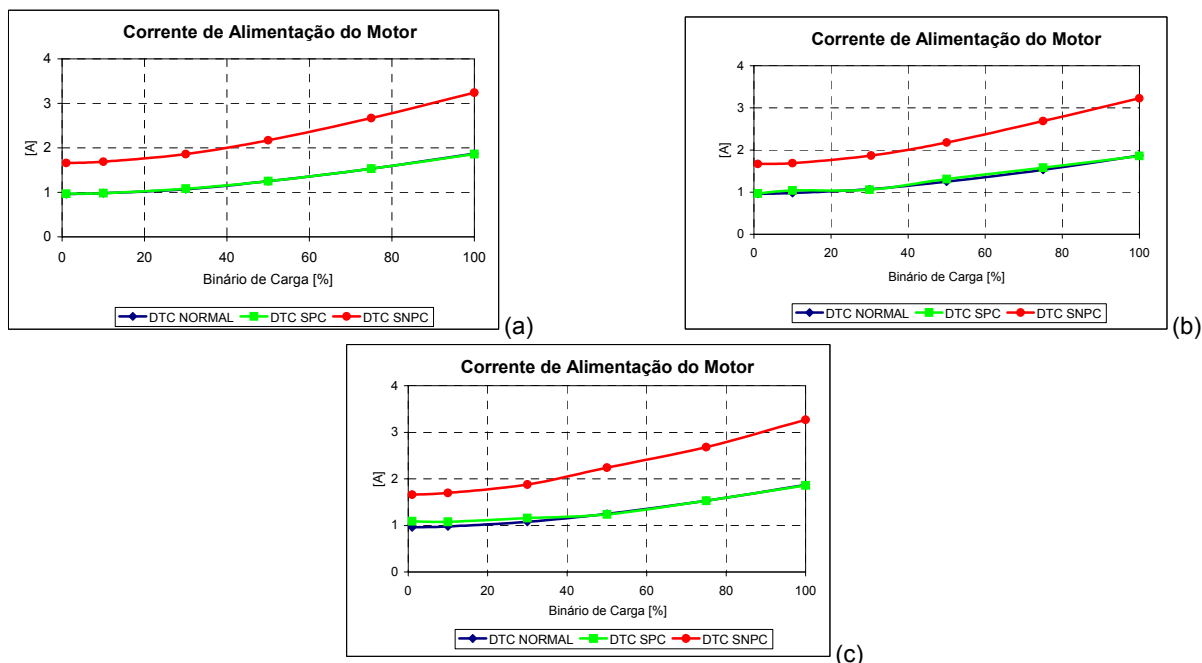


Fig. 4.46 – Evolução do valor eficaz da corrente de alimentação do motor com um controlo *DTC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão nas situações de funcionamento normal (*DTC NORMAL*), fase A em circuito-aberto com a reconfiguração *SPC* (*DTC SPC*) e fase A em circuito-aberto com a reconfiguração *SNPC* (*DTC SNPC*): (a) $f_s = 20$ Hz; (b) $f_s = 30$ Hz; (c) $f_s = 50$ Hz.

Constata-se também que através da utilização de uma reconfiguração *SNPC* e para valores de carga superiores a 40 % do valor nominal do binário electromagnético, a corrente absorvida pelo motor é superior ao seu valor nominal, pelo que esta situação é pouco recomendada.

3.3. CONTROLADOR *RFOC* ADAPTADO VERSUS *DTC* ADAPTADO

Da análise dos resultados obtidos, relativos à avaliação de desempenho do motor com controlo *RFOC* e *DTC* adaptados, quando alimentado através de um inversor *I4* com tolerância a falhas, conclui-se, com base na evolução dos parâmetros anteriormente apresentada, que a reconfiguração de *hardware SPC* apresenta um maior número de vantagens do que a reconfiguração *SNPC*.

No âmbito desta investigação, tomando como mais vantajosa a reconfiguração *SPC*, no contexto da implementação de um accionamento com tolerância a falhas, são apresentados, nesta secção, diversos resultados com o objectivo de verificar qual das duas técnicas de controlo adaptados garante um melhor desempenho do motor de indução, quando alimentado através de um inversor *I4*. Estes resultados correspondem aos mesmos valores de carga utilizados nos ensaios anteriores e para frequências fundamentais de alimentação do motor de 20 Hz, 30 Hz e 50 Hz.

Da análise dos valores de rendimento do motor de indução representados na Fig. 4.47 (a)-(c), verifica-se que estes são superiores quando é usado o controlo *DTC* adaptado, garantindo assim um maior aproveitamento do barramento de tensão contínua. Esta conclusão é particularmente importante no caso da introdução de estratégias de controlo com tolerância a falhas em veículos eléctricos, já que a fonte de energia provém de um conjunto de baterias e é de todo o interesse que a distância percorrida pelo veículo, por cada recarga das baterias, seja a maior possível.

Quanto aos valores do factor de distorção harmónica da corrente, representados na Fig. 4.48 (a)-(c), verifica-se que há valores de distorção na corrente de alimentação mais reduzidos com o controlo *RFOC* adaptado do que com o controlo *DTC*. Deste modo, as perdas nos enrolamentos do motor de indução são também menores se for usado um controlo *RFOC* adaptado. Este menor conteúdo harmónico está relacionado com o facto de no controlo *RFOC* adaptado as correntes de alimentação do motor serem directamente controladas através dos controladores de histe-

rese. Diminuindo o valor da banda de histerese, a forma de onda das correntes de alimentação do motor pode ser mais aproximada a uma sinusóide, diminuindo assim o valor do factor de distorção harmónica. No entanto, ao diminuir o valor da banda de histerese, aumenta-se a frequência de comutação dos *IGBT's* do inversor, aumentando também as perdas associadas à comutação dos semicondutores. O conteúdo harmónico do sistema de alimentação do motor de indução, para além do aumento das perdas do motor, nomeadamente as perdas por efeito de *Joule* e consequente acréscimo na temperatura do estator, está também relacionado com as vibrações e aquecimento do rotor.

As vibrações no rotor devem-se às oscilações no binário electromagnético, o que provoca um acréscimo nas perdas por fricção nos rolamentos e simultaneamente uma redução no seu tempo de vida útil, aumentando desde modo a probabilidade de avarias no motor de indução.

Relacionado com o conteúdo harmónico da corrente está também o conteúdo harmónico da tensão de alimentação do motor.

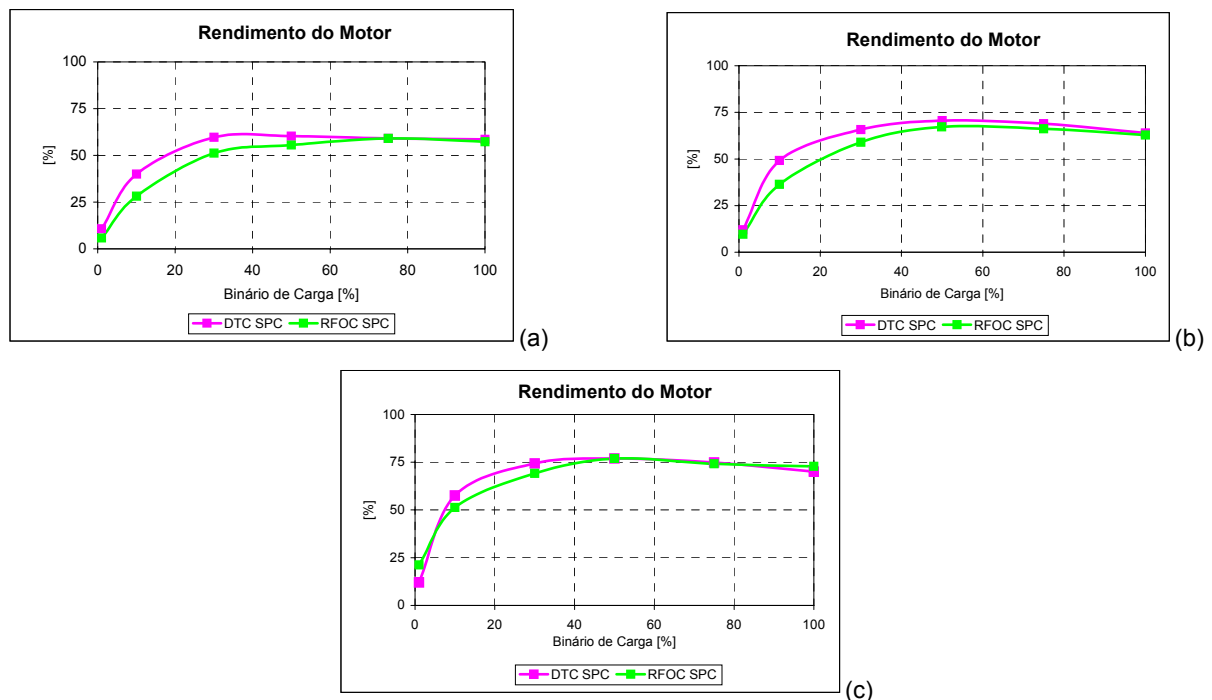


Fig. 4.47 – Análise comparativa relativa ao rendimento do motor de indução, quando sujeito aos controlos *DTC* e *RFOC* adaptados, alimentado através de um inversor *I4* com a reconfiguração *SPC* e uma frequência de alimentação de: (a) $f_s = 20$ Hz; (b) $f_s = 30$ Hz; (c) $f_s = 50$ Hz.

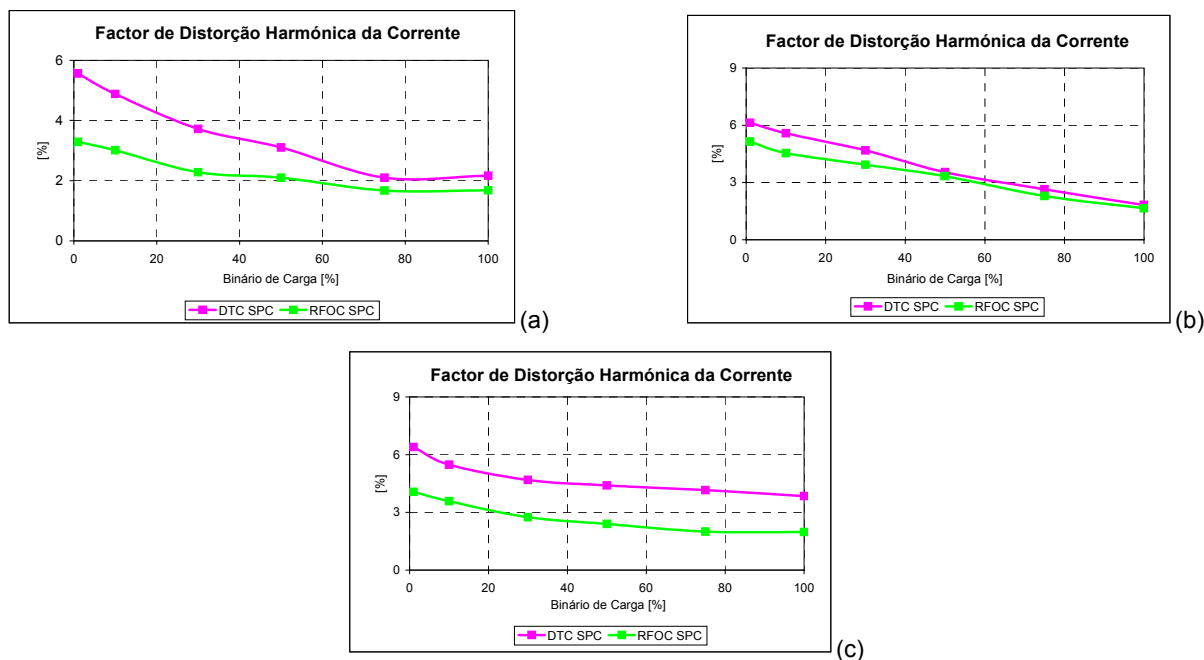


Fig. 4.48 – Análise comparativa relativa ao factor de distorção harmónica da corrente de alimentação do motor de indução, quando sujeito aos controlos *DTC* e *RFOC* adaptados, alimentado através de um inversor *I4* com a reconfiguração *SPC* e uma frequência de alimentação de: (a) $f_s = 20$ Hz; (b) $f_s = 30$ Hz; (c) $f_s = 50$ Hz.

No caso do factor de distorção harmónica da tensão, o controlo *RFOC* adaptado garante também um conteúdo harmónico mais reduzido do que o controlo *DTC* adaptado, tal como se pode observar nos resultados apresentados na Fig. 4.49 (a)-(c). Contudo, esta vantagem é mais notória apenas para valores de frequência de alimentação mais reduzidos.

Relativamente ao factor de potência há uma ligeira vantagem do controlo *DTC* sobre o controlo *RFOC*, tal como se pode verificar nos resultados apresentados na Fig. 4.50 (a)-(c). Deste modo haverá um melhor aproveitamento do barramento da fonte de tensão contínua utilizado à entrada do inversor *I4*.

Na Fig. 4.51 (a)-(c) estão representados os resultados relativos à evolução dos valores eficazes da corrente de alimentação do motor para os diferentes valores de carga e frequência de alimentação considerados. Da observação destes resultados verifica-se que o controlo *DTC* adaptado apresenta uma ligeira vantagem sobre o controlo *RFOC* adaptado, especialmente para valores de frequência de alimentação do motor mais reduzidos. Esta vantagem está relacionada com as menores correntes absorvidas pelo motor e directamente relacionada com perdas mais reduzidas.

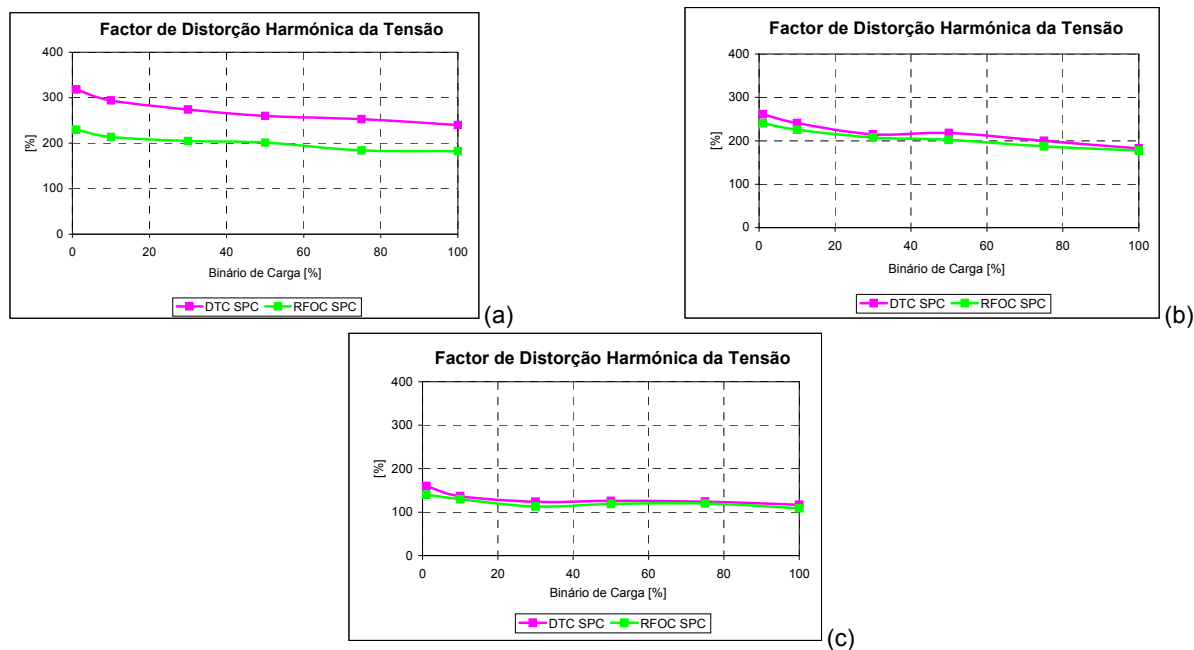


Fig. 4.49 – Análise comparativa relativa ao factor de distorção harmónica da tensão de alimentação do motor de indução, quando sujeito aos controlos *DTC* e *RFOC* adaptados, alimentado através de um inversor *I4* com a reconfiguração *SPC* e uma frequência de alimentação de: (a) $f_s = 20$ Hz; (b) $f_s = 30$ Hz; (c) $f_s = 50$ Hz.

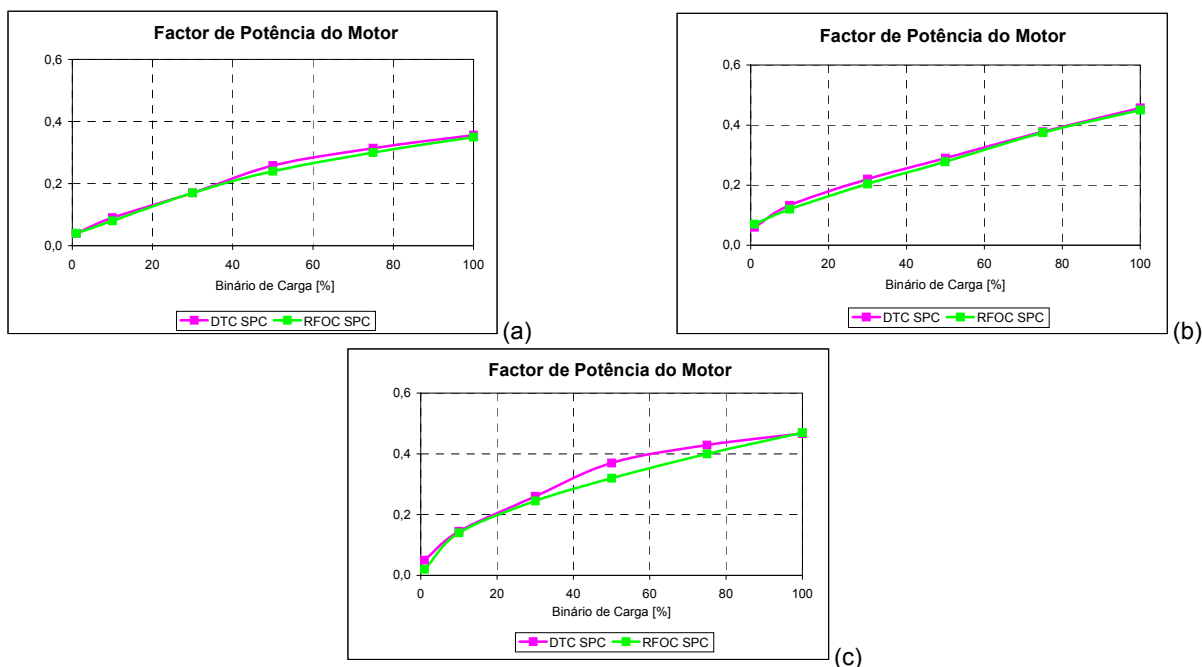


Fig. 4.50 – Análise comparativa relativa ao factor de potência do motor de indução, quando sujeito aos controlos *DTC* e *RFOC* adaptados, alimentado através de um inversor *I4* com a reconfiguração *SPC* e uma frequência de alimentação de: (a) $f_s = 20$ Hz; (b) $f_s = 30$ Hz; (c) $f_s = 50$ Hz.

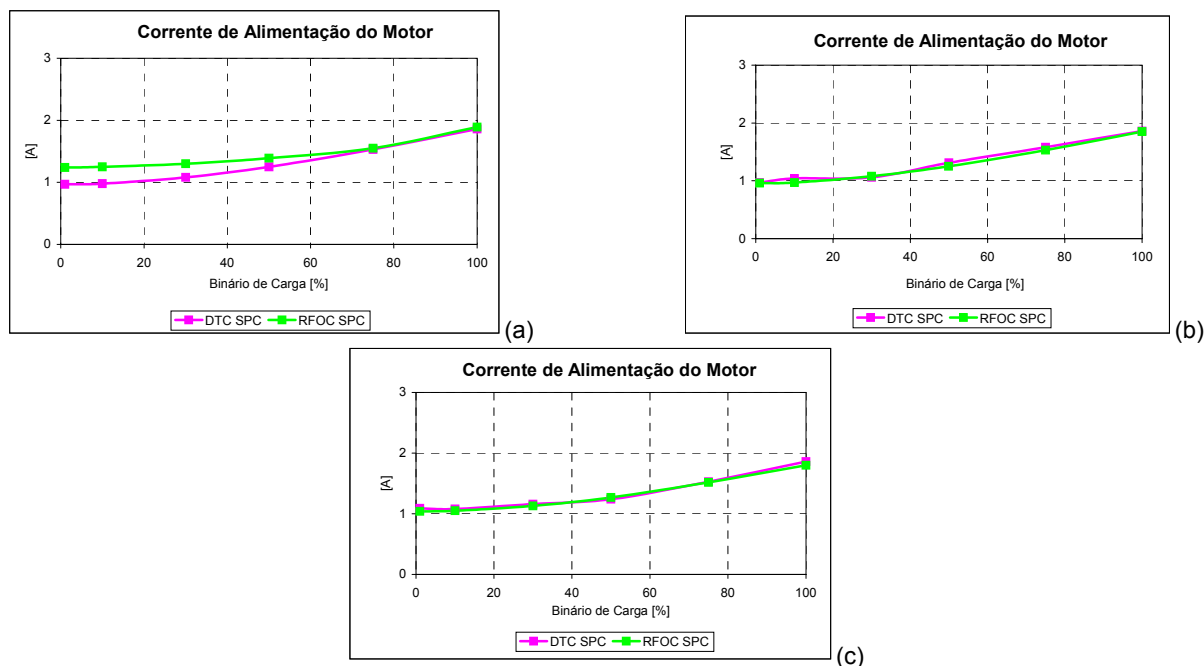


Fig. 4.51 – Análise comparativa relativa ao valor eficaz da corrente de alimentação do motor de indução, quando sujeito aos controlos *DTC* e *RFOC* adaptados, alimentado através de um inversor *I4* com a reconfiguração *SPC* e uma frequência de alimentação de: (a) $f_s = 20$ Hz; (b) $f_s = 30$ Hz; (c) $f_s = 50$ Hz.

Com base nestes resultados pode-se concluir que se o objectivo principal na selecção do tipo de controlo a utilizar no accionamento AC com tolerância a falhas for o aproveitamento da fonte de energia que alimenta o inversor, situação importante para o caso dos veículos eléctricos, então o controlo *DTC* apresenta alguma vantagem já que os valores de rendimento e o factor de potência em alguns casos apresentam valores superiores aos apresentados com o controlo *RFOC*.

Se o objectivo principal for o de diminuir as perdas no motor de indução, inerentes ao valor dos factores de distorção harmónica da tensão e da corrente, então o controlo *RFOC* deve ser o escolhido.

No entanto, para além destas características dos parâmetros de avaliação de desempenho do motor de indução, há ainda um outro aspecto que também é importante considerar e que está relacionado com o inversor de fonte de tensão. Na Fig. 4.52 encontra-se representada a evolução temporal do número de comutações ocorridas durante 1 s de simulação do funcionamento do accionamento com tolerância a falhas, com uma estratégia de controlo baseada na reconfiguração *SPC* e nas estratégias *DTC* e *RFOC*.

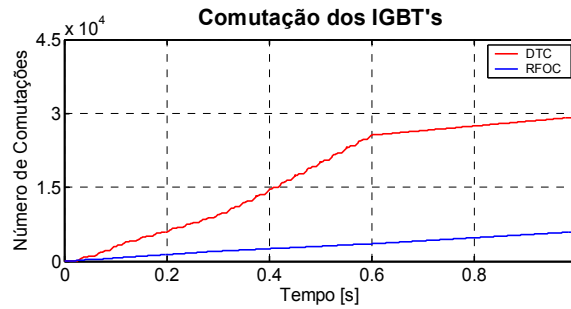


Fig. 4.52 – Evolução temporal do número de comutações dos *IGBT's* para cada uma das técnicas de controlo.

Nestas simulações, o accionamento está em funcionamento normal até $t = 0.6$ s (inversor *I6*), momento em que são aplicadas as duas estratégias de controlo no motor de indução alimentado através de um inversor *I4*. Da observação deste gráfico comprova-se que para os inversores *I6* ou *I4*, com um controlo *RFOC*, é imposto um menor número de comutações aos *IGBT's*, do que o registado para a situação do controlo *DTC*.

No caso do controlo *DTC*, verifica-se ainda que o número médio de comutações imposto aos *IGBT's* de um inversor *I4* é menor do que o observado para o caso de um inversor *I6*, tal como se pode concluir pelo menor declive apresentado pelo segmento de recta a partir de $t = 0.6$ s. Este menor número de comutações apresentado pelos *IGBT's* de um inversor *I4*, é outra vantagem apresentada pelo controlo *RFOC* adaptado face ao controlo *DTC*, já que garante um maior aproveitamento do barramento de tensão contínua, em virtude de existir uma menor potência de perdas na comutação dos *IGBT's*, o que pode também conduzir a uma redução nos custos de cada um dos *IGBT's* utilizados no inversor.

4. PERTURBAÇÕES NA REDE ELÉCTRICA DE DISTRIBUIÇÃO

Nas aplicações industriais, os inversores de fonte de tensão utilizados nos accionamentos de motores de indução trifásicos são geralmente alimentados através de rectificadores trifásicos, ou monofásicos, não controlados. Em condições de funcionamento normal do accionamento, a corrente de alimentação do rectificador, normalmente obtida a partir da rede eléctrica de distribuição, é constituída por impulsos de corrente, tal como representado na Fig. 4.53. Nestas condições, o espectro-

grama das correntes de alimentação do rectificador trifásico de díodos, quando a frequência fundamental das correntes de alimentação do motor é de 20 Hz, encontra-se representado na Fig. 4.54, onde se observa a presença de componentes espectrais com as frequências $f_h = (6k \pm 1) \cdot f_{rede}$ ($k = 0, 1, 2, \dots$), características de um rectificador trifásico.

O carácter não ideal destas correntes cria um acentuado número de problemas na rede eléctrica de distribuição, especialmente em aparelhos eléctricos situados na vizinhança do rectificador, tais como, distorção na forma de onda da tensão, associada aos picos de corrente, baixo rendimento do rectificador, elevada amplitude das componentes harmónicas e factor de potência próximo dos 50%. A utilização de accionamentos que apresentam baixos valores de factores de potência no sistema de alimentação está directamente relacionado com o baixo nível de aproveitamento da energia disponibilizada pela entidade responsável pela produção de energia eléctrica.

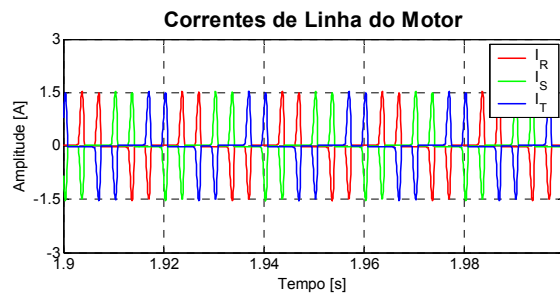


Fig. 4.53 – Evolução temporal das correntes de alimentação do rectificador, com o inversor em funcionamento normal, com controlo *DTC*, e uma frequência fundamental de 20 Hz.

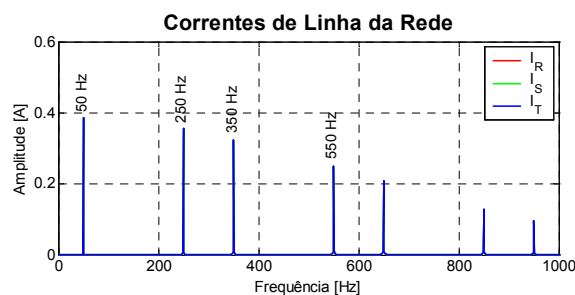


Fig. 4.54 – Análise espectral das correntes de alimentação do rectificador, quando o motor, com um controlo *DTC*, é alimentado através do inversor em condições de funcionamento normais, com uma frequência fundamental de 20 Hz.

Em certos casos, valores de factor de potência mínimos são impostos aos consumidores pelas entidades responsáveis pela produção de energia eléctrica. Em virtude das coimas aplicadas em todas as situações em que estes valores de factor de potência não são cumpridos, faz com que os consumidores utilizem sistemas de correcção do factor de potência.

Uma solução para estes problemas, tendo em vista o aumento do factor de potência e também a redução da distorção harmónica na rede eléctrica de distribuição, baseia-se na utilização de filtros passivos. No entanto, apesar de serem facilmente implementados, quando usados em accionamentos de velocidade variável são pouco eficientes, dada a alteração da componente fundamental da corrente de alimentação do motor e respectivas frequências das componentes harmónicas. Uma solução mais adaptada aos accionamentos de velocidade variável, mas também mais dispendiosa, é o recurso a filtros activos. Neste caso, dada a adaptação do filtro activo à gama de frequências usadas na alimentação do motor, as componentes harmónicas relacionadas com a frequência fundamental, são filtradas.

A presença de um elevado conteúdo harmónico no sistema de alimentação faz aumentar as perdas nas linhas de distribuição de energia e simultaneamente uma degradação na qualidade do sistema de alimentação. Para que um sistema de alimentação seja considerado de boa qualidade, em [107] é indicado o limite máximo permitido para a quantidade de componentes harmónicas geradas por uma determinada aplicação.

Dadas as implicações negativas que um accionamento de um motor de indução, em condições de funcionamento normal, provoca na rede eléctrica de distribuição, importa investigar o que se passa quando um rectificador trifásico não controlado, alimenta um inversor de fonte de tensão *I4* reconfigurado, utilizado num accionamento de um motor de indução trifásico tolerante a falhas.

Na Fig. 4.55 (a)-(b) estão representadas as evoluções temporais das correntes de entrada do rectificador, quando alimenta um motor de indução trifásico com controlo *DTC* adaptado, através de um inversor de fonte de tensão com uma frequência fundamental de 20 Hz e uma reconfiguração de *hardware SPC* e *SNPC*, respectivamente. Comparando estes resultados, verifica-se que em ambos os casos há uma modulação da forma de onda das correntes, com uma amplitude maior na situação

correspondente à reconfiguração *SNPC*. A frequência desta modulação corresponde ao valor da frequência de alimentação do motor, que neste exemplo é de 20 Hz.

O espectrograma das correntes de alimentação do rectificador, apresentado na Fig. 4.56, corresponde a uma situação de funcionamento do accionamento com a aplicação de uma reconfiguração do tipo *SNPC*, para uma frequência fundamental de funcionamento do inversor de 20 Hz.

Comparando este resultado com o obtido em condições de funcionamento normal, apresentado na Fig. 4.54, verifica-se que cada componente espectral original é agora acompanhada por bandas laterais que ocorrem às frequências $f_i = f_h \pm kf_i$ ($k = 1, 2, 3, \dots$). Estas bandas laterais são percentualmente mais reduzidas, face às respectivas componentes fundamentais, quando se utiliza um accionamento com uma reconfiguração do tipo *SPC*, tal como demonstra o resultado apresentado na Fig. 4.57.

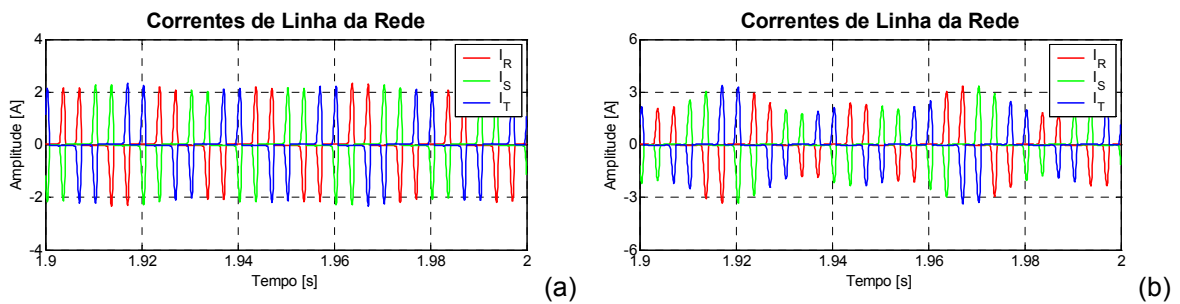


Fig. 4.55 – Evolução temporal das correntes de alimentação do rectificador, com o motor de indução com controlo *DTC* adaptado e uma frequência fundamental de 20 Hz, alimentado através de um inversor *I4*, com uma reconfiguração: (a) *SPC*; (b) *SNPC*.

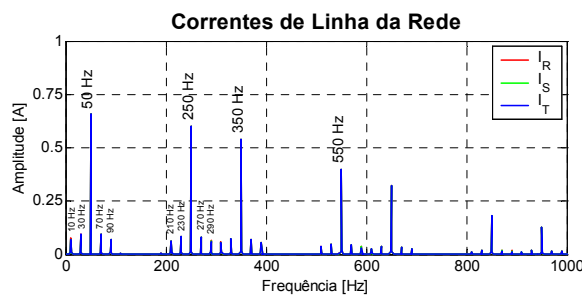


Fig. 4.56 – Análise espectral das correntes de alimentação do rectificador, quando o motor, com um controlo *DTC*, é alimentado através do inversor com uma reconfiguração *SNPC*, com uma frequência fundamental de 20 Hz.

Na Fig. 4.58 (a)-(c) estão representadas as evoluções temporais do valor médio do factor de potência e dos factores de distorção harmónica da corrente e da tensão das três fases de alimentação do rectificador, respectivamente.

A evolução temporal de cada um destes parâmetros da rede é relativa ao funcionamento do motor de indução trifásico com controlo *DTC*, alimentado através do inversor em funcionamento normal para $t \leq 0.5$ s e funcionamento com a fase A do inversor em circuito-aberto durante o intervalo de tempo $0.5 \text{ s} \leq t < 0.6 \text{ s}$.

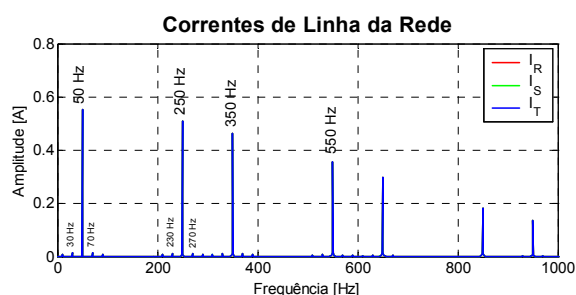


Fig. 4.57 – Análise espectral das correntes de alimentação do rectificador, quando o motor, com um controlo *DTC*, é alimentado através do inversor com uma reconfiguração *SPC*, com uma frequência fundamental de 20 Hz.

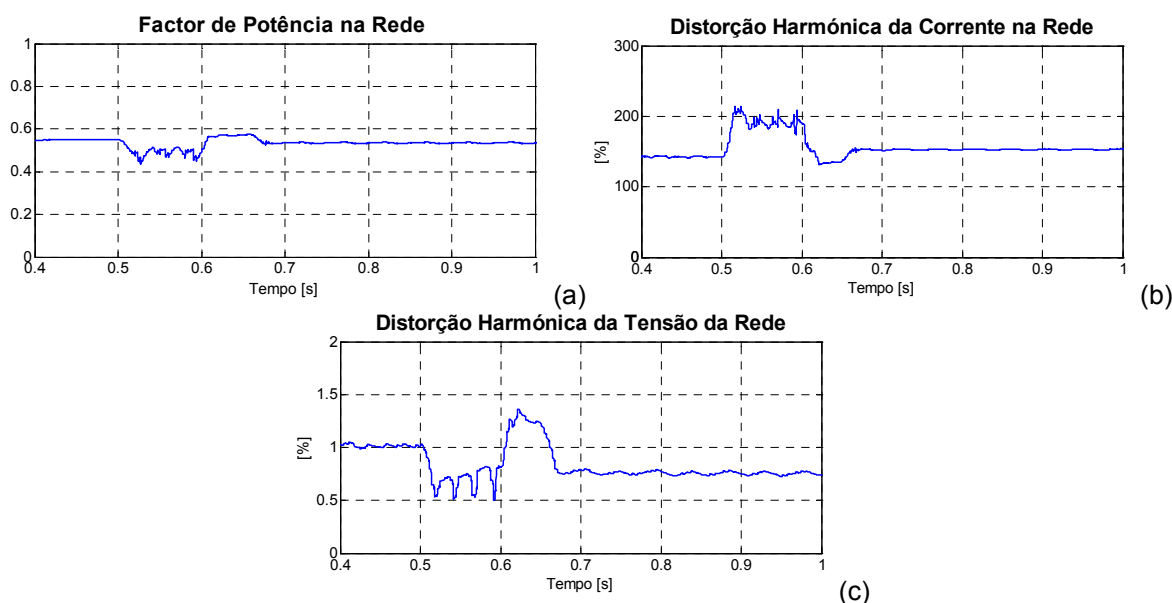


Fig. 4.58 – Evolução temporal da factor de potência (a), das distorções harmónicas da corrente (b) e da tensão de alimentação do rectificador (c), quando o motor, com o controlo *DTC*, é alimentado através do inversor em funcionamento normal ($t < 0.5$ s), inversor com a fase A em circuito-aberto ($0.5 \text{ s} \leq t < 0.6 \text{ s}$) e inversor com a fase A em circuito-aberto e com uma reconfiguração *SPC* ($t \geq 0.6$ s), com uma frequência fundamental de 20 Hz.

Em $t = 0.6$ s é aplicado a reconfiguração *SPC* juntamente com o controlo *DTC* adaptado. Ao motor de indução é simulada a aplicação de um binário de carga igual a metade do seu valor nominal e uma velocidade de referência correspondente a uma frequência fundamental da tensão de alimentação de 20 Hz.

Da análise destes resultados, verifica-se que após a introdução da estratégia de controlo o factor de potência apresenta um valor praticamente igual ao existente no intervalo de tempo correspondente ao funcionamento normal do inversor *I6*.

Relativamente ao factor de distorção harmónica, verifica-se que o valor relativo à distorção da tensão, após a introdução da nova estratégia de controlo, apresenta um valor inferior ao verificado durante o funcionamento normal do inversor, ao contrário do que se passa com a distorção da corrente que apresenta um valor superior.

Quando é utilizada uma estratégia de reconfiguração de *hardware SNPC*, os resultados correspondentes às evoluções temporais do valor médio do factor de potência e dos factores de distorção harmónica da corrente e da tensão das três fases de alimentação do rectificador, encontram-se representados na Fig. 4.59 (a)-(c), respectivamente.

Tal como na reconfiguração *SPC*, a evolução temporal de cada um destes parâmetros da rede é relativa ao funcionamento do motor de indução trifásico, com controlo *DTC*, alimentado através do inversor *I6* em funcionamento normal até $t = 0.5$ s e funcionamento com a fase *A* do inversor em circuito-aberto durante o intervalo de tempo $0.5 \text{ s} \leq t < 0.6 \text{ s}$. Em $t = 0.6$ s é aplicado a reconfiguração *SNPC* juntamente com o controlo *DTC* adaptado.

Ao motor de indução é aplicado um binário de carga igual a metade do seu valor nominal e uma velocidade de referência correspondente a uma frequência fundamental da tensão de alimentação de 20 Hz.

Da análise destes resultados verifica-se que relativamente ao factor de potência e ao factor de distorção harmónica da corrente, os valores em regime permanente, após a aplicação da nova estratégia de controlo, são sensivelmente iguais aos que se verificam em condições de funcionamento normal do accionamento. Estes resultados são também bastante semelhantes aos resultados homólogos representados na Fig. 4.58 (a)-(b) para a reconfiguração *SPC*.

Relativamente ao factor de distorção harmónica da tensão e contrariamente ao que se obtém com a estratégia de controlo baseada na reconfiguração *SPC* (Fig. 4.58(c)), verifica-se que há um ligeiro agravamento no seu valor, quando é utilizada a reconfiguração *SNPC* (Fig. 4.59 (c)), comparativamente com o que se verifica em condições de funcionamento normal do inversor.

São obtidas conclusões semelhantes usando outros valores de binário de carga e de velocidade de referência aplicados ao motor de indução, com estratégias de controlo baseadas nas reconfigurações *SPC* e *SNPC*, independentemente de ser usado um controlo *DTC* ou um controlo *RFOC*.

No que diz respeito ao barramento da rede eléctrica de distribuição, o uso de estratégias de controlo baseadas na reconfiguração de *hardware SPC*, aplicadas a inversores de fonte de tensão que alimentam motores de indução trifásicos, não altera significativamente as condições de alimentação existentes em situações de funcionamento normais. Inclusivamente, no caso da distorção harmónica da tensão de alimentação do accionamento com reconfiguração *SPC*, os valores apresentados são inferiores aos existentes em condições de funcionamento normais.

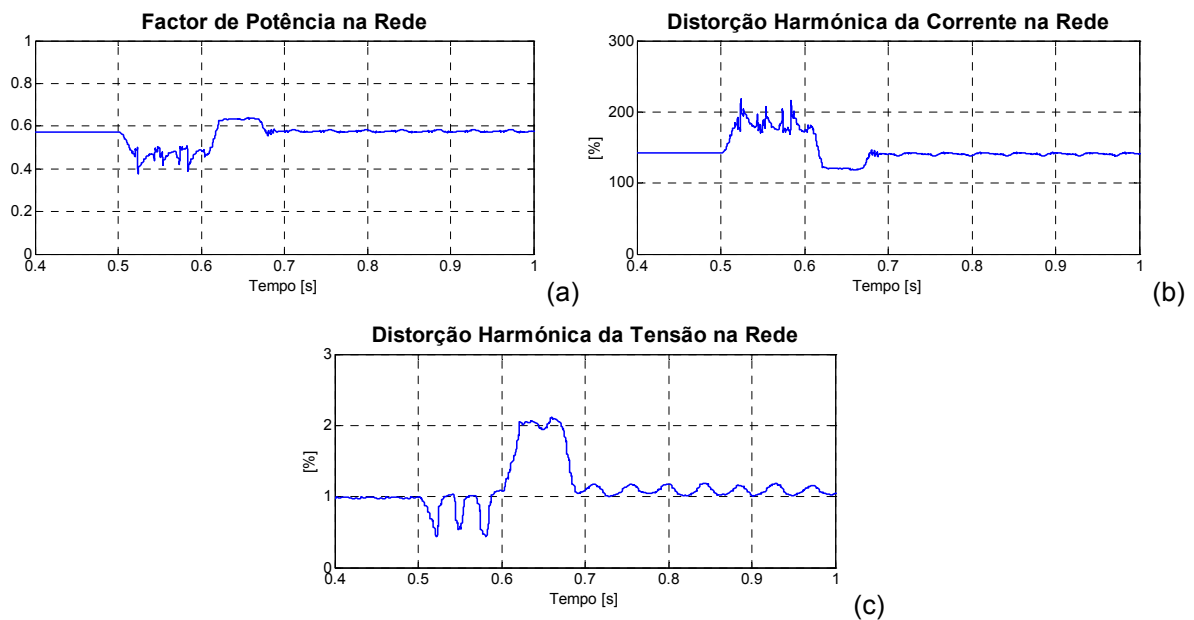


Fig. 4.59 – Evolução temporal da factor de potência (a), das distorções harmónicas da corrente (b) e da tensão de alimentação do rectificador (c), quando o motor, com o controlo *DTC*, é alimentado através do inversor em funcionamento normal ($t < 0.5$ s), inversor com fase A em circuito-aberto ($0.5 \text{ s} \leq t < 0.6$ s) e inversor com a fase A em circuito-aberto e com uma reconfiguração *SNPC* ($t \geq 0.6$ s), com uma frequência fundamental de 20 Hz.

5. COMENTÁRIOS FINAIS

Neste capítulo foi analisado o comportamento do motor de indução trifásico quando alimentado através de um inversor *I4*. Apresentaram-se duas estratégias de controlo, capazes de garantir o funcionamento do motor de indução trifásico quando alimentado através de um inversor com uma avaria num *IGBT* ou numa fase. As estratégias de controlo utilizadas baseiam-se em alterações ao nível de reconfigurações de *hardware* e do *software* de controlo.

Relativamente às reconfigurações de *hardware*, duas soluções foram analisadas. Uma baseia-se na ligação de uma fase do motor ao ponto médio do barramento de tensão contínua (ligação *SPC*). Esta ligação da fase do motor que anteriormente se encontrava ligada à fase do inversor com o defeito, é estabelecida através de um *Triac*, após a inibição dos impulsos de controlo dos respectivos *IGBT's* da fase avariada.

A segunda solução de reconfiguração de *hardware* baseia-se na ligação do ponto neutro dos enrolamentos do estator ao ponto médio do barramento de tensão contínua (ligação *SNPC*). Tal como na situação de reconfiguração *SPC*, após a detecção da avaria no inversor, os impulsos de controlo aplicados nos *IGBT's* da fase com defeito devem ser desactivados.

Para que estas reconfigurações de *hardware* produzam o efeito pretendido no desempenho do motor devem ser acompanhadas por adaptações nas técnicas de controlo utilizadas.

Neste capítulo foram descritas as adaptações a introduzir nos controladores baseados na orientação de campo segundo o fluxo rotórico (controlo *RFOC*) e no controlo directo de binário (controlo *DTC*), necessárias ao controlo de um motor de indução trifásico quando alimentado através de um inversor *I4* com a reconfiguração de *hardware SPC* ou *SNPC*.

Recorrendo à reconfiguração *SPC*, o valor eficaz da tensão de alimentação do motor é $\sqrt{3}$ vezes menor do que o aplicado em condições de alimentação normais. Nestas circunstâncias, duas soluções podem ser utilizadas na resolução do problema; ou se aumenta o valor do barramento de tensão contínua para um valor $\sqrt{3}$ vezes superior ao que existe durante o funcionamento normal, ou então, mantendo

constante o barramento de tensão contínua, os enrolamentos do motor de indução passam para uma ligação em triângulo.

Foram também enunciados alguns dos problemas apresentados pela reconfiguração *SNPC*, relativos ao valor da corrente de alimentação do motor, $\sqrt{3}$ vezes superior ao que se obtém em condições de funcionamento normal, para o mesmo nível de carga, o que faz aumentar para o dobro as perdas por efeito de *Joule* no motor de indução. Este aumento de corrente tem também implicações no valor máximo admissível para o binário de carga a aplicar ao motor. Pretendendo utilizar durante um largo período de tempo a alimentação do motor através de um inversor *I4* com reconfiguração *SNPC*, o máximo binário de carga a aplicar ao motor não deve ser superior a cerca de 40% do valor nominal, sob pena de ultrapassar o valor da corrente nominal indicada pelo fabricante.

Da análise comparativa efectuada entre as duas reconfigurações de *hardware* utilizadas verifica-se para qualquer uma das técnicas de controlo utilizadas, que o desempenho do motor de indução é geralmente superior e próximo das condições de funcionamento normal sempre que se utiliza a reconfiguração *SPC*.

Relativamente à rede eléctrica de alimentação e com base no factor de potência e no factor de distorção harmónica da corrente, verificou-se também que a reconfiguração de *hardware SPC* garante um barramento de tensão com condições semelhantes às que se verificam com o accionamento em funcionamento normal. Neste ensaio, verificou-se inclusivamente que o factor de distorção harmónica da tensão obtido com a utilização da reconfiguração *SPC* apresenta valores inferiores aos que existem na alimentação do accionamento do motor de indução com um inversor *I6*, contrariamente ao que se verifica com a reconfiguração *SNPC*.

Justificada a opção pela reconfiguração de *hardware* que garante um melhor desempenho ao motor de indução, realizou-se uma análise comparativa entre as duas técnicas de controlo *RFOC* e *DTC*, adaptadas a uma reconfiguração de *hardware SPC*. Desta análise resulta que o controlo *RFOC* apresenta valores correspondentes ao factor de distorção harmónica da corrente e da tensão inferiores aos obtidos com o controlo *DTC* adaptado. O controlo *RFOC* apresenta ainda a vantagem de impor aos IGBT's do inversor um número médio de comutações inferior ao

registado com o controlo *DTC*. Face ao controlo *RFOC*, o controlo *DTC* apresenta vantagens ao nível do rendimento do motor e do factor de potência.

Constatou-se ainda que as alterações impostas pelo accionamento do motor de indução alimentado através de um inversor *I4* com controlo *RFOC* e *DTC* nos parâmetros da rede eléctrica de alimentação pública são semelhantes.

CAPÍTULO 5

DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL

Com o objectivo de validar os resultados de simulação apresentados no Capítulo 4, foi projectado e implementado um protótipo, baseado na estrutura de um conversor de electrónica de potência industrial, utilizado em aplicações de baixas e médias potências. O presente capítulo aborda os aspectos relativos ao desenvolvimento e teste deste protótipo, em laboratório. Para além da descrição do *hardware* que constitui o protótipo, é também apresentado o *software* de controlo utilizado. No final deste capítulo são apresentados alguns resultados experimentais.

1. CONCEPÇÃO GERAL

O protótipo implementado, para a realização dos ensaios experimentais, baseou-se no diagrama global apresentado na Fig. 5.1, onde podem ser identificados os blocos *Rectificador*, *Inversor*, *Controlador*, *Reconfiguração de Hardware*, *Circuito de Isolamento*, *Circuito de Comando dos IGBT's*, *Circuitos de Acondicionamento de Sinais*, *Placa de Aquisição de Dados PCI-6071E* e o bloco correspondente ao motor de indução trifásico.

O bloco *Rectificador* é implementado através de uma ponte trifásica de díodos, enquanto o bloco *Inversor* é constituído por um inversor de fonte de tensão trifásico com *IGBT's*. O inversor de fonte de tensão é implementado com seis blocos de interruptores de potência discretos, constituídos por um *IGBT* e respectivo diodo roda-

-livre. O bloco *Controlador* representa a unidade responsável pela execução da estratégia de controlo pretendida, tendo em conta o estado de funcionamento do accionamento.

O bloco *Reconfiguração de Hardware* é constituído por um *Triac* e respectivo *hardware* de acondicionamento de sinal e foi implementado em placas de circuito impresso *PCB (Printed Circuit Board)*. Através deste bloco é controlada a ligação do neutro dos enrolamentos do estator do motor ao ponto médio do barramento *DC*, em ensaios com reconfiguração *SNPC*, ou controlada a ligação da fase do motor ao ponto médio do barramento *DC*, no caso dos ensaios com reconfiguração *SPC*.

O comando do protótipo é efectuado por um *PC (Personal Computer)* com uma placa de aquisição de dados *PCI-6071E*, o qual recebe os sinais provenientes dos sensores, através de circuitos de acondicionamento de sinais, e envia os impulsos de comando aos *IGBT's* e ao *Triac* do circuito de reconfiguração de *hardware*.

O bloco *Circuito de Isolamento* garante o isolamento galvânico entre o circuito de potência do protótipo e a fonte de alimentação do *PC*, assegurando-se desta forma uma separação entre os pontos de massa do *PC* de controlo e do circuito de comando dos *IGBT's*. Este bloco é realizado com circuitos analógicos e implementado em placas de circuito impresso (*PCB*).

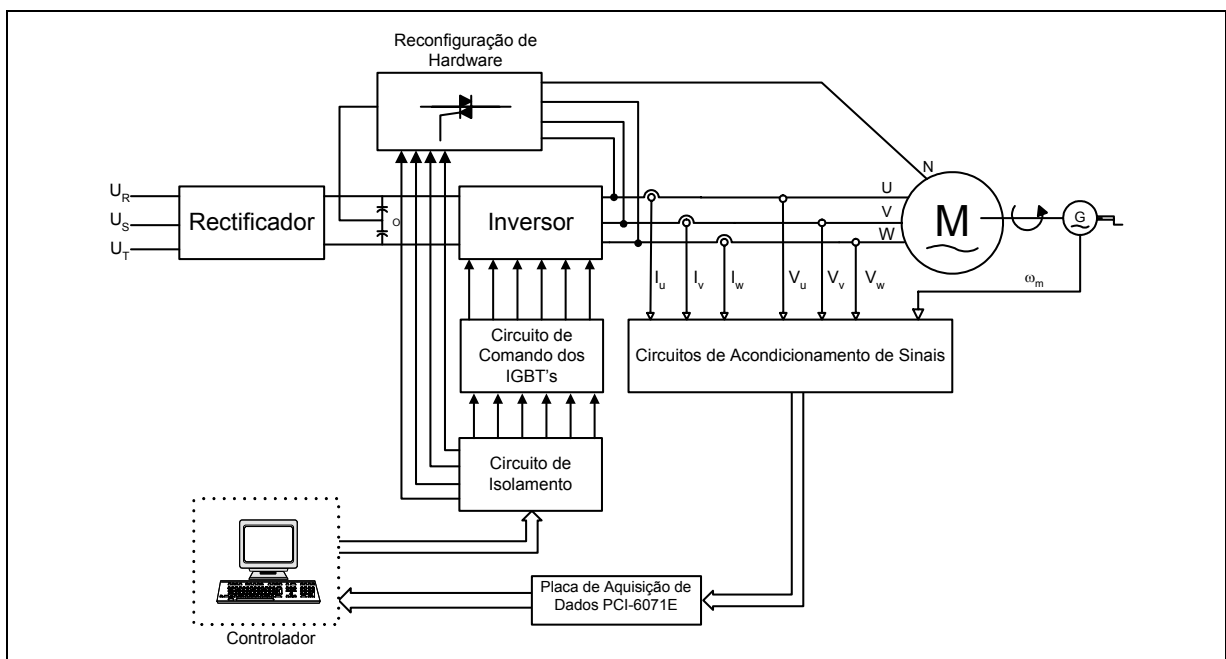


Fig. 5.1 – Esquema global do protótipo.

O bloco *Circuito de Comando dos IGBT's*, também implementado em *PCB*, destina-se a transformar os impulsos lógicos provenientes do *PC* de controlo para níveis de tensão adequados ao comando de cada um dos *IGBT's* do inversor.

Para que os sinais provenientes dos sensores de tensão, de corrente e de velocidade do motor possam ser lidos *PC*, é efectuada uma adaptação dos níveis de tensão pelo bloco *Circuitos de Acondicionamento de Sinais*.

Seguidamente apresenta-se mais em pormenor cada uma das partes constituintes deste protótipo.

2. IMPLEMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO

2.1. CIRCUITO DE POTÊNCIA

Do circuito de potência do protótipo fazem parte o rectificador e o inversor. O rectificador é constituído por uma ponte trifásica de díodos de 600 V/30 A, a qual é ligada ao barramento trifásico de tensão através de um transformador de 6 kVA/220 V, razão de transformação unitária e ligação *Yy0*.

A tensão de saída do rectificador é filtrada através de dois bancos de condensadores de 1290 μ F cada. Desta forma é implementado um barramento de tensão *DC* com um ponto médio, utilizado nas reconfigurações de *hardware* do accionamento.

O inversor de fonte de tensão, alimentado a partir deste barramento *DC*, é constituído por seis *IGBT's IRG4PC50UD*, cujas características principais se resumem na Tabela 5.1. Cada um destes módulos de *IGBT's* incluiu um díodo roda-livre.

2.2. GRUPO MOTOR DE INDUÇÃO/CARGA

O bloco *Motor de Indução/Carga* é constituído por um motor de indução trifásico de rotor em gaiola de esquilo, com os enrolamentos do estator permanentemente ligados em estrela e cujas principais características estão resumidas na Tabela 5.2. Como carga mecânica para o motor de indução trifásico, usa-se uma máquina de corrente contínua a funcionar como gerador (Fig. 5.2), com as principais características resumidas na Tabela 5.3. Toda a energia gerada pela máquina de corrente contínua é dissipada numa carga resistiva.

TABELA 5.1
PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DOS IGBT's IRG4PC50UD

Tensão de Bloqueio VCES	600 V
Tensão de Condução VCE _(on)	1.65 V
Tensão de Controlo VGE	20 V
Corrente de Colector	55 A
Potência de Dissipação	200 W
Frequência	8-40 kHz
Atraso na Ignição, td _(on)	46 ns
Atraso no Bloqueio, td _(off)	140 ns

TABELA 5.2
PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS NOMINAIS DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Potência	735 W
Tensão	380 V
Intensidade de Corrente	2 A
Número de Pólos	4
Velocidade Nominal	1375 rpm
Binário Nominal	4.8 Nm
Rendimento	72.77 %
Factor de Potência	0.81
Momento de Inércia	0.0015 Kgm ²

TABELA 5.3
PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DA MÁQUINA DE CORRENTE CONTÍNUA

Potência	3.3 kW
Tensão	220 V
Intensidade de Corrente	16 A
Velocidade Nominal	1500 rpm
Momento de Inércia	0.0526 Kgm ²

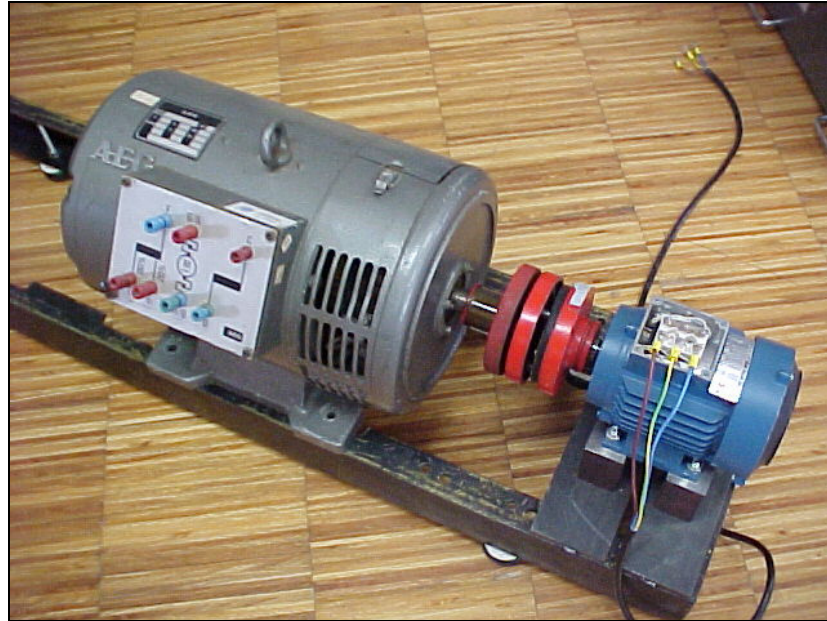


Fig. 5.2 – Grupo motor de indução/carga.

2.3. PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS PCI-6071E

Este bloco contempla uma placa de aquisição de dados *PCI-6071E* da *National Instruments*, cujas características mais relevantes, no âmbito deste trabalho, estão especificadas na Tabela 5.4. Esta placa encontra-se colocada numa das *slots PCI* disponíveis no computador do *PC de Controlo*.

A placa é controlada através do bloco *Controlador*, mediante um programa de *software* desenvolvido para o efeito.

2.4. CIRCUITO DE ISOLAMENTO

Todos os impulsos de comando dos *IGBT's* do inversor e dos *Triac's* do circuito de reconfiguração de *hardware* são fornecidos pelo *PC* de controlo, através de uma porta paralela. Estes impulsos passam por um bloco de isolamento galvânico, cujo esquemático se encontra representado na Fig. 5.3 e a sua implementação apresentada na Fig. 5.4.

O isolamento é garantido pelo optoisolador *HCPL-2631* da *Hewlett Packard* que apresenta um atraso na propagação do sinal na ordem dos 50 ns.

O circuito integrado *HCPL-2631* é composto por dois circuitos independentes, constituídos por um *LED* opticamente acoplado com um andar de potência de saída.

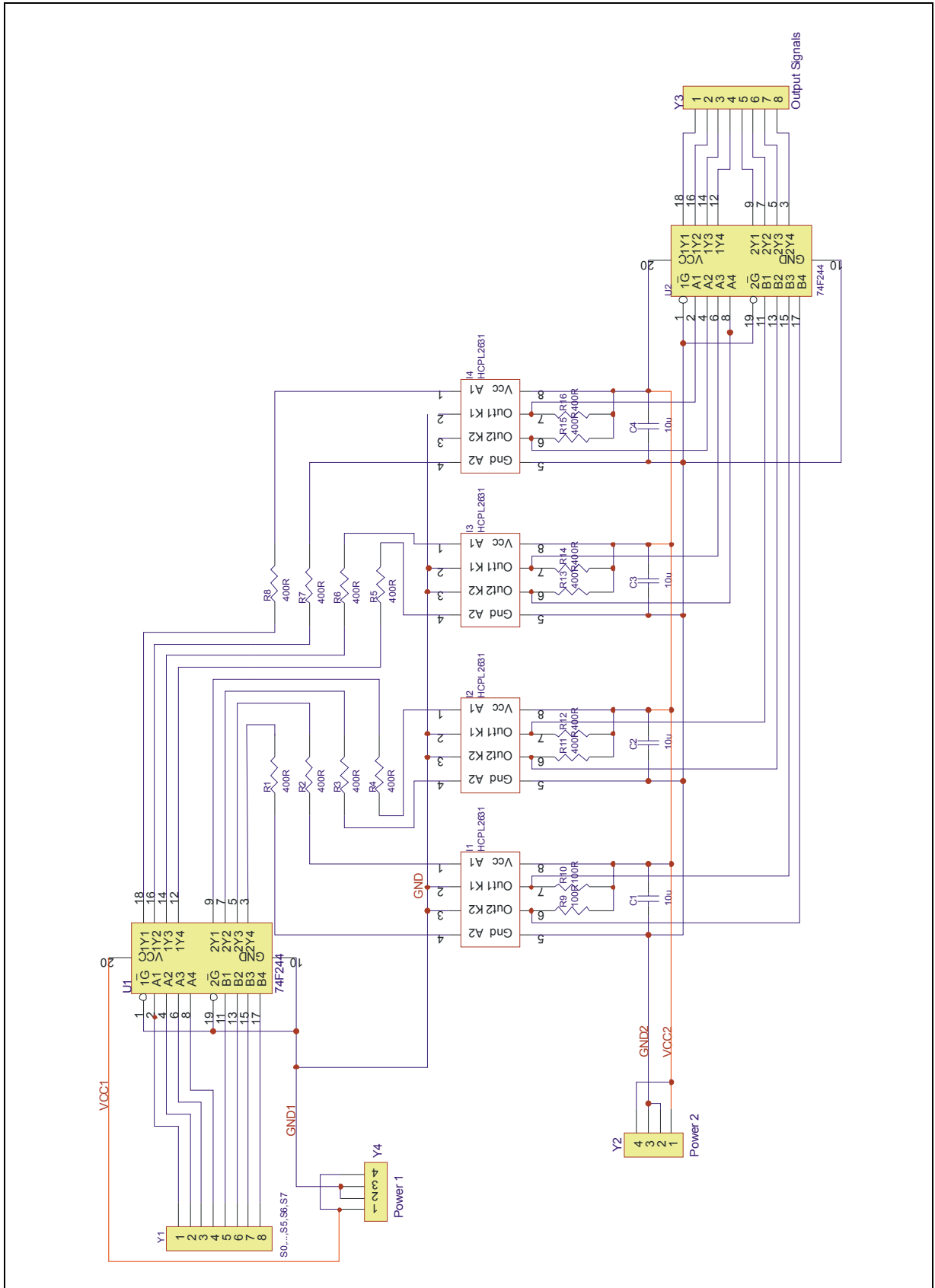


Fig. 5.3 – Circuito de isolamento galvânico de impulsos.

A alimentação do circuito de isolamento galvânico de impulsos realiza-se através de duas fontes de tensão isoladas, de 5 V cada, uma das quais (*Power1*), fornecida pela própria fonte de alimentação do *PC* de controlo.

O circuito de isolamento é ainda constituído por dois *buffers* 74F244, de oito entradas e oito saídas, de 3 estados.

TABELA 5.4
PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DA PLACA *PCI-6071E*

Entradas Analógicas	Número de canais	64 SE 32 Díf.
	Resolução	12 bits
	Frequência de amostragem	1.25 MS/s
	Tensão de entrada	±5 V
Saídas Analógicas	Número de canais	2
	Resolução	12 bits
	Frequência de actualização	1 canal: 1MS/s 2 Canais: 600kS/s-1MS/s
	Tensão de saída	±10 V
Entradas/Saídas Digitais	Número de canais	8
	Compatibilidade	TTL/CMOS

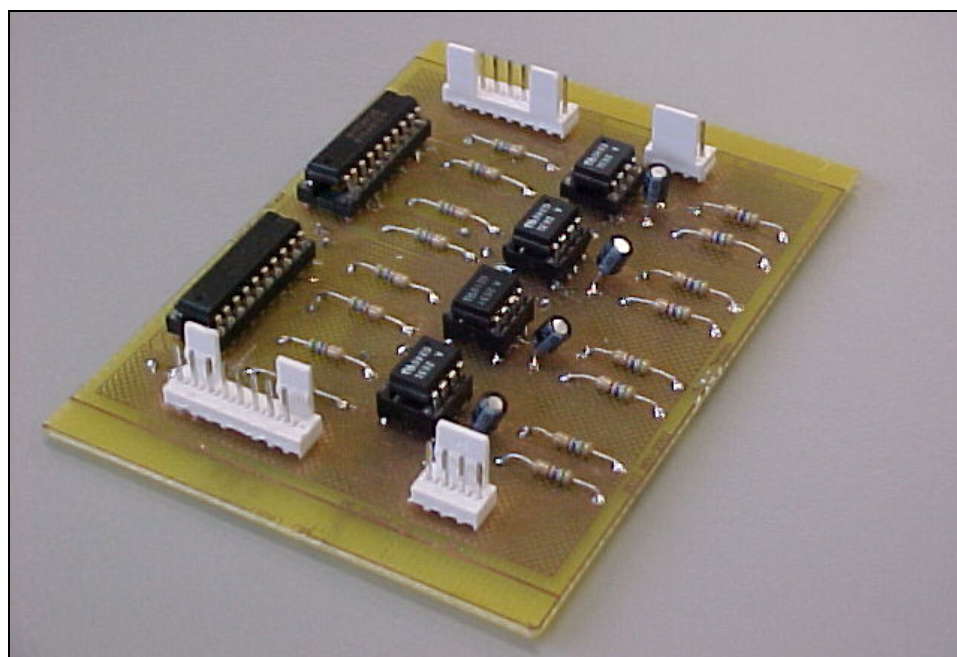


Fig. 5.4 – Implementação do circuito de isolamento galvânico de impulsos.

2.5. RECONFIGURAÇÃO DE HARDWARE

O bloco de reconfiguração de *hardware* é constituído por *Triacs BTA26-600* de 600 V/26 A. O *Triac* é comandado pelo *PC de Controlo* através de um circuito implementado em *PCB*, cujo esquema se encontra representado na Fig. 5.5 e a sua implementação apresentada na Fig. 5.6.

Devido ao reduzido nível de tensão apresentado pelo sinal de comando do *PC* (5 V) face ao requerido para efectuar o controlo do *Triac* (15 V), este circuito possui um amplificador que adapta estes níveis de tensão, garantindo simultaneamente um isolamento entre os sinais de entrada e de saída com o conversor *DC/DC 722* da *Burr-Brown*.

2.6. CIRCUITOS DE ACONDICIONAMENTO DE SINAIS

Os sinais necessários à implementação do controlo do motor de indução são adquiridos pelo *PC* através da placa de aquisição de dados *PCI-6071E*. Todos os sinais provenientes de cada um dos sensores são transformados para valores de tensão compatíveis com a gama de valores de leitura da placa de aquisição de dados. Na aquisição de sinais de corrente, são usadas pontas de prova de corrente *A6302* e os respectivos amplificadores acondicionadores de sinal *AM503* da *Tektronix* (Fig. 5.7).

Para efectuar a aquisição de sinais de tensão utilizam-se pontas de prova diferenciais *P5200* da *Tektronix*, as quais fornecem uma tensão de saída de 1 V por cada 500 V de entrada (Fig. 5.8).

A aquisição da velocidade mecânica do motor de indução trifásico efectua-se através de um taquímetro acoplado ao veio do motor. Para eliminar possíveis flutuações na tensão de saída do sensor e simultaneamente reduzi-la para uma escala de ± 5 V é usado um filtro passa-baixo.

2.7. CIRCUITO DE COMANDO DOS IGBT'S

O circuito de comando dos *IGBT's* destina-se a transformar os níveis de tensão de 5 V, dos impulsos de controlo provenientes do *PC* de controlo, para níveis de tensão de 18 V, necessários ao controlo de cada um dos *IGBT's* do inversor.

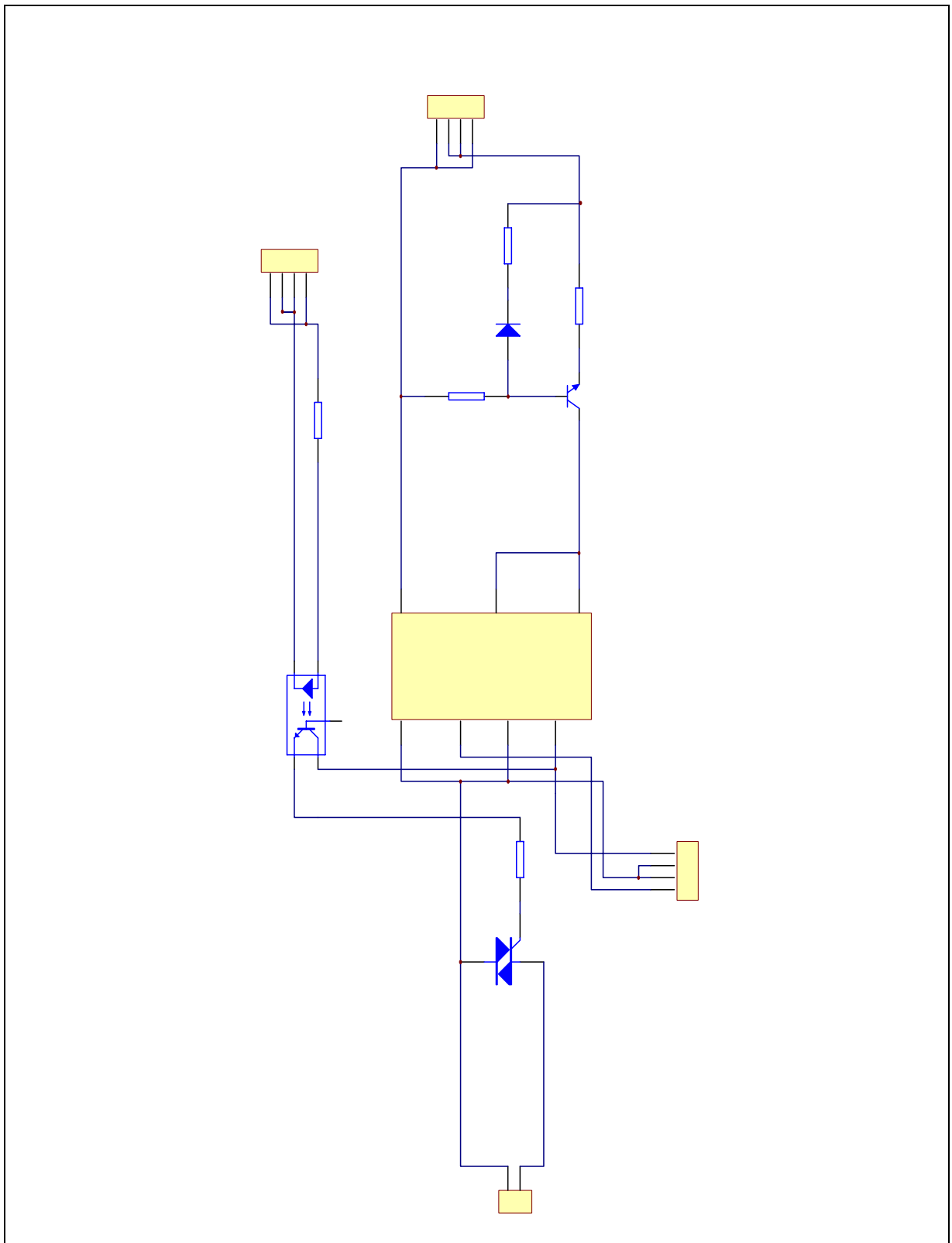


Fig. 5.5 – Circuito de comando do *Triac*.

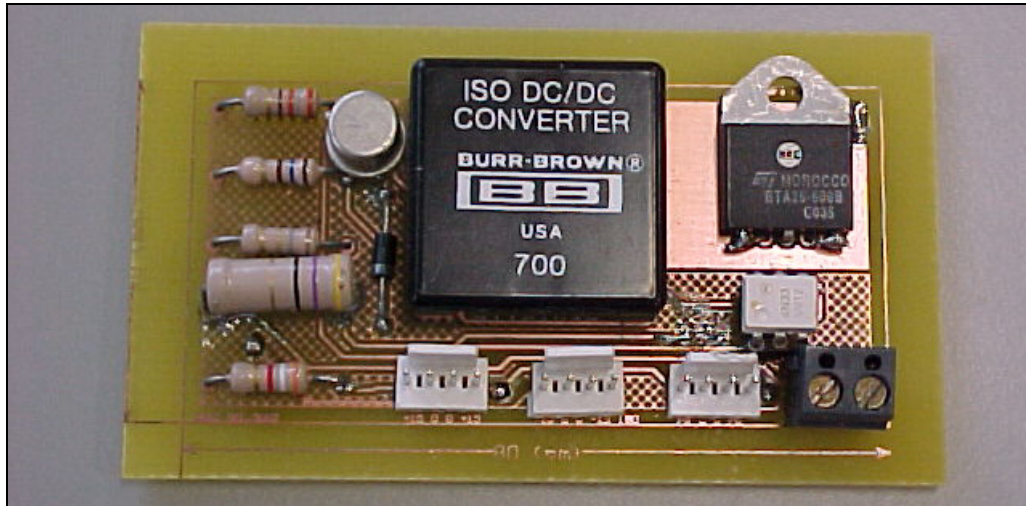


Fig. 5.6 – Implementação do circuito de comando do *Triac*.



Fig. 5.7 – Sistema de aquisição de correntes.

Este circuito de comando baseia-se, fundamentalmente, no uso do circuito integrado *IR2133* da *International Rectifier*, cujo diagrama funcional se apresenta na Fig. 5.9. Este circuito integrado permite aplicar nos *IGBT's* do inversor trifásico uma elevada frequência de comutação.

O esquemático do circuito de comando de *IGBT's* está representado na Fig. 5.10 e a sua implementação em *PCB* apresentada na Fig. 5.11. No canto inferior esquerdo deste *PCB* está posicionado o circuito integrado *IR2133*.



Fig. 5.8 – Sistema de aquisição de tensões.

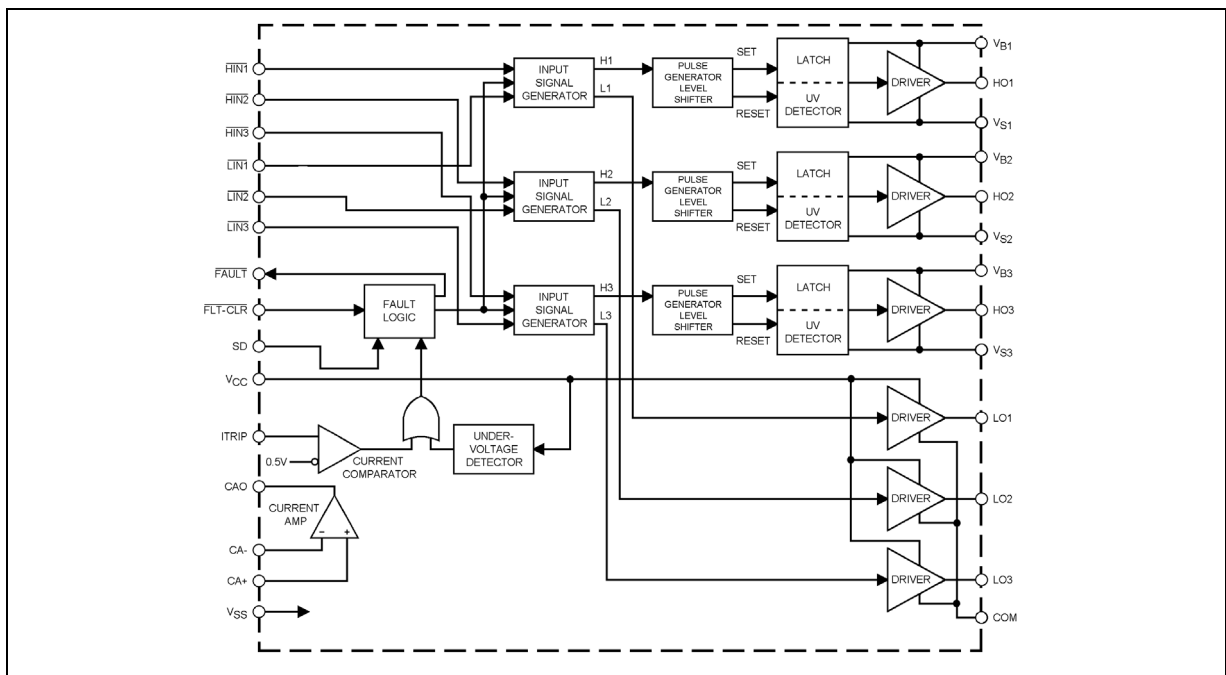


Fig. 5.9 – Diagrama funcional do circuito integrado IR2133.

Alimentado apenas por uma fonte de tensão de 15 V (*Power1*), o circuito integrado IR2133 fornece seis saídas de tensão (*HO1*, *HO2*, *HO3*, *LO1*, *LO2* e *LO3*), adequadas ao controlo independente de cada um dos seis IGBT's do inversor. As principais características deste circuito integrado encontram-se resumidas na Tabela 5.5.

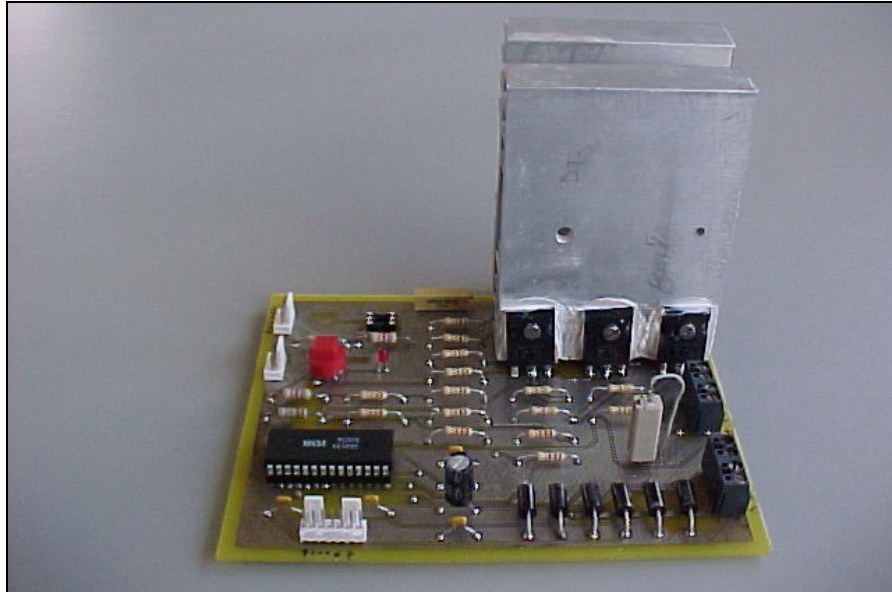


Fig. 5.11 – Implementação do circuito de comando dos *IGBT's*.

Para além das características indicadas nesta tabela, salienta-se ainda a particularidade deste circuito integrado permitir implementar protecções contra abaixamento de tensão nos impulsos de controlo dos *IGBT's* e contra sobreintensidades nas correntes de alimentação do motor.

A fim de implementar a protecção contra sobreintensidades é necessário recorrer ao sinal fornecido por um sensor de corrente exterior ao circuito integrado. Neste trabalho usou-se uma resistência de potência, R_s , de 0.1Ω , com uma potência de dissipação de 30 W , através da qual passa toda a corrente que circula nos *IGBT's* e nos díodos roda-livre.

A protecção contra sobreintensidades é garantida internamente pelo *IR2133* e resulta da comparação entre a queda de tensão obtida na resistência R_s , monitorizada no pino 1 (*ITRIP*), com um valor de referência interno de 0.5 V (Fig. 5.9).

TABELA 5.5
PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO CIRCUITO INTEGRADO *IR2133*

Tensão de saída do impulso de controlo	10 – 20 V
Tensão máxima do barramento <i>DC</i>	600 V
Tempo de atraso na ignição (t_{ON})	675 ns
Tempo de atraso no bloqueio (t_{OFF})	425 ns
Tempo de atraso no controlo de dois <i>IGBT's</i> do mesmo ramo (<i>deadtime</i>)	2.5 μs

O nível de tensão aplicado no pino 1 é obtido no divisor de tensão regulável, aplicado aos terminais da resistência R_s . Os limites de disparo da protecção contra sobreintensidades dependem da posição do potenciómetro R_4 . Deste modo, para os valores extremos, $R_4 = 50 \Omega$ e $R_4 = 0 \Omega$, é possível regular a corrente de disparo para valores de corrente I_{dc} entre 5.8 e 35 A.

Como a saída do comparador de corrente se encontra ligada a uma porta *OR*, juntamente com o circuito detector de subtensões, a actuação de qualquer um destes circuitos de protecção coloca as tensões de controlo dos seis *IGBT's* a zero, activando simultaneamente com o valor lógico 0 o sinal *FAULT*, disponível no pino 28 do circuito integrado. Esta inibição dos impulsos de controlo aplicados aos *IGBT's* mantém-se até que o estado do sinal *FAULT* seja alterado, mediante a aplicação de um valor lógico 0 no sinal *FLT-CLR*, disponível no pino 2 do circuito integrado.

Da observação da Fig. 5.10 verifica-se que as saídas de tensão *LO1*, *LO2* e *LO3* são referenciadas a *VDC-*, enquanto que as saídas *HO1*, *HO2* e *HO3*, referenciadas a *VS1*, *VS2* e *VS3*, são tensões flutuantes, mantidas através dos condensadores C_4 e C_{44} para o caso do *IGBT T₁*, C_5 e C_{55} para o caso do *IGBT T₃* e C_6 e C_{66} para o caso do *IGBT T₅*.

As saídas *HO1*, *HO2* e *HO3* são directamente controladas pelos sinais TTL de entrada *HIN1*, *HIN2*, *HIN3*, respectivamente, activos com o valor lógico 0. Também activos com o nível lógico 0, os sinais TTL de entrada *LIN1*, *LIN2*, *LIN3* controlam as tensões de saída *LO1*, *LO2* e *LO3*.

2.8. CONTROLADOR

2.8.1. INTRODUÇÃO

Constituído por um *PC* com um processador *AMD XP 1.5 GHz* com 256 *Mbytes* de memória *RAM*, o *PC* de controlo comanda todos os *IGBT's* e *Triac's* através da sua porta paralela *LPT1*, acedida através do endereço *0x378*. Simultaneamente, através da aquisição dos sinais correspondentes às tensões, correntes e velocidade mecânica do motor de indução trifásico, implementa a estratégia de controlo pretendida, de acordo com estado de funcionamento do accionamento.

O programa principal de controlo é implementado com o software *Matlab[®] R12*, através das suas *Toolboxes Simulink[®]*, *Real-Time Workshop[®]* e *xPC Target[®]*. Algu-

mas rotinas, de que são exemplo as tabelas de comutação do controlo *DTC*, são implementadas através de programas realizados em *C++*.

A *Toolbox xPC Target*[®] é uma ferramenta de programação proposta pela *Mathworks* que permite o desenvolvimento e teste de programas, para controlo de protótipos em tempo real. Esta aplicação baseia-se na interligação de dois computadores via *TCP/IP* ou *RS232*, com um dos computadores usado para o desenvolvimento de programas de controlo (*PC de Desenvolvimento*) e o outro para o controlo directo do protótipo (*PC de Controlo*).

Numa primeira fase, os modelos de controlo são criados em *Matlab/Simulink* e posteriormente testados e validados através de simulações efectuadas no *PC de Desenvolvimento*. Findo este processo de validação e através de um compilador de *C (Microsoft Visual C/C++)*, estes modelos são transformados em aplicações executáveis e enviados para o *PC de Controlo* via *TCP/IP* ou *RS232*.

Através do *PC de Desenvolvimento* ou de qualquer outro *PC* ligado à *Internet*, é possível mandar executar ou parar a aplicação existente no *PC de Controlo* e enviar ou solicitar informação relativa a uma ou mais variáveis usadas no controlo do protótipo. Estas ordens podem também ser executadas no próprio *PC de Controlo*.

No monitor do *PC de Controlo*, para além de duas janelas onde estão registadas todas as ordens de comando e os valores de variáveis relativas à execução do programa de controlo do protótipo, é também possível visualizar a evolução temporal dessas grandezas em formato gráfico ou numérico. Como exemplo, na Fig. 5.12 encontra-se representada uma imagem do monitor do *PC de Controlo*, correspondente ao funcionamento normal do accionamento com controlo *RFOC*, onde para além dos resultados, estão também indicadas na janela do canto superior esquerdo, informações relativas ao nome do ficheiro em execução (*foc_3*), memória disponível, tempo de execução do programa e período de amostragem, entre outras.

A janela do canto superior direito é destinada à troca de informações entre o utilizador e o programa. Pode também ser utilizada para ler ou alterar o valor de uma determinada variável do programa. As restantes janelas, identificadas por *SC (SCOPE)* seguido de um número identificador, correspondem à visualização gráfica ou numérica, das variáveis pretendidas. Neste caso, *SC1*, *SC2* e *SC3*, representam a evolução temporal da corrente de uma fase de alimentação do motor, das compo-

mentos dq do fluxo do estator e da tensão de uma fase de alimentação do motor, respectivamente.

A janela SC4 indica o valor eficaz das correntes de fase e do neutro de alimentação do motor, SC5 o valor eficaz da tensão de alimentação do motor e SC6 indica o valor da velocidade angular do motor e o binário electromagnético estimado.

O computador utilizado como *PC de Controlo* não necessita de *DOS*, *Windows*, *Linux* ou qualquer sistema operativo, necessita apenas de ter instalado o programa de *BIOS*. No entanto, mesmo que o *PC* possua qualquer sistema operativo, não necessita de ser desinstalado, já que a sua iniciação é efectuada através de uma disquete com sistema operativo próprio, concebido através da própria *Toolbox xPC Target*. O programa enviado pelo *PC de Desenvolvimento* é armazenado na memória *RAM* do *PC de Controlo* e não no seu disco duro. Desde modo, após a utilização do computador como *PC de Controlo*, é possível voltar a usar o *PC* como até então, sem que para tal seja necessário voltar a instalar o sistema operativo. Caso o utilizador pretenda, é possível colocar o *software* de iniciação no disco duro do *PC de Controlo* ficando assim única e exclusivamente dedicado a este fim.

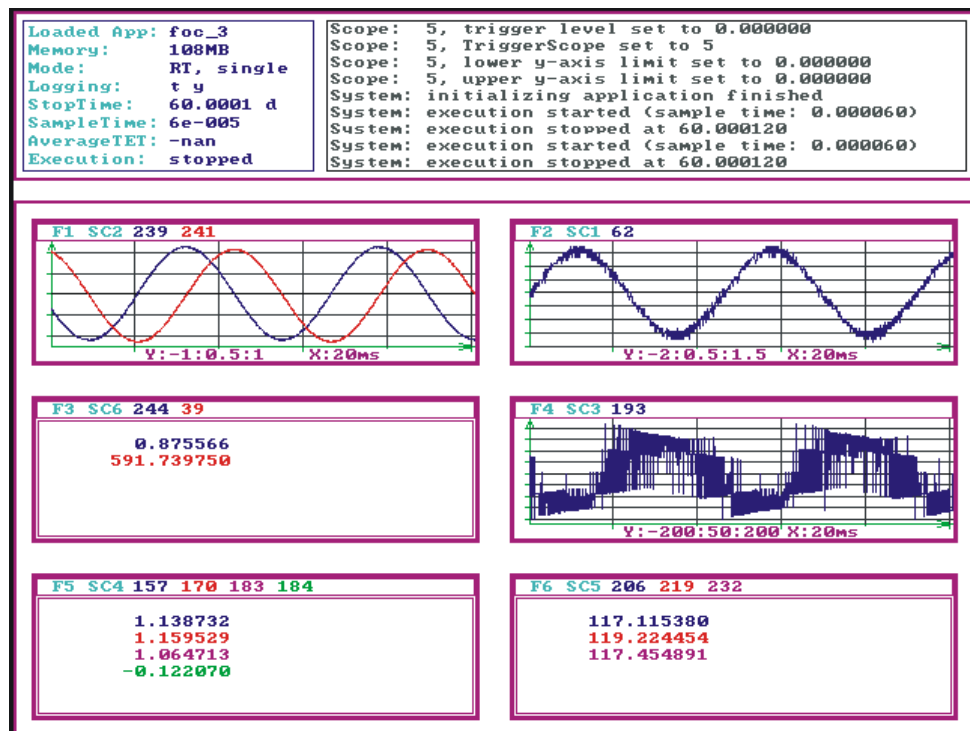


Fig. 5.12 – Imagem correspondente ao monitor do *PC de Controlo*.

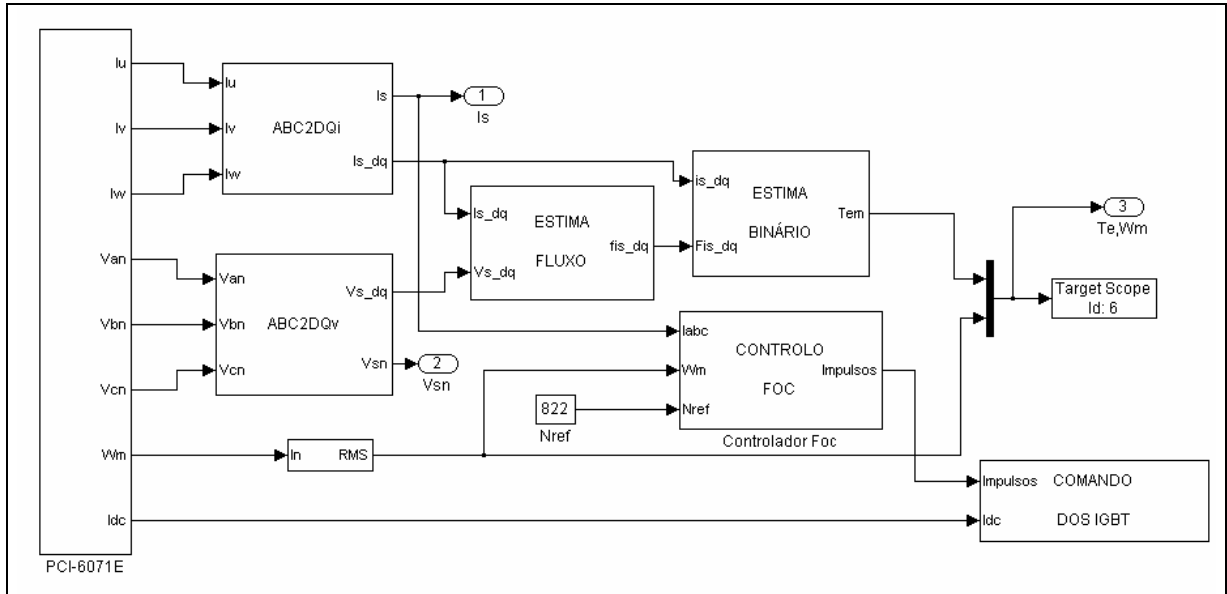


Fig. 5.14 – Programa principal do *software* de controle para a estratégia RFOC.

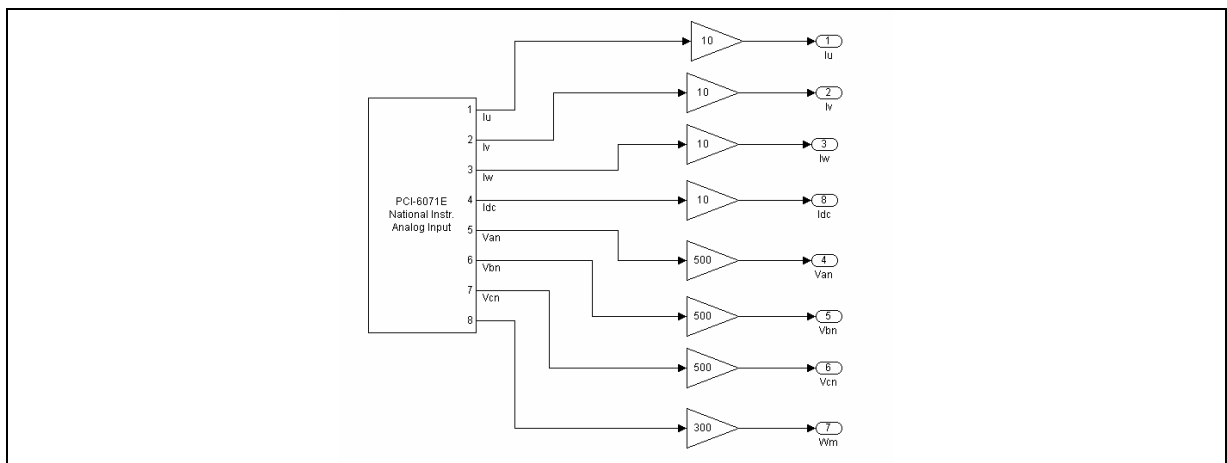


Fig. 5.15 – Programa relativo à aquisição dos sinais, através da placa *PCI-6071E*.

Os blocos designados por *ABC2DQi* e *ABC2DQv* contêm programas semelhantes e implementam a transformada de *Park*, através da equação (2.38), aplicada aos sinais de corrente e de tensão, respectivamente.

Dada a semelhança com o bloco *ABC2DQv*, na Fig. 5.16 apenas se representa o programa correspondente a *ABC2DQi*. Neste bloco, além da implementação da já referida transformada de *Park*, através do bloco *ABC->DQ*, são também calculados os valores eficazes das respectivas grandezas, neste caso as correntes de fase e do neutro de alimentação do motor.

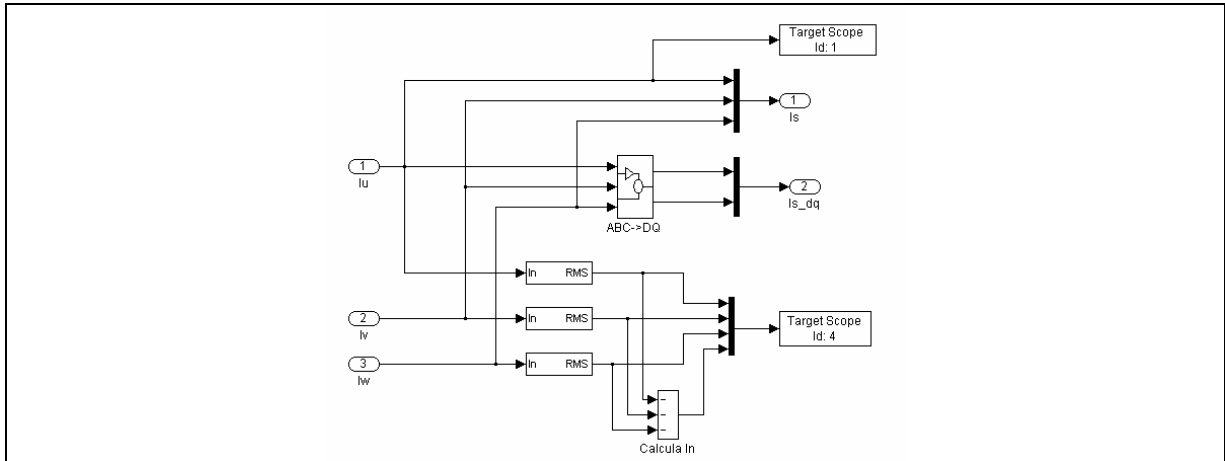


Fig. 5.16 – Bloco do programa ABC2DQ.

Este programa envia para a janela de resultados do *PC de Controlo*, através dos “*Target Scope 1*” e “*Target Scope 4*”, o sinal temporal da corrente da fase *U* e os valores eficazes das correntes alimentação do motor, respectivamente.

O programa *Estima Fluxo*, representado na Fig. 5.17, determina o fluxo do estator da máquina através da equação (5.1), estimado a partir da integração da tensão de alimentação do motor, reduzida da queda de tensão devido à resistência dos enrolamentos do estator.

Para evitar os problemas relacionados com a integração, tais como a existência de uma componente contínua, o valor do fluxo é estimado mediante o uso de um filtro passa-baixo, tal com indicado nas equações (5.2) e (5.3), utilizadas no cálculo das componentes φ_{sd} e φ_{sq} do fluxo do estator, respectivamente.

$$\bar{V}_s^s = R_s \bar{i}_s^s + \frac{(1 + pT)}{T} \bar{\varphi}_s^s \quad (5.1)$$

$$\varphi_{sd} = \frac{u_{sd} - R_s i_{sd}}{p + \frac{1}{T}} \quad (5.2)$$

$$\varphi_{sq} = \frac{u_{sq} - R_s i_{sq}}{p + \frac{1}{T}} \quad (5.3)$$

Nestas expressões T representa o valor da constante de tempo correspondente ao valor da frequência de corte pretendida para o filtro. Por exemplo, para uma frequência de corte de 1 Hz, é escolhida uma constante de tempo $T = 1/(2\pi) = 0.16$ s.

Com o bloco de programa *Estima Binário*, representado na Fig. 5.18, é determinado o valor do binário electromagnético desenvolvido pelo motor de indução trifásico.

Os impulsos de comando dos *IGBT's* e do *Triac* utilizado na reconfiguração de *hardware*, são enviados pelo *PC de Controlo* através da sua porta paralela, programada de acordo com o programa indicado na Fig. 5.19.

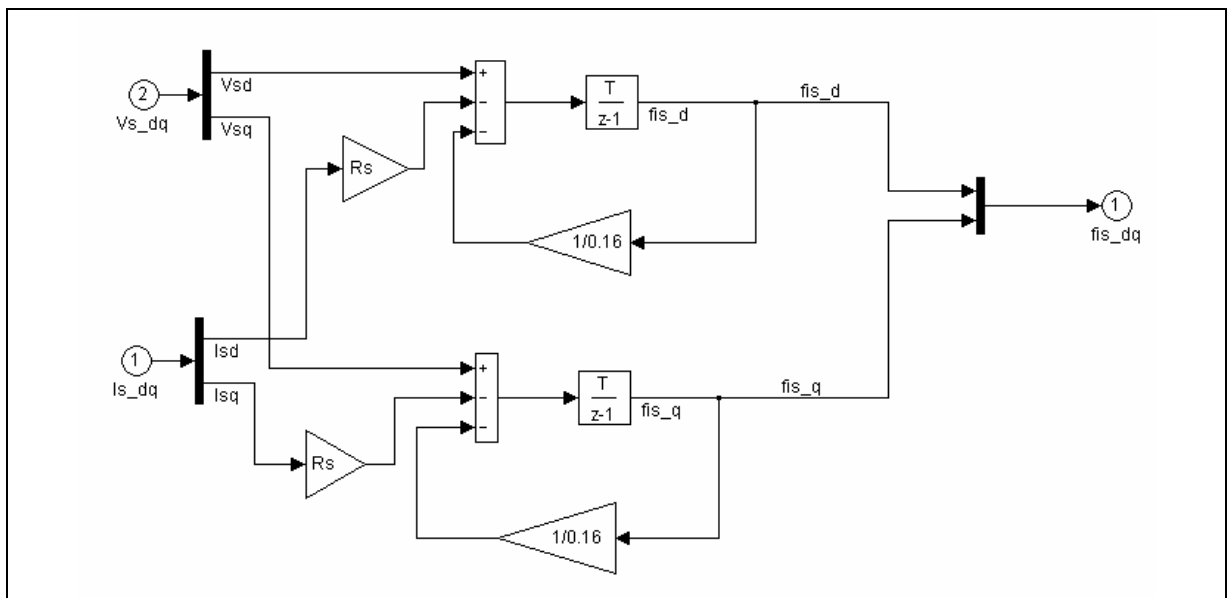


Fig. 5.17 – Bloco do programa *Estima Fluxo*.

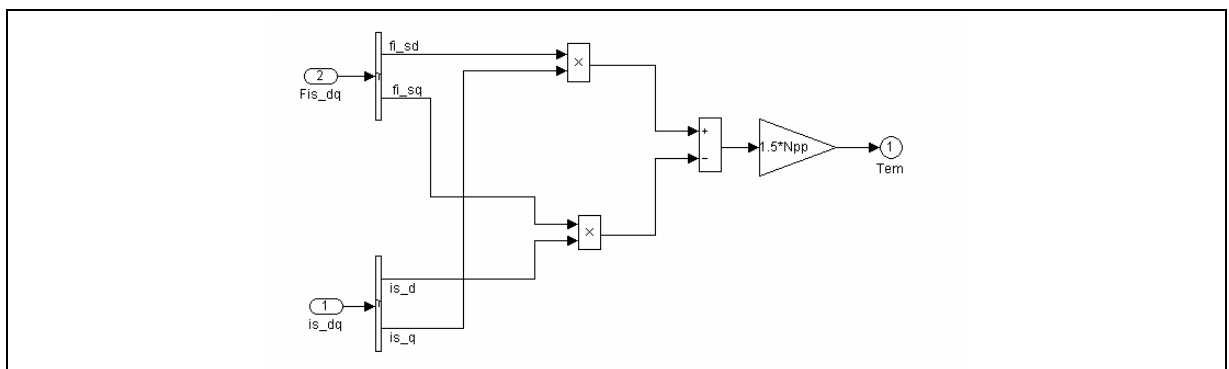


Fig. 5.18 – Bloco do programa *Estima Binário*.

O acesso à porta paralela *LPT1* do *PC* é efectuado através do endereço *0x378* e são utilizados os 8 *bits* correspondentes à transmissão de dados. Aos *bits* D_0 , D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_5 da porta paralela, atribuiu-se o comando dos *IGBT's* T_1 , T_3 , T_5 , T_4 , T_6 , T_2 , respectivamente. O *bit* D_6 é utilizado para cancelar todos os impulsos fornecidos aos *IGBT's* do inversor, provocando a paragem do motor quando aplicado no pino 6 do integrado IR2133 um sinal lógico 0. Através do *bit* D_7 é enviado o impulso de ignição ao *Triac* do circuito de reconfiguração de *hardware*. Para controlar os semicondutores pretendidos, devem ser enviados para o endereço da porta paralela, números decimais correspondentes ao *byte* que traduz o controlo a aplicar a cada um dos semicondutores. Por exemplo, para colocar em condução apenas os *IGBT's* T_1 e T_2 é necessário enviar para a porta paralela um número decimal equivalente ao número binário *10000100*, isto é, *132*.

Esta transformação de numeração binária para numeração decimal é efectuada no programa representado na Fig. 5.20. Neste bloco são também programadas duas variáveis, *Fase_A* e *Fase_C*, com as quais é possível desactivar os braços do inversor, ligados às fases *A* e *C*, respectivamente. Neste bloco de programa é ainda introduzida uma protecção (Fig. 5.21), capaz de garantir o estado de bloqueio de todos os semicondutores após o término do tempo estabelecido para a execução do programa, caso seja definido um intervalo de tempo de simulação.

Associado ao *bit* D_6 da porta *LPT1* e através do programa indicado na Fig. 5.20, é realizada a monitorização da corrente do barramento *DC*. Sempre que a corrente fornecida pelo barramento de tensão contínua de entrada do inversor ultrapasse o valor predefinido como limite superior, este *bit* D_6 é activado e todos os *IGBT's* são colocados no estado de bloqueio.

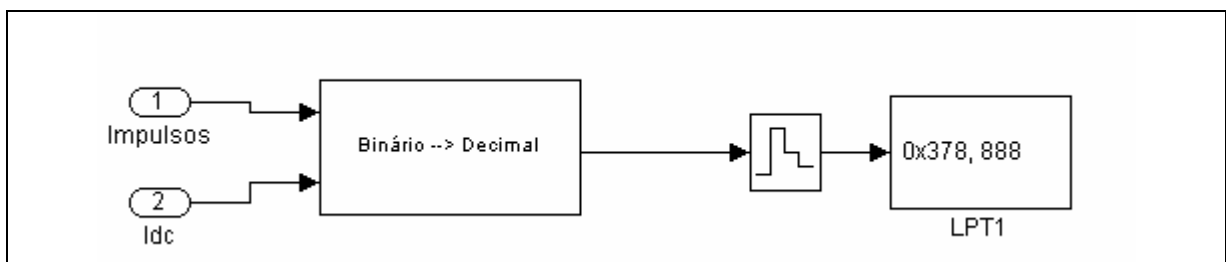


Fig. 5.19 – Bloco do programa *Comando dos IGBT's*.

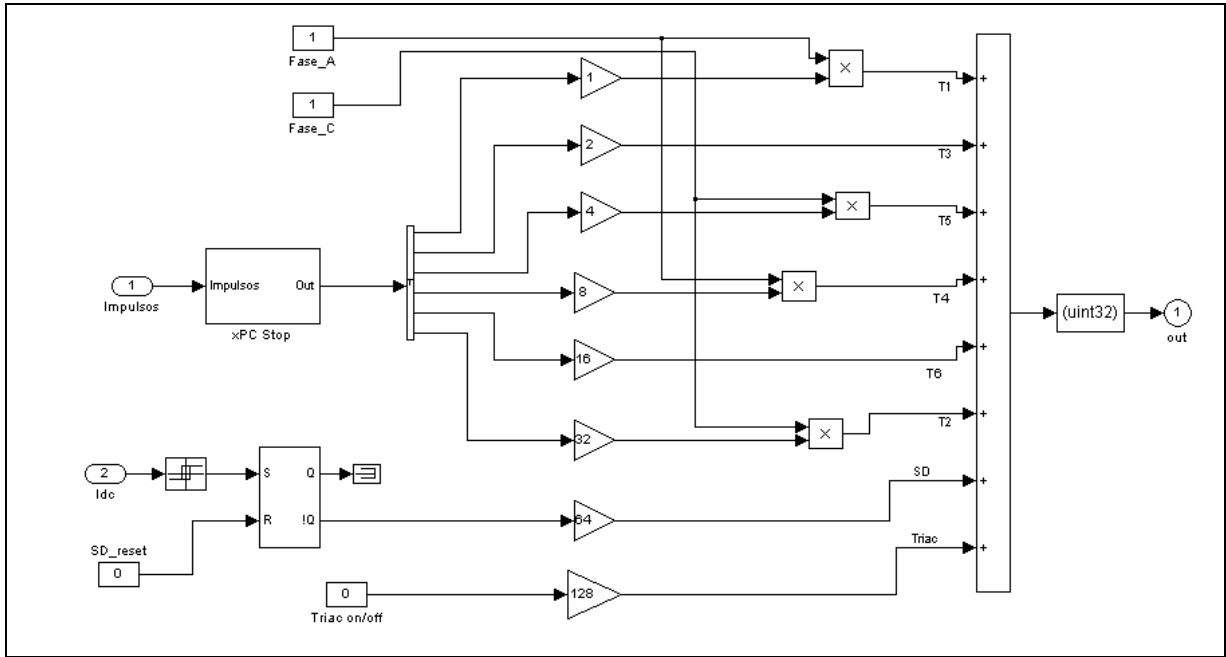


Fig. 5.20 – Bloco do programa *Binário->Decimal*.

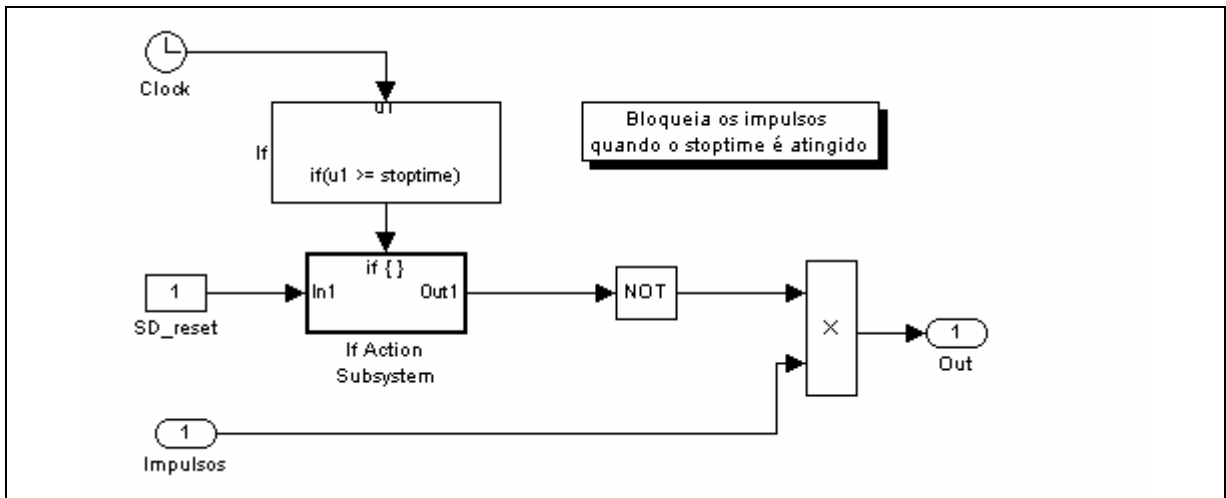


Fig. 5.21 – Bloco do programa *xPC Stop*.

Todos os blocos de programas anteriormente apresentados são comuns à implementação das duas estratégias de controlo. Na secção seguinte são apresentados os programas correspondentes aos blocos *Controlo RFOC* e *Controlo DTC*.

2.8.3. PROGRAMAÇÃO DOS CONTROLADORES RFOC E DTC

O programa relativo à implementação da estratégia de controlo *RFOC* encontra-se representado na Fig. 5.22, sendo semelhante ao utilizado nos ensaios de simulação (Capítulo 4). Com base nas correntes de referência no referencial estacionário, geradas pelo bloco *DQ->ABC* de acordo com o tipo de reconfiguração do inversor, os blocos denominados *Normal*, *SPC* e *SNPC* geram os impulsos de comando dos *IGBT's*. Do bloco *Controlo RFOC* saem os impulsos *S1, S2, .., S6*, correspondentes à estratégia de reconfiguração utilizada, a qual é seleccionada através do bloco *Reconfiguração*. O bloco de programa para o controlo *DTC*, semelhante ao descrito e utilizado nos ensaios de simulação (Capítulo 4), encontra-se representado na Fig. 5.23.

3. COMPORTAMENTO ELECTROMAGNÉTICO

Nesta secção são apresentados alguns resultados experimentais, relativos à alimentação do motor de indução através de um inversor *I6* em funcionamento normal e de um inversor *I4* com as duas estratégias de controlo utilizadas, baseadas nas reconfigurações *SPC* e *SNPC*.

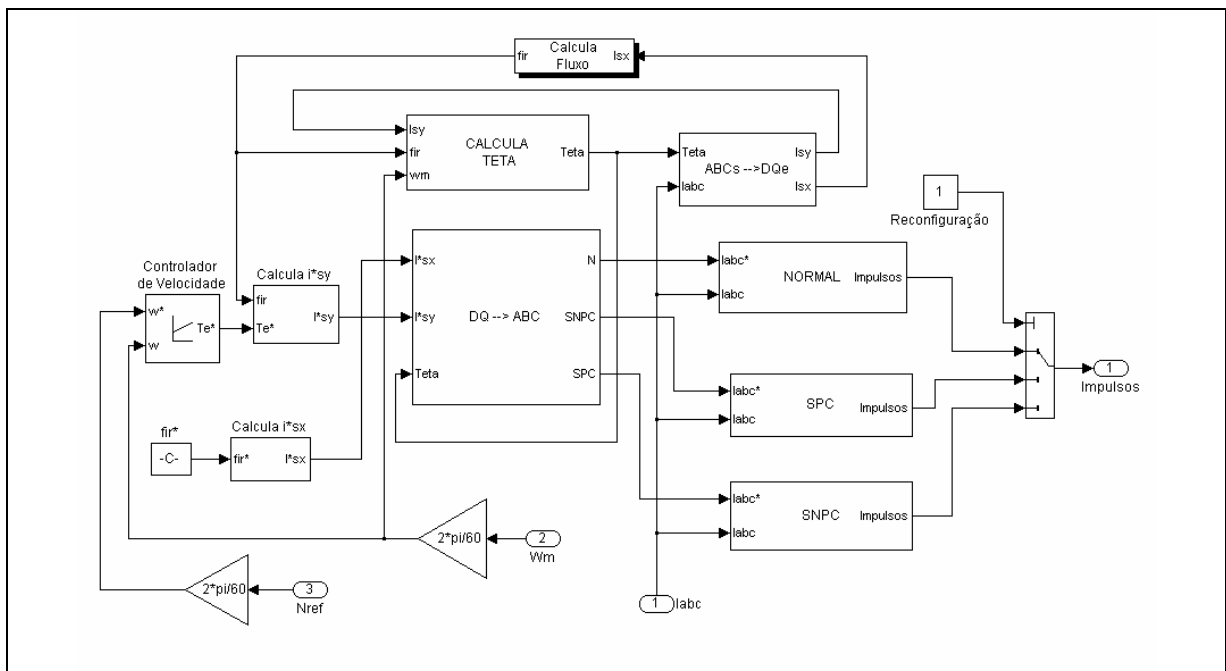


Fig. 5.22 – Bloco do programa *Controlador RFOC*.

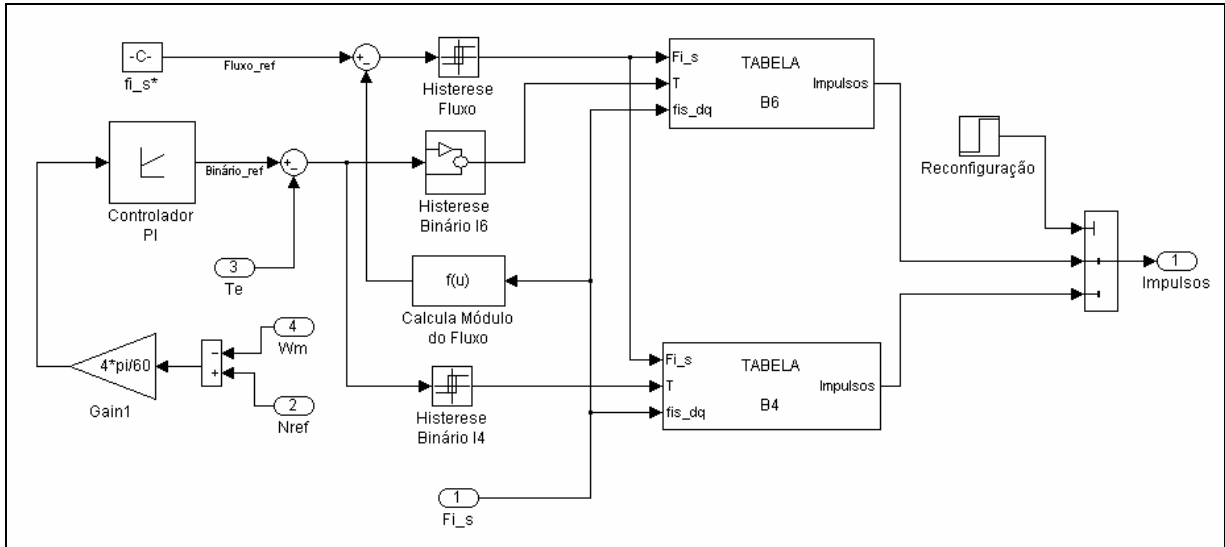


Fig. 5.23 – Bloco do programa *Controlador DTC*.

Em cada uma das situações de funcionamento analisadas, o período de amostragem dos sinais de tensão, corrente e velocidade angular do motor de indução trifásico é de $65 \mu s$. Os resultados apresentados correspondem a uma velocidade de referência igual à utilizada nos ensaios de simulação e um binário de carga equivalente a metade do valor nominal do binário do motor de indução.

3.1. ESTRATÉGIA DE CONTROLO RFOC

Na realização dos ensaios experimentais com os inversores I6 e I4, foram estabelecidos os valores de +10% e -10% do valor da corrente nominal do motor como limites superior e inferior dos controladores de histerese das correntes de fase, utilizados nos blocos *NORMAL*, *SPC* e *SNPC* da Fig. 5.22.

3.1.1. ACCIONAMENTO EM FUNCIONAMENTO NORMAL

Na Fig. 5.24 (a)-(b) encontram-se representadas a evolução temporal da corrente de alimentação do motor de indução e a correspondente análise espectral, respectivamente. A evolução temporal do binário electromagnético e o correspondente espectrograma encontram-se representados na Fig. 5.24 (c)-(d). Comparando estes resultados experimentais em regime permanente com os homólogos obtidos nos ensaios de simulação, representados nas Fig. 3.7 (a)-(d), verifica-se que estão em relativa concordância.

As tensões, simples e composta, de alimentação do motor de indução e correspondentes espectrogramas encontram-se apresentados na Fig. 5.25 (a)-(b) e Fig. 5.25 (c)-(d), respectivamente. Estes resultados, comparados com os representados nas Fig. 3.8 (a)-(d) relativos ao ensaio de simulação em condições semelhantes, revelam também uma boa aproximação.

A mesma conclusão pode ser obtida após a comparação dos resultados relativos ao Vector de *Park* da corrente e da tensão de alimentação do motor obtidos através de ensaios experimentais, representados nas Fig. 5.26 (a)-(b), com os resultados obtidos através de ensaios de simulação e indicados na Fig. 3.9 (a)-(b).

3.1.2. ENSAIO COM RECONFIGURAÇÃO SPC

Os resultados obtidos durante o funcionamento do motor com controlo *RFOC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão *I4* com reconfiguração *SPC*, correspondente às evoluções temporais das correntes de alimentação e do binário electromagnético do motor, encontram-se representados na Fig. 5.27 (a)-(b), respectivamente. Da comparação destes resultados com os homólogos obtidos nos ensaios de simulação, representados na Fig. 4.5 (c)-(d), verifica-se que são semelhantes.

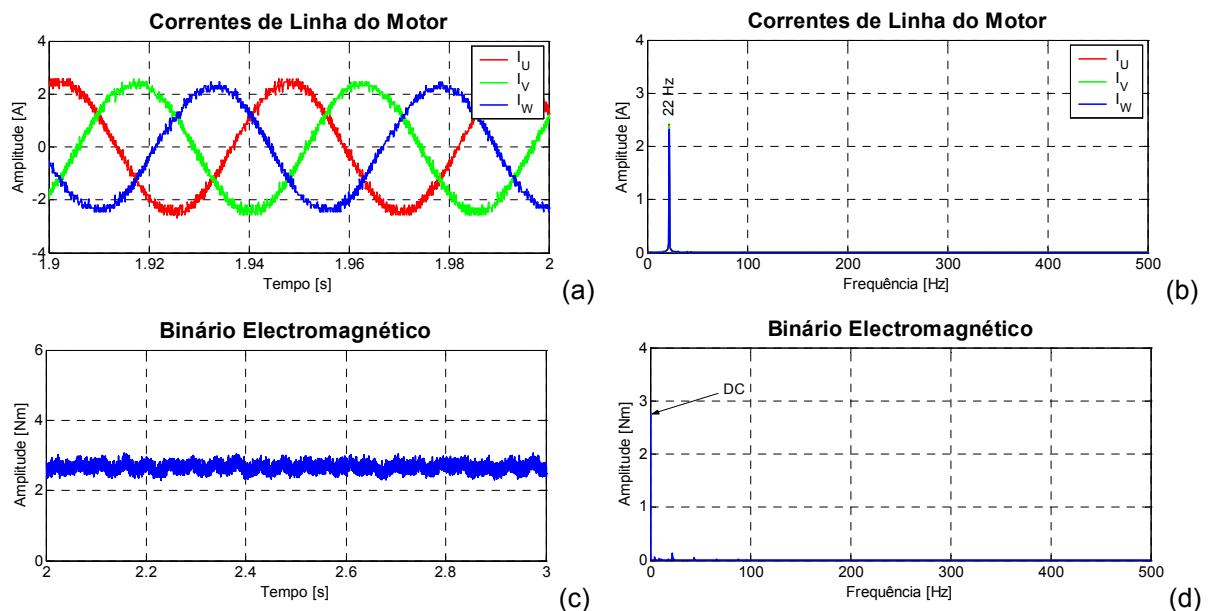


Fig. 5.24 – Resultados experimentais correspondentes ao controlo *RFOC* aplicado ao motor de indução, quando alimentado através de um inversor em funcionamento normal: evolução temporal das correntes de alimentação do motor (a) e respectivo espectrograma (b); evolução temporal do binário electromagnético (c) e respectivo espectrograma (d).

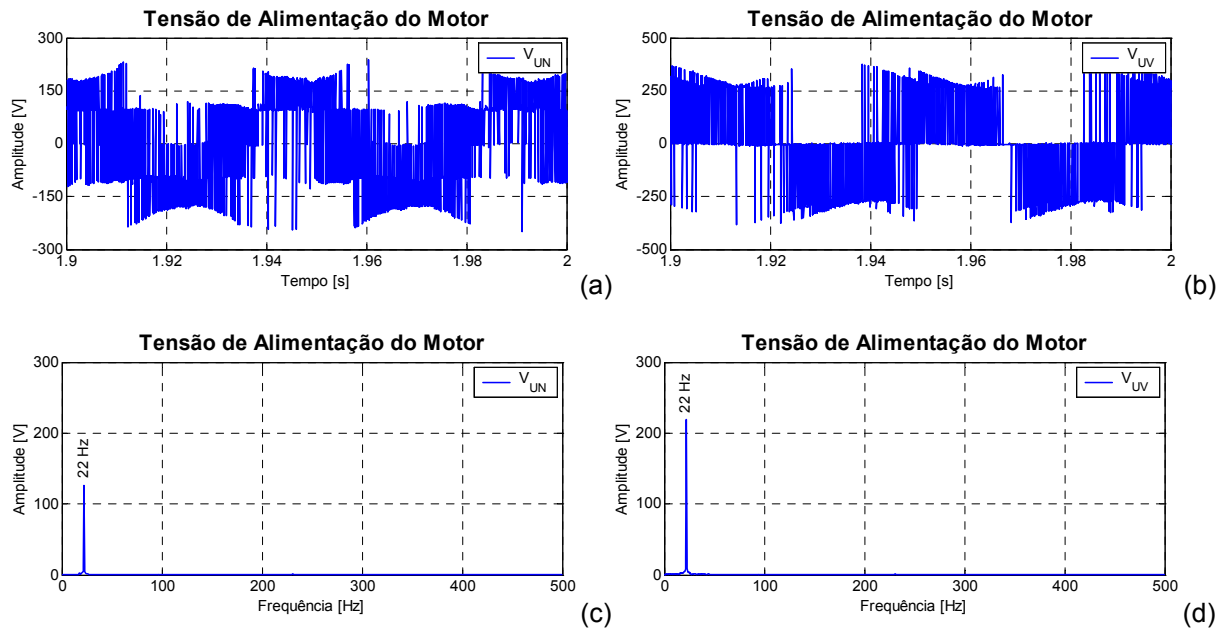


Fig. 5.25 – Resultados experimentais correspondentes ao funcionamento do motor de indução com controlo *RFOC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal: evolução temporal das tensões V_{UN} (a) e V_{UV} (b); espectrograma das tensões V_{UN} (c) e V_{UV} (d).

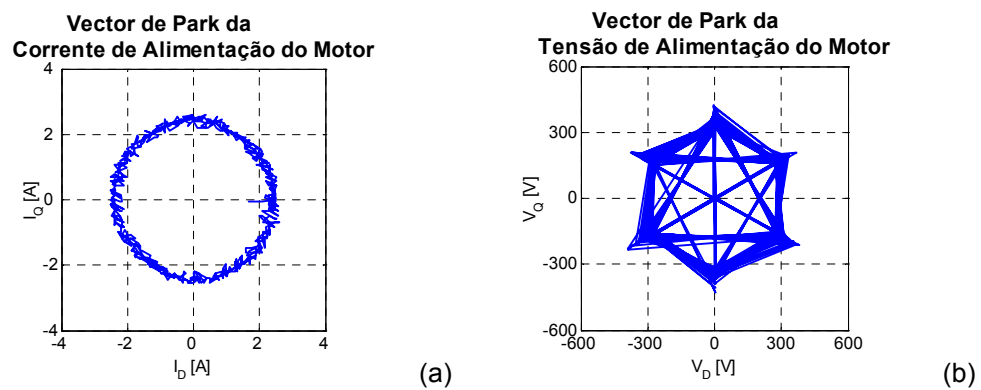


Fig. 5.26 – Resultados experimentais correspondentes ao funcionamento do motor de indução com controlo *RFOC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal: (a) Vector de *Park* da corrente de alimentação do motor; (b) Vector de *Park* da tensão de fase do motor.

Os espectrogramas experimentais destas duas grandezas encontram-se apresentados na Fig. 5.28 (a)-(b), também estes bastante semelhantes com os resultados homólogos dos ensaios de simulação representados na Fig. 4.6 (a)-(b).

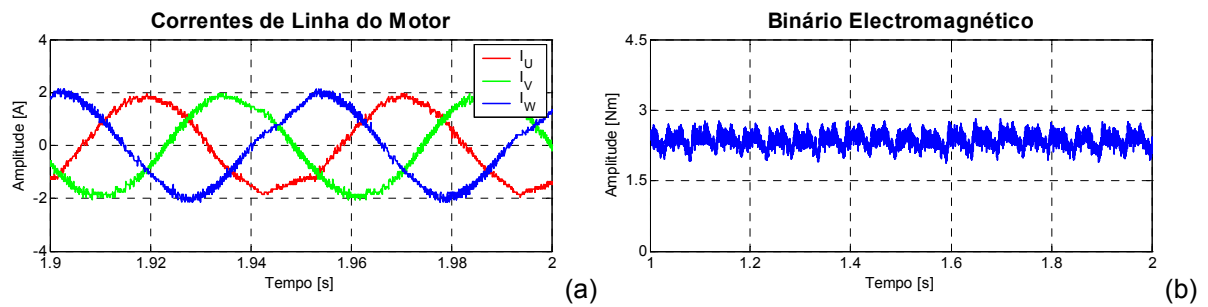


Fig. 5.27 – Resultados experimentais correspondentes ao funcionamento do motor de indução com um controlo *RFOC* adaptado, alimentado através de um inversor de fonte de tensão *I4* com a reconfiguração de *hardware SPC*: (a) correntes de alimentação do motor; (b) binário electromagnético.

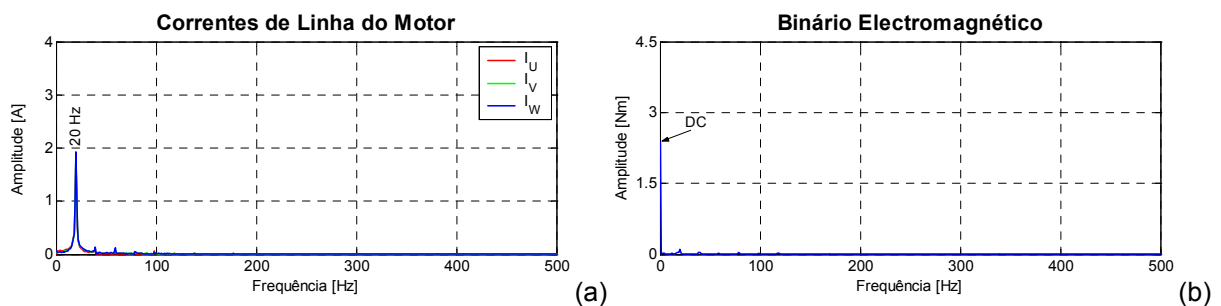


Fig. 5.28 – Espectrogramas experimentais correspondentes ao funcionamento do motor de indução trifásico com o controlo *RFOC* adaptado e em regime permanente, alimentado através de um inversor *I4* com a reconfiguração *SPC*: (a) espectrograma das correntes de alimentação; (b) espectrograma do binário electromagnético.

A evolução temporal da tensão de cada uma das fases de alimentação do motor, V_{UN} , V_{VN} e V_{WN} , encontra-se representada na Fig. 5.29 (a)-(c), respectivamente.

Também estes resultados estão em razoável concordância com os resultados homólogos obtidos através de ensaios de simulação e que se encontram representados na Fig. 4.8 (a)-(c).

Como foi referido na análise dos resultados obtidos nos ensaios de simulação (Fig.4.9 (a)-(c)), apesar da evolução temporal de cada uma das tensões de fase do motor ser diferente, as respectivas amplitudes do termo fundamental são aproximadamente iguais, tal como se verifica nos espectrogramas experimentais apresentados na Fig. 5.30 (a)-(c), os quais são semelhantes aos alcançados com os ensaios de simulação.

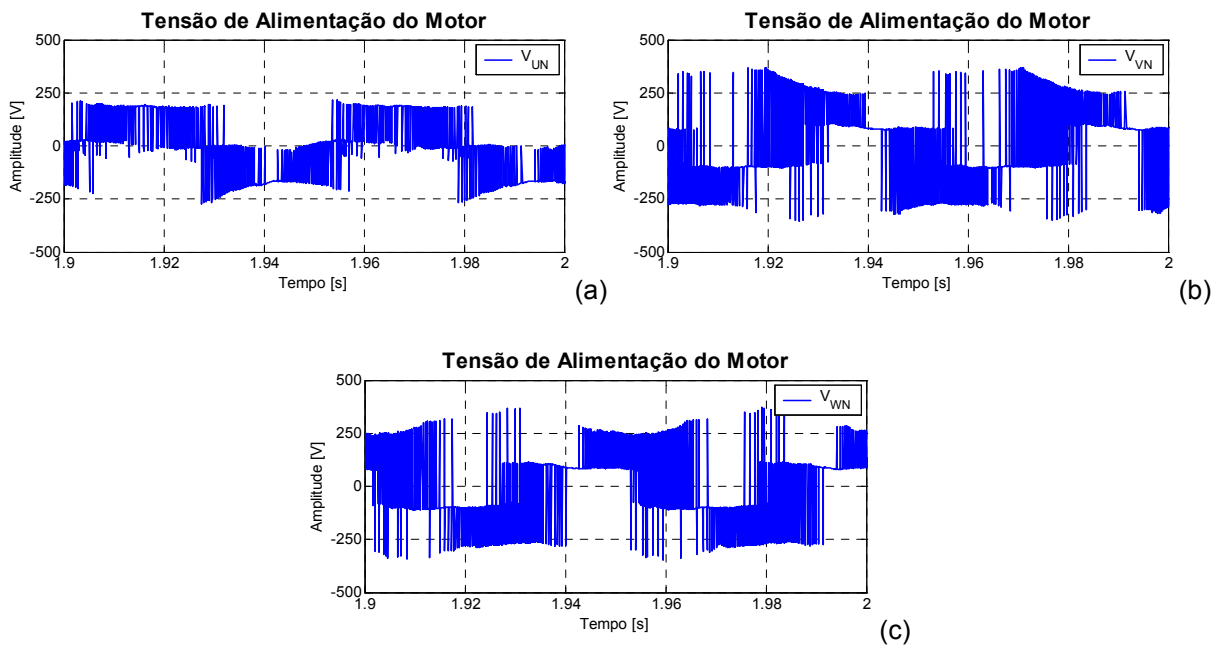


Fig. 5.29 – Resultados experimentais correspondentes à evolução temporal da tensão de alimentação do motor de indução com um controlador *RFOC* adaptado, alimentado através de um inversor *I4* com reconfiguração *SPC*: (a) tensão V_{UN} ; (b) tensão V_{VN} ; (c) tensão V_{WN} .

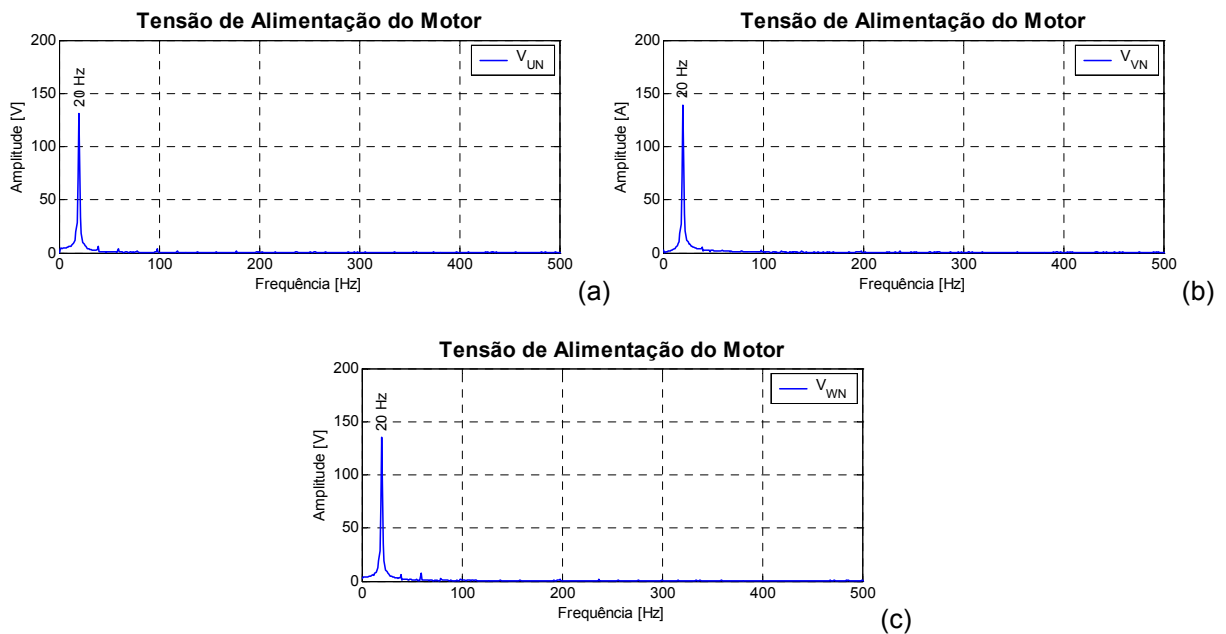


Fig. 5.30 – Espectrogramas experimentais da tensão de alimentação do motor de indução com um controlador *RFOC* adaptado, alimentado através de um inversor *I4* com reconfiguração *SPC*: (a) tensão V_{UN} ; (b) tensão V_{VN} ; (c) tensão V_{WN} .

Na Fig. 5.31 (a) e (b) são apresentados os resultados para o Vector de *Park* da corrente e para o Vector de *Park* da tensão, respectivamente, os quais podem ser comparados com os resultados homólogos representados na Fig. 4.7 (a)-(b).

As diferenças entre os resultados experimentais e os resultados de simulação estão em parte relacionadas com o valor das oscilações da tensão que existe no barramento de tensão contínua do protótipo, já que é superior ao que se verifica nos ensaios de simulação.

Estas oscilações têm implicação directa na estabilidade dos sinais de comando aplicados nos *IGBT's* do inversor, gerados através do circuito integrado *IR2133*, especialmente os que se relacionam com as saídas *HO1*, *HO2* e *HO3*, dependentes do valor da tensão flutuante $V_{B1}-V_{S1}$, $V_{B2}-V_{S2}$, $V_{B3}-V_{S3}$. A falta de estabilidade nas tensões flutuantes pode, em parte, ser compensada com o aumento das capacidades dos condensadores C_4 , C_{44} , C_5 , C_{55} e C_6 , C_{66} , associados aos impulsos *HO1*, *HO2* e *HO3*.

Há no entanto que referir que o aumento da capacidade destes condensadores reduz a frequência de comutação dos impulsos de comando dos *IGBT's*. Outra solução para a resolução desta situação passa pelo aumento da capacidade dos condensadores do barramento de tensão contínua do inversor.

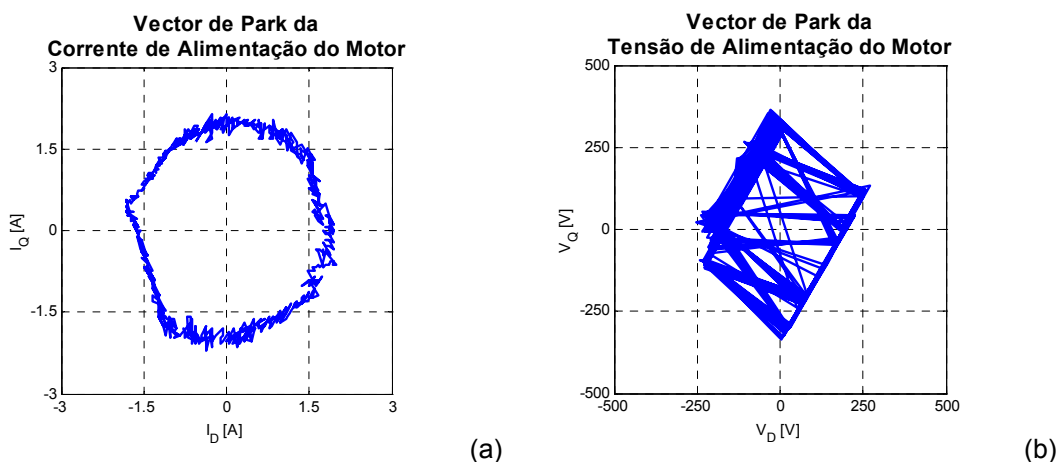


Fig. 5.31 – Resultados experimentais correspondentes ao funcionamento do accionamento em regime permanente, com o controlo *RFOC* adaptado e com a reconfiguração de *hardware SPC*: (a) Vector de *Park* da corrente de alimentação; (b) Vector de *Park* da tensão de fase.

3.1.3. ENSAIO COM RECONFIGURAÇÃO SNPC

Na Fig. 5.32 (a) encontra-se representada a evolução temporal da corrente do motor, com controlo *RFOC*, alimentado através de um inversor *I4* com reconfiguração *SNPC*, onde se verifica, tal como no ensaio de simulação representado na Fig. 4.17 (a), que as correntes nas duas fases do motor alimentadas directamente pelo inversor (i_V e i_W) apresentam amplitudes praticamente iguais e um desfasamento entre si de 60° . O espectrograma destas correntes e da corrente que circula entre o ponto médio do barramento de tensão contínua e o neutro dos enrolamentos do estator encontra-se na Fig. 5.32 (b).

Na Fig. 5.32 (c) e (d) apresentam-se os resultados relativos à evolução temporal do binário electromagnético estimado e o correspondente espectrograma, respectivamente. Confrontando estes resultados com os obtidos com a reconfiguração *SPC*, verifica-se que o valor das oscilações na tensão do barramento *DC* é superior na reconfiguração *SNPC*, dado que o valor da corrente no neutro é superior ao que existe na fase ligada ao ponto médio do barramento *DC* na reconfiguração *SPC*.

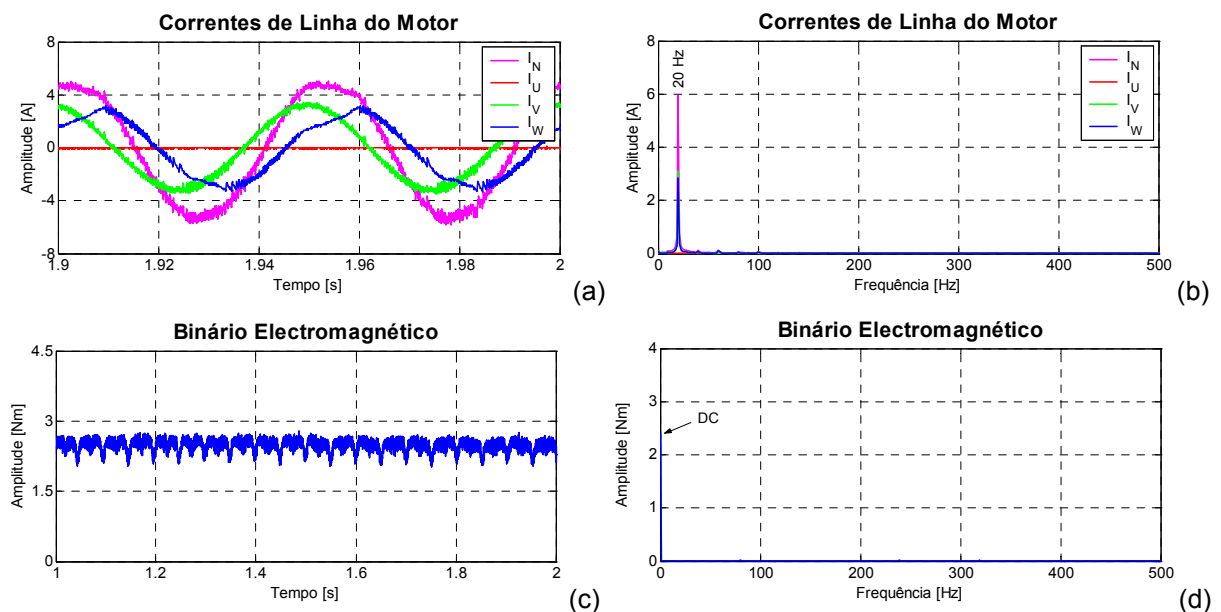


Fig. 5.32 – Resultados experimentais correspondentes ao funcionamento do motor de indução trifásico com controlo *RFOC* adaptado, alimentado através de um inversor de fonte de tensão com avaria na fase *A* e com a reconfiguração de *hardware SNPC*: (a) evolução temporal das correntes de linha e de neutro do motor; (b) espectrograma das correntes de alimentação; (c) evolução temporal do binário electromagnético; (d) espectrograma do binário electromagnético.

As formas de onda das tensões simples V_{UN} e V_{VN} e das tensões compostas V_{UV} e V_{VW} , encontram-se representadas na Fig. 5.33 (a)-(d), respectivamente. Comparando estes resultados com os correspondentes obtidos nos ensaios de simulação, representados nas Fig. 4.18 (a)-(d), observa-se também a influência da oscilação da tensão aos terminais do banco de condensadores do barramento de tensão contínua. Os espectrogramas de cada uma destas tensões são apresentados na Fig. 5.34 (a)-(d).

Tal como se verificou com os resultados obtidos através dos ensaios de simulação (Fig. 4.19 (a)-(d)), estes resultados demonstram que apesar da diferença observada entre a forma de onda da tensão aplicada nas fases do motor, as respectivas componentes fundamentais apresentam amplitudes semelhantes.

Os Vectors de *Park* da corrente e da tensão estão caracterizados na Fig. 5.35 (a) e (b), respectivamente. Estes resultados revelam também a influência da oscilação da tensão no barramento *DC*, consequência do acréscimo de corrente que circula no banco de condensadores. Apesar destes condicionalismos, estes resultados estão em relativa concordância com os resultados obtidos nos ensaios de simulação, representados na Fig. 4.20 (a)-(b).

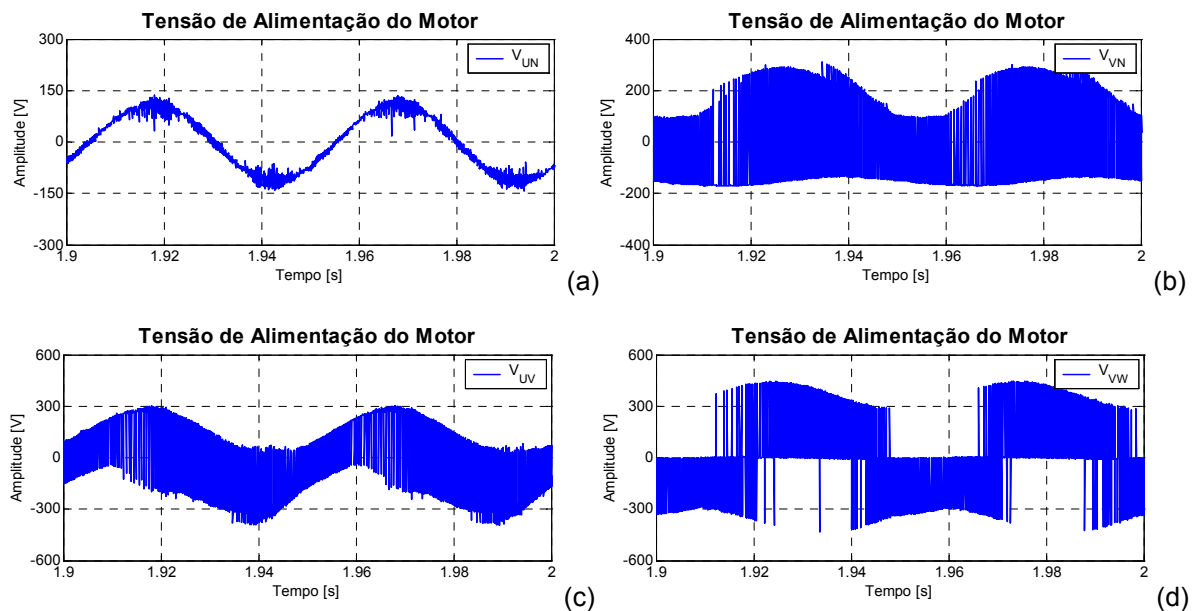


Fig. 5.33 – Resultados experimentais relativos às tensões de alimentação do motor de indução com um controlador *RFOC* adaptado, alimentado através de um inversor com reconfiguração de *hardware* *SNPC*: (a) V_{UN} ; (b) V_{VN} ; (c) V_{UV} ; (d) V_{VW} .

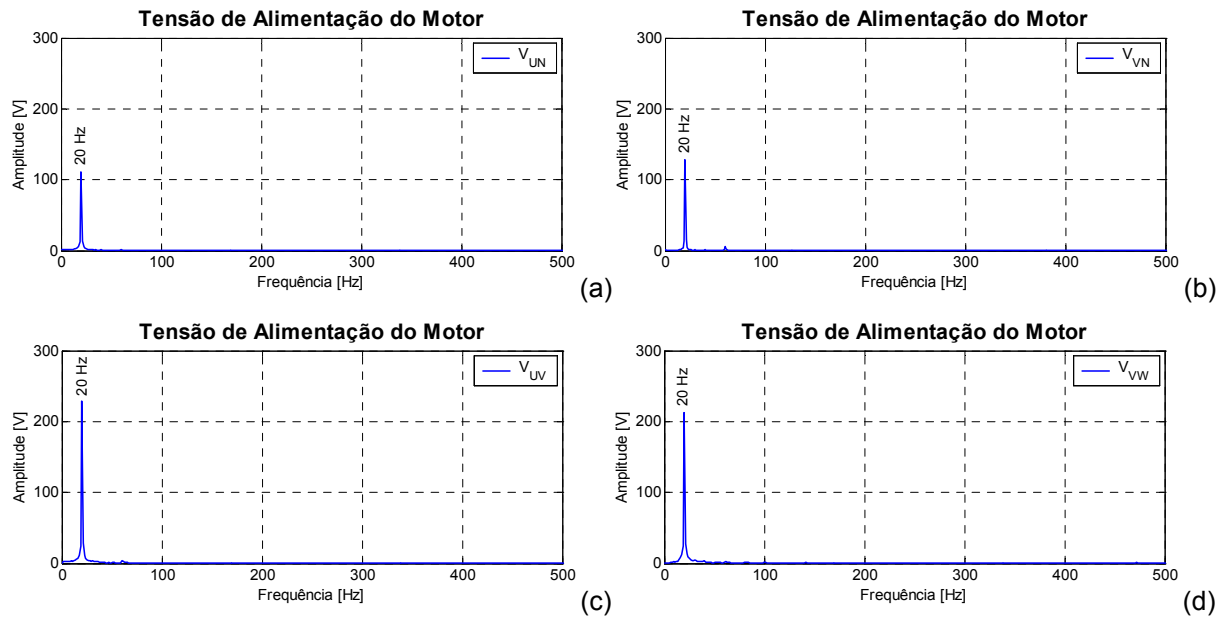


Fig. 5.34 – Resultados experimentais relativos aos espectrogramas das tensões de alimentação do motor de indução com um controlador *RFOC* adaptado, alimentado através de um inversor com reconfiguração de *hardware* *SNPC*: (a) V_{UN} ; (b) V_{VN} ; (c) V_{UV} ; (d) V_{VW} ;

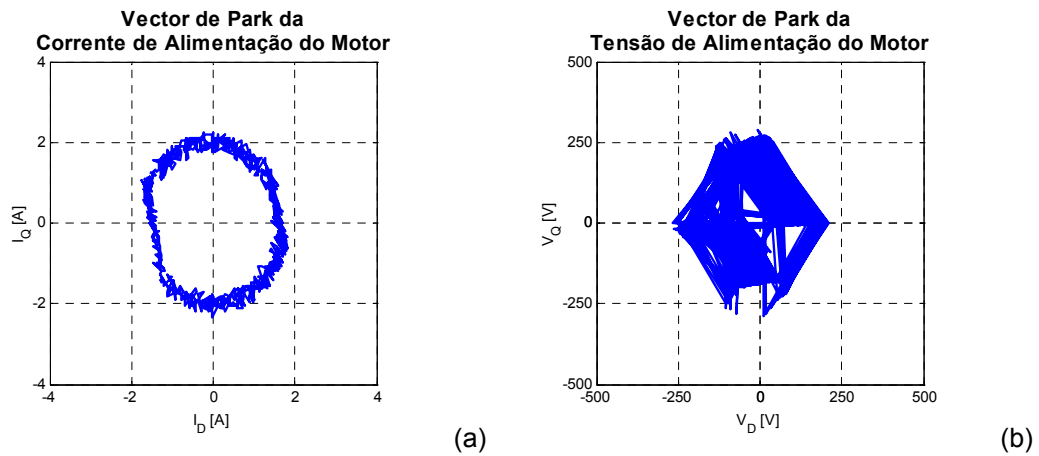


Fig. 5.35 – Resultados experimentais relativos ao funcionamento do motor de indução com um controlador *RFOC* adaptado, alimentado através de um inversor *I4* com reconfiguração de *hardware* *SNPC*: (a) Vector de *Park* da corrente; (b) Vector de *Park* da tensão.

Com os resultados obtidos nos vários ensaios laboratoriais, relativos ao funcionamento do motor de indução, com vários níveis de binário de carga e com controlo *RFOC* e *RFOC* adaptado, alimentado através de um inversor de fonte de tensão *I6* ou *I4*, pode-se concluir que os parâmetros de desempenho do motor apresentados no Capítulo 4 ficam deste modo validados.

Acresce ainda referir que os resultados aqui apresentados se referem a uma frequência de alimentação de 20 Hz, aplicada a um motor de reduzida potência e, portanto, com um valor da resistência dos enrolamentos não desprezável face ao valor total da impedância.

Este aspecto é importante, tendo em conta que a técnica de controlo baseado na orientação do campo segundo o fluxo rotórico é bastante dependente da variação dos parâmetros do motor, especialmente da resistência dos seus enrolamentos.

3.2. ESTRATÉGIA DE CONTROLO DTC

Na realização dos ensaios experimentais com o inversor *I6* e com o inversor *I4*, utilizou-se uma largura de histerese dos controladores do binário electromagnético e do fluxo do estator de 0.5% e de 2%, relativamente aos correspondentes valores nominais, programados nos blocos *Histerese Binário* e *Histerese Fluxo* (Fig. 5.23).

3.2.1. ACCIONAMENTO EM FUNCIONAMENTO NORMAL

Os resultados experimentais relativos à evolução temporal das correntes de linha e do binário electromagnético do motor de indução encontram-se representados na Fig. 5.36 (a)-(b), respectivamente. Os correspondentes espectrogramas encontram-se representados na Fig. 5.37 (a), no caso da corrente de cada uma das fases de alimentação do motor e na Fig. 5.37 (b) para o caso do binário electromagnético.

Os resultados apresentados na Fig. 5.36 (a)-(b) e Fig. 5.37 (a)-(b) estão em relativa concordância com os resultados de simulação apresentados na Fig. 3.15 (a), Fig. 3.14 (a), Fig. 3.15 (b) e Fig. 3.14 (b), respectivamente.

Na Fig. 5.38 (a)-(b) encontram-se representados os resultados da evolução temporal da tensão composta V_{UV} e correspondente espectrograma, respectivamente. Os resultados relativos à forma de onda e ao espectrograma das restantes tensões compostas do motor são semelhantes a estes.

Para as tensões aplicadas aos enrolamentos, os resultados obtidos nas três fases do motor apresentam uma evolução temporal e um espectrograma análogos aos representados na Fig. 5.38 (c)-(d) para o caso da tensão V_{UN} , respectivamente.

Na Fig. 5.39 (a)-(b) estão representados os resultados relativos aos Vectores de *Park* da corrente e da tensão de alimentação do motor.

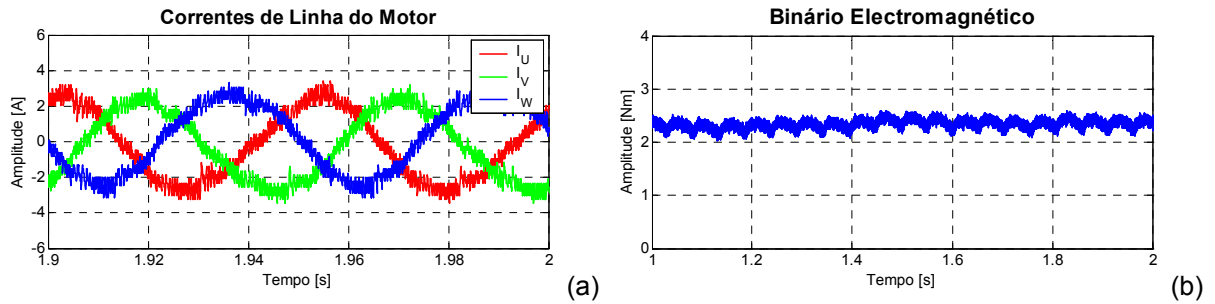


Fig. 5.36 – Resultados experimentais relativos ao funcionamento do motor de indução com controlo *DTC*, alimentado através de um inversor *I6* em funcionamento normal: (a) evolução temporal das correntes de alimentação do motor; (b) evolução temporal do binário electromagnético.

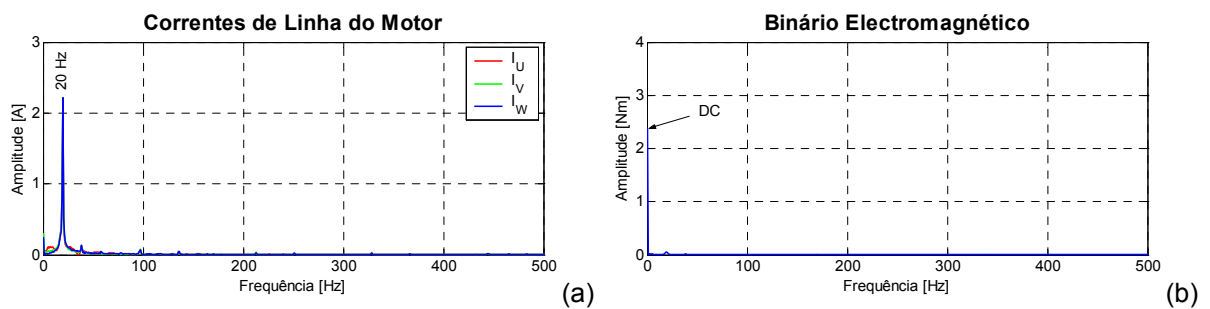


Fig. 5.37 – Resultados experimentais relativos ao funcionamento do motor de indução com controlo *DTC*, alimentado através de um inversor *I6* em funcionamento normal: (a) espectrograma das correntes de alimentação do motor; (b) espectrograma do binário electromagnético.

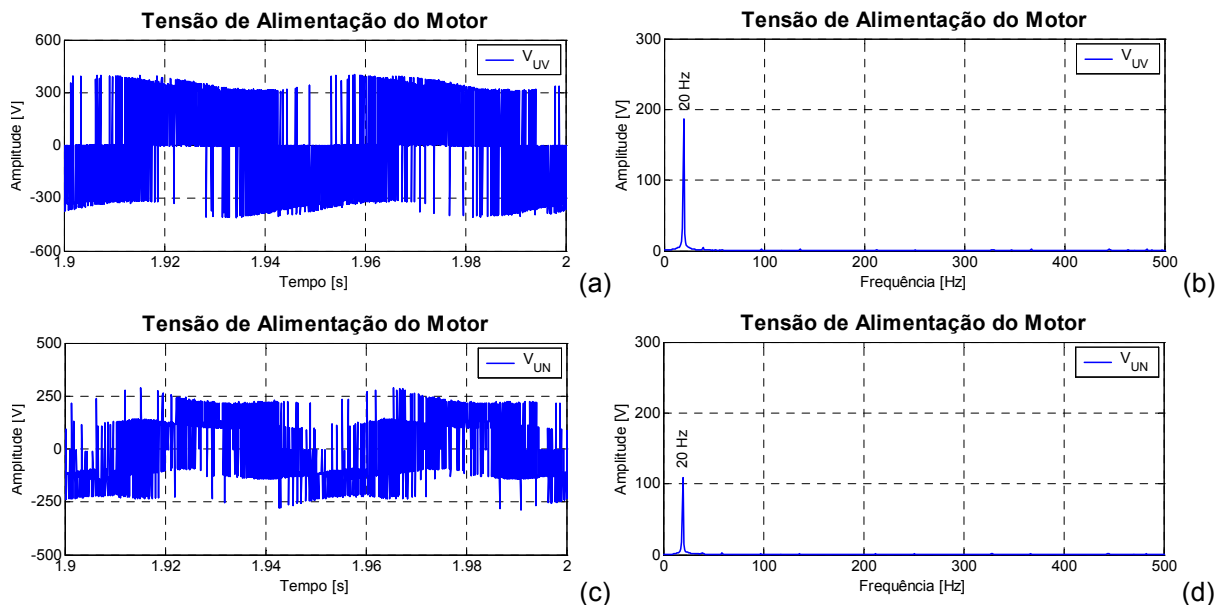


Fig. 5.38 – Resultados experimentais correspondentes ao funcionamento do motor de indução com controlo *DTC*, alimentado através de um inversor *I6* em funcionamento normal: evolução temporal da tensão composta V_{UV} (a) e respectivas componentes harmónicas (b); evolução temporal da tensão de enrolamento V_{UN} (c) e respectivas componentes harmónicas (d).

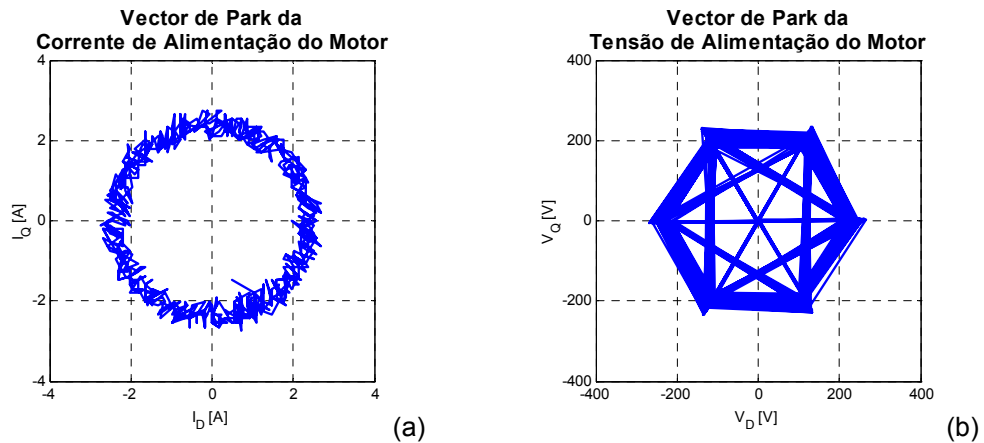


Fig. 5.39 – Resultados experimentais relativos ao funcionamento do motor de indução com controlo DTC, alimentado através de um inversor *I6*: (a) Vector de *Park* da corrente; (b) Vector de *Park* da tensão de alimentação do motor.

Comparando os resultados experimentais da Fig. 5.38 (a)-(d) e Fig. 5.39 (a)-(b) com os correspondentes resultados de simulação apresentados na secção 3.1 do Capítulo 3, verifica-se que são semelhantes, salvaguardando no entanto o facto do período de amostragem dos sinais de tensão, corrente e velocidade angular do rotor ser de 65 μ s nos ensaios laboratoriais e de 5 μ s nos ensaios de simulação.

3.2.2. ENSAIO COM A RECONFIGURAÇÃO SPC

Os resultados alcançados com a reconfiguração SPC correspondem à situação em que a fase *U* do motor de indução com controlo DTC adaptado, é ligada no ponto médio do barramento de tensão contínua, enquanto as fases *V* e *W* são alimentadas através do inversor *I4*.

Apresentam-se na Fig. 5.40 (a)-(b) os resultados para as evoluções temporais das correntes de alimentação e do binário electromagnético do motor em regime permanente. Tal como aconteceu nos ensaios de simulação, as correntes apresentam um desfasamento entre si de 120° eléctricos e todas com amplitudes semelhantes.

Da observação da Fig. 5.41 (a)-(b) constata-se que apenas a componente fundamental da corrente e a componente contínua do binário electromagnético, apresentam amplitudes significativas.

As formas de onda das tensões de alimentação de cada uma das fases do motor e os respectivos espectrogramas são apresentados na Fig. 5.42 (a)-(f). Compa-

rando estes resultados com os obtidos através dos ensaios de simulação, apresentados na secção 2.3 do Capítulo 4, verifica-se que são semelhantes.

Apesar das diferentes formas de onda apresentadas por cada uma das tensões aplicadas nos enrolamentos do motor, a amplitude do termo fundamental é aproximadamente igual nas três fases. Como se justificou na secção 2.1 do Capítulo 4, estas assimetrias nas formas de onda da tensão, em cada enrolamento do motor, resulta de na reconfiguração *SPC* apenas quatro vectores espaciais de tensão estão disponíveis, tal como se observa no Vector de *Park* da tensão de alimentação representado na Fig. 5.43 (a).

Mais uma vez se comprovou experimentalmente o funcionamento do motor de indução alimentado com três correntes provenientes de um inversor *I4*, com uma evolução semelhante à obtida com um inversor *I6*, como demonstra o Vector de *Park* da corrente representado na Fig. 5.43 (b).

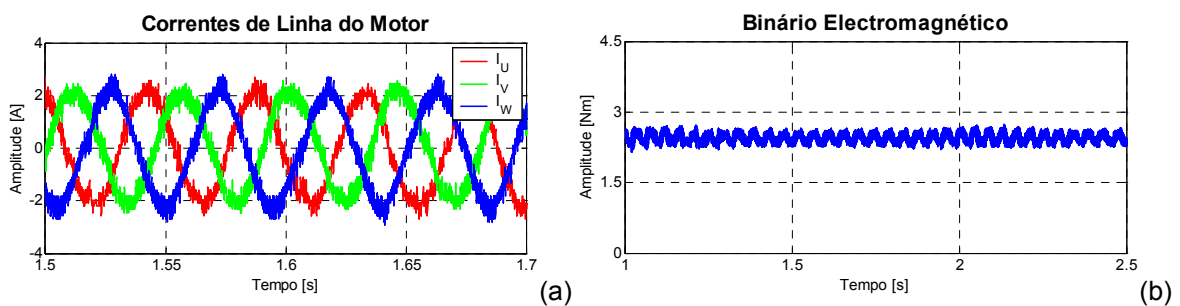


Fig. 5.40 – Resultados experimentais correspondentes ao funcionamento do motor de indução com controlo *DTC* adaptado, alimentado através de um inversor *I4* com a reconfiguração *SPC*: (a) correntes de alimentação do motor; (b) binário electromagnético.

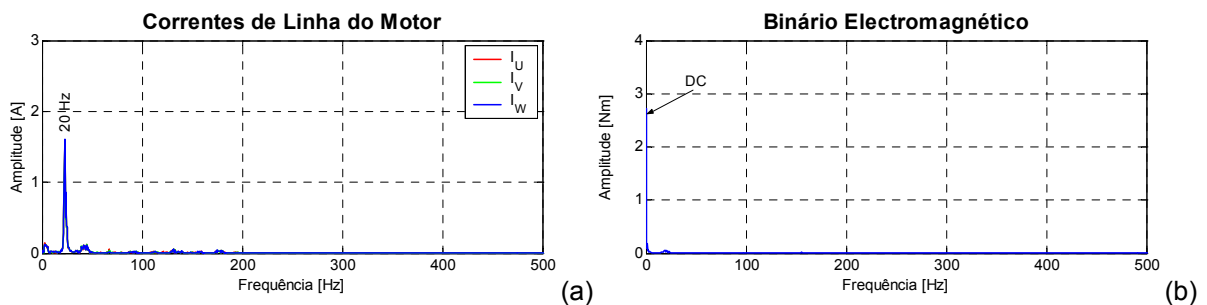


Fig. 5.41 – Resultados experimentais correspondentes ao funcionamento do motor de indução com controlo *DTC* adaptado, alimentado através de um inversor de fonte de tensão com a reconfiguração *SPC*: (a) espectrograma das correntes de alimentação do motor; (b) espectrograma do binário electromagnético.

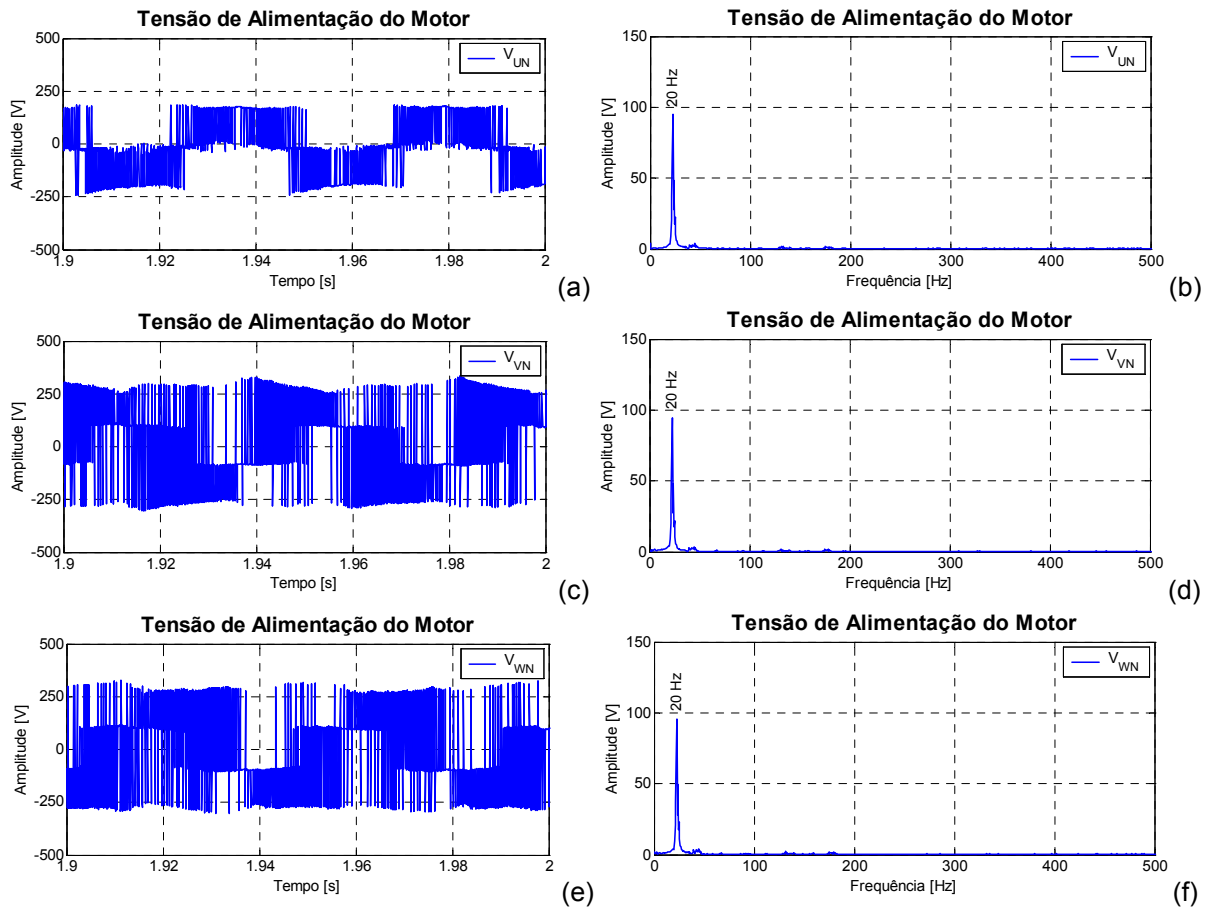


Fig. 5.42 – Resultados experimentais relativos ao funcionamento do accionamento em regime permanente, com o controlo *DTC* adaptado e reconfiguração *SPC*: tensão de fase V_{UN} (a) e respectivo espectrograma (b); tensão de fase V_{VN} (c) e respectivo espectrograma (d); tensão de fase V_{WN} ; (e) e respectivo espectrograma (f).

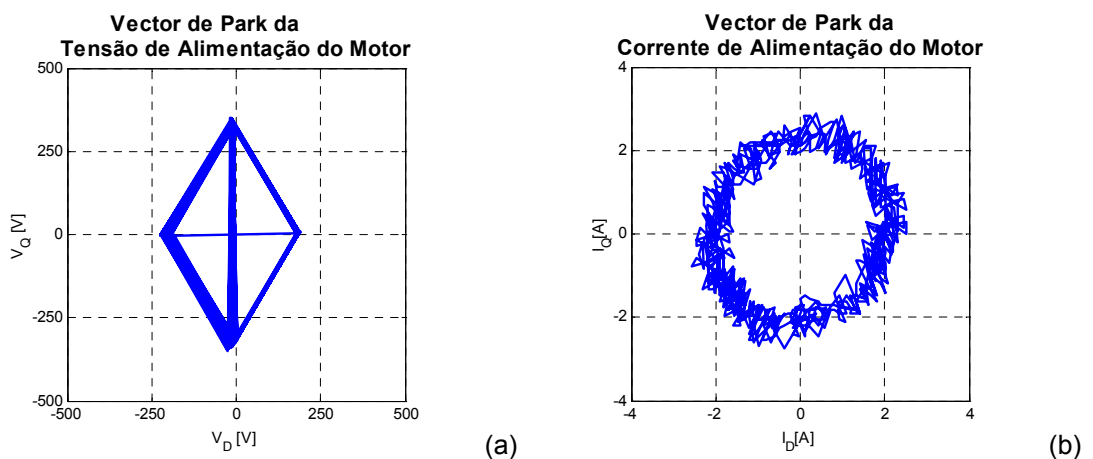


Fig. 5.43 – Resultados experimentais correspondentes ao funcionamento do motor com o controlo *DTC* adaptado e em regime permanente, alimentado através de um inversor *I4* com a reconfiguração *SPC*: (a) Vector de *Park* da tensão de fase; (b) Vector de *Park* da corrente de alimentação.

3.2.3. ENSAIO COM RECONFIGURAÇÃO SNPC

Na Fig. 5.44 (a) e (b) são mostrados os resultados relativos à evolução temporal da corrente de alimentação e do binário electromagnético do motor, quando em regime permanente se utiliza um controlo *DTC* adaptado e se alimenta a máquina através de um inversor com a fase *A* em circuito-aberto e reconfiguração *SNPC* aplicada. Os espectrogramas das correntes e do binário electromagnético são apresentados na Fig. 5.45 (a) e (b). Comparando estes resultados com os homólogos obtidos nos ensaios de simulação apresentados na Fig.4.32 (d) e (c), referentes à evolução temporal da corrente e binário electromagnético, e na Fig. 4.33 (a)-(b) para o caso dos respectivos espectrogramas, verifica-se que estão em relativamente boa concordância.

Na Fig. 5.46 (a)-(b) estão representados os resultados relativos à evolução temporal da tensão nos enrolamentos das fases *U* e *V*, respectivamente. Os respectivos espectrogramas apresentam-se na Fig. 5.46 (c)-(d).

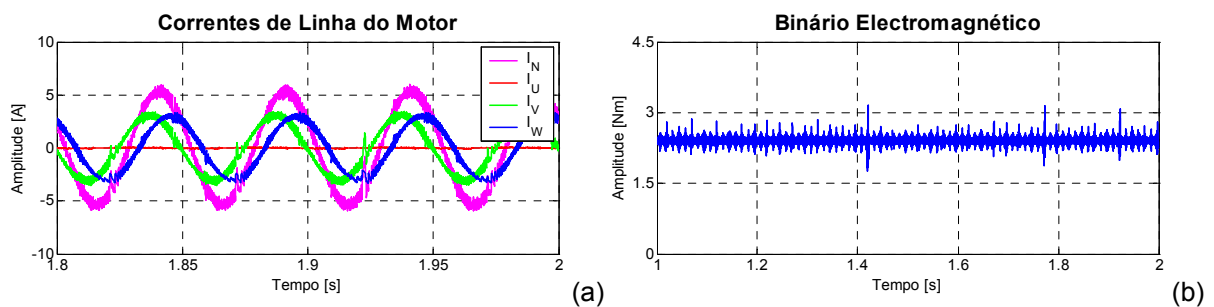


Fig. 5.44 – Resultados experimentais correspondentes ao funcionamento do motor de indução com controlo *DTC* adaptado, alimentado através de um inversor de fonte de tensão com a reconfiguração *SNPC*: (a) correntes de alimentação do motor; (b) binário electromagnético.

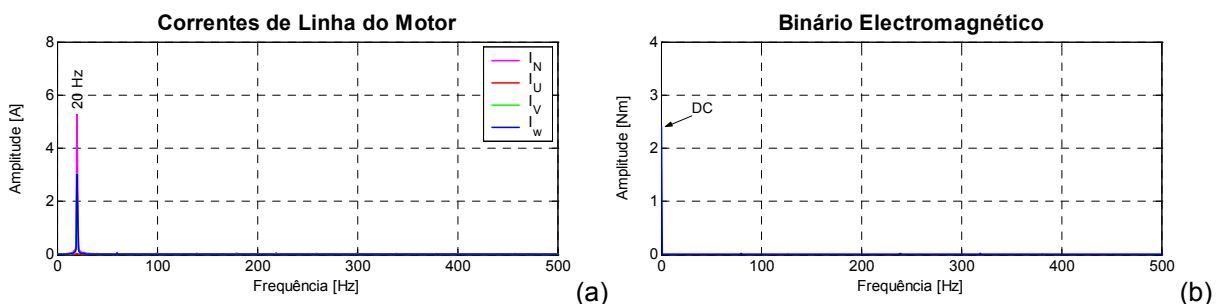


Fig. 5.45 – Espectrogramas experimentais correspondentes ao funcionamento do accionamento em regime permanente, com o controlo *DTC* adaptado e com a reconfiguração de *hardware SNPC*: (a) corrente de alimentação do motor; (b) binário electromagnético.

Os Vectors de *Park* da corrente e da tensão de alimentação do motor de indução encontram-se representados na Fig. 5.47 (a)-(b), respectivamente.

Estes resultados experimentais com o controlo *DTC* e reconfiguração *SNPC* são semelhantes aos resultados obtidos nos ensaios de simulação, apresentados na secção 2.4 do Capítulo 4.

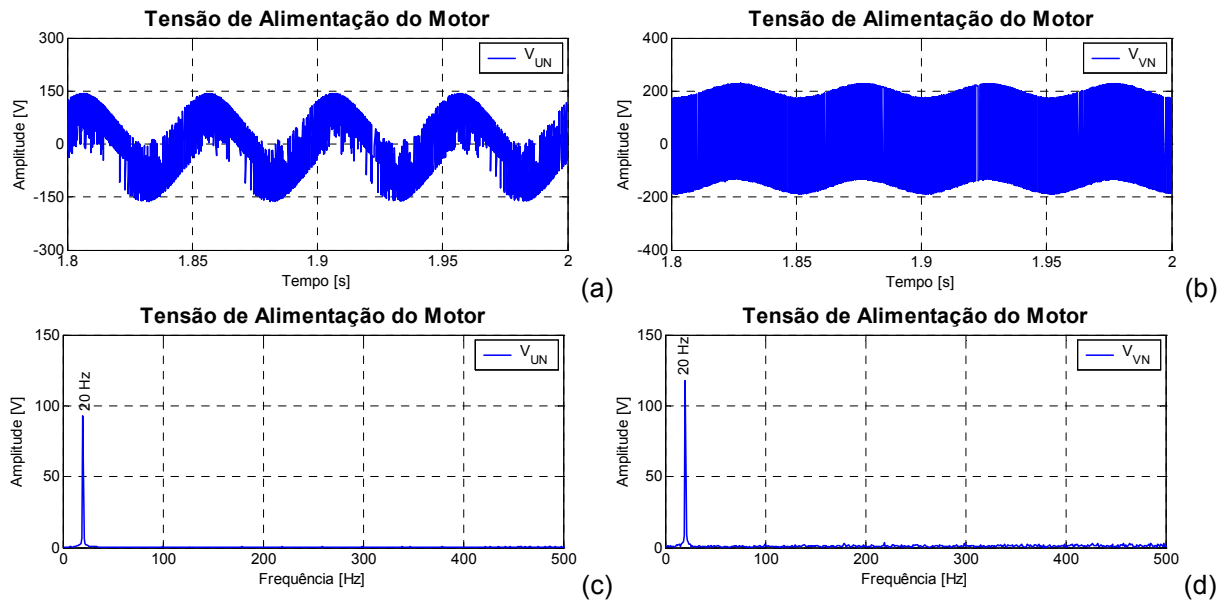


Fig. 5.46 – Resultados experimentais relativos ao funcionamento do accionamento em regime permanente, com o controlo *DTC* adaptado e com a reconfiguração de *hardware SNPC*: (a) tensão de fase V_{UN} ; (b) tensão de fase V_{VN} ; (c) espectrograma da tensão de fase V_{UN} ; (d) espectrograma da tensão de fase V_{VN} .

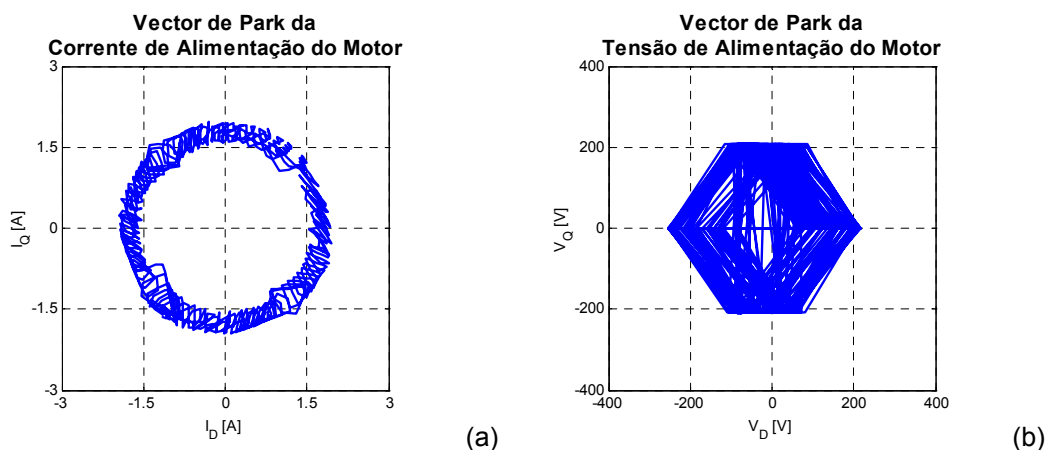


Fig. 5.47 – Resultados experimentais correspondentes ao funcionamento do accionamento em regime permanente, com o controlo *DTC* adaptado e com a reconfiguração de *hardware SNPC*: (a) Vector de *Park* da corrente de alimentação; (b) Vector de *Park* da tensão de fase.

4. COMPORTAMENTO TÉRMICO

4.1. SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE TEMPERATURA

Na realização dos ensaios laboratoriais correspondentes ao comportamento térmico do motor foi usado um outro accionamento, constituído por um motor de indução trifásico, tetrapolar, *Siemens*, de 4 kW, gentilmente cedido pelo Departamento de Enxeñería Eléctrica da Universidade de Vigo para este propósito e por um inversor de fonte de tensão trifásico, *Semikron*, de 1200 V/150 A, modelo *SKIIP132GD120* (Fig. 5.48). O referido motor de indução, cujas principais características estão indicadas no Anexo I, tem a particularidade de possuir um conjunto de dez termopares, capazes de permitir efectuar leituras de temperatura em diversos pontos do motor. Um dos termopares é utilizado para medir a temperatura ambiente (T_a), quatro encontram-se instalados no estator (T_1, T_2, T_3, T_4) e cinco no rotor (T_5, T_6, T_7, T_8, T_9), tal como indicado na Fig. 5.49. O termopar T_1 encontra-se alojado num dos dentes do estator, no lado do acoplamento da carga, enquanto que os termopares T_2, T_3 e T_4 estão colocados em ranhuras do estator, correspondentes aos enrolamentos das fases U, V e W de alimentação do motor, respectivamente. Os termopares T_5, T_7 e T_9 estão posicionados na superfície do rotor, enquanto que os termopares T_6 e T_8 estão colocados no interior do rotor a 5 centímetros de profundidade.

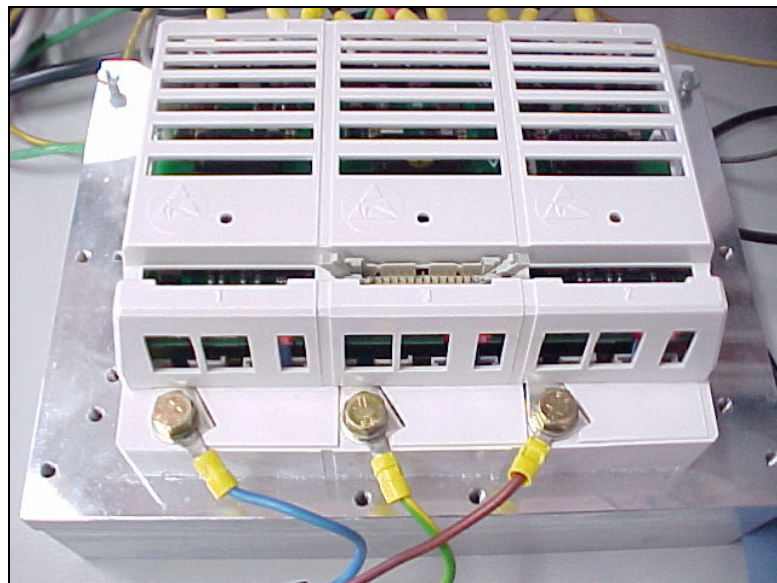


Fig. 5.48 – Inversor de fonte de tensão *Semikron*, de 1200 V/ 150 A.

Os sinais provenientes dos termopares são acondicionados através de dois circuitos independentes, um para o estator e outro para o rotor.

O sistema para acondicionamento dos sinais provenientes dos termopares do rotor foi alojado num dos extremos do veio do motor, tal como se pode observar na Fig. 5.50. No lado esquerdo desta figura encontra-se a caixa onde está acondicionado o sistema de tratamento de sinais para os termopares do estator.

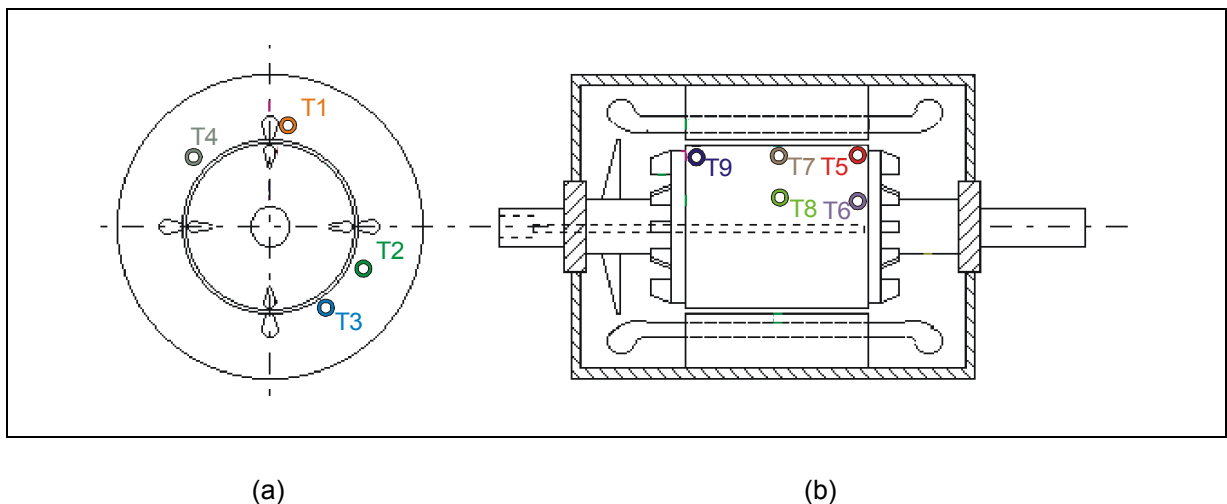


Fig. 5.49 – Posicionamento de cada um dos termopares: (a) termopares do estator; (b) termopares do rotor.

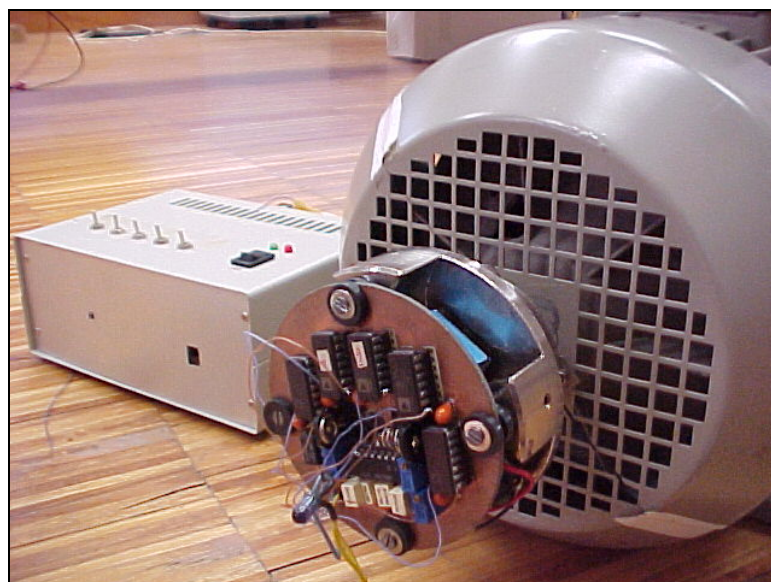


Fig. 5.50 – Sistemas de acondicionamento de sinal dos termopares e respectivos circuitos emissores de infravermelhos: caixa da esquerda correspondente aos termopares do estator e circuito colocado no extremo do veio do motor correspondente aos termopares do rotor.

Qualquer um dos sistemas de acondicionamento de sinais contém um processo de comunicação por infravermelhos, através do qual os dados relativos às leituras efectuados pelos termopares são enviados para o PC (Fig. 5.51).

4.2. ENSAIOS LABORATORIAIS

4.2.1. ALIMENTAÇÃO SINUSOIDAL

Com o objectivo de ilustrar a evolução da temperatura do motor de indução trifásico quando alimentado através de um sistema trifásico de tensão sinusoidal de 230 V/50 Hz, encontra-se representada na Fig. 5.52 a evolução desta grandeza, para a situação de um binário de carga igual a 50 % do seu valor nominal.

Neste gráfico estão delimitadas três zonas correspondentes a três situações de alimentação do motor, designadas por *Normal*, *Avaria* e *Avaria Compensada*.

Os resultados na zona designada por *Normal*, correspondem à leitura da temperatura dos termopares, com o motor de indução em funcionamento normal e alimentado através de um sistema trifásico de tensão sinusoidal com as três fases ligadas.

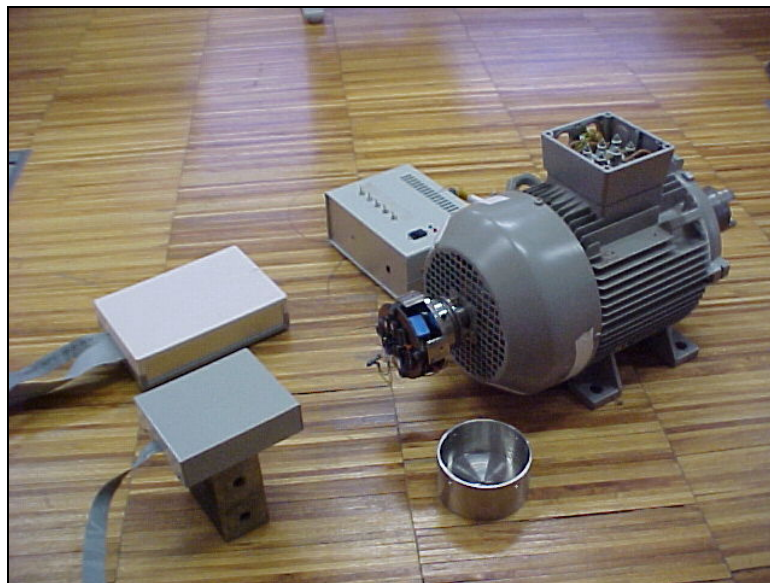


Fig. 5.51 – Sistemas de acondicionamento de sinal dos termopares do estator e do rotor com os respectivos circuitos de recepção de dados, através de uma comunicação por infravermelhos [65].

A evolução da temperatura na zona designada por *Avaria*, corresponde à situação em que uma das fases do sistema de alimentação é interrompida, ficando o motor de indução alimentado apenas com duas fases. Na zona designada por *Avaria Compensada* o motor continua a ser alimentado através de duas fases, mas o neutro dos enrolamentos do estator é ligado ao ponto neutro do barramento trifásico de alimentação sinusoidal. Para qualquer destas situações de funcionamento os enrolamentos do estator do motor permanecem sempre ligados em estrela e o binário de carga é mantido constante.

Da observação dos resultados apresentados na Fig. 5.52, verifica-se que após a obtenção do equilíbrio térmico, a temperatura registada pelos termopares do rotor é superior à registada pelos termopares do estator, com uma temperatura média no rotor aproximadamente igual a 75°C enquanto que no estator a temperatura média situa-se ligeiramente acima dos 60°C.

Constata-se, ainda, que quando alimentado com apenas duas fases, a temperatura no motor, lida por cada um dos termopares do estator e do rotor, apresenta um gradiente positivo bastante acentuado.

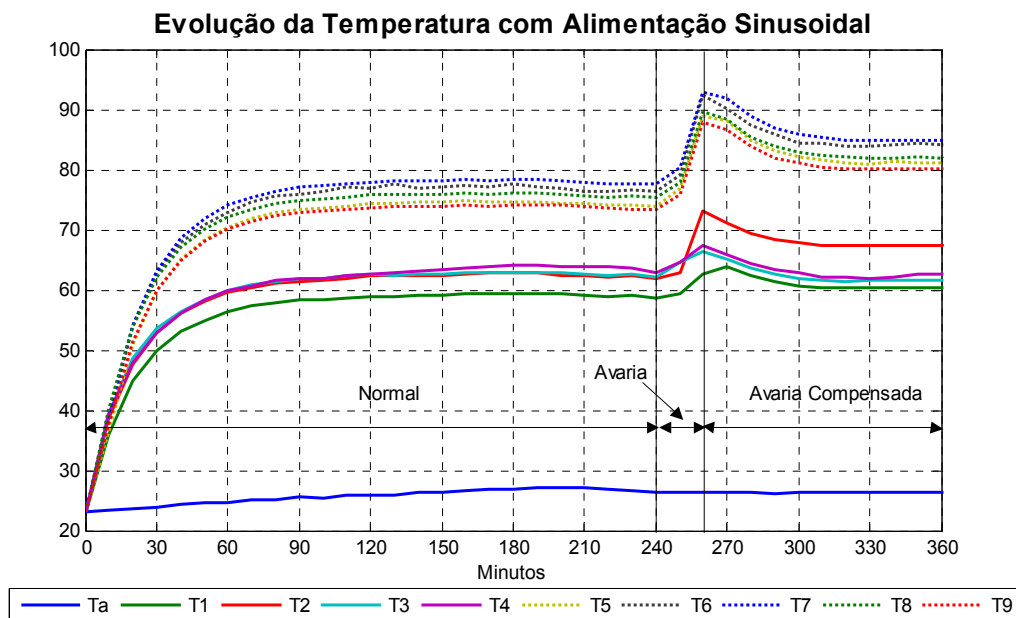


Fig. 5.52 – Evolução da temperatura no motor, lida por cada um dos termopares, durante o funcionamento com alimentação através das três fases (*Normal*), alimentação com duas fases (*Avaria*) e alimentação com duas fases e o neutro (*Avaria Compensada*).

Com estas condições de alimentação, a temperatura global do motor tenderia para valores prejudiciais, principalmente para o isolamento dos enrolamentos do estator, tendo em conta a classe *F* de isolamento do motor (temperatura máxima 105 °C). Após a ligação do neutro dos enrolamentos do estator, a temperatura no motor tende a diminuir para valores mais próximos dos obtidos na condição de funcionamento normal.

Da análise destes resultados resulta, também, que no arranque do motor a temperatura registada por cada um dos termopares é sensivelmente igual à temperatura ambiente do laboratório onde se realizaram os ensaios. Com estas condições de temperatura, verifica-se que o novo ponto de equilíbrio térmico do motor é atingido ao fim de sensivelmente três horas de funcionamento.

Nas secções seguintes são apresentados resultados relativos à evolução da temperatura do motor de indução quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão, através do qual são implementadas as estratégias de controlo *RFOC* e *DTC*. Os resultados referem-se ao funcionamento normal do accionamento, funcionamento com uma fase do inversor em circuito-aberto e funcionamento com aplicação da estratégia *SPC*.

Não são apresentados resultados referentes à aplicação da estratégia de reconfiguração *SNPC*, devido aos níveis de correntes envolvidos no arranque do motor, nestas condições, serem seis vezes superiores aos valores nominais, de acordo com os estudos de simulação efectuados. Por este motivo e para preservar o normal funcionamento do equipamento, estes ensaios não se efectuaram. No entanto, considerando que um dos principais factores que contribui para o aumento da temperatura no motor é o valor eficaz da corrente, pode-se considerar que, nestas condições de alimentação, as temperaturas lidas pelos termopares seriam superiores às obtidas com a reconfiguração *SPC*, dado que as correntes no motor com a reconfiguração *SNPC* são também superiores às obtidas com aquela reconfiguração.

4.2.2. ALIMENTAÇÃO ATRAVÉS DE UM INVERSOR DE FONTE DE TENSÃO

Na realização dos testes relativos ao comportamento térmico do motor de indução, com controlo *DTC* e *RFOC*, quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão, o nível de carga e o valor eficaz da tensão de alimentação utilizados em

cada ensaio foram mantidos iguais. Para o ensaio com os controlos *RFOC* e *DTC*, após a aplicação do nível de carga desejado e seleccionada a velocidade de referência pretendida, procedeu-se à alimentação do motor de indução trifásico através do inversor de fonte de tensão em funcionamento normal, até que o equilíbrio térmico do motor fosse alcançado. Atingido o novo equilíbrio térmico é interrompida uma das fases de alimentação do motor e posteriormente aplicada a estratégia de controlo tolerante a falhas *SPC*.

Na Fig. 5.53 e Fig. 5.54 são apresentados os resultados correspondentes ao funcionamento do motor com controlo *RFOC*, com uma velocidade de referência equivalente a uma frequência fundamental de 20 Hz e com binários de carga iguais a 5 % e a 25 % do valor nominal, respectivamente.

Da análise destes resultados verifica-se que, após a falta de uma fase na alimentação do motor, a temperatura no interior do motor tende para valores elevados, tal como aconteceu nos ensaios com alimentação sinusoidal, provocando deste modo um aquecimento anormal no motor.

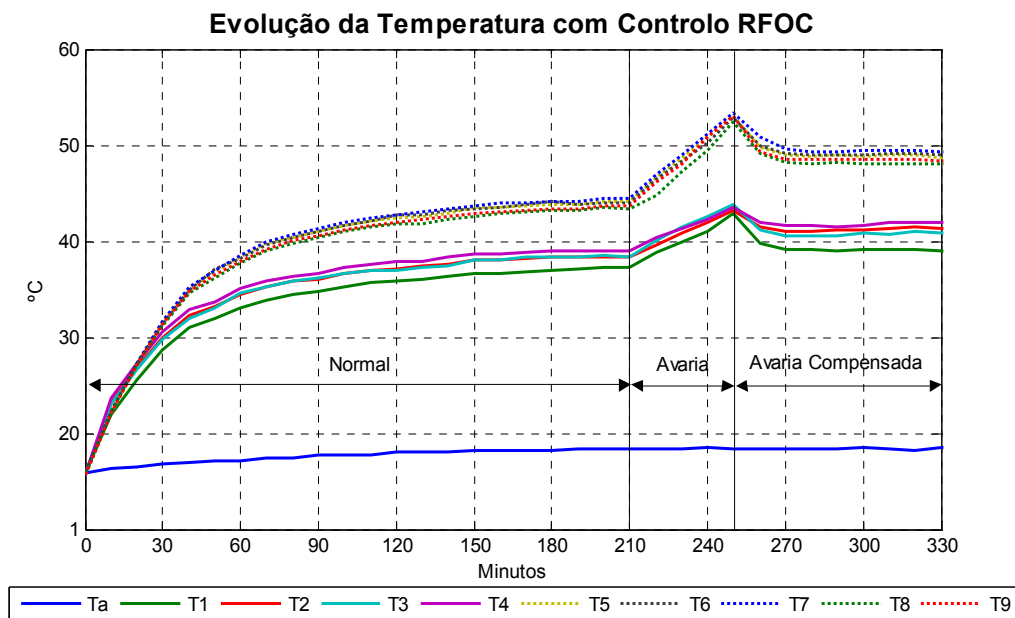


Fig. 5.53 - Evolução da temperatura no motor durante o funcionamento com controlo *RFOC* e com um binário de carga igual a 5% do valor nominal, quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal, com a fase A em circuito-aberto e com a avaria compensada (reconfiguração *SPC*).

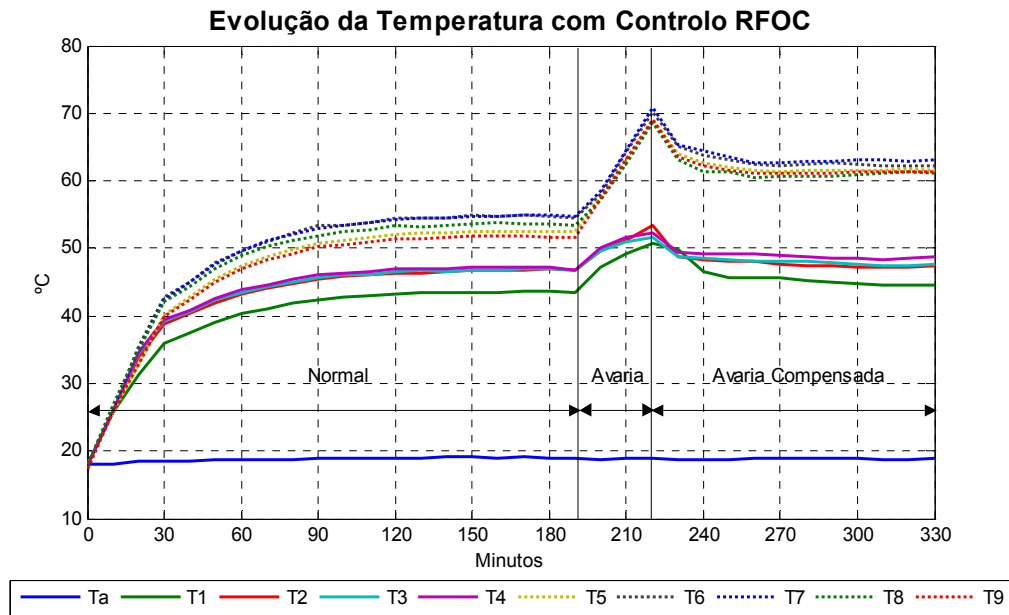


Fig. 5.54 - Evolução da temperatura no motor durante o funcionamento com controlo *RFOC* e com um binário carga igual a 25% do valor nominal, quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal, com a fase A em circuito-aberto e com a avaria compensada (reconfiguração *SPC*).

Após a aplicação da reconfiguração *SPC* e da aplicação da estratégia de controlo *RFOC* adaptada, a temperatura no motor diminui para valores próximos dos alcançados com a alimentação do motor através do inversor de fonte de tensão em funcionamento normal. A proximidade dos valores de temperatura obtidos com a reconfiguração *SPC* face ao funcionamento normal é mais evidente nas temperaturas do estator do que nas temperaturas do rotor.

Na Fig. 5.55 e Fig. 5.56 são apresentados os resultados correspondentes ao funcionamento do motor de indução com controlo *DTC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão com as mesmas condições de alimentação e níveis de binário de carga utilizados no controlo *RFOC*.

Da análise destes resultados verifica-se também, neste caso, que após a aplicação da estratégia de reconfiguração *SPC*, na sequência de uma avaria na fase do inversor, a temperatura medida por cada um dos termopares diminui, ficando o motor de indução trifásico a funcionar com temperaturas apenas ligeiramente superiores às obtidas em condições de alimentação normais.

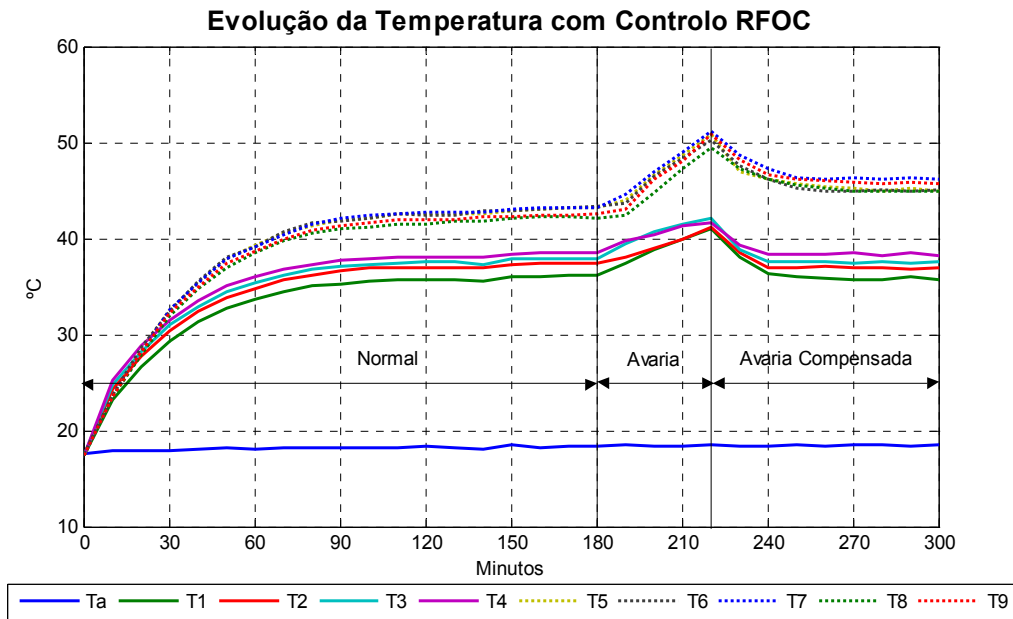


Fig. 5.55 - Evolução da temperatura no motor durante o funcionamento com controlo *DTC* e com um binário de carga igual a 5% do valor nominal, quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal, com a fase A em circuito-aberto e com a avaria compensada (re-configuração *SPC*).

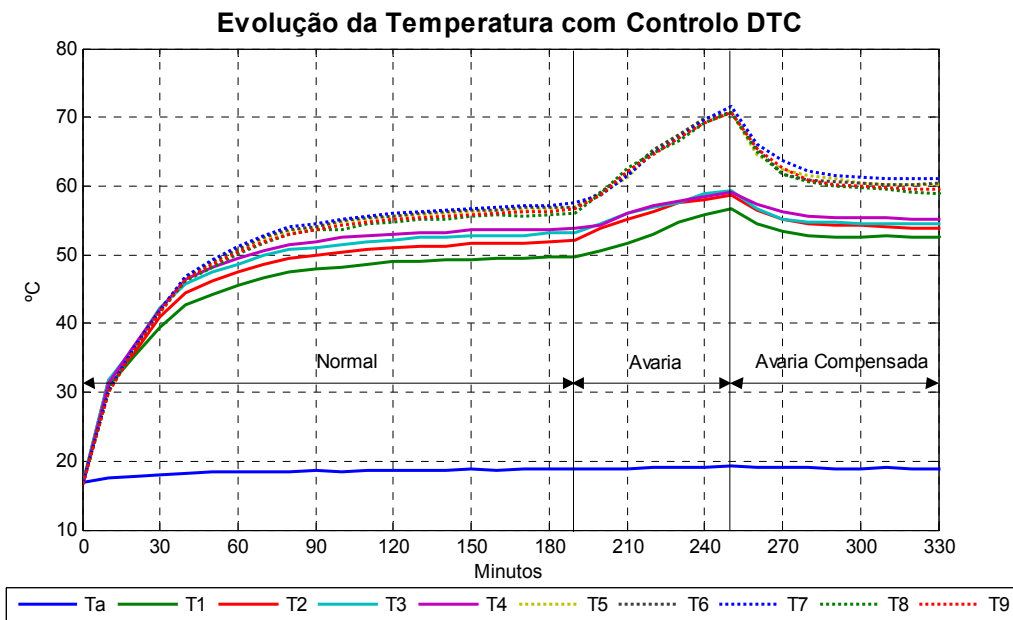


Fig. 5.56 - Evolução da temperatura no motor durante o funcionamento com controlo *DTC* e com um binário carga igual a 25% do valor nominal, quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão em funcionamento normal, com a fase A em circuito-aberto e com a avaria compensada (re-configuração *SPC*).

Comparando os resultados obtidos com as estratégias de controlo *RFOC* e *DTC*, verifica-se que para o mesmo nível de binário de carga, o incremento nas temperaturas obtidas no interior do motor de indução trifásico, após a aplicação das estratégias de reconfiguração de *software* e de *hardware*, é menor quando é utilizado um controlo *DTC*, favorecendo deste modo a longevidade da máquina.

Este comportamento térmico do motor verifica-se para outros níveis de binário de carga e para outros valores de velocidade.

Com base nos resultados obtidos, pode-se afirmar que para utilizar um motor de indução trifásico num accionamento tolerante a falhas, do ponto de vista dos enrolamentos do estator, não é necessário efectuar um reforço do seu isolamento, já que as temperaturas obtidas são praticamente iguais às existentes em condições de funcionamento normal do motor.

5. COMENTÁRIOS FINAIS

Neste capítulo, dedicado aos aspectos relacionados com o desenvolvimento experimental, foram apresentados pormenores relativos à concepção e implementação do protótipo, bem como a análise do seu comportamento térmico e electromagnético. Foi efectuada uma descrição sobre cada um dos módulos que constituiu o protótipo, assim como uma descrição do *software* utilizado no seu controlo. Com o intuito de validar os ensaios de simulação, apresentaram-se alguns resultados laboratoriais, obtidos nas mesmas condições de alimentação e controlo do motor de indução trifásico utilizadas na simulação computacional. Estes resultados reflectem o funcionamento do motor de indução com as técnicas de controlo *RFOC* e *DTC*, quando alimentado através de uma tensão fornecida pelos inversores *I6* e *I4*.

Apresentaram-se resultados relativos ao comportamento electromagnético do accionamento quando em funcionamento normal e sob a influência das estratégias de reconfiguração *SPC* e *SNPC*. Da análise destes resultados experimentais salientou-se a influência da oscilação da tensão aos terminais do banco de condensadores do barramento de tensão contínua de entrada do inversor, quando se utiliza uma reconfiguração de *hardware*.

Estas oscilações na tensão do barramento *DC* surgem na sequência da utilização do seu ponto médio para compensar a falta de uma das fases do inversor que

alimenta o motor. Resulta, assim, a necessidade de sobredimensionar o valor do banco de condensadores num accionamento *AC* com tolerância a falhas, face ao seu funcionamento normal, para que numa situação de reconfiguração de *hardware* as oscilações obtidas no barramento *DC* estejam contidas dentro dos limites pré-definidos.

Apesar de nos ensaios laboratoriais ter sido utilizado um motor de indução de baixa potência, os resultados obtidos estão em relativa concordância com os alcançados pela via computacional nas mesmas condições de ensaio. Deste modo, os resultados experimentais obtidos, permitem validar as conclusões apresentadas no Capítulo 4 sobre o desempenho do motor de indução quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão com tolerância a falhas.

Foi também apresentado o sistema utilizado nos ensaios que visaram analisar o comportamento térmico do motor. Na realização destes ensaios foi utilizado um outro motor de indução, no qual foram introduzidos nove termopares, permitindo deste modo medir a temperatura em diversos pontos da máquina.

Tendo em conta a potência do motor e o número de horas necessárias para a realização de cada ensaio, foi utilizado um novo inversor de fonte de tensão industrial.

Os ensaios realizados permitiram concluir que em sistemas tolerantes a falhas baseados na reconfiguração *SPC*, a temperatura registada sofre um ligeiro aumento comparativamente com o funcionamento normal. No entanto, este aumento é menos significativo nos enrolamentos do estator do que no rotor, sendo ainda menos significativo no caso de ser utilizado um controlo *DTC*, quando comparado com o controlo *RFOC*.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO

Neste trabalho investigou-se o desempenho de um motor de indução trifásico, *standard*, constituído por três enrolamentos no estator e um rotor em gaiola de esquilo, quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão com tolerância a falhas.

Tendo em conta que grande parte dos modelos matemáticos encontrados na literatura, foram desenvolvidos para analisar o funcionamento do motor quando alimentado através de três fases, este trabalho começou com a dedução de um modelo matemático, adequado à análise do desempenho do motor de indução trifásico, quando alimentado através de uma tensão assimétrica e desequilibrada. Este modelo foi desenvolvido de forma a que o ponto neutro dos enrolamentos do estator estivesse acessível, permitindo assim simular a alimentação de cada um dos enrolamentos do motor de uma forma independente, sendo posteriormente validado com ensaios laboratoriais.

Considerou-se, ainda, que a alimentação do motor de indução trifásico era imposta por um inversor de fonte de tensão trifásico, *standard*, constituído por três ramos, cada um deles com dois semicondutores de potência controlados e respectivos díodos roda-livre. No accionamento, apenas as avarias no lado do inversor foram consideradas, permanecendo o motor a funcionar sempre sem qualquer problema interno.

Constatou-se, também, que para garantir condições de funcionamento do motor de indução próximas das do funcionamento normal, quando alimentado através de um inversor *I4*, é necessário utilizar estratégias de reconfiguração no accionamento.

As estratégias de reconfiguração analisadas foram divididas em duas categorias: reconfigurações de *hardware* e reconfigurações de *software*. Nas reconfigurações de *hardware*, foram analisadas duas situações que não requerem alterações significativas à estrutura típica de um inversor de fonte de tensão industrial.

Uma das reconfigurações baseia-se na ligação do ponto médio do barramento de tensão contínua do accionamento à fase do motor que anteriormente era alimentada pela fase avariada do inversor (estratégia *SPC*). Este ponto médio do barramento *DC* é implementado através da utilização de dois bancos de condensadores com um ponto médio comum, que apesar de não ser utilizado num accionamento em funcionamento normal, é uma situação que normalmente existe nos inversores industriais, já que vários são os condensadores que constituem este barramento.

A segunda reconfiguração de *hardware* é realizada através do isolamento total da fase do motor que se encontrava ligada à fase do inversor que apresenta o problema e posterior ligação do ponto neutro dos enrolamentos do estator do motor ao ponto médio do barramento de tensão contínua (estratégia *SNPC*).

Antes da apresentação das técnicas de controlo adaptadas, pertencentes à categoria de reconfiguração de *software*, foi efectuada uma breve descrição de algumas técnicas de controlo aplicadas a motores de indução trifásicos em condições de funcionamento normais, com particular interesse no controlo de orientação de campo baseado no fluxo rotórico (*RFOC*) e no controlo directo de binário (*DTC*). Com base nestas técnicas de controlo aplicadas ao motor de indução trifásico quando alimentado através do inversor em condições de funcionamento normais, foram apresentadas e explicadas as reconfigurações de *software* a introduzir no controlo do accionamento com tolerância a falhas.

Tendo em conta que a técnica de controlo *RFOC* utilizada se baseia no controlo directo das correntes de alimentação do motor, a estratégia de reconfiguração a introduzir no *software* de controlo depende do tipo de reconfiguração de *hardware* utilizada.

Na situação de uma fase do inversor em circuito-aberto e para o caso da reconfiguração de *hardware SPC*, não é necessário introduzir qualquer modificação no *software* de controlo. Com o neutro isolado, a corrente na fase do motor que se encontra ligada ao ponto médio do barramento de tensão contínua é automaticamente imposta pelas outras duas correntes de fase do motor. No entanto, esta solução apresenta um problema no caso de existir um desequilíbrio interno em qualquer um dos enrolamentos do motor, já que se irá reflectir na determinação da corrente que circula na fase ligada ao ponto médio do barramento *DC*. Neste caso, o *software* de controlo terá que efectuar a compensação destes desequilíbrios. Para além desta situação, para que o termo fundamental da tensão aplicada no motor seja igual ao existente durante o funcionamento normal, é necessário aumentar $\sqrt{3}$ vezes a tensão do barramento de tensão contínua. Uma alternativa a esta situação e que permite aumentar a tensão aplicada ao motor é ligar os enrolamentos do estator em triângulo, garantindo assim uma tensão $\sqrt{3}$ vezes superior. Contudo, a reconfiguração *SPC* com um controlo *RFOC* constitui uma solução de fácil implementação num accionamento já existente numa qualquer exploração industrial.

Quanto à utilização da reconfiguração *SNPC* no accionamento verificou-se que é necessário adaptar o controlo *RFOC* a esta nova configuração das ligações entre o inversor e o motor. Quando uma das fases fica em circuito-aberto, as correntes nas restantes fases de alimentação do motor devem ser controladas, de modo a apresentarem um desfasamento entre si de um ângulo de 60° , com uma amplitude $\sqrt{3}$ vezes superior ao que se verifica em condições de funcionamento normal.

Quando num accionamento o motor de indução é controlado pelos princípios do controlo *DTC*, a mesma estratégia de reconfiguração de *software* é utilizada nas situações de reconfiguração de *hardware SPC* e *SNPC*. Tendo em conta que uma situação de avaria no inversor conduz ao isolamento de uma das suas fases, apenas quatro vectores espaciais de tensão activos estão disponíveis. Esta estratégia de reconfiguração de *software* assenta na selecção óptima de qualquer um dos vectores espaciais de tensão, efectuada a partir de uma tabela que terá como entradas os erros dos controladores de fluxo e de binário e a posição do vector do fluxo estatórico.

Quanto à análise do desempenho do motor de indução, foi efectuado, numa primeira etapa, uma investigação sobre o seu comportamento quando alimentado atra-

vés de um inversor de fonte de tensão, sem qualquer tipo de tolerância a falhas e numa situação em que um *IGBT* do inversor fica em circuito-aberto. Com este estudo pretendeu-se avaliar o comportamento do motor de indução em duas situações distintas. Numa primeira situação, o motor de indução continuou a ser alimentado através do inversor com apenas um *IGBT* a funcionar na fase avariada, enquanto que na segunda situação, toda a fase com a avaria foi isolada. Em qualquer uma das situações a estratégia de controlo permaneceu inalterável e igual à utilizada em funcionamento normal. Desta análise concluiu-se, com base no binário electromagnético desenvolvido pelo motor de indução, que o seu conteúdo harmónico é menor, quando na presença de um *IGBT* em circuito-aberto toda a fase do inversor é desactivada. No entanto, nesta situação, o valor do binário electromagnético disponível é menor do que na situação em que só o *IGBT* com avaria é desactivado.

O caso da avaria de curto-circuito num *IGBT*, acaba por ser equivalente a uma avaria no inversor com uma fase em circuito-aberto, já que nesta situação as protecções actuam de imediato, anulando toda a fase em que se encontra ligado o referido *IGBT*.

Numa segunda etapa, foi avaliado o desempenho do motor de indução trifásico quando alimentado através de um inversor *I4*, comandado através de qualquer das estratégias tolerante a falhas propostas. A avaliação do desempenho do motor de indução foi realizada com base no cálculo do rendimento, factor de potência, perdas por efeito de *Joule* e conteúdos harmónicos da tensão e corrente.

Da análise destes parâmetros resultou uma conclusão sobre qual das duas reconfigurações de *hardware* oferece um melhor desempenho ao motor de indução, quando alimentado através de um inversor *I4*, referindo que a reconfiguração de *hardware SPC*, independentemente da estratégia de controlo utilizada, permite ao motor de indução funcionar em condições próximas das obtidas com uma alimentação proveniente de um inversor *I6* em funcionamento normal.

Com base no factor de potência e nos factores de distorção harmónica da corrente e da tensão à entrada do rectificador, verificou-se ainda que a reconfiguração de *hardware SPC*, para além de oferecer ao motor de indução um melhor desempenho, garante um barramento de tensão na rede eléctrica de distribuição com condições semelhantes às que se verificam com o accionamento em funcionamento normal.

Neste ensaio, inclusivamente, o factor de distorção harmónica da tensão obtido com a utilização da reconfiguração *SPC*, apresenta valores inferiores aos que existem na alimentação do accionamento do motor de indução, com um inversor *I6*.

Relativamente à selecção do controlo a aplicar a um motor de indução trifásico, quando alimentado através de um inversor *I4*, com uma reconfiguração *SPC*, este trabalho permite concluir que ambas as técnicas analisadas apresentam aspectos positivos. O controlo *DTC* adaptado apresenta um rendimento e um factor de potência superiores aos obtidos com o controlo *RFOC*. Relativamente ao rendimento esta vantagem é mais notória para valores de carga e de frequência de alimentação do motor mais reduzidos. Quanto ao factor de potência, o controlo *DTC* garante ao motor de indução um melhor desempenho, especialmente se utilizado com valores de carga e de frequência mais próximos dos nominais.

Em relação às perdas por efeito de *Joule* relacionadas com o quadrado do valor eficaz das correntes de alimentação do motor, nenhuma das técnicas de controlo apresenta vantagem significativa sobre a outra. No entanto, com frequências de alimentação mais reduzidas, o controlo *DTC* adaptado apresenta alguma vantagem, já que a corrente absorvida pelo motor, para o mesmo nível de carga e de frequência, é inferior à obtida com o controlo *RFOC*.

Uma das vantagens mais notórias relativas ao desempenho do motor com controlo *RFOC* adaptado está relacionada com os factores de distorção harmónica da corrente e da tensão de alimentação do motor de indução. Verifica-se que estes parâmetros apresentam valores mais reduzidos para todos os valores de frequência e de carga.

Outra vantagem que se obtém quando se utiliza um controlo *RFOC* adaptado está relacionada com o número médio de comutações efectuadas por cada *IGBT* do inversor *I4*, já que apresenta um valor inferior ao que é obtido com o controlo *DTC* adaptado.

Quanto ao comportamento térmico do motor de indução trifásico, quando alimentado através um inversor de fonte de tensão com tolerância a falhas, uma conclusão refere-se ao facto das temperaturas registadas no rotor serem superiores às obtidas no estator, quer na situação de funcionamento normal, funcionamento com avaria ou funcionamento com avaria compensada.

Verificou-se, também, que após ter sido introduzida a reconfiguração de *hardware SPC* e alcançado o novo equilíbrio térmico no motor, as temperaturas registadas pelos termopares do estator e do rotor são apenas ligeiramente superiores aquelas que se obtêm em condições de funcionamento normal do accionamento. No entanto, a diferença de temperaturas entre o funcionamento normal e o funcionamento com a reconfiguração *SPC* é ainda menor nos enrolamentos do estator do que no circuito do rotor. Esta conclusão é particularmente importante para os sistemas tolerantes a falhas, já que não é necessário efectuar o reforço do isolamento dos enrolamentos do estator, quando o motor é alimentado através de um inversor de fonte de tensão com uma reconfiguração *SPC*.

Quanto ao comportamento térmico do motor com as duas estratégias de controlo utilizadas, verificou-se que a temperatura registada com a reconfiguração *SPC* é menor quando é utilizada a estratégia de controlo *DTC* e também mais próxima da temperatura de funcionamento normal do accionamento.

No final deste trabalho pode-se concluir que é possível manter em funcionamento um motor de indução trifásico, alimentado através de um inversor de fonte de tensão com avarias, garantindo um desempenho próximo das condições oferecidas por um accionamento *AC* numa situação de funcionamento normal, caso seja utilizada uma reconfiguração *SPC*.

Relativamente a possíveis melhorias no trabalho laboratorial efectuado, uma situação que importa investigar e já referida neste trabalho, está relacionada com o banco de condensadores utilizados no barramento de tensão contínua. Importa, assim, analisar mais em pormenor a fiabilidade e a durabilidade destes componentes quando utilizados em accionamentos com tolerância a falhas, bem assim como avaliar a necessidade do desenvolvimento de métodos de diagnóstico capazes de fornecer informações fiáveis sobre o estado dos condensadores.

Quanto a projectos futuros, importa, em primeiro lugar, aprofundar mais a análise do desempenho do motor de indução quando utilizado em accionamentos com tolerância a falhas, nomeadamente ao nível do comportamento térmico. Este é um projecto que teve o seu início com a parte experimental documentada nesta dissertação, devendo no futuro ser acompanhada pelos correspondentes estudos computacionais, tendo em vista uma análise exaustiva do comportamento térmico do motor

de indução. Para o efeito, deverá ser utilizado um *software* mais relacionado com projecto de máquinas eléctricas, baseado numa estrutura de elementos finitos, se possível integrado no *Matlab*.

Outra área, também já referida ao longo deste trabalho, e com grande impacto na actualidade, diz respeito à tracção eléctrica, especialmente a tracção eléctrica rodoviária, que recorre a fontes de energia recarregáveis. Nesta área podem ser desenvolvidos trabalhos que optimizem a utilização da fonte de energia quando a estratégia de controlo tolerante a falhas está activa.

Tendo em conta que há uma crescente utilização de novos tipos de máquinas eléctricas, seria também interessante avaliar o seu desempenho quando utilizadas em accionamentos tolerantes a falhas, a fim de analisar o desempenho de cada uma dessas máquinas.

REFERÊNCIAS

- [1] B. K. Bose, "Power Electronics and Variable Frequency Drives", IEEE Press, New York, 1996.
- [2] O. V. Thorsen, M. Dalva, "A Survey of the Reliability with an Analysis of Faults on Variable Frequency Drives in Industry", Proceedings of the 7th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'95, pp. 1.033-1.037, 1995.
- [3] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, "A New Low-Cost, Fully Fault-Protected PWM-VSI Inverter with True Phase-Current Information", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 1, pp. 187-197, January 1997.
- [4] N. Retiere, D. Roze, "Vector Based Considerations Upon Inverter Protection Schemes", Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, IEE Conference Publication No. 456, pp. 568-573, 21-23 September 1998.
- [5] A. J. Marques Cardoso, A. M. S. Mendes, S. M. A. Cruz, "The Park's Vector Approach: New Developments in On-Line Fault Diagnosis of Electrical Machines, Power Electronics and Adjustable Speed Drives", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Gijón, Spain, September 1-3, 1999.
- [6] A. J. Marques Cardoso, S. M. A. Cruz, D. S. B. Fonseca, "Inter-Turn Stator Winding Fault Diagnosis in Three-Phase Induction Motors, by Park's Vector Approach", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 3, pp. 595-598, September 1999.
- [7] S. M. A. Cruz, A. J. Marques Cardoso, "Stator Winding Fault Diagnosis in Three-Phase Synchronous and Asynchronous Motors, by the Extended Park's Vector Approach", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 5, pp. 1227-1233, September/October 2001.
- [8] S. M. A. Cruz, A. J. Marques Cardoso, "Rotor Cage Fault Diagnosis in Three-Phase Induction Motors by Extended Park's Vector Approach", Electric Machines and Power Systems, Vol. 28, No. 4, pp. 289-299, 2000.

-
- [9] A. J. Marques Cardoso, E. S. Saraiva, "Computer-Aided Detection of Airgap Eccentricity in Operating Three-Phase Induction Motors by Park's Vector Approach", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 5, pp. 897-901, September/October 1993.
- [10] S. M. A. Cruz, A. J. Marques Cardoso, "Diagnosis of the Multiple Induction Motor Faults using Extended Park's Vector Approach", International Journal of COMADEM, Vol. 4, No. 1 pp. 19-25, January, 2001.
- [11] A. J. Marques Cardoso, E. S. Saraiva, "On-Line Diagnostic of Current Source Inverter-Fed Induction Machines, by Park's Vector Approach", Proceedings of the International Conference on Electrical Machines (Cambridge, MA, USA), Part 3, pp. 1000-1005, August 13-15, 1990.
- [12] A. J. Marques Cardoso, E. S. Saraiva, "Condition Monitoring of Current Source Inverter-Fed Induction Machines, by Park's Vector Approach", Proceedings of the 6th Conference on Power Electronics and Motion Control, (Budapest, Hungary), Vol. 3, pp. 744-748, October 1-3, 1990.
- [13] A. M. S. Mendes, A. J. Marques Cardoso, E. S. Saraiva, "Voltage Source Inverter Fault Diagnosis in Variable Speed AC Drives, by Park's Vector Approach", IEE 7th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, UK, September 1998.
- [14] A. M. S. Mendes, A. J. Marques Cardoso, "Fault Diagnosis in a Rectifier-Inverter System Used in Variable Speed AC Drives, by Park's Vector Approach", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Gijón, Spain, September 1-3, 1999.
- [15] A. M. S. Mendes, "Diagnóstico de Avarias Num Sistema Rectificador-Inversor, Utilizado no Controlo de Velocidade de Motores de Indução Trifásicos", Dissertação de Mestrado em Sistemas e Automação, Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra, 1998.
- [16] A. M. S. Mendes, A. J. Marques Cardoso, "Voltage Source Inverter Fault Diagnosis in Variable Speed AC Drives, by the Average Current Park's Vector Approach", International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'99, pp. 704-706, Seattle, USA, May 9-12, 1999.
- [17] A. M. S. Mendes, A. J. Marques Cardoso, "Fault Diagnosis in a Rectifier-Inverter System Used in Variable Speed AC Drives, by the Average Current Park's Vector Approach", 8th European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne, Switzerland, September 7-9, 1999.
- [18] R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, A. M. N. Lima, "Fault Detection In Voltage-Fed PWM Motor Drive Systems", IEEE 31st Annual Meeting on Power Electronics Specialists Conference, PESC'00, pp. 242-247, 2000.

-
- [19] K. S. Smith, L. Ran, J. Penman, "Real-Time Detection of Intermittent Misfiring in a Voltage-Fed PWM Inverter Induction-Motor Drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 4, pp. 468-472, August 1997.
- [20] D. Kastha, B. K. Bose, "Investigation of Fault Modes of Voltage-Fed Inverter System for Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, pp. 1028-1038, July/August 1994.
- [21] D. Kastha, B. K. Bose, "Fault Mode Single Phase Operation of Variable Frequency Induction Motor Drive and Improvement of Pulsating Torque Characteristics", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 41, pp. 426-433, August 1994.
- [22] G. Gentile, N. Rotondale, M. Tursini, "Investigation of Inverter-Fed Induction Motors Under Fault Conditions", IEEE 23rd Annual Meeting on Power Electronics Specialists Conference, PESC'92, pp. 126-132, 1992.
- [23] A. Dell'Aquila, M. Liserre, M. Marinelli, P. Zanchetta, "Fault Conditions Analysis of an Induction Motor Drive Supplied by a CC-PWM", Proceedings of the International Conference on Electrical Machines (Espoo, Finland), pp. 1895-1899, August 2000.
- [24] R. Spée, A. K. Wallace, "Remedial Strategies for Brushless DC Drive Failures", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No. 2, pp 259-266, March/April 1990.
- [25] T. Elch-Heb, J. P. Hautier, "Remedial Strategy For Inverter-Induction Machine System Faults Using Two-Phase Operation", Proceedings of the 6th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'93, pp. 151-156, Brighton, September 1993.
- [26] P. J. Chrzan, R. Szczesny, "Fault Diagnosis of Voltage-Fed Inverter for Induction Motor Drive", Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'96, Vol. 2, pp. 1011-1016, 1996.
- [27] J. Fu, T. A. Lipo, "A Strategy to Isolate the Switching Device Fault of a Current Regulated Motor Drive", Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS'93, Vol. 2, pp. 1015-1020, 1993.
- [28] A. M. S. Mendes, A. J. Marques Cardoso, "Remedial Operating Strategies For Standard 3-Phase Induction Motor Drives", International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, IEE Conference. Publication No. 487, pp. 116-121, 2002.
- [29] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, "A New Low-Cost, Fully Fault-Protected PWM-VSI Inverter with True Phase-Current Information", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 1, January 1997.
- [30] N. Retiere, D. Roze, "Vector Based Considerations Upon Inverter Protection Schemes", Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, IEE Conference Publication No. 456, pp.568-573, September 1998.

-
- [31] T. Liu, J. Fu, T. A. Lipo, "A Strategy for Improving Reliability of Field Oriented Controlled Induction Motor Drives", Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, (Michigan, USA), pp. 449-455, September 28-October 4, 1991.
- [32] M. B. R. Corrêa, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, A. M. N. Lima, "An Induction Motor Drive System With Improved Fault Tolerance", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 3, pp. 873-879, May/June 2001.
- [33] N. Ertugrul, W. Soong, G. Dostal, D. Saxon, "Fault Tolerant Motor Drive System With Redundancy for Critical Applications", IEEE 33rd Annual Meeting on Power Electronics Specialists Conference, PESC'02, pp. 1457-1462, 2002.
- [34] T. M. Jahns, "Improved Reliability in Solid-State AC Drives by Means of Multiple Independent Phase-Drive Units", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-16, No. 3, pp. 321-331, May/June 1980.
- [35] J. C. Salmon, B. W. Williams, "A Split-Wound Induction Motor Design to Improve the Reliability of PWM Inverter Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-16, No. 1, pp. 143-150, May/June 1980.
- [36] J. Fu, T. A. Lipo, "Disturbance-Free Operation of a Multiphase Current-Regulated Motor Drive with an Opened Phase", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 5, pp.1267-1274, September/October 1994.
- [37] R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, "A Strategy for Improving Reliability of Motor Drive Systems Using a Four-Leg Three-Phase Converter", IEEE Sixteenth Annual Meeting on Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2001, pp. 385-391, 2001.
- [38] S. Bolognani, M. Zordan, M. Zigliotto, "Experimental Fault-Tolerant Control of a PMSM Drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 5, pp. 1134-1141, October 2000.
- [39] R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, A. M. N. Lima, "Fault-Tolerant Voltage-Fed PWM Inverter AC Motor Drive Systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 2, April 2004.
- [40] V. H. Prasad, D. Boroyevich, R. Zhang, "Analysis and Comparison of Space Vector Modulation Schemes for a Four-Leg Voltage Source Inverter", Conference Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'97, pp. 864-871, 1997.
- [41] G. Kim, T. A. Lipo, "VSI-PWM Rectifier/Inverter System with a Reduced Switch Count", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 6, pp. 1331-1338, November/December 1996.
- [42] H. W. V. Broeck, J. D. V. Wyk, "A Comparative Investigation of a Three-Phase Induction Machine Drive with a Component Minimized Voltage-Fed Inverter Under Different Control

- Options”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-20, No. 2, pp. 309-320, March/April 1984.
- [43] H. W. V. D. Broeck, H. Skudelny, “Analytical Analysis of the Harmonic Effects of a PWM AC Drive”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, No. 2, pp. 216-223, April 1988.
- [44] J. Klima, “Analytical Analysis of Space-Vector PWM Four-Switch Voltage Source Inverter Feeding an Induction Motor Drive”, Proceedings of 15th International Conference International Conference on Electrical Machines, ICEM’02, Bruges, Belgium, ISBN 90-76019-18-5, pp. 313-318, August 2002.
- [45] C. B. Jacobina, M. B. Correa, E. R. Da Silva e A. M. Lima, “Induction Motor Drive System for Low-Power Applications”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 1, pp. 52-61, January/Ferbruary 1999.
- [46] P. N. Enjeti, A. Rahman, “A New Single-Phase to Three-Phase Converter with Active Input Current Shaping for Low Cost AC Motor Drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 4, pp. 806-813, July/August 1993.
- [47] E. Leddema, B. McGrath, A. Munoz, T. A. Lipo, “Dual AC-Drive System with a Reduced Switch Count”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 5, pp. 1325-1333, September/October 2001.
- [48] T. Elch-Heb, Y. Fan, J. P. Hautier, “Reliability Improvement of Field-Oriented Controlled Three-Phase AC Drives by Means of Two-Phase Remedial Operation”, Proceedings of the International Conference on Electrical Machines (Paris, France), pp. 194-198, September 1994.
- [49] C. Ta, Y. Hori, “Convergence Improvement of Efficiency-Optimization Control of Induction Motor Drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 6, pp. 1746-1753, November/December 2001.
- [50] A. Kusko, D. Galler, “Control Means for Minimization of Losses In AC and DC Drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 19, No.4, pp. 561-570, July/August 1983.
- [51] C. T. C. Chakraborty, Y. Hori, “Efficiency Maximization of Induction Motor Drives for Vehicles Based on Actual Measurement of Input Power”, Proceedings of the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON’01, 2001.
- [52] J. P. G. Abreu, A. E. Emanuel, “Induction Motor Thermal Aging Caused by Voltage Distortion and Imbalance: Loss of Useful Life and its Estimated Cost”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, No. 1, pp.12-20, January 2002.
- [53] R. L. Doughty, R. H. Daugherty, M. J. Melfi, J. P. Tsao, “Evaluation of Maximum Rotor Temperatures in TEFC Inverter-Fed Motors”, IEEE Industry Applications Magazine July/August 2002, pp. 35-43, 2002.

-
- [54] B. Campbell, J. Galleno, "Motor Life: The Effects of Loading, Service Factor and Temperature Rise on Insulation Life", Industry Applications Society 45th Annual Petroleum and Chemical Industry Conference, pp. 303-310, 1998.
- [55] H. Oraee, "A Quantative Approach to Estimate the Life Expectancy of Motor Insulation Systems", IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 7, No. 6, pp. 790-796, December 2000.
- [56] IEEE Motor Reliability Working Group, "Report on Large Motors Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations, Part I", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 21, pp. 853-864, July/August 1985.
- [57] IEEE Motor Reliability Working Group, "Report on Large Motors Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations, Part II", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 21, pp. 865-872, July/August 1985.
- [58] A. H. Bonnett, G. C. Soukup, "Cause and Analysis of Stator and Rotor Failures in 3-Phase Squirrel Cage Induction Motors", Conference Record of 1991 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference, pp. 22-42, 1991.
- [59] O. V. Thorsen, M. Dalva, "A Survey of Faults on Induction Motors in Offshore Oil Industry, Petrochemical Industry, Gas Terminals, and Oil Refineries", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 5, pp. 1186 - 1196, September/October 1995.
- [60] O. V. Thorsen, M. Dalva, "Failure Identification and Analysis for High-Voltage Induction Motors in the Petrochemical Industry", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 4, pp. 810-818, July/August 1999
- [61] N. Stranges, J. H. Dymond, "How Design Influences the Temperature Rise of Motors on Inverter Drives", Industry Applications Society 49th Annual Petroleum and Chemical Industry Conference, pp. 129-136, 2002.
- [62] S. Bell, J. Sung, "Will Your Motor Insulation Survive a New Adjustable-Frequency Drive?", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 5, September 1997.
- [63] M. Kaufhold, H. Auinger, M. Berth, J. Speck, M. Eberhardt, "Electrical Stress and Failure Mechanism of the Winding Insulation in PWM-Inverter-Fed Low-Voltage", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 2, pp. 396-402, April 2000.
- [64] M. Benhaddadi, R. Khaldi, M. Benghanem, "Experimental Study of Heating in Induction Motor Fed by PWM Inverter", Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, IMTC'97, pp. 335-338, 1997.
- [65] X. M. L. Fernandez, M. P. Donsión, "Influencia de Un Terminal de Alimentación Abierto En El Calentamiento de Un Motor De Inducción Trifásico", I Conferencia Internacional del Área Andina del IEEE, ANDESCON'99, pp. 657-662, 1999.

-
- [66] P. K. Sen, H. A. Landa, "Derating of Induction Motors Due to Waveform Distortion", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No. 6, pp. 1102-1107, November 1990.
- [67] A. Shenkman, M. Chertkov, "Heat Conditions of a Three-Phase Induction Motor by a One-Phase Supply", IEE Proceedings - Electric Power Applications, Vol. 146, No. 4, pp. 361-367, July 1999.
- [68] J. T. Boys, M. J. Miles, "Empirical Thermal Model for Inverter-Driven Cage Induction Machines" IEE Proceedings - Electric Power Applications, Vol. 141, No. 6, pp. 360-372, November 1994.
- [69] D. J. Siyambapitiya, P. G. McLaren, P. J. Tavner, "Transient Thermal Characteristics of Induction Machine Rotor Cage", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 3, No. 4, December 1988.
- [70] M. Maximini, H. Koglin, "Determination of the Absolute Rotor Temperature of Squirrel Cage Induction Machines Using Measurable Variables", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 19, No. 1, March 2004.
- [71] C. Lee, B. Chen W. Lee, Y. Hsu, "Effects of Various Unbalanced Voltages on the Operation Performance of an Induction Motor Under the Same Voltage Unbalance Factor Condition", Conference Record of Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference, Papers Pres, pp. 51-59, 1997.
- [72] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, F. Profumo, "Energetic Behavior of Induction Motors Fed by Inverter Supply", Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS'93, Vol. 1, pp. 331-335, 1993.
- [73] X. M. L. Fernandez, A. P. B. Coimbra, J. A. D. Pinto, C. F. L. Antunes, M. P. Donsión, "Thermal Analysis of an Induction Motor Fed by Unbalanced Power Supply Using a Combined Finite Element – Symmetrical Components Formulation", Proceedings of the International Conference on Power System Technology, POWERCON'98, pp. 620-624, 1998.
- [74] X. M. L. Fernandez, M. P. Donsión, A. P. B. Coimbra, J. A. D. Pinto, C. F. L. Antunes, "Transient Thermal Performance of a 3-Phase Induction Motor Under Single-Phasing Operation", International Conference on Electric Machines, ICEM'00, pp. 139-143, 28-30 August, Espoo, Finland, 2000.
- [75] J. R. D. Jacobs, R. H. Kerr, "A Quantitative Analysis of Grouped Single-Phased Induction Motors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-17, No. 2, pp. 125-132, March/April 1981.
- [76] Y. Akiyama, "Unbalance-Heating Phenomena of Induction Motor With Eccentric Rotor", Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 107-114, 1992.

-
- [77] A. K. Wallace, E. J. Wiedenbrug, "Motor Efficiency Determination: From Testing Laboratory to Plant Installation", Conference Record of 1999 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference, pp. 190-195, 21-25 June, 1999.
- [78] M. V. Aware, S. G. Tarnekar, A. G. Kothari, "Unit Power Factor and Efficiency Control of a Voltage Source Inverter-Fed Variable-Speed Induction Motor Drive", IEE Proceedings of Electric Power Applications, Vol. 147, Issue: 5, pp. 422-430, September 2000.
- [79] A. Jalilian, V. J. Gosbell, B. S. P. Perera, "Performance of A 7.5 kW Induction Motor under Harmonically Distorted Supply Conditions", 2000 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Vol. 1, pp. 355-359, March 7-10, 2000.
- [80] C. Lee, W. Lee, "Effects of Nonsinusoidal Voltage on the Operation Performance of a Three-Phase Induction Motor", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 2, pp. 193-201, June 1999.
- [81] P. Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford University Press, 1998.
- [82] M. P. Kazmierkowski, H. Tunia, "Automatic Control of Converter-Fed Drives", Elsevier, PWM-Polish Scientific Publishers, Warszawa, 1994.
- [83] P. C. Krause, "Analysis of Electric Machinery", McGraw-Hill Series in Electrical Engineering. Power & Energy, 1986.
- [84] M. J. Hoeijmakers, P. J. J. Van Duijsen, "Three-Phase Equivalent Circuits for Network Simulation of Induction Machines", Proceedings of the 6th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'93, pp. 145-150, 1993.
- [85] C. M. Ong, "Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink", Prentice Hall Ptr.
- [86] G. R. Slemon, "Electrical Machines for Variable-Frequency Drives", Proceedings of the IEEE, Special Issue on Power Electronics and Motion Control, Vol. 82, No. 8, pp. 1123-1139, August 1994.
- [87] A. Muñoz-Garcia, T. A. Lipo, "A new Induction Motor V/f Control Method Capable of High-Performance Regulation at Low Speeds", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 4, pp. 813-821, July/August 1998.
- [88] L. Harnefors, "Design and Analysis of General Rotor-Flux-Oriented Vector Control Systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 2, June 2001.
- [89] B. K. Bose, "High Performance Control and Estimation in AC Drives", Proceedings of the 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON'97, pp. 377-385, 1997.
- [90] R. W. Doncker, W. Novotny, "The Universal Field Oriented Controller", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 1, pp. 92-100, January/February 1994.

-
- [91] P. L. Jansen, C.O. Thompson, R. D. Lorenz, "Observer-Based Direct Field Orientation for Both Zero and Very High Speed Operation", Conference Record of the Power Conversion Conference, PCC'93, pp. 432-437, Yokohama, 1993.
- [92] X. Xu, W. Novotny, "Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP Based System", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 4, pp 694-700, July/August 1991.
- [93] P. Brandstetter, Q. Kusyn, "Induction Motor Drive with DSP-Based Control System", Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'96, pp. 163-167, 1996.
- [94] M. Azizur Rahman, T. S. Rawan, A. M. Osheiba, A. E. Lashine, "Analysis of Current Controllers for Voltage-Source Inverter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 4, pp. 477-485, August 1997.
- [95] M. P. Kazmierkowski, L. Malesani, "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, No. 5, pp.691-403, October 1998.
- [96] W. V. D. Broeck, H. Skudelny, "Analysis and Realization of a Pulse Width Modulator Based on Voltage Space Vectors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, No. 1, pp. 142-150, January 1988.
- [97] A. Tripathi, P. C. Sen, "Comparative Analysis of Fixed and Sinusoidal Band Hysteresis Current Controller for Voltage Source Inverters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, No. 1, pp. 63-73, February 1992.
- [98] P. G. Handley, J. T. Boys, "Space Vector Modulation: An Engineering Review", Fourth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, PEVD'91, pp. 87-91, 1991.
- [99] I. Takahashi e T. Noguchi, "A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 496-502, 1985.
- [100] M. Depenbrock, "Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. PE-3, No. 4, pp. 420-429, October 1988.
- [101] U. Baader, M. Depenbrock, G. Gierse, "Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine: A Basis for Speed Control without Speed", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 3, May 1992.
- [102] J. R. Schofiel (ABB Industrial Systems), "Direct Torque Control - DTC", IEE Colloquium on Vector Control and Direct Torque Control of Induction Motors.
- [103] G. Buja, "A New Control Strategy of the Induction Motor Drives: The Direct Flux and Torque Control", IEEE Industrial Electronics Society Newsletter, December 1998.

- [104] G. Buja, D. Casadei, G. Serra, "Direct Stator Flux and Torque Control of an Induction Motor: Theoretical Analysis and Experimental Results", Proceedings of the 24th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON 97, pp. T50-T64, 1997.
- [105] D. Telford, M. W. Dunnigan, B. W. Williams, "A Comparison of Vector Control and Direct Torque Control of an Induction Machine", Power Electronics Specialists Conference, PESC'00, IEEE 31st Annual Meeting, pp. 421-426, 2000.
- [106] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, "Analytical Investigation of Torque and Flux Ripple in DTC Schemes for Induction Motors", 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON 97, pp. 552-556, 1997.
- [107] J. N. Nash, "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without Encoder", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 2, pp. 333-341, March 1997.
- [108] S. Park, G. Cho, "A Direct Rotor Flux Controlled Induction Motor Drive for High Performance Applications", 20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'89, pp. 279-286, 1989.
- [109] K. D. Hurst, T. G. Habetler, "A Simple, Tacho-less, I.M. Drive With Direct Torque Control Down To Zero Speed", 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON 97, pp. 563-568, 1997.
- [110] Y. Lai, J. Chen, "A New Approach to Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Torque Ripple Reduction", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 16, No. 3, pp. 220-227, September 2001.
- [111] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, L. M. Tolbert, "Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation", Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, (Michigan, USA), pp. 428-436, September 28-October 4, 1991.
- [112] L. Tang, M. F. Rahman, "A New Direct Torque Control Strategy for Flux and Torque Ripple Reduction for Induction Motors Drive", IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC. 2001, pp. 1440-1445, 2001.
- [113] E. Monmasson, A. Naassani, J. P. Louis, "Extension of the DTC Concept", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 3, June 2001.
- [114] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, F. Profumo, "Performance Analysis of a Speed Sensorless Induction Motor Drive Based on a Constant Switching Frequency", Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, pp. 1360-1367, 2000.

- [115] D. Casadei, G. Grei, G. Serra, "Study and Implementation of A Simplified and Efficient Digital Vector Controller For Induction Motor", 6th International Conference on Electrical Machines and Drives, pp. 196-201, 1993.
- [116] D. Casadei, G. Grandi e G. Serra, "Rotor Flux Oriented Torque-Control of Induction Machines Based on Stator Flux Vector Control", Proceedings of the 6th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'93, pp. 67-72, Brighton, 13-16 September, 1993.
- [117] F. Blaabjerg, K. Perdersen, U. Jaeger, P. Thøgersen, "Single Current Sensor Technique in the DC Link of Three-Phase PWM-VS Inverters: A Review and a Novel Solution", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No.5, pp. 1241-1253, September 1997.
- [118] I. Takahashi, Y. Ohmori, "High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, No.2, pp. 257-264, March/April 1989.

ANEXOS

ANEXO I

PARÂMETROS DAS MÁQUINAS

MOTOR DE INDUÇÃO 1

- *FORNECIDOS PELO FABRICANTE*

$$V_s = 240 \text{ V}$$

$$P = 735 \text{ W}$$

$$I = 2 \text{ A}$$

$$N = 1375 \text{ rpm}$$

$$J = 0.0015 \text{ Kg m}^2$$

$$f = 50 \text{ Hz}$$

$$T_e = 4.8 \text{ Nm}$$

$$\text{F.P.} = 0.81$$

$$\eta = 72.77 \%$$

- *DETERMINADOS EM LABORATÓRIO*

$$R_s = 14.400 \ \Omega$$

$$L_s = 0.582 \text{ H}$$

$$L_m = 0.553 \text{ H}$$

$$R_r = 14.400 \ \Omega$$

$$L_r = 0.582 \text{ H}$$

MOTOR DE INDUÇÃO 2 (ENSAIOS TÉRMICOS)

- *FORNECIDOS PELO FABRICANTE*

$$V_s = 220 \text{ V}$$

$$P = 4000 \text{ W}$$

$$I = 9.2 \text{ A}$$

$$f = 50 \text{ Hz}$$

$$T_e = 26.7 \text{ Nm}$$

$$\text{F.P.} = 0.8$$

$N = 1435 \text{ rpm}$

$\eta = 83 \%$

Classe de isolamento = F (máx. 105 °C)

$J = 0.0541 \text{ Kg m}^2$

- *DETERMINADOS EM LABORATÓRIO*

$R_s = 1.327 \Omega$

$R_r = 1.276 \Omega$

$L_s = 0.164 \text{ H}$

$L_r = 0.168 \text{ H}$

$L_m = 0.158 \text{ H}$

MÁQUINA DE CORRENTE CONTÍNUA

- *FORNECIDOS PELO FABRICANTE*

$V = 220 \text{ V}$

$I = 17 \text{ A}$

$J = 0.0526 \text{ Kg m}^2$

ANEXO II

IMPLEMENTAÇÃO DO MODELO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

O modelo *Simulink* global utilizado na simulação do motor de indução trifásico, quando alimentado através de um barramento trifásico de tensão sinusoidal é apresentado na Fig. 3.1.

Este diagrama é constituído pelos blocos *Barramento de Tensão*, *Motor*, *Triac1*, *Triac2*, *Carga*, *Ignição*, *Ignição1* e *Grava Dados*. O bloco *Barramento de Tensão* implementa o barramento trifásico de tensão sinusoidal simétrica e equilibrada.

Para controlar os instantes em que a fase *U* é interrompida e em que a ligação do neutro dos enrolamentos do estator é estabelecida, são utilizados dois *Triac's*, implementados nos blocos *Triac1* e *Triac2*, respectivamente.

O momento em que os *Triac's* entram em condução, é controlado pelos impulsos fornecidos pelos blocos *Ignição1* e *Ignição*.

No motor de indução é simulada a aplicação de um binário de carga constante, estabelecido pelo bloco *Carga*. Os valores das variáveis, resultantes dos vários ensaios de simulação, são gravados no bloco *Grava Dados*.

O bloco denominado *Motor*, correspondente à implementação do modelo do motor de indução apresentado no Capítulo 2, é indicado na Fig. 1. Nesta figura, o bloco denominado *abc2dq_s*, determina as componentes do Vector de *Park* da tensão de alimentação do motor num sistema de eixos estacionário, através da implementação da equação (2.38) (Fig. 2).

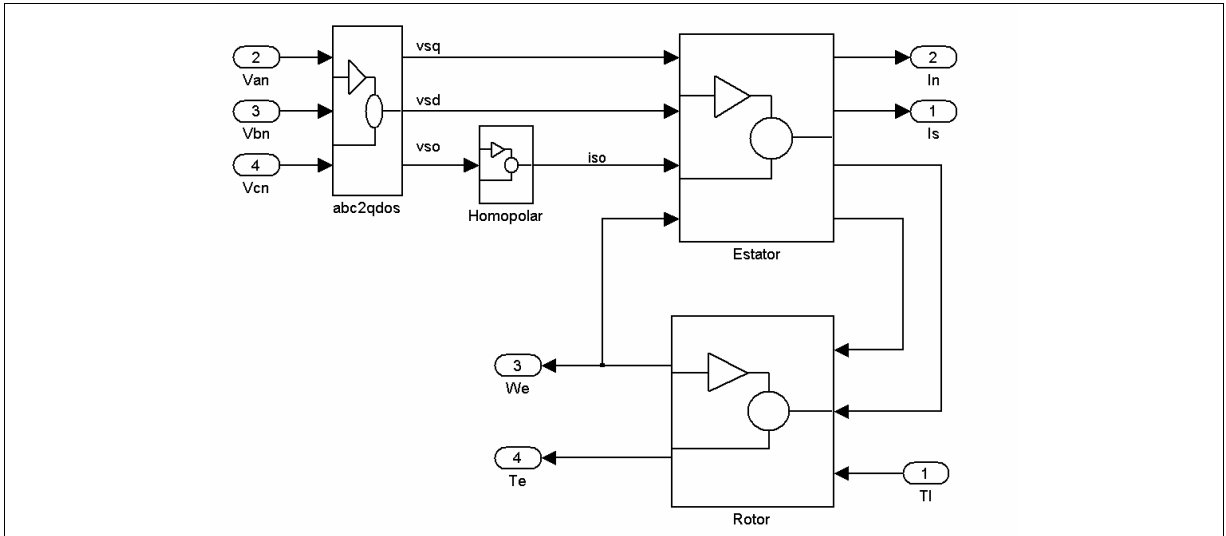


Fig. 1 – Modelo global do motor de indução trifásico implementado em *Matlab/Simulink*.

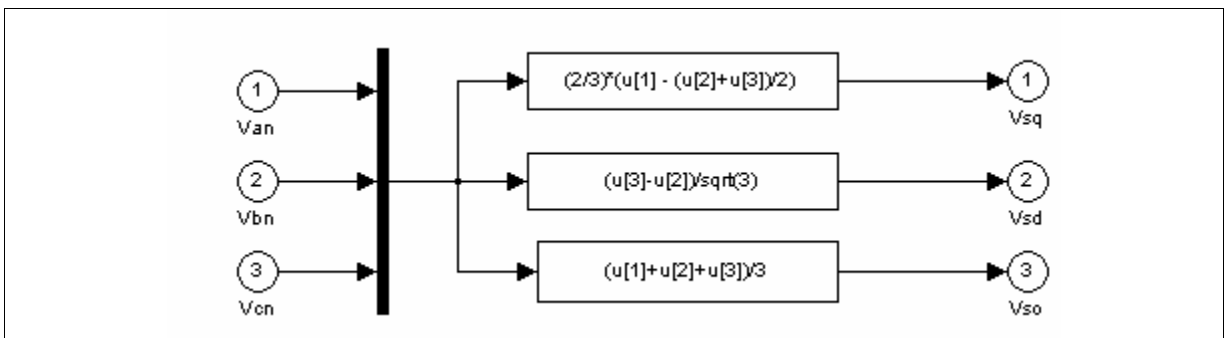


Fig. 2 – Bloco *abc2dqos* onde é implementada a transformada de *Park*.

Através do bloco *Homopolar*, representado na Fig. 3, é efectuada o cálculo da componente homopolar da corrente do estator, através da equação (2.41).

No bloco denominado *Estator*, representado na Fig. 4, as variáveis são agrupadas segundo as componentes *d* e *q* do Vector de *Park*, sendo por isso calculadas através dos blocos denominados *EixoD* e *EixoQ*, respectivamente. Este bloco tem como entradas as componentes da tensão do estator, v_{sd} e v_{sq} , a velocidade angular do motor ω_e e a componente homopolar da corrente do estator i_{s0} . As variáveis de saída do bloco são as correntes do estator (i_{as} , i_{bs} , i_{cs} e i_n), as variáveis $psids$ e $psiqs$, correspondentes às componentes *d* e *q* do fluxo do estator, respectivamente. São ainda variáveis de saída as correntes i_{sd} e i_{sq} , relativas às componentes *dq* da corrente do estator. Todas estas variáveis são referidas ao estator.

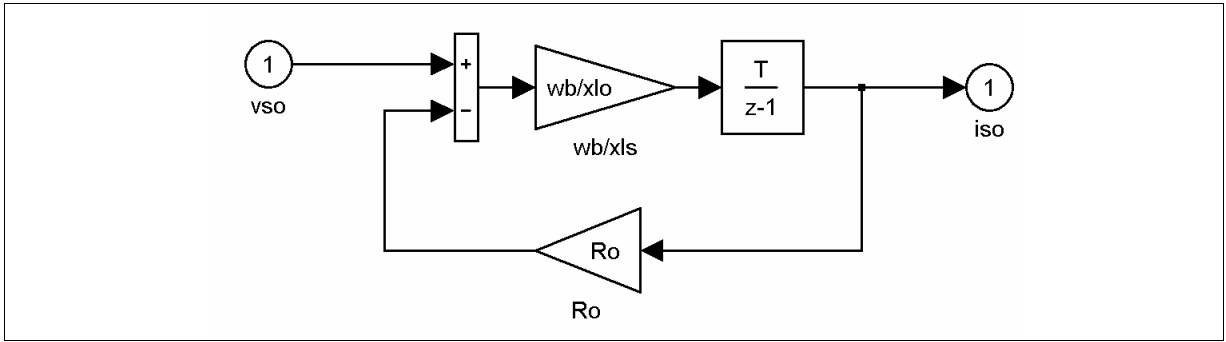


Fig. 3 – Bloco *Homopolar* onde é calculada a componente homopolar da corrente estática.

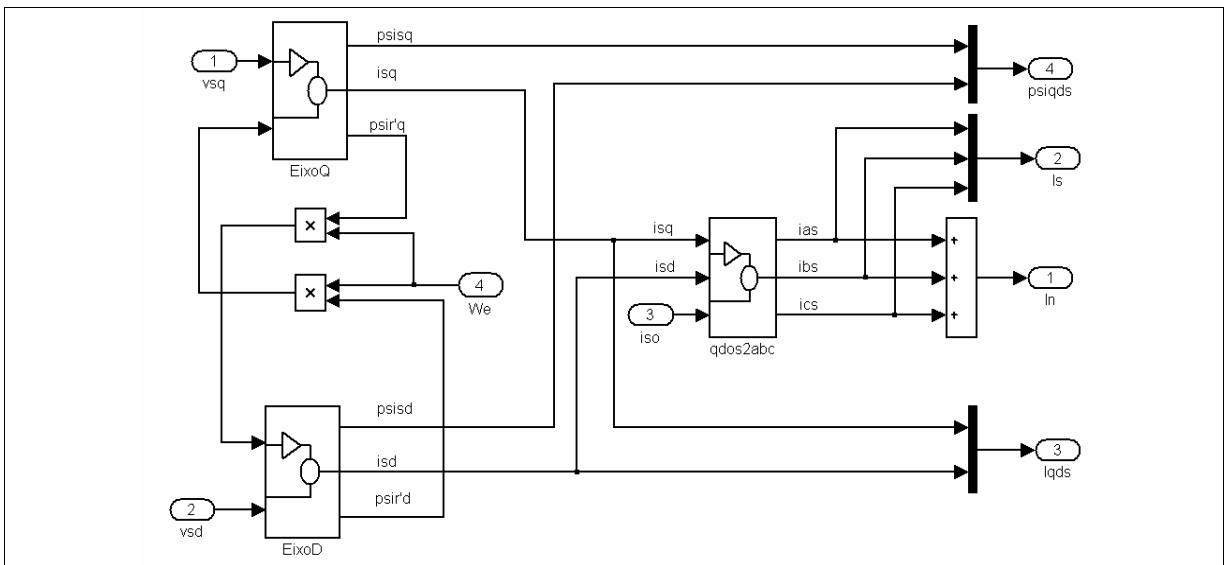


Fig. 4 – Bloco *Estator* onde são calculadas variáveis referidas ao estator.

Na Fig. 5 está representado o bloco *EixoD*, responsável pelos cálculos da corrente do estator i_{sd} , da componente d do fluxo do estator $\psi_{s_{sd}}$ e do fluxo do rotor $\psi_{s_{r'd}}$, determinados através das equações (2.60), (2.66) e (2.68), respectivamente.

Na Fig. 6 está representado o bloco *EixoQ* o qual permite calcular a componente q do Vector de Park, da corrente do estator i_{sq} , do fluxo do estator $\psi_{s_{sq}}$ e do fluxo do rotor $\psi_{s_{r'q}}$, através da implementação das equações (2.61), (2.67) e (2.69), respectivamente. No bloco *Estator* são ainda calculadas as correntes reais dos enrolamentos do estator do motor (Fig. 7), através da aplicação da transformada inversa de *Park* num sistema de eixos estacionário, através da implementação da equação (1).

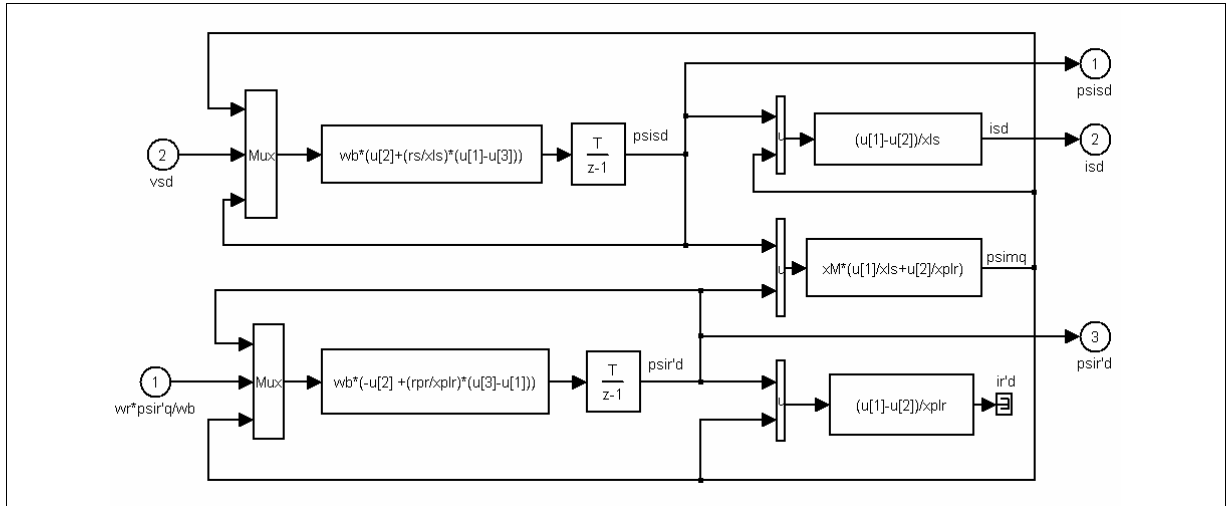


Fig. 5 – Bloco *EixoD* responsável pelo cálculo das componentes *d* das variáveis referidas ao estator.

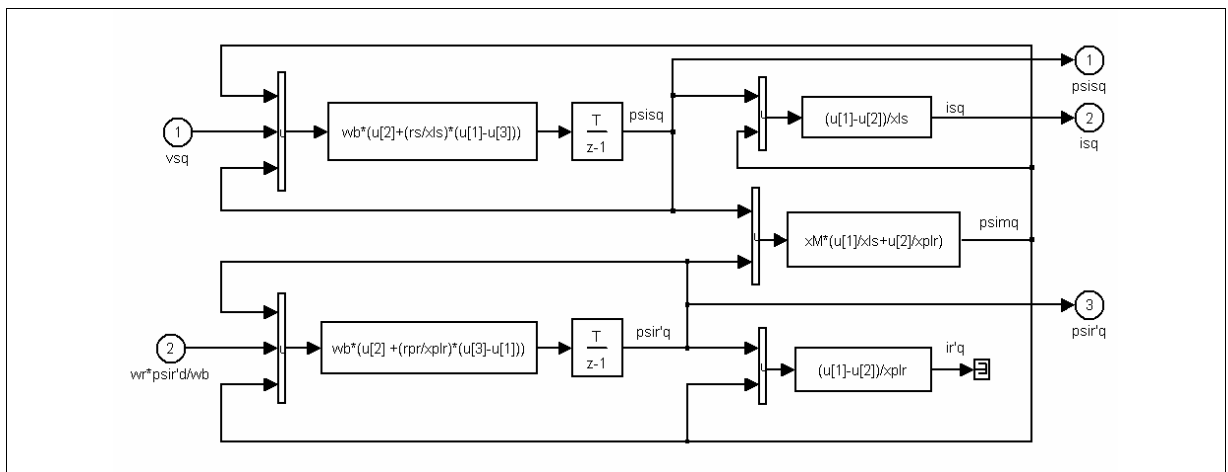


Fig. 6 – Bloco *EixoQ* responsável pelo cálculo das componentes *q* das variáveis referidas ao estator.

Por último, o bloco do diagrama principal denominado *Rotor*, representado na Fig. 8, permite calcular o valor do binário electromagnético através da implementação da equação (2.72).

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_q \\ X_d \\ X_o \end{bmatrix} \quad (1)$$

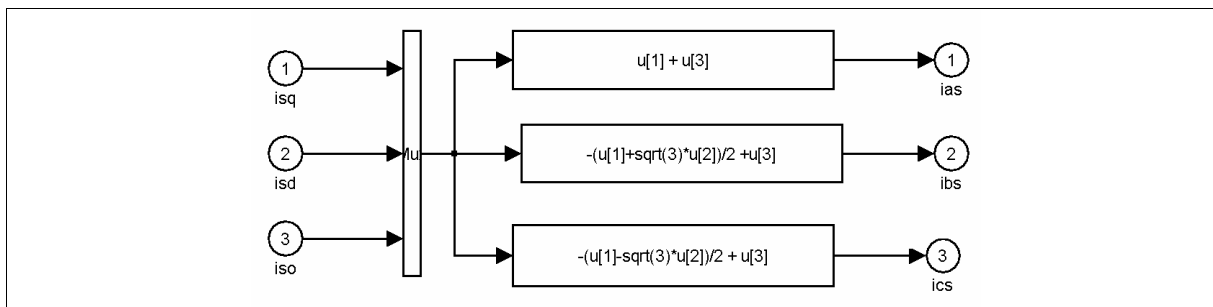


Fig. 7 – Bloco de cálculo das correntes do estator, através da aplicação da transformada inversa de Park.

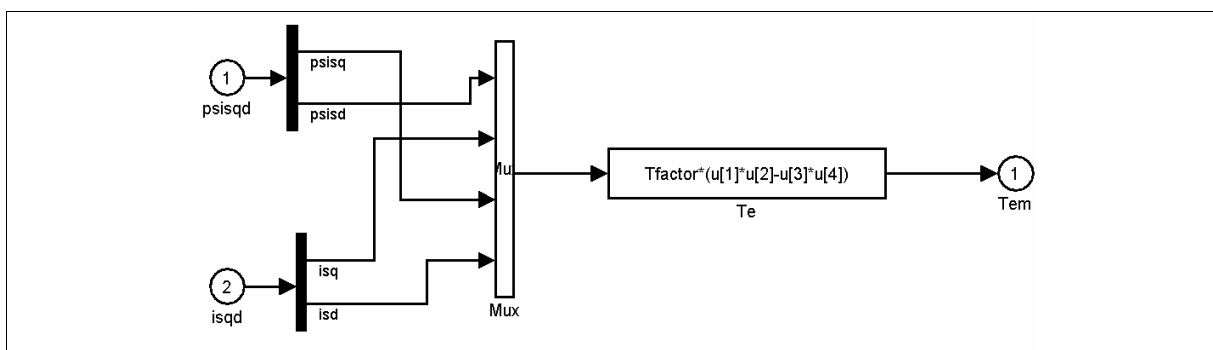


Fig. 8 – Bloco correspondente ao cálculo do binário electromagnético.

ANEXO III

IMPLEMENTAÇÃO DO ACCIONAMENTO COM CONTROLO *RFOC*

O accionamento do motor de indução a simular, tem como base o esquema do controlo vectorial indirecto, representado na Fig. 2.2. Resulta da observação desta figura que esta técnica de controlo tem como entradas os valores de referência do módulo do fluxo rotórico $|\varphi_r^*|$ e do binário electromagnético T_e^* . Os valores de saída do controlador vectorial são as correntes de referência de alimentação do motor i_u^* , i_v^* , i_w^* . Os impulsos de comando dos *IGBT's* do inversor de fonte de tensão são gerados através de uma modulação de largura de impulso, baseada em três controladores de histerese, um por cada fase. Estes controladores têm como função garantir que a corrente de alimentação do motor siga o mais próximo possível as correntes de referência i_u^* , i_v^* , i_w^* , geradas pelo controlador vectorial.

Para analisar o comportamento do motor de indução trifásico, quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão com controlo de corrente, foi implementado um accionamento *AC* do motor de indução trifásico com controlo *RFOC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão e cujo diagrama de blocos se representa na Fig. 3.6. Este diagrama é constituído por um conjunto de blocos correspondentes ao circuito de potência e ao circuito de controlo.

Do circuito de potência fazem parte os blocos *Barramento Trifásico de Tensão*, o *Rectificador*, constituído por um rectificador trifásico de díodos com filtragem à saída, o *Inversor de Fonte de Tensão*, constituído por um inversor trifásico de *IGBT's*.

Faz ainda parte do circuito de potência o bloco *Motor de Indução Trifásico*, já apresentado na Fig. 1 do Anexo II.

Do circuito de controlo fazem parte os blocos *Orientação do Fluxo Rotórico*, *Ligação do Ponto Neutro* e *Simulador de Avarias*. O bloco *Grava Dados* destina-se à gravação dos dados num ficheiro para posterior processamento.

Do bloco *Orientação do Fluxo Rotórico*, representado na Fig. 1, fazem parte os blocos *Calcula Fluxo*, *Calcula i_{sy}^** , *Controlador de Velocidade*, *Calcula Teta*, *PWM*, *ABCs2DQe* e *DQe2ABCs*.

O bloco *Calcula i_{sx}^** , através da implementação da equação (2.99), determina o valor da componente da corrente do estator no referencial fixo com o fluxo rotórico, correspondente ao fluxo de referência.

No bloco *Calcula i_{sy}^** é implementada a equação (2.102). Este bloco permite calcular o valor da componente da corrente do estator no referencial fixo com o vector espacial do fluxo rotórico, necessária à obtenção do valor do binário electromagnético de referência, o qual é obtido a partir do controlo do erro da velocidade, através de um controlador *PI* implementado no bloco *Controlador de Velocidade*.

O ângulo de orientação do campo do fluxo rotórico θ_e , calculado no bloco *Calcula Teta* (Fig. 2), resulta da soma da posição do rotor θ_r com o ângulo θ_{sl} , obtido a partir da integração da equação (2.100).

No bloco *PWM* são gerados os impulsos de comando dos *IGBT's* através de uma modulação de largura de impulso com controladores de histerese (Fig. 3). Cada um dos blocos de histerese *H1*, *H2* e *H3*, origina os impulsos de controlo dos *IGBT's* T_1 , T_3 e T_5 , respectivamente. Através dos blocos *NOT*, *NOT1* e *NOT2* os impulsos anteriores são negados dando assim origem aos impulsos dos *IGBT's* T_4 , T_6 e T_2 .

Com recurso ao bloco *ABCs2DQe*, representado na Fig. 4, são calculadas as componentes i_{sx} e i_{sy} da corrente do estator, expressas no referencial fixo com o vector espacial do fluxo do rotor. Para efectuar esta transformação de referencial, primeiro são calculadas as componentes do Vector de Park i_d e i_q , expressas no referencial estacionário, através da equação (2.38). Posteriormente, são calculadas as componentes da corrente do estator, no referencial fixo com o fluxo rotórico, através da equação (1).

No bloco *DQe2ABCs*, representado na Fig. 5, é determinada a nova referência da corrente trifásica de alimentação do motor, a partir dos valores de referência i_{sx}^* e i_{sy}^* . Numa primeira fase é efectuada a transformação do referencial fixo com o fluxo rotórico para o referencial estacionário através da equação (2). Posteriormente é calculada a nova corrente trifásica de referência i_{abc}^* , através da aplicação da transformada inversa de *Park* (equação (1) do Anexo II).

$$\begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \tag{1}$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} \tag{2}$$

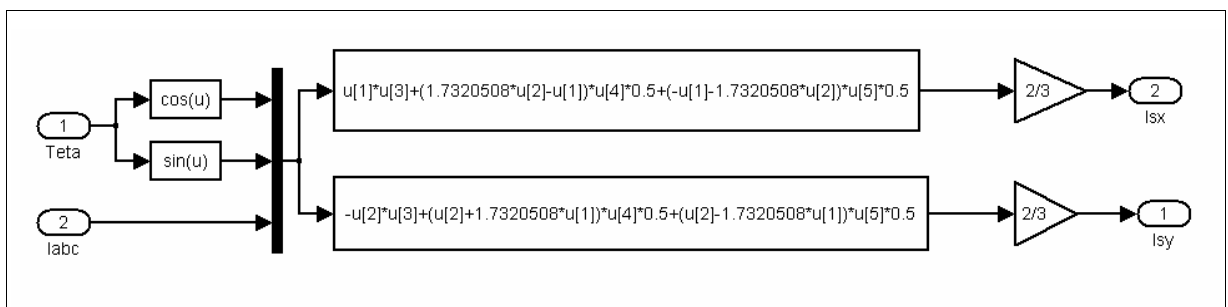


Fig. 4 – Bloco *ABCs2DQe* de mudança das correntes do estator, expressas no referencial estacionário, para o sistema de eixos fixo com o fluxo rotórico.

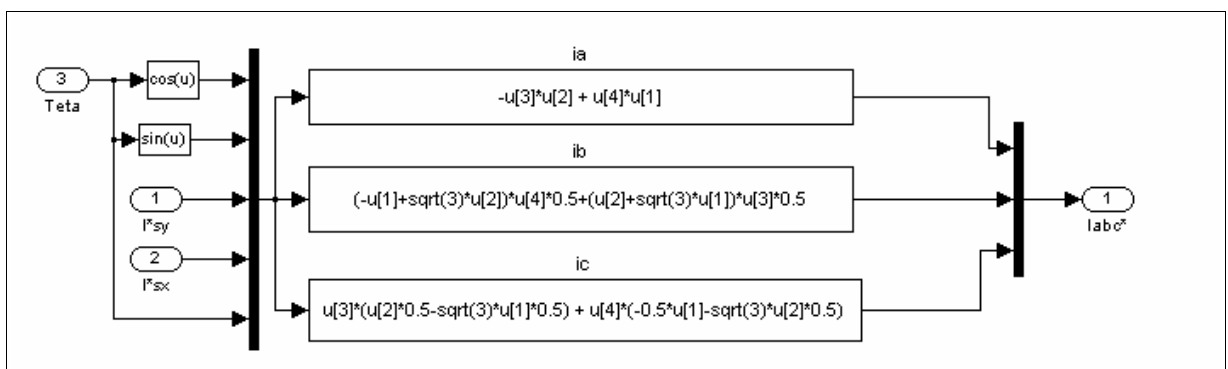


Fig. 5 – Bloco *DQe2ABCs* que implementa a mudança de referencial do sistema de eixos fixo com o fluxo rotórico para o referencial estacionário.

ANEXO IV

IMPLEMENTAÇÃO DO ACCIONAMENTO COM CONTROLO *DTC*

O esquema global do accionamento do motor de indução trifásico com controlo *DTC*, alimentado através de um inversor de fonte de tensão, encontra-se representado na Fig. 3.13.

Para além de todos os blocos necessários à simulação do circuito de potência, nomeadamente o *Rectificador*, os condensadores de filtragem do barramento *DC*, o *Inversor de Fonte de Tensão* e o *Barramento Trifásico de Tensão*, semelhantes aos utilizados com o controlo *RFOC*, estão ainda representados os blocos onde são estimados o fluxo do estator e o binário electromagnético desenvolvido pelo motor de indução, respectivamente, *Estima Fluxo* e *Estima Binário*. Cada um destes blocos estima a respectiva grandeza, com base na leitura de variáveis acessíveis aos terminais do motor, tais como tensões, correntes e velocidade.

Vários são os esquemas conhecidos que permitem estimar o fluxo magnético e o binário electromagnético com base em grandezas existentes aos terminais do motor. Há soluções com base em leituras de corrente e tensão contínuas, obtidas mediante o uso de sensores colocados no barramento *DC*. Estes sinais, juntamente com o conhecimento do estado de condução dos interruptores de potência do inversor, permitem reconstruir a tensão e corrente instantâneas aplicadas ao motor, tal como mencionado em [117]. Outra solução utilizada para estimar o fluxo magnético, baseia-se na aquisição de duas correntes do estator e na posição do rotor ou na velocidade mecânica do motor [118].

Neste trabalho, cada um dos estimadores usa o modelo do motor de indução no referencial estacionário e determina o fluxo magnético e o binário electromagnético, tendo como base as três tensões e as três correntes de alimentação do motor.

Numa primeira fase, as correntes e tensões são transformadas nas respectivas componentes do Vector de *Park*, através do bloco *abc2dq* que implementa a equação (2.38). Após esta transformação, o bloco *Estima Fluxo*, representado na Fig. 1, implementa as equações (1) e (2), obtidas a partir das equações (2.23) e (2.24), respectivamente.

O bloco *Estima Binário*, representado na Fig. 2, implementa a equação (2.37), estimando deste modo o binário electromagnético desenvolvido pelo motor.

$$\varphi_{sd}^s = \int (v_{sd}^s - R_s^s i_{sd}^s) dt \quad (1)$$

$$\varphi_{sq}^s = \int (v_{sq}^s - R_s^s i_{sq}^s) dt \quad (2)$$

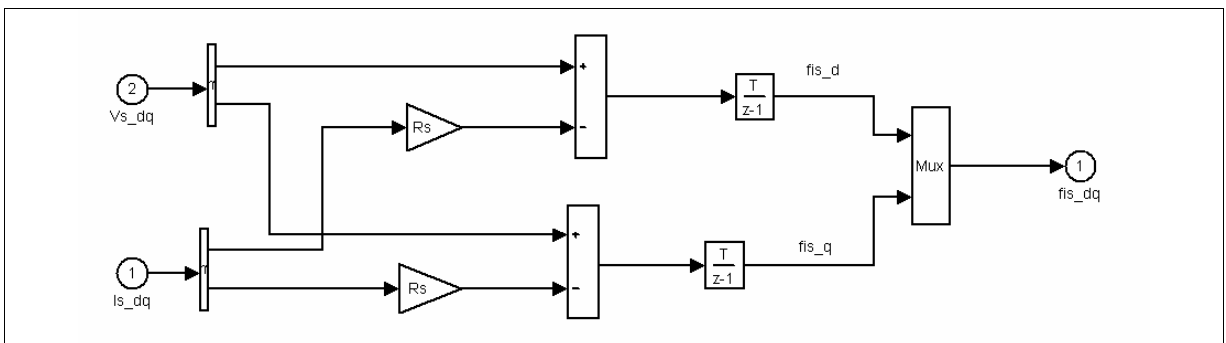


Fig. 1 – Bloco *Estima Fluxo*.

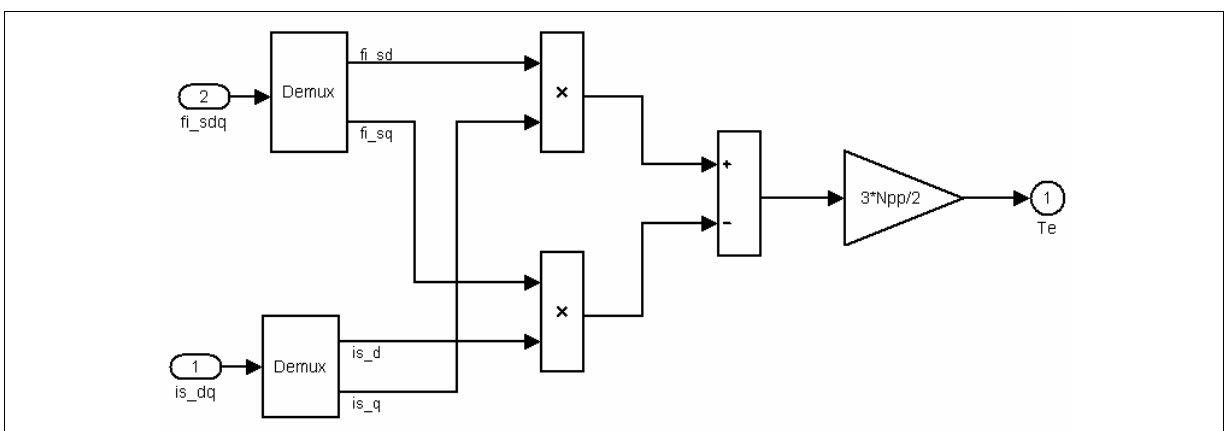


Fig. 2 – Bloco *Estima Binário*.

O bloco principal deste programa, designado por bloco *Controlador DTC*, encontra-se representado na Fig. 3.

Os valores estimados para o binário electromagnético T_e e para o módulo do fluxo estático, determinado através do bloco *Modulo Fi_s*, são comparados com os correspondentes valores de referência *Binário_ref* e *Fluxo_ref*, respectivamente. Os erros resultantes são controlados nos respectivos controladores de histerese, *Histerese Binário* e *Histerese Fluxo*.

O valor de referência do binário electromagnético é determinado a partir do controlo do erro da velocidade angular do rotor, através de um controlador *PI*. As saídas dos controladores de histerese são sinais lógicos correspondentes às variações do fluxo (F^+ , F^-) e do binário (T^+ , T^- , T^-).

No caso do fluxo, a saída do controlador de histerese toma o valor 1 sempre que é necessário incrementar o seu valor (F^+) e 0 para o decrementar (F^-).

Para o binário electromagnético, a saída do controlador de histerese toma o valor 1 quando é necessário incrementar o seu valor (T^+), o valor 0 para manter o mesmo valor de binário (T^-) e o valor -1 quando é necessário decrementá-lo (T^-).

No bloco *Tabela de Comutação I6* é implementada a Tabela 2.2 e são gerados os impulsos de comando a aplicar aos *IGBT's* do inversor. O estado destes impulsos depende do número do sector ocupado pelo vector espacial do fluxo estático e das saídas dos controladores de histerese.

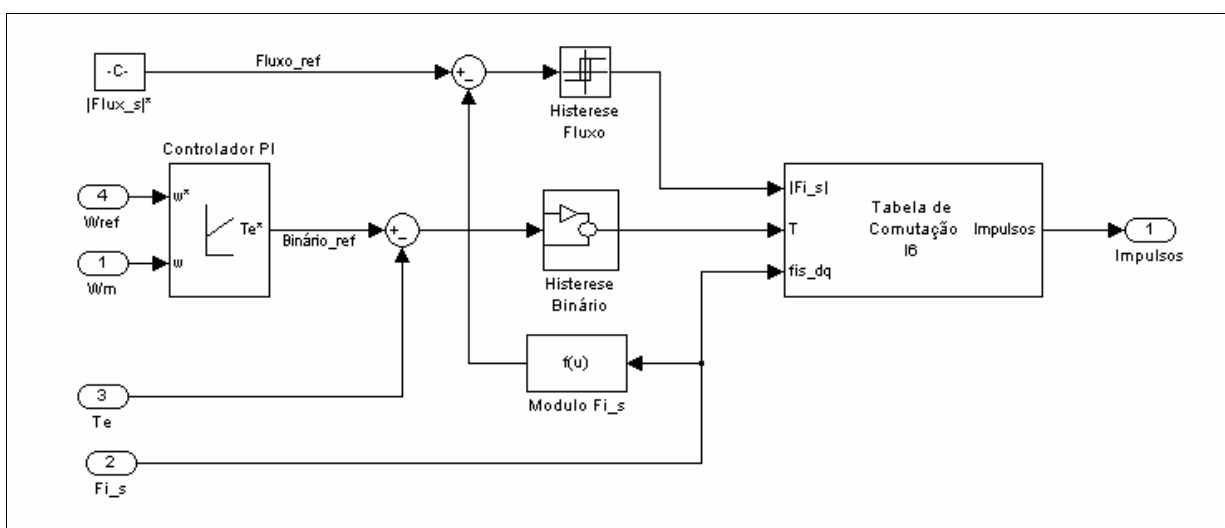


Fig. 3 – Bloco *Controlador DTC*.

ANEXO V

PARÂMETROS DE AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO MOTOR, COM CONTROLO *RFOC*

TABELA 1

PARÂMETROS DE AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO COM CONTROLO *RFOC*, ALIMENTADO ATRAVÉS DO INVERSOR DE FONTE DE TENSÃO EM FUNCIONAMENTO NORMAL

f_s [Hz]	T_L [%]	I_s [A]	V_s [V]	P_{out} [W]	FP	THD_v [%]	THD_i [%]	η [%]
20	1	1.24	214.70	3.27	0.09	215.4	2.50	4.55
	10	1.25	220.00	30.12	0.13	206.7	2.21	29.01
	30	1.30	220.60	85.40	0.19	201.00	1.99	52.22
	50	1.39	218.20	138.40	0.27	186.10	1.69	58.40
	75	1.56	224.10	198.00	0.34	173.10	1.30	61.30
	100	1.86	221.00	243.90	0.37	173.00	1.17	62.50
30	1	1.04	226.70	5.03	0.05	168.00	4.12	11.68
	10	1.05	230.1	45.57	0.12	164.00	3.5	49.70
	30	1.13	229.50	129.40	0.24	157.80	2.80	67.30
	50	1.28	228.60	207.10	0.32	157.00	2.30	71.20
	75	1.51	232.70	292.60	0.42	149.10	1.65	69.90
	100	1.80	235.50	367.30	0.47	145.10	1.50	64.50
50	1	1.03	246.40	8.72	0.08	81.50	3.94	22.60
	10	1.05	245.20	76.09	0.18	78.50	3.43	60.49
	30	1.13	248.60	218.70	0.33	76.07	2.59	79.20
	50	1.27	251.00	355.80	0.47	74.00	2.17	79.78
	75	1.51	245.20	521.50	0.60	64.83	1.73	77.00
	100	1.80	250.40	679.70	0.66	60.08	1.62	74.80

ANEXO VI

PARÂMETROS DE AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO MOTOR, COM CONTROLO *DTC*

TABELA 1

PARÂMETROS DE AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO COM CONTROLO *DTC*, ALIMENTADO ATRAVÉS DO INVERSOR DE FONTE DE TENSÃO EM FUNCIONAMENTO NORMAL

f_s [Hz]	T_L [%]	I_s [A]	V_s [V]	P_{out} [W]	FP	THD_v [%]	THD_i [%]	η [%]
20	1	0.96	235.90	3.25	0.07	270.00	3.56	7.64
	10	0.98	237.30	30.23	0.11	259.60	3.20	38.27
	30	1.07	233.40	83.16	0.20	232.60	2.73	61.80
	50	1.25	234.90	125.80	0.26	230.00	2.16	64.05
	75	1.53	234.40	165.70	0.32	230.00	1.71	61.60
	100	1.87	234.90	201.20	0.35	225.00	1.61	60.50
30	1	0.96	238.60	5.05	0.06	191.00	6.95	11.98
	10	0.98	236.40	45.61	0.13	185.50	6.10	49.70
	30	1.07	241.80	129.40	0.25	168.50	5.36	67.70
	50	1.25	235.50	207.10	0.34	162.00	4.42	73.50
	75	1.53	243.10	288.80	0.42	153.40	3.71	70.00
	100	1.87	251.90	362.10	0.44	148.00	2.78	68.00
50	1	0.96	255.30	9.03	0.08	96.60	4.23	15.55
	10	0.98	245.70	75.97	0.16	92.80	4.05	71.45
	30	1.08	244.60	218.60	0.35	90.32	3.64	78.46
	50	1.25	243.30	355.80	0.48	88.48	3.32	78.62
	75	1.53	242.70	521.60	0.61	83.00	3.06	76.88
	100	1.87	238.30	667.20	0.69	74.00	2.93	72.19

ANEXO VII

PARÂMETROS DE AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO MOTOR, COM CONTROLO *RFOC* ADAPTADO

TABELA 1

PARÂMETROS DE AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO MOTOR DE INDUÇÃO COM O CONTROLO *RFOC* ADAPTADO, ALIMENTADO ATRAVÉS DO INVERSOR DE FONTE DE TENSÃO COM A RECONFIGURAÇÃO *SPC* E FASE A EM CIRCUITO-ABERTO

f_s [Hz]	T_L [%]	I_{sav} [A]	I_s [A]	V_{sav} [V]	V_s [V]	P_{out} [W]	FP	THD_v [%]	THD_i [%]	η [%]
20	1	1.24	1.24	222.80	232.50	3.28	0.04	209.6	3.29	10.38
	10	1.25	1.25	223.70	262.30	30.16	0.08	210.50	3.01	33.30
	30	1.30	1.30	224.10	236.20	85.36	0.17	204.80	2.28	55.92
	50	1.39	1.39	226.30	241.20	138.20	0.26	201.30	2.10	57.57
	75	1.55	1.55	224.30	232.50	198.40	0.30	184.10	1.67	59.10
	100	1.75	1.89	225.00	245.60	244.00	0.35	182.60	1.68	59.46
30	1	0.96	0.96	305.10	316.80	5.06	0.07	240.60	5.78	9.64
	10	0.97	0.97	297.60	313.20	45.59	0.12	225.60	5.25	36.40
	30	1.08	1.08	288.90	299.60	129.50	0.20	207.60	4.23	58.95
	50	1.25	1.25	272.90	298.40	207.50	0.28	202.20	3.33	67.20
	75	1.53	1.53	272.20	299.40	283.40	0.38	187.20	2.29	66.10
	100	1.85	1.85	305.90	325.60	362.00	0.45	177.60	1.65	62.85
50	1	1.04	1.04	319.10	341.20	9.16	0.02	140.00	4.07	21.20
	10	1.05	1.05	344.30	379.80	75.91	0.14	130.00	3.58	51.27
	30	1.13	1.13	342.70	377.10	218.50	0.25	113.00	2.75	69.14
	50	1.27	1.27	354.00	378.60	355.60	0.32	119.00	2.40	76.90
	75	1.52	1.52	360.00	385.00	522.00	0.40	127.00	2.00	74.10
	100	1.80	1.80	356.90	366.00	666.90	0.47	109.00	1.98	72.80

TABELA 2

PARÂMETROS DE AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO MOTOR DE INDUÇÃO COM O CONTROLO RFOC ADAPTADO, ALIMENTADO ATRAVÉS DO INVERSOR DE FONTE DE TENSÃO COM A RECONFIGURAÇÃO SNPC E FASE A EM CIRCUITO-ABERTO

f_s [Hz]	T_L [%]	I_{sav} [A]	I_s [A]	V_{sav} [V]	V_s [V]	P_{out} [W]	FP	THD_v [%]	THD_i [%]	η [%]
20	1	1.45	2.15	211.60	272.30	3.21	0.11	193.60	2.08	2.55
	10	1.46	2.17	211.90	273.40	30.28	0.15	178.30	1.85	16.81
	30	1.52	2.25	211.80	273.20	85.30	0.21	169.90	1.44	33.08
	50	1.63	2.40	211.40	273.00	138.30	0.28	159.20	1.17	42.33
	75	1.82	2.70	211.40	272.80	198.20	0.35	159.80	0.91	44.02
	100	2.04	3.04	209.50	270.40	244.00	0.38	142.00	1.08	43.30
30	1	1.22	1.80	199.00	243.80	5.35	0.12	126.8	2.80	5.10
	10	1.23	1.82	199.10	242.30	45.70	0.15	123.6	2.53	34.25
	30	1.33	1.97	209.50	259.30	129.30	0.24	118.8	1.94	53.25
	50	1.50	2.23	210.60	260.20	207.10	0.30	10.57	1.85	59.42
	75	1.78	2.64	196.70	240.20	292.60	0.40	106.9	1.22	57.76
	100	2.11	3.14	196.20	240.40	362.30	0.45	92.04	0.99	53.21
50	1	1.20	1.81	279.50	330.50	8.37	0.03	93.65	2.53	10.20
	10	1.21	1.81	298.80	358.50	76.10	0.13	92.08	2.25	46.40
	30	1.34	1.98	282.70	334.00	218.90	0.25	98.58	2.12	64.30
	50	1.51	2.23	280.50	331.50	355.60	0.37	86.83	1.73	64.55
	75	1.79	2.65	281.80	331.70	521.60	0.44	78.65	1.39	66.64
	100	2.12	3.14	280.50	330.20	667.10	0.51	71.59	1.40	62.21

ANEXO VIII

PARÂMETROS DE AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO MOTOR COM CONTROLO *DTC* ADAPTADO

TABELA 1

PARÂMETROS DE AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO COM CONTROLO *DTC* ADAPTADO, ALIMENTADO ATRAVÉS DO INVERSOR DE FONTE DE TENSÃO COM A RECONFIGURAÇÃO *SPC* E FASE A EM CIRCUITO-ABERTO

f_s [Hz]	T_L [%]	I_{sav} [A]	I_s [A]	V_{sav} [V]	V_s [V]	P_{out} [W]	FP	THD_v [%]	THD_i [%]	η [%]
20	1	0.97	0.97	251.60	280.40	3.20	0.04	317.80	5.56	10.70
	10	0.98	0.98	251.20	280.50	30.00	0.09	294.00	4.88	40.00
	30	1.08	1.08	247.60	273.20	83.20	0.17	274.00	3.72	59.64
	50	1.25	1.25	250.50	278.60	125.90	0.26	260.00	3.10	60.30
	75	1.53	1.53	264.40	294.80	165.70	0.31	253.00	2.10	59.10
	100	1.86	1.86	258.00	284.60	200.40	0.36	240.00	2.17	58.60
30	1	0.96	0.96	273.20	300.40	5.11	0.06	261.00	6.13	12.01
	10	0.98	0.98	276.00	304.20	45.73	0.13	241.00	5.58	49.20
	30	1.08	1.08	271.40	296.30	129.70	0.22	215.00	4.68	65.74
	50	1.25	1.25	272.90	298.40	207.50	0.29	218.00	3.54	70.52
	75	1.53	1.53	272.20	299.40	283.40	0.38	199.80	2.64	68.90
	100	1.86	1.86	272.60	300.90	362.10	0.46	182.30	6.40	64.00
50	1	0.86	1.09	300.90	329.50	9.25	0.05	160.00	5.48	12.00
	10	1.08	1.08	326.80	348.90	75.57	0.15	136.70	4.69	57.50
	30	1.16	1.16	330.80	357.80	219.00	0.26	123.70	4.4	74.34
	50	1.25	1.24	293.4	315.2	356.3	0.37	125.8	4.16	76.9
	75	1.53	1.53	308.10	322.60	521.60	0.43	124.00	3.85	74.80
	100	1.86	1.86	334.10	378.90	667.20	0.47	116.70	6.40	70.10

TABELA 2

PARÂMETROS DE AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO COM CONTROLO DTC ADAPTADO, ALIMENTADO ATRAVÉS DO INVERSOR DE FONTE DE TENSÃO COM A RECONFIGURAÇÃO SNPC E FASE A EM CIRCUITO-ABERTO

f_s [Hz]	T_L [%]	I_{sav} [A]	I_s [A]	V_{sav} [V]	V_s [V]	P_{out} [W]	FP	THD_v [%]	THD_i [%]	η [%]
20	1	1.12	1.66	264.50	353.20	3.16	0.04	247.00	6.47	7.13
	10	1.15	1.69	264.40	352.20	29.93	0.10	235.00	5.88	26.83
	30	1.26	1.86	263.90	350.20	83.17	0.16	216.00	4.82	41.71
	50	1.46	2.17	262.50	350.10	125.80	0.20	210.00	3.69	41.18
	75	1.8	2.67	262.20	350.00	166.00	0.23	208.00	2.73	39.44
	100	2.17	3.24	262.20	349.5	201.20	0.27	198.00	2.51	35.50
30	1	1.13	1.67	256.80	328.60	4.97	0.04	204.30	7.45	11.25
	10	1.15	1.69	257.50	328.60	45.54	0.11	195.00	6.76	37.04
	30	1.26	1.87	256.60	327.60	129.40	0.19	193.10	5.81	56.87
	50	1.47	2.18	255.80	325.90	207.00	0.26	180.50	5.27	57.50
	75	1.81	2.69	255.40	325.40	292.40	0.30	162.10	4.31	56.24
	100	2.17	3.23	254.30	324.90	364.90	0.36	146.70	3.71	54.00
50	1	1.13	1.66	276.80	328.60	8.74	0.07	117.00	4.91	15.20
	10	1.15	1.70	275.70	327.30	75.93	0.16	113.40	4.65	38.96
	30	1.29	1.88	275.50	326.30	218.70	0.27	106.10	4.18	65.05
	50	1.51	2.24	275.80	325.60	391.10	0.37	95.00	3.97	69.74
	75	1.81	2.68	274.80	324.30	521.50	0.44	92.33	3.70	67.16
	100	2.20	3.27	274.50	324.90	667.60	0.46	87.85	3.48	67.75