



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

**TOLERÂNCIA A FALHAS EM SISTEMAS  
ELECTROMECATRÓNICOS BASEADOS  
NO INVERSOR DE FONTE DE CORRENTE COM  
COMUTAÇÃO PELA CARGA**

Adérito Neto Alcaso

Coimbra – Portugal

2004

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

**TOLERÂNCIA A FALHAS EM SISTEMAS  
ELECTROMECATRÓNICOS BASEADOS  
NO INVERSOR DE FONTE DE CORRENTE COM  
COMUTAÇÃO PELA CARGA**

Adérito Neto Alcaso

Dissertação apresentada a doutoramento em Engenharia  
Electrotécnica, na especialidade de Sistemas de Energia,  
na Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade  
de Coimbra.

Coimbra – Portugal

2004

*À minha família e em especial  
aos meus filhos David e Fátima.*

## **AGRADECIMENTOS**

Os meus primeiros agradecimentos vão para o Professor Doutor António João Marques Cardoso, que me orientou e acompanhou durante a realização deste trabalho. Em momentos difíceis e quando o desânimo pairava sobre o meu espírito, soube dar-me os incentivos e apoios certos para continuar em frente. Também não posso esquecer os restantes elementos do grupo DIANA, pela camaradagem demonstrada e pelos momentos de descontração proporcionados.

Quero agradecer também ao meu amigo desde os tempos da licenciatura no Instituto Superior Técnico, Eng.º Carlos Costa, da Central Termoeléctrica do Pego, por me ter dado indicações úteis sobre características técnicas e o funcionamento em ambiente industrial do accionamento electromecatrónico analisado nesta dissertação.

Este trabalho foi realizado com o apoio do Fundo Social Europeu, através do Programa de Desenvolvimento da Educação para Portugal, PRODEP III (Medida 5 – Acção 5.3 – Formação Avançada de docentes do Ensino Superior).



## RESUMO

O trabalho apresentado nesta dissertação refere-se à análise de avarias e sua compensação em sistemas electromecatrónicos de velocidade variável de potência elevada, baseados na máquina síncrona de excitação eléctrica e no inversor de fonte de corrente com comutação pela carga.

A dissertação encontra-se dividida em seis capítulos. No Capítulo 1 é feita a apresentação das estruturas usadas em aplicações de potência elevada, considerando a sua evolução histórica e de funcionamento básico, sendo dado maior detalhe à caracterização do accionamento considerado para análise.

O Capítulo 2 descreve a modelização do sistema em estudo, tendo em vista a sua simulação, sendo dado maior destaque ao modelo da máquina síncrona, já que se trata do componente fulcral do accionamento.

No Capítulo 3 é apresentada a análise teórica das características electromecânicas do accionamento, em funcionamento normal, complementada com resultados de simulação e experimentais que validam a análise efectuada, assim como o modelo de simulação e a montagem laboratorial implementada.

O Capítulo 4 introduz as avarias susceptíveis de ocorrerem no funcionamento dos conversores de potência que integram o accionamento, analisando os seus efeitos nas características do mesmo. São apresentados diversos resultados, ilustrando este funcionamento para o caso do tipo de falhas que não põem em causa a própria sobrevivência imediata dos constituintes do accionamento.

O Capítulo 5 propõe algumas soluções para compensar as avarias apresentadas, introduzindo assim algum nível de tolerância no funcionamento do accionamento e melhorando o seu desempenho pós-falha.

Por fim, no Capítulo 6, são apresentadas as conclusões finais, tendo em conta os resultados obtidos durante o estudo efectuada e perspectivando desenvolvimentos futuros no âmbito do trabalho desenvolvido.

A dissertação é completada com as referências bibliográficas utilizadas ao longo do texto e complementada com cinco anexos, que ilustram algum do trabalho desenvolvido, nomeadamente para a implementação da montagem laboratorial.

## **ABSTRACT**

The work presented in this thesis addresses the fault analysis and strategies of compensation in high-power adjustable speed drives, based on the electrically excited synchronous machine and in the load commutated inverter.

The thesis is divided in six chapters. In Chapter 1 a presentation of the structures used in high power applications is given, considering their historical evolution and basic operation, with a particular emphasis on the characterization of the drive considered for analysis.

Chapter 2 describes the modeling of the system under study, in view of its simulation, being given larger prominence to the synchronous machine model, since it is the major component of the drive.

In Chapter 3 the theoretical analysis of the electromechanical characteristics of the drive is presented, under normal operation, being complemented with simulated and experimental results that validate the analysis as well as the simulation model and the developed laboratory set-up.

Chapter 4 introduces the most common types of faults that may occur during the operation of the drive's power converters, and presents an analysis of their effects in the drive's characteristics. Several results are presented, illustrating this operation for the case of faults that do not interfere with the immediate survivability of the drive.

Chapter 5 proposes some compensation strategies, in order to guarantee some fault-tolerant operation of the drive and therefore improving its post-fault performance.

Chapter 6 presents the final conclusions, based on the obtained results, and also some suggestions for future work.

A list of bibliographical references and five appendices, that illustrate some of the work developed in the laboratory, complete the thesis.



# ÍNDICE

AGRADECIMENTOS	iii
RESUMO	v
ABSTRACT	vii
ÍNDICE	viii
SIMBOLOGIA	xi
ABREVIATURAS	xvii
 <b>CAPÍTULO 1 – ACCIONAMENTOS DE POTÊNCIA ELEVADA</b>	
1.1 – Introdução	1
1.2 – Accionamentos Electromecatrónicos	1
1.3 – Inversor de Fonte de Corrente com Comutação pela Carga	3
1.3.1 – Princípio de Funcionamento	4
1.3.2 – Controlo	6
1.3.3 – Considerações Práticas	11
1.4 – Cicloconversor	15
1.5 – Inversor de Fonte de Tensão	16
1.5.1 – Inversor Multinível	18
1.6 – Conclusões	20

**CAPÍTULO 2 – MODELIZAÇÃO**

2.1 – Introdução	21
2.2 – Máquina Síncrona	22
2.3 – Máquina Assíncrona	29
2.4 – Transformador Trifásico	30
2.5 – Conversores de Potência	31
2.6 – Cadeias de Regulação e Comando	32
2.7 – Interligação dos Subsistemas	32
2.8 – Conclusões	37

**CAPÍTULO 3 – ANÁLISE DE FUNCIONAMENTO DO LCI**

3.1 – Introdução	38
3.2 – Caracterização do Binário	38
3.3 – Caracterização do Factor de Potência	44
3.3.1 – Máquina Síncrona	45
3.3.2 – Rede	47
3.4 – Sistemas de Regulação e Comando	51
3.4.1 – Regulação da Corrente de Interligação	52
3.4.2 – Regulação da Velocidade	56
3.4.3 – Regulação da Excitação	58
3.5 – Simulação e Ensaio do LCI	60
3.6 – Conclusões	65

**CAPÍTULO 4 – ANÁLISE DE AVARIAS**

4.1 – Introdução	66
4.2 – Caracterização das Avarias	66
4.2.1 – Conversor Rectificador	68
4.2.2 – Conversor Inversor	82
4.3 – Conclusões	90

<b>CAPÍTULO 5 – COMPENSAÇÃO DE AVARIAS</b>	
5.1 – Introdução	92
5.2 – Diagnóstico de Avarias	92
5.3 – Compensação de Avarias	94
5.3.1 – Compensação Trifásica	94
5.3.2 – Maximização de Tensões	99
5.3.3 – Minimização de Harmônicos	102
5.4 – Conclusões	121
<b>CAPÍTULO 6 – CONCLUSÕES</b>	123
<b>REFERÊNCIAS</b>	126
<b>ANEXO 1 – ANÁLISE DE FOURIER DAS TENSÕES DC</b>	137
<b>ANEXO 2 – ANÁLISE DE FOURIER DAS CORRENTES AC</b>	142
<b>ANEXO 3 – MONTAGEM LABORATORIAL</b>	147
<b>ANEXO 4 – ALGORITMO DE DISPARO DOS TIRÍSTORES</b>	153
<b>ANEXO 5 – TRANSFORMAÇÃO DO MOTOR TRIFÁSICO EM HEXAFÁSICO ASSIMÉTRICO</b>	157

## SIMBOLOGIA

$A, B, C, a, b, c$	Fases do sistema eléctrico.
$\mathbf{a}$	Operador complexo, $\mathbf{a} = \exp(j2\pi/3)$ .
$AV[i]$	Variável associada ao tiristor avariado.
$B$	Coefficiente de atrito viscoso ( $\text{Nm/Rads}^{-1}$ ).
$B_r$	Densidade de fluxo magnético rotórico (T).
$B_s$	Densidade de fluxo magnético estatórico (T).
$C_{Fe}$	Constante, equivalente, mecânica, de perdas no ferro.
$dfx$	Varição da variável $fx$ .
$D$	Diâmetro do rotor (m).
$E$	Amplitude de força electromotriz (V).
$f$	Frequência (Hz).
$f_L$	Frequência das tensões da rede (Hz).
$f_r$	Frequência das tensões da máquina (Hz).
$f_{sa}$	Frequência de amostragem (Hz).
$F_1 \dots F_6$	Posições do fluxo magnético estatórico.
$g_i$	Variável associada à fase $i$ envolvida na mudança de referencial.
$G_{ci}$	Função de transferência do regulador de corrente.
$G_{cw}$	Função de transferência do regulador de velocidade.
$G_f$	Função de transferência do filtro.
$G_i$	Função de transferência do circuito de corrente.
$G_m$	Função de transferência mecânica.
$G_r$	Função de transferência do rectificador.
$G_{ri}$	Função de transferência do circuito de regulação de corrente.
$G_{ui}$	Função de transferência do circuito de perturbação da corrente.
$i, I$	Corrente eléctrica (A).
$i_L$	Corrente de linha (A).
$I_{am}$	Corrente de armadura da máquina DC (A).
$I_{ex}$	Corrente de excitação da máquina DC (A).

$I_p$	Corrente primária do transformador (A).
$I_s$	Corrente estatórica da máquina síncrona (A).
$\mathbf{I}_1 \dots \mathbf{I}_6$	Vectores complexos espaciais de corrente.
$j$	Imaginário, $j = \sqrt{-1}$ .
$J$	Momento de inércia ( $\text{kg/m}^2$ ).
$k$	Variável genérica.
$k_e$	Factor de enrolamento.
$k_f$	Ordem do elemento de filtragem.
$k_{Fe}$	Constante de perdas no ferro.
$k_i$	Ganho integral do controlador PI.
$k_p$	Ganho proporcional do controlador PI.
$k_r$	Ganho do conversor de potência.
$k_t$	Constante de binário (Nm/A).
$L$	Indutância (H).
$L_a$	Indutância de alisamento (H).
$L_c$	Indutância de comutação (H).
$L_{ci}$	Indutância de comutação, equivalente, do conversor inversor (H).
$L_{cr}$	Indutância de comutação, equivalente, do conversor rectificador (H).
$L_s$	Indutância síncrona (H).
$L_z$	Indutância, equivalente, do circuito de corrente DC (H).
$L''$	Indutância subtransitória (H).
$m$	Massa do rotor (kg).
$n_e$	Número de espiras.
$n_f$	Número de fases.
$n_{fd}$	Número de espiras, equivalente, do enrolamento rotórico.
$n_p$	Número de espiras do enrolamento primário do transformador.
$n_r$	Razão entre número de espiras dos enrolamentos primário e secundário.
$n_s$	Número de espiras do enrolamento secundário do transformador.
$n_{st}$	Número de espiras, equivalente, do enrolamento estatórico.
$p$	Operador derivada, $p = d/dt$ .
$p_i$	Índice de pulsação do conversor de potência.
$p_p$	Número de pares de pólos da máquina síncrona.
$p_v$	Variável associada ao conversor avariado.

$p_w$	Ângulo associado à duração do impulso de disparo dos tirístores.
$P_a$	Potência activa (W).
$P_{ac}$	Potência activa à entrada do transformador (W).
$P_{dc}$	Potência activa à entrada do inversor (W).
$P_{em}$	Potência electromagnética da máquina síncrona (W).
$PF$	Factor de potência.
$P_{Fe}$	Potência de perdas no ferro (W).
$P_m$	Potência de perdas mecânicas (W).
$R_{ci}$	Resistência de comutação, equivalente, do conversor inversor ( $\Omega$ ).
$R_{cr}$	Resistência de comutação, equivalente, do conversor rectificador ( $\Omega$ ).
$R_s$	Resistência estatórica da máquina síncrona ( $\Omega$ ).
$R_z$	Resistência, equivalente, do circuito de corrente DC ( $\Omega$ ).
$s$	Operador da Transformada de <i>Laplace</i> .
$S$	Potência aparente (VA).
$S_{ix}$	Função de comutação da corrente da fase $x$ .
$S_{ux}$	Função de comutação da tensão da fase $x$ .
$S_1 \dots S_6$	Sectores do fluxo subtransitório da máquina síncrona.
$t$	Tempo (s).
$t_{em}, T_{em}$	Binário electromagnético, instantâneo/médio (Nm).
$T$	Período (s).
$T_c$	Binário de carga (Nm).
$T_{ex}$	Constante de tempo do circuito de excitação ( $s^{-1}$ ).
$T_f$	Constante de tempo do elemento filtragem ( $s^{-1}$ ).
$T_i$	Constante de tempo, integral, do controlador PI ( $s^{-1}$ ).
$T_m$	Constante de tempo mecânica ( $s^{-1}$ ).
$T_p$	Constante de tempo, proporcional, do controlador PI ( $s^{-1}$ ).
$T_r$	Constante de tempo, média, do conversor de potência ( $s^{-1}$ ).
$T_{sa}$	Período de amostragem (s).
$T_w$	Constante de tempo da cadeia de regulação de corrente ( $s^{-1}$ ).
$T_z$	Constante de tempo do circuito de corrente DC ( $s^{-1}$ ).
$T_1 \dots T_6$	Tirístores dos conversores de potência.
$u, U$	Tensão eléctrica (V).
$u_{cr}$	Sinal de comando dos conversores.

$u_{di}, U_{di}$	Tensão eléctrica DC do conversor inversor, instantânea/média (V).
$u_{dr}, U_{dr}$	Tensão eléctrica DC do conversor rectificador, instantânea/média (V).
$U_L$	Valor eficaz da tensão de fase (V).
$U_{LL}$	Valor eficaz da tensão fase-fase (V).
$U_s$	Tensão estatórica da máquina síncrona (V).
$W_{cm}$	Co-energia magnética (J).
$X$	Reactância ( $\Omega$ ).
$X''$	Reactância subtransitória ( $\Omega$ ).
$z_v$	Variável associada a funções de comutação com avaria.
$Z$	Operador da Transformada Z.

\*\*\*

$\alpha$	Ângulo de atraso no disparo dos conversores de potência (rad).
$\alpha_i$	Ângulo de atraso no disparo do conversor inversor (rad).
$\alpha_r$	Ângulo de atraso no disparo do conversor rectificador (rad).
$\alpha_1 \dots \alpha_6$	Ângulos de atraso individuais no disparo dos tirístores (rad).
$\beta$	Ângulo de avanço no disparo dos conversores de potência (rad).
$\delta$	Ângulo de carga da máquina síncrona (rad).
$\delta_i$	Ângulo de binário da máquina síncrona (rad).
$\varepsilon$	Fase na origem da tensão simples de referência (rad).
$\phi$	Ângulo de defasamento entre corrente e tensão (rad).
$\varphi$	Ângulo de extinção no disparo dos tirístores (rad).
$\gamma$	Ângulo relativo à polarização directa dos tirístores (rad).
$\eta_1$	Rendimento global do LCI.
$\eta_2$	Rendimento do conjunto transformador-rectificador.
$\eta_3$	Rendimento do conjunto máquina síncrona-inversor.
$\kappa$	Constante de integração das tensões.
$\lambda$	Fluxo magnético (Wb).
$\lambda_m$	Fluxo de magnetização (Wb).
$\lambda''$	Fluxo magnético subtransitório (Wb).
$\mu$	Ângulo de comutação entre tirístores (rad).

$\mu_o$	Permeabilidade magnética do vazio (H/m).
$\pi$	Constante, $\pi=3.14159\dots$
$\theta$	Fase do sistema de tensões (rad).
$\theta_r$	Ângulo de desfasamento entre eixo $d$ e fase A (rad).
$\vartheta$	Atraso introduzido pelo registo de deslocamento (rad).
$\upsilon$	Ângulo relativo à compensação (rad).
$\omega$	Frequência angular (rad/s).
$\omega_f$	Frequência de corte (rad/s).
$\omega_L$	Frequência angular da rede (rad/s).
$\omega_o$	Velocidade do motor em vazio (rad/s).
$\omega_r$	Velocidade angular, eléctrica, de rotação do motor (rad/s).
$\omega_{rm}$	Velocidade angular, mecânica, de rotação do motor (rad/s).
$\xi_m$	Desfasamento mecânico entre campos magnéticos $B_s$ e $B_r$ (rad).
$\psi$	Ângulo interno da máquina síncrona (rad).
$\partial_\varepsilon$	Largura radial do entreferro (m).
l	Comprimento do rotor (m).

\*\*\*

&	Função lógica <i>e</i> .
/	Função lógica <i>ou</i> .
÷	Operador de resto da divisão.
^	Indicador de valor de pico da variável inferior.

\*\*\*

### *Índices empregues com os símbolos*

1h	Componente harmónica fundamental.
abc	Componentes de fase, reais.
ac	Componente alternada.
dc	Componente contínua.
dqo	Componentes globais da Transformada de <i>Park</i> .
d, q	Componentes individuais da Transformada de <i>Park</i> segundo eixos $d$ e $q$ .



$D, Q$	Componentes individuais da transformação de <i>Clarke</i> .
$ds, qs$	Componentes estatóricas das grandezas $d$ e $q$ .
$ef$	Valor eficaz.
$fd$	Relativo ao circuito de excitação da máquina síncrona.
$h, m, n$	Variáveis associadas à ordem de harmônicos.
$kd$	Relativo ao circuito amortecedor da máquina síncrona segundo eixo $d$ .
$kq$	Relativo ao circuito amortecedor da máquina síncrona segundo eixo $q$ .
$lm$	Relativo à indutância de fugas cruzadas da máquina síncrona hexafásica.
$ls$	Relativo à indutância de fugas da máquina síncrona.
$md$	Relativo ao circuito de magnetização da máquina síncrona segundo eixo $d$ .
$mq$	Relativo ao circuito de magnetização da máquina síncrona segundo eixo $q$ .
$ref$	Valor de referência.
$\alpha\beta\gamma$	Componentes globais da Transformada Híbrida Trifásica.
$\Delta$	Ligação em triângulo.
Y	Ligação em estrela.

## ABREVIATURAS

AC	Corrente Alternada.
CC-VSI	<i>Cascaded – Voltage Source Inverter.</i>
CSI	<i>Current Source Inverter</i> – Inversor de Fonte de Corrente.
DC	Corrente Contínua.
DTC	<i>Direct Torque Control</i> – Controlo Directo de Binário.
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> – Interferência Electromagnética.
FC-VSI	<i>Flying Capacitor – Voltage Source Inverter.</i>
<i>fem</i>	Força Electromotriz.
<i>fmm</i>	Força Magnetomotriz.
<i>FHL</i>	<i>Factor of Harmonic Losses</i> – Factor de Perdas Harmónicas.
FOC	<i>Field Oriented Control</i> – Controlo por Orientação do Campo.
GTO	<i>Gate Turn Off Thyristor.</i>
<i>hp</i>	<i>Horse-Power.</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers.</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor.</i>
IGCT	<i>Insulated Gate Commutated Thyristor.</i>
LCI	<i>Load Commutated Inverter</i> – Inversor de Comutação pela Carga.
LPT1	<i>Local Parallel Port 1</i> – Porta Paralela 1.
NPC-VSI	<i>Neutral Point Clamped – Voltage Source Inverter.</i>
PC	<i>Personal Computer</i> – Computador Pessoal.
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> – Placa de Circuito impresso.
PCI	<i>Peripheral Computer Interface</i> – Barramento Periférico do Computador.
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> – Malha de Captura da Fase.
PI	Controlador Proporcional-Integral.
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> – Modulação da Largura de Impulso.
<i>rpm</i>	Rotações por Minuto.
RC	Elemento composto por uma resistência e um condensador.
RLE	Elemento composto por uma resistência, indutância e uma <i>fem</i> .

sgn	Função sinal.
S/H	<i>Sample and Hold</i> – Amostrador Retentor.
VEV	Variador Electrónico de Velocidade.
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> – Inversor de Fonte de Tensão.
THD	<i>Total Harmonic Distortion Factor</i> – Taxa de Distorção Harmónica.

# CAPÍTULO 1

## ACCIONAMENTOS DE POTÊNCIA ELEVADA

### 1.1 – Introdução

Os accionamentos electromecatrónicos são, actualmente, uma componente fundamental dentro dos sistemas industriais, envolvendo potências que vão desde alguns *watts* até vários *megawatts*. Graças a novos dispositivos semicondutores de potência, novas técnicas de controlo e sistemas de processamento cada vez mais potentes, os accionamentos têm-se tornado cada vez mais complexos, mas apresentando ao mesmo tempo melhores desempenhos, respondendo assim às necessidades e desafios que a sociedade moderna apresenta. Estes desafios tornam também necessária uma elevada fiabilidade destes sistemas, que aumenta juntamente com os níveis de potência. No entanto esta fiabilidade tem limites, podendo afectar a disponibilidade do sistema, o que não é desejável. Daí a necessidade de tornar o sistema tolerante a falhas, garantindo o seu funcionamento limitado, enquanto não se procede em tempo mais oportuno a uma manutenção correctiva rigorosa. O grau de tolerância é variável em função do subsistema afectado e tipo de falha, sendo necessário estudar o comportamento do sistema caso a caso. Alguns estudos foram já efectuados envolvendo accionamentos baseados em motores de indução assíncronos [1], motores síncronos de ímanes permanentes [2] e motores de relutância variável comutados [3]. Nestes casos foram analisadas falhas ao nível dos conversores de potência, alterando as estratégias de controlo para cada situação. No entanto, as aplicações envolvidas eram de baixa potência, havendo poucos estudos envolvendo aplicações de potência elevada, onde o motor síncrono de excitação eléctrica encontra grande aplicação. O estudo apresentado nesta dissertação pretende colmatar esta falha.

### 1.2 – Accionamentos Electromecatrónicos

Consideram-se geralmente como accionamentos de potência elevada aqueles acima de

1 MW e podendo ir até aos 100 MW. Este limite superior é sobretudo imposto pela aplicação e não tanto pela tecnologia [4]. Dependendo da aplicação, as velocidades podem também ser muito variáveis, podendo ir desde algumas rotações por minuto (*rpm*) até vários milhares de *rpm*. Como aplicações onde são exigidas tais gamas de potência encontram-se as bombas centrífugas, compressores, ventiladores e sistemas de transporte ferroviário e naval [5-7].

A obtenção de uma tão elevada gama de velocidades variáveis num accionamento, só foi possível com o advento dos dispositivos semicondutores de potência nos anos 60 do século passado, em que o tiristor foi pioneiro, dando origem aos variadores electrónicos de velocidade (VEV). As vantagens que estes trouxeram, em especial através de melhorias de eficiência, generalizaram o seu uso, fazendo com que actualmente os VEV se tenham tornado componentes indispensáveis dos accionamentos electromecatrónicos. Os parágrafos seguintes apresentam um resumo da evolução apresentada por estes sistemas.

Numa primeira fase, foram os accionamentos baseados em máquinas de corrente contínua, com escovas, a beneficiar da utilização dos semicondutores, pois a sua variação de velocidade obtém-se por variação da tensão de alimentação contínua, usando conversores de potência simples e fáceis de controlar. Nas máquinas de corrente alternada, para se obter uma variação de velocidade equivalente é necessário variar, em primeira instância, a frequência de alimentação, o que se consegue com conversores de potência e métodos de controlo mais complexos que os empregues com a máquina DC e como tal mais dispendiosos de início. Com a evolução tecnológica foi possível obter variadores electrónicos de velocidade para a máquina de corrente alternada cada vez mais eficientes e com menores custos, o que associado à sua maior robustez permitiu o aumento da aplicação dos accionamentos AC em detrimento dos DC. De entre os motores de corrente alternada, o motor de indução de rotor em gaiola de esquilo associado a inversores de fonte de tensão (VSI), com comando por modulação da largura de impulso (PWM), tornou-se *standard* na maioria das aplicações de baixa e média potência. No entanto, nas potências mais elevadas o motor síncrono tornou-se em muitos casos a única opção possível. Este facto deveu-se a que a máquina síncrona, devido às suas aplicações como gerador, evoluiu tecnologicamente para a obtenção destas potências, apresentando rendimentos superiores aos da máquina assíncrona. No caso dos dispositivos semicondutores, o tiristor foi o dispositivo que mais evoluiu em termos de potência. Desta conjugação de condições resultaram dois accionamentos para potências elevadas, baseados na máquina síncrona e em conversores de comutação natural com tirístores, que se tornaram

clássicos: o inversor de fonte de corrente (CSI) com comutação pela carga (LCI), de três ou seis fases e o cicloconversor. O primeiro é usado em aplicações industriais de média e alta velocidade, como por exemplo em ventiladores e bombas de alimentação das caldeiras em centrais térmicas. O segundo tem a sua aplicação nas baixas velocidades, exigidas por exemplo em moinhos de cimenteiras, permitindo obter directamente da rede eléctrica tensões alternadas de amplitude e frequência variáveis inferiores às da rede. Foram também desenvolvidos outros accionamentos para médias potências, baseados em conversores de comutação natural e usando motores assíncronos. Um deles é o próprio LCI, recorrendo à ligação de condensadores nas fases de alimentação do motor e que lhe fornecem a potência reactiva. Outra estrutura baseia-se no CSI autocomutado, em que se usam também condensadores de forma a permitir a comutação forçada dos tirístores. Para os motores de indução de rotor bobinado foi desenvolvida a cascata hipossíncrona, que permite variar o deslizamento (logo a velocidade) através do controlo da potência rotórica [8].

Com a introdução dos transístores de potência e do tiristor GTO, permitindo a comutação forçada dos interruptores, foram propostas soluções alternativas usando CSIs e também VSIs, embora sem serem atingidas as potências dos LCIs. Nos finais do séc. XX foram desenvolvidas novas estruturas semicondutoras híbridas e novas topologias de conversores baseados em inversores de fonte de tensão multinível [9], assim como novas técnicas de controlo, como o controlo vectorial por orientação de campo (FOC) [10] e o controlo directo de binário (DTC) [11]. Com a conjugação destas inovações prevê-se, a médio prazo, uma alteração das estruturas base dos accionamentos de potência elevada. Esta mudança começa já a notar-se em potências atingindo os 10 MW. No entanto, o LCI associado à máquina síncrona de excitação eléctrica (sobretudo na opção hexafásica) continua a ser uma solução económica e robusta, justificando-se o seu uso em aplicações de potência muito elevada (10-100 MW). Apesar da potência dos motores de indução também ter sofrido uma importante evolução, a máquina síncrona apresenta ainda a vantagem do controlo da sua potência reactiva. Como regra empírica deve considerar-se a utilização da máquina síncrona, sempre que a sua potência em *hp* exceda a velocidade de rotação em *rpm* [12].

### **1.3 – Inversor de Fonte de Corrente com Comutação pela Carga**

A Fig. 1.1 ilustra a estrutura base de um LCI trifásico usando a máquina síncrona. Nela

se podem observar dois conversores a tirístores interligados através de uma bobina. Um está ligado à rede de alimentação e funciona em regime estacionário como rectificador, enquanto o outro está ligado ao estator da máquina síncrona, funcionando em regime inversor. Um terceiro conversor assegura normalmente a excitação da máquina. Este conversor pode ser também um rectificador controlado, no caso da máquina síncrona clássica com escovas, ou ser constituído por um rectificador a diodos girando com o veio e alimentado por um transformador rotativo, na situação em que as escovas são eliminadas. As velocidades máximas atingidas pelo motor são da ordem das 7200 rpm, considerando uma máquina com um par de pólos e uma frequência máxima de comutação dos tirístores de 120 Hz.

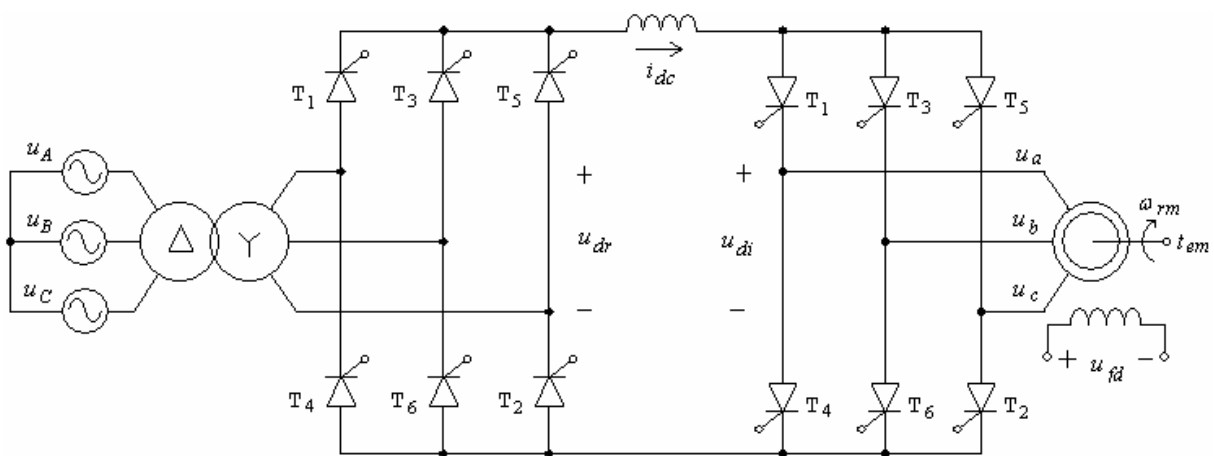


Fig. 1.1 – Estrutura base do LCI trifásico.

Esta estrutura permite obter um comportamento electromecânico, do ponto de vista do rectificador, muito semelhante ao obtido caso este estivesse directamente ligado a uma máquina DC de excitação independente com colectores mecânicos. O papel deste último é na prática desempenhado pelo inversor de corrente, tendo por isso dado origem à designação de *Commutatorless* (ou *Brushless*) *DC motor* [13].

### 1.3.1 – Princípio de Funcionamento

Em regime normal de funcionamento o sistema apresenta uma simetria, relativamente às correntes e tensões alternadas, pois a máquina síncrona comporta-se do ponto de vista estatórico como uma fonte de tensão trifásica, sendo a amplitude das tensões controlada pela excitação rotórica e a frequência definida pela velocidade da máquina. Estas tensões impõem na entrada do inversor uma tensão contínua ( $u_{di}$ ) enquanto a rede impõe na saída do

rectificador outra tensão contínua ( $u_{dr}$ ). Estas duas tensões podem ter amplitudes e ondulações distintas devido ao desacoplamento imposto pela bobina de interligação. Esta bobina permite também diminuir a ondulação da corrente contínua ( $i_{dc}$ ), de forma que as correntes injectadas na máquina se apresentam na forma de ondas quase-quadradas. Esta forma de onda da corrente eléctrica resulta das comutações entre tirístores, que ocorrem periodicamente de  $60^\circ$  em  $60^\circ$ , sendo que em cada instante, e supondo a comutação instantânea, apenas duas fases da máquina são percorridas por corrente eléctrica.

Actuando sobre os dois conversores, em conjunto com a excitação, é possível controlar a velocidade da máquina e garantir um desempenho optimizado do sistema, nomeadamente em termos de fluxo magnético e factor de potência. Como é sabido, a tensão média à saída de um rectificador é definida pelo ângulo de atraso ( $\alpha$ ) no disparo dos tirístores, face ao caso em que, díodos, na mesma situação, conduziriam. Para garantir a polarização directa dos tirístores e conseqüentemente a comutação entre eles, este ângulo de disparo deve estar limitado idealmente entre  $0^\circ$  e  $180^\circ$ . No funcionamento motor da máquina, tendo em conta o trânsito de potência, o ângulo deve variar entre  $0$  e  $90^\circ$  no rectificador e entre  $90^\circ$  e  $180^\circ$  no inversor. Como este ângulo determina também o desfasamento entre as componentes fundamentais de corrente e tensão, significa que as correntes de entrada do rectificador estão em atraso face à tensão, ou seja o seu comportamento é indutivo. À saída do inversor as correntes estão porém em avanço, face às tensões da máquina, de um ângulo  $\beta = \pi - \alpha$ , pelo que o seu comportamento é capacitivo, correspondente a uma sobreexcitação da mesma.

Através da actuação sobre os ângulos de disparo é também possível inverter o trânsito de potência e obter o funcionamento regenerativo da máquina, transferindo energia para a rede. Este obtém-se anulando o ângulo do inversor ( $\alpha_i$ ) e variando o do rectificador ( $\alpha_r$ ) entre  $90^\circ$  e  $180^\circ$ , de acordo com o funcionamento da máquina. A inversão do sentido de rotação é obtida através da alteração na sequência de disparo dos tirístores do inversor. Verifica-se portanto que é possível um funcionamento nos quatro quadrantes do plano binário-velocidade.

Existe, no entanto, um inconveniente associado ao arranque da máquina. Ele resulta da comutação natural do tiristor, que necessita para o efeito de tensões externas. Quando a máquina está parada a sua força electromotriz ( $fem$ ) interna equivalente é nula, aumentando gradualmente com a velocidade. Dependendo das características da máquina, no caso das potências reduzidas, o impulso acelerador inicial, desde que aplicado na direcção correcta, pode ser suficiente para garantir a comutação seguinte [14]. No entanto, nas máquinas de



potência elevada isso não é geralmente possível, mesmo aplicando uma sobreexcitação elevada. Nestes casos, na fase de arranque e até ser atingida aproximadamente 5-10% da velocidade nominal, recorre-se a processos auxiliares, tendo sido propostas ao longo dos anos várias estratégias. A mais usada consiste no arranque passo a passo, com anulamento da corrente DC (*current pulsing*), bloqueando assim, de forma natural, todos os tirístores do inversor [15]. Este anulamento consegue-se impondo um funcionamento inversor no conversor rectificador, não sendo portanto necessário qualquer componente adicional. Para aumentar a rapidez do anulamento da corrente, pode colocar-se um tiristor em roda livre com a bobina, que actua no instante de comutação. Com a anulação da corrente, anula-se também o binário, pelo que este apresenta um valor médio reduzido e uma grande ondulação. O binário de carga no arranque deve por isso ser também reduzido, assim como a frequência dos próprios arranques, o que é típico nas aplicações do LCI. Outra estratégia de arranque proposta em [16] passa pela comutação forçada do tiristor, introduzindo um ramo adicional no conversor inversor e um condensador ligado entre o terminal comum dos tirístores do quarto ramo e o neutro dos enrolamentos da máquina. Este circuito auxiliar de comutação é assim mais complexo mas permite obter um binário de arranque superior ao obtido com o método anterior, podendo ainda a comutação forçada ser mantida até às velocidades intermédias de funcionamento, permitindo uma maior versatilidade no controlo das correntes na máquina.

### 1.3.2 – Controlo

As estruturas de controlo usadas no LCI são baseadas nas da máquina de corrente contínua clássica, sendo compostas por duas cadeias de regulação principais em cascata, uma para controlo de velocidade e outra da corrente DC de interligação. Na realidade, se desprezarmos as perdas, da igualdade entre as potências eléctrica na saída do rectificador e mecânica no veio da máquina, podemos escrever de forma simplificada usando grandezas médias:

$$U_{dr} I_{dc} = \omega_{rm} T_{em} \Leftrightarrow \omega_{rm} \propto U_{dr}, T_{em} \propto I_{dc} \quad (1.1)$$

Estas cadeias geram nas suas saídas os sinais de comando dos diferentes conversores do sistema. Para o conversor rectificador, o sinal de comando que define o ângulo de atraso é obtido a partir da cadeia referente ao controlo da corrente contínua de interligação. Esta cadeia recebe o seu sinal de referência a partir da cadeia exterior de velocidade, que é

alimentada pelo erro de velocidade. Os impulsos de disparo dos tirístores neste conversor são sincronizados com a tensão da rede. No caso do conversor inversor, os impulsos de disparo são sincronizados com a velocidade de rotação da máquina. Este sincronismo pode ser assegurado através da medida directa da posição rotórica da máquina ou das tensões aos seus terminais [17]. No caso de se usarem as tensões a situação é semelhante à que se verifica no rectificador. Contudo, devido aos efeitos da comutação dos tirístores, as tensões externas da máquina apresentam alguma distorção, pelo que devem ser filtradas convenientemente. Esta filtragem pode ser obtida de forma indirecta calculando o fluxo interno da máquina a partir das próprias tensões. O uso da posição rotórica não tem este inconveniente mas requer o uso de um sensor apropriado. Devido a esta sincronização entre o comando do inversor e a velocidade, diz-se que a máquina é autocontrolada (ou autopilotada). O conversor ligado à excitação da máquina obtém os seus sinais de comando a partir de uma cadeia de controlo da corrente de excitação que, por sua vez, pode estar subordinada a uma cadeia de controlo de fluxo. O controlo da excitação tem por objectivo manter o fluxo nominal na máquina, variando a tensão aos seus terminais, de forma proporcional à frequência de comutação do inversor, ou seja à velocidade.

Um aspecto importante a considerar relaciona-se com o valor máximo do ângulo de disparo do inversor e as limitações no controlo daí inerentes. No funcionamento como motor e em regime permanente, para maximizar o factor de potência na máquina deveria impor-se  $\alpha_i = 180^\circ$ . No entanto a comutação da corrente entre tirístores não pode ser instantânea, devido ao seu carácter indutivo e ao próprio tempo de corte dos tirístores. Torna-se portanto necessário diminuir o valor de  $\alpha_i$  de forma a garantir uma comutação segura, em detrimento do rendimento do motor. Define-se por isso um ângulo de extinção ( $\varphi$ ) com um valor típico entre  $15^\circ$ - $20^\circ$  e o ângulo de comutação ( $\mu$ ), associado à condução simultânea de tirístores tais que:

$$\alpha_i = 180 - \varphi - \mu \quad (1.2)$$

O ângulo de comutação varia em função de vários factores, nomeadamente da intensidade da corrente eléctrica a comutar, das indutâncias da máquina e do próprio ângulo de disparo. Para garantir sempre uma comutação segura, o sinal de comando do conversor inversor deve seguir a variação de  $\mu$ , mantendo o ângulo de extinção aproximadamente constante, minimizando assim o ângulo de avanço  $\beta$  em toda a gama de funcionamento. Os valores típicos desta variação podem provocar oscilações em  $\beta$  entre os  $30^\circ$  e  $60^\circ$ .

Em regime permanente  $\alpha_i$  assume geralmente apenas dois valores, correspondentes a  $\alpha_{\max}$  no funcionamento como motor e zero no funcionamento como gerador. O facto de  $\alpha_i$  apresentar um valor quase constante para uma dada carga permite prevenir as oscilações mecânicas típicas das máquinas síncronas ligadas à rede, pois o desfasamento entre a corrente e tensão é imposto pelo próprio conversor.

Os reguladores usados nas cadeias de controlo são do tipo proporcional-integral (PI), prevendo limitadores, que garantem não serem ultrapassadas as capacidades da máquina e conversores. Podem ser implementados de forma analógica ou digital e incorporam geralmente técnicas de correcção do termo integral para evitar a sua saturação (*anti-windup system*). Estes reguladores são suficientes para a obtenção das características dinâmicas desejadas para este tipo de sistema, tendo em conta as suas aplicações e especificidades. Como estes reguladores são pouco robustos face a variações dos parâmetros do sistema, em aplicações onde se deseje um maior desempenho, pode recorrer-se a controladores com características adaptativas.

O princípio de controlo baseado no FOC não é aplicável ao LCI, pois o objectivo do controlo vectorial consiste em controlar as correntes estatóricas da máquina desacoplando a sua componente de fluxo da componente de binário, de forma semelhante à que se verifica na máquina de corrente contínua com escovas, tornando ortogonais as forças magnetomotrizes estatórica e rotórica [18]. Nessa situação e desprezando o efeito da reacção magnética da armadura e da saturação, o binário electromagnético desenvolvido é proporcional ao produto das correntes dos circuitos de excitação ( $I_{ex}$ ), que controla o fluxo e da armadura ( $I_{am}$ ), que controla o binário:

$$T_{em} = k_t I_{am} I_{ex} \quad (1.3)$$

No FOC as grandezas trifásicas alternadas de uma máquina AC são previamente convertidas em grandezas bifásicas através da chamada transformação de *Park*, definida na Eq. (1.4). A transformação introduz ainda uma componente homopolar, que é geralmente nula, não intervindo no processo de conversão de energia na máquina.

$$g_{dgo} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ -\text{sen} \theta_r & -\text{sen}(\theta_r - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta_r + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} g_{abc} \quad (1.4)$$

Nesta transformação as variáveis do estator são definidas num novo referencial  $dq$ , sendo necessário conhecer para o efeito a posição relativa  $\theta_r$  entre o eixo  $d$  do novo referencial e o eixo de referência, associado geralmente à fase A real (Fig. 1.2). No caso da máquina síncrona o referencial escolhido encontra-se ligado ao rotor, definindo assim  $\theta_r$  a posição rotórica e permite obter duas correntes estatóricas contínuas e em quadratura, que podem ser controladas separadamente, como na máquina DC, utilizando o conversor de potência.

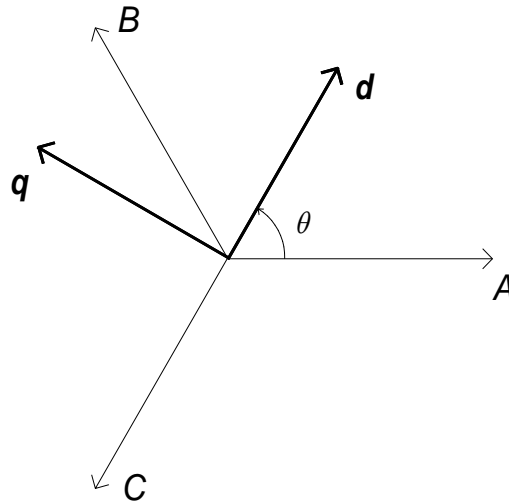


Fig. 1.2 – Mudança de referencial  $abc-dq$ .

Quando a componente homopolar for nula, como por exemplo no caso da ligação em estrela sem condutor neutro, é possível usar uma representação complexa para as grandezas transformadas associando a parte real à componente  $d$  e a imaginária à componente  $q$ . A transformação pode escrever-se compactamente na forma dada pela relação (1.5):

$$\mathbf{G} = \frac{2}{3} [g_a + \mathbf{a} g_b + \mathbf{a}^2 g_c] e^{-j\theta_r} \quad (1.5)$$

sendo  $\mathbf{a} = j(2\pi/3)$ .

Esta representação define um vector espacial e é útil no âmbito do controlo vectorial (de onde retira o nome), pois permite facilmente efectuar mudanças entre referenciais, já que o módulo da grandeza complexa coincide com o valor máximo da grandeza alternada real e o seu argumento com a posição do vector relativamente ao eixo de referência inicial.

No caso das máquinas do tipo síncrono, como existe criação de fluxo directamente no circuito rotórico, uma estratégia de minimização de perdas consiste em anular uma das componentes da corrente estatórica, mantendo apenas a que está ligada ao binário. Porém, no

LCI existe um efeito similar à reacção magnética da armadura da máquina DC clássica, que varia com a carga e o ângulo de avanço, fazendo com que a corrente estatórica tenha, por isso, sempre uma componente ligada ao fluxo e que deve ser compensada.

Como alternativa ao FOC em sistemas usando o VSI, surgiu o DTC que pode ser considerado um controlo com características vectoriais mas com implementação do tipo escalar, pois as variáveis de controlo são as amplitudes de fluxo e binário. Neste controlo actua-se directamente sobre os semicondutores para impor o binário e fluxo desejado e não sobre as correntes (e assim indirectamente o binário), como acontece no controlo vectorial. Mais uma vez, no caso da máquina síncrona o fluxo pode ser imposto através da excitação rotórica, sendo apenas necessário controlar o binário através das correntes estatóricas. Outra importante diferença entre o FOC e o DTC é que neste último as grandezas estão definidas num referencial estacionário. Neste caso para obter as grandezas transformadas faz-se  $\theta_r = 0$  na Eq. (1.4) (resultando na chamada transformação de *Clarke*), não sendo assim necessário conhecer a posição rotórica.

Para a aplicação do DTC torna-se necessário conhecer quais os valores de tensão ou corrente, definidos no referencial estacionário, disponibilizados pelo conversor de potência e seleccioná-los de forma adequada em função dos erros das grandezas a controlar. No caso do LCI a grandeza de comando é a corrente DC à entrada do inversor e dá origem aos seis vectores espaciais de corrente não nulos definidos na Fig. 1.3. Existem ainda três vectores de corrente nula associados ao curto-circuito do conversor.

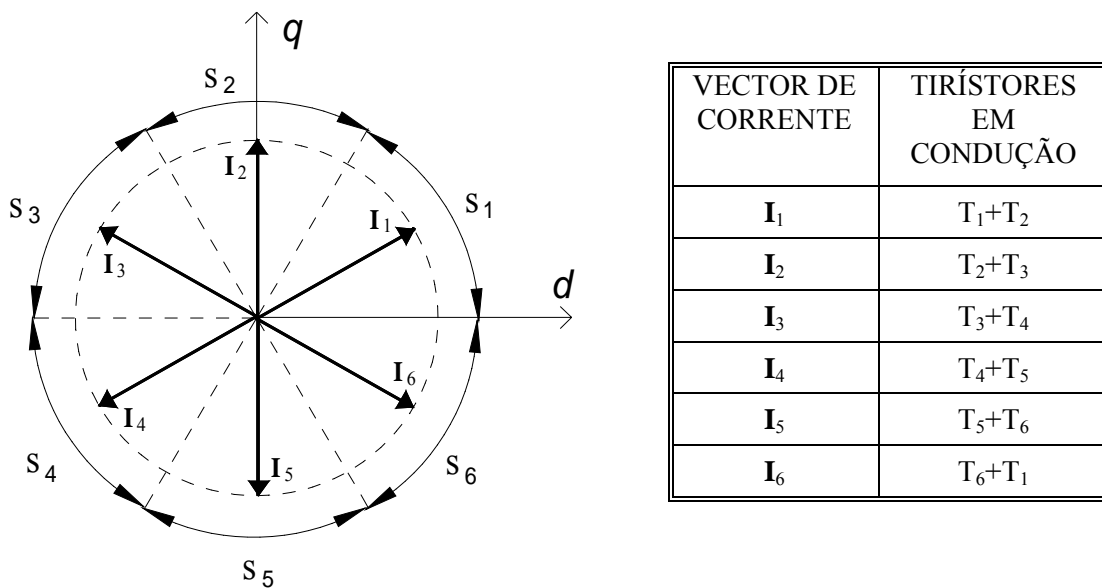


Fig. 1.3 – Vectores de corrente não nulos disponíveis no CSI trifásico.

Em regime estacionário, fora das zonas de comutação, os seis vectores não nulos produzidos pelas duas fases conduzindo em cada instante permitem definir seis sectores de 60°. Como as correntes da máquina estão longe de ser sinusoidais, o fluxo ligado a estas correntes também não o é, devendo usar-se, por isso, o fluxo subtransitário para aplicação do DTC. Este fluxo encontra-se num dos seis sectores definidos anteriormente e é usado para seleccionar o vector de corrente, dependendo do sinal do erro de binário ( $dt_{em}$ ). O erro de binário é obtido normalmente através de um comparador de histerese com três níveis, para limitar o número de comutações dos semicondutores por período (que no caso dos tirístores não pode ser elevado por natureza). Como a máquina está sobreexcitada, o vector de corrente seleccionado deve estar localizado numa posição desfasada de um ângulo superior a 90° face ao fluxo. A aplicação destas regras a todos os casos encontra-se resumida na Tabela 1.1.

Tabela 1.1 – Tabela de comutação do DTC para o LCI trifásico.

Erro $dt_{em}$	Sector $S_1$	Sector $S_2$	Sector $S_3$	Sector $S_4$	Sector $S_5$	Sector $S_6$
1	$I_3$	$I_4$	$I_5$	$I_6$	$I_1$	$I_2$
0	$I_0$	$I_0$	$I_0$	$I_0$	$I_0$	$I_0$
-1	$I_5$	$I_6$	$I_1$	$I_2$	$I_3$	$I_4$

A aplicação do vector de corrente nula no caso do CSI tem alguns inconvenientes, pois obriga ao anulamento das correntes AC na máquina, o que acaba por provocar uma pulsação indesejada no binário e é lenta, quando comparada com a obtenção do vector de tensão nula em sistemas DTC baseados em VSI. Por estes motivos a aplicação do DTC ao LCI ainda não foi implementada.

### 1.3.3 – Considerações Práticas

A implementação prática do LCI a nível industrial tem algumas condicionantes dependentes do tipo de aplicação e potências envolvidas. Assim, nas aplicações de maior potência, não se usa directamente a configuração trifásica da Fig. 1.1 mas a representada na Fig. 1.4 ou variantes desta [19]. Esta configuração permite obter um índice de pulsação ( $p_i$ ) igual a 12 nas tensões contínuas, desde que se use um comando simétrico (ângulos de disparo iguais nos dois conversores), enquanto na primeira é apenas de seis (daqui em diante designar-se-á a primeira por LCI-6 e a segunda por LCI-12).

A estrutura do LCI-12, embora mais complexa e dispendiosa, apresenta importantes vantagens, nomeadamente ao nível da redução dos harmónicos quer na rede quer na máquina, aproximando mais as correntes AC do formato sinusoidal. Enquanto na montagem com índice  $p_i = 6$  os harmónicos característicos de corrente introduzidas na rede têm uma frequência múltipla desta, com ordem  $6k \pm 1$  ( $k = 1, 2, 3, \dots$ ), na de índice  $p_i = 12$  são idealmente de ordem  $12k \pm 1$  ( $k = 1, 2, 3, \dots$ ).

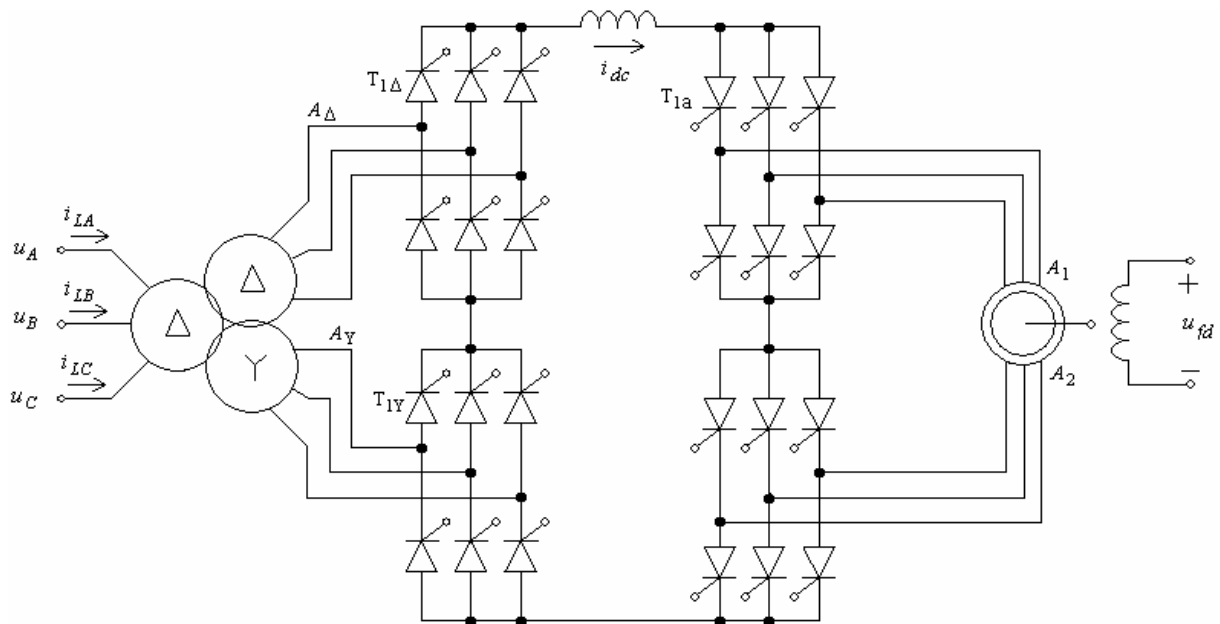


Fig. 1.4 – Estrutura do LCI série com índice de pulsação 12.

Para o efeito, no lado da rede são ligados dois rectificadores em série, cada um alimentado por um sistema trifásico de tensões, desfasados entre si de  $30^\circ$ . Estas tensões são obtidas por um transformador trifásico com dois secundários, um ligado em estrela e outro em triângulo e com o primário normalmente em triângulo, (ligações Dd0y1 ou Dd0y11). Devido às potências envolvidas, estes sistemas são alimentados directamente da rede de média tensão, pelo que o transformador é também essencial à adaptação das tensões. Apesar da redução do conteúdo harmónico conseguida com o transformador, é geralmente necessário introduzir elementos de filtragem adicionais no primário do transformador, de forma a não ultrapassar os limites harmónicos definidos nas normas, tais como a IEEE 519-1992 [20]. Em condições ideais, apenas com um transformador de interligação entre a rede e os conversores, introduzindo harmónicos na corrente de ordem  $18k \pm 1$  ( $k = 1, 2, 3, \dots$ ), se garante o cumprimento das normas sem necessidade de filtragem adicional. Na realidade, devido às não idealidades presentes no funcionamento do LCI, podem existir componentes harmónicas não

características na corrente, com frequências não múltiplas da rede, definindo os chamados interharmônicos (ou sub-harmônicos se a sua frequência for inferior à da própria rede). Estes harmônicos irão depender da velocidade da máquina, dificultando a sua filtragem e podem interferir no funcionamento de outros sistemas [21], pois apesar de normalmente terem amplitudes reduzidas podem excitar frequências naturais na rede AC.

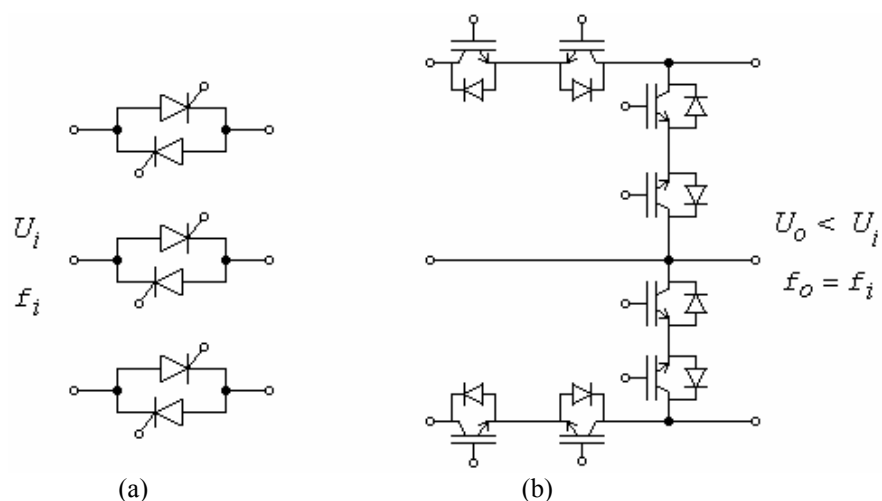
A máquina síncrona é hexafásica, possuindo dois enrolamentos trifásicos distribuídos no estator e desfasados espacialmente entre si de  $30^\circ$ . Estes enrolamentos estão ligados a dois inversores associados geralmente em série, pelo que a corrente em cada fase é idêntica ao caso da máquina trifásica, com harmônicos característicos de ordem  $6k \pm 1$ . No entanto, o fluxo resultante apresenta apenas harmônicos de ordem  $12k \pm 1$  ( $k = 1, 2, 3, \dots$ ), reduzindo a pulsação do binário. Os harmônicos do fluxo provocam o aparecimento de campos girantes no sentido de rotação da máquina e no sentido oposto. São assim induzidas correntes no rotor, provocando perdas adicionais e criados binários de indução. Apesar da sua contribuição média para o binário total ser desprezável em funcionamento normal, contribuem para fenómenos de vibração mecânica, nomeadamente torsões laterais no veio da máquina [22-23]. O veio deve ser por isso projectado para que sua frequência natural de vibração não coincida com as frequências pulsantes do binário em toda a gama de velocidade. Na ausência de uma máquina hexafásica é possível usar uma trifásica, intercalando um transformador idêntico ao da rede, para obter um nível de harmônicos semelhante ao caso hexafásico.

Os harmônicos de corrente têm um peso importante no rendimento do LCI, pois contribuem para um aumento das perdas do transformador e da máquina síncrona, representando em média, respectivamente, 20% e 60% das perdas totais do LCI, estando as restantes associadas na sua maioria aos conversores de potência [24]. Para os níveis de potência envolvidos, os sistemas de dissipação de calor são geralmente do tipo de refrigeração a água.

Para minimizar a reactância subtransitória da máquina e assim contribuir para uma diminuição do tempo de comutação entre os tirístores do inversor, é indispensável que a máquina esteja fisicamente equipada com enrolamentos amortecedores. Estes devem ser distribuídos uniformemente pela periferia do rotor, formando uma gaiola simétrica [25-26]. O tipo de rotor da máquina também influencia o amortecimento, pois para a obtenção das velocidades mais elevadas o rotor é cilíndrico e maciço, enquanto nas velocidades mais baixas é laminado com pólos salientes, apresentando por isso maior resistência eléctrica.



O sistema de excitação usado é preferencialmente do tipo sem escovas, baseado no transformador rotativo [27]. Este sistema é composto por uma máquina de indução de rotor bobinado, cujo estator é alimentado a partir de um variador de tensão AC-AC. A sua topologia clássica usa também tirístores com comando de fase, embora recentemente comecem a ser usadas novas topologias usando dispositivos de comutação forçada com comando PWM, como a representada na Fig. 1.5. O circuito rotórico da máquina de indução é ligado a uma ponte rectificadora a diodos, girante, alimentando assim directamente o enrolamento de excitação da máquina síncrona. A máquina de indução é alimentada de forma que o seu campo girante estatórico tenha um sentido de rotação oposto ao do rotor. Assim, o deslizamento é unitário no arranque, aumentando depois com a velocidade, correspondente a um funcionamento travão da máquina de indução. A amplitude e frequência da *fem* induzida no seu rotor, sendo proporcionais à velocidade, aumentam também, permitindo assim obter uma corrente de excitação com pouca ondulação. Para diminuir a variação na amplitude da *fem*, o número de pólos da máquina excitatriz deve ser superior ao da máquina síncrona (usualmente duplo).



Apesar da ligação série de rectificadores permitir tensões de trabalho elevadas, recorre-se, quando necessário, também à ligação série de tirístores nos braços dos rectificadores. Neste tipo de ligação é importante assegurar uma distribuição idêntica das tensões pelos vários tirístores. Para garantir este efeito, assim como minimizar as taxas de variação na tensão e limitar as sobretensões associadas à comutação, usam-se *snubbers* do tipo *RC*. Para assegurar a condução de cada braço é necessário também assegurar o disparo simultâneo de

todos os tirístores envolvidos. O seu disparo é por isso feito a partir de transformadores de impulsos especiais, sendo o sinal transportado por fibras ópticas, tornando-o imune às interferências electromagnéticas (EMI) externas, quase sempre presentes em ambientes industriais.

Conforme foi referido na introdução, a fiabilidade destes sistemas deve ser a maior possível, sendo por isso monitorizados os estados de vários componentes (nomeadamente temperaturas) e introduzindo alguma tolerância a falhas integrada no sistema. Esta tolerância recorre geralmente ao uso de alguma redundância. Assim os tirístores em série são geralmente em número superior ( $n+1$ ) ao realmente necessário, para as tensões envolvidas [28]. Os sistemas de controlo por sua vez são duplicados, existindo assim dois canais distintos a processar os sinais vindos dos sensores e a gerar os de comando. Um canal actua sobre o sistema enquanto o outro está em *standby*. Como os sistemas integram também a detecção de falhas, através da monitorização das principais variáveis envolvidas e desvios operacionais, aquelas provocam a comutação entre os dois canais de controlo, mantendo assim a operacionalidade do sistema.

## 1.4 – Cicloconversor

O cicloconversor é um conversor directo AC-AC, permitindo obter tensões alternadas de amplitude e frequência variáveis, possibilitando por isso a variação de velocidade de máquinas AC. Pode ter diversas estruturas em função do número de fases de entrada e de saída e do modo de funcionamento. A estrutura base de conversão trifásica na entrada e na saída está representada na Fig. 1.6.

Apesar de usar dispositivos de comutação natural, é possível com o cicloconversor alimentar cargas com factores de potência indutivos ou capacitivos, apesar de na sua entrada apresentarem sempre um factor de potência em atraso. Permite assim a implementação de controlo do tipo FOC na máquina.

Em potências elevadas são preferencialmente usados com máquinas do tipo síncrono, de forma a melhorar o factor de potência e obter elevados rendimentos. Permitem ainda obter um isolamento galvânico das fases da máquina, usando transformadores à entrada de cada cicloconversor, ou isolando-as na própria máquina e alimentando-as com um cicloconversor independente por fase.

As correntes injectadas na máquina possuem poucos harmónicos, aproximando-se do formato sinusoidal ideal, sendo por isso o binário desenvolvido menos pulsante que no caso do LCI. O mesmo não acontece com as correntes injectadas na rede que apresentam também interharmónicos dependentes da velocidade da máquina.

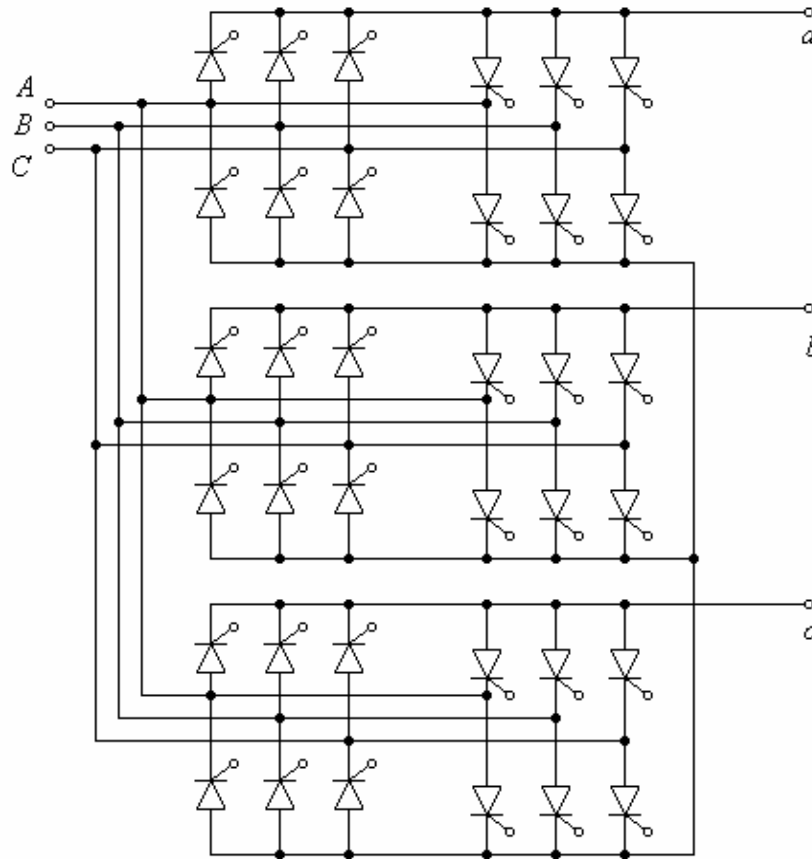


Fig. 1.6 – Cicloconversor trifásico.

Como alternativa aos cicloconversores estão, actualmente, a ser desenvolvidos conversores matriciais, usando semicondutores totalmente controlados, possibilitando a obtenção de factores de potência unitários na entrada do conversor.

## 1.5 – Inversor de Fonte de Tensão

Conforme referido no § 1.2 o uso dos inversores de fonte de tensão tornou-se *standard* nos variadores electrónicos de baixa potência. Este facto deveu-se a que as estruturas de comutação forçada possibilitaram a implementação mais precisa de diferentes algoritmos de controlo. Os CSIs, usando fundamentalmente tirístores, estiveram por isso limitados às

potências superiores, diminuindo a sua gama de aplicação de forma proporcional ao aumento da potência suportada pelos VSIs. A aplicação destes em maiores potências, permite assim também tirar partido dos desempenhos superiores conseguidos pelos VSIs face aos CSIs.

A estrutura base dos VSIs trifásicos usados nas baixas potências é bem conhecida e está representada na Fig. 1.7. As suas principais diferenças topológicas, face aos CSIs, são o uso de semicondutores comandados à condução e ao bloqueio, com díodos em anti-paralelo, e um acoplamento DC realizado por um condensador e não por uma bobina.

Apesar de terem sido desenvolvidas e propostas diversas estruturas semicondutoras [29], o IGBT tornou-se praticamente dominante nas aplicações de baixa/média potência. Para potências elevadas, onde se usam médias tensões (3-6 kV), foram desenvolvidos o IGBT de alta tensão e o IGCT. O primeiro foi desenvolvido a partir das estruturas dos transístores, enquanto que o segundo deriva do tiristor GTO, pelo que apresentam características distintas. Assim, o primeiro apresenta maior rapidez de comutação e maiores perdas de condução. O segundo é mais lento mas com menores perdas. Comparativamente ao tiristor são menos sensíveis às variações  $du/dt$ , podendo por isso dispensar os *snubbers*, permitindo reduzir assim as perdas associadas.

Tal como no caso dos tirístores, é possível recorrer à associação série destes dispositivos, para aumentar o nível das tensões de trabalho envolvidas, de forma a possibilitar o seu uso num maior número de aplicações. Neste caso é também necessário assegurar uma distribuição idêntica das tensões pelos vários semicondutores, assim como tempos de comutação idênticos e uma sincronização dos comandos. Associado aos elevados níveis de tensão envolvidos e à necessidade de se obterem tensões com um formato cada vez mais próximo do sinusoidal, melhorando assim o seu conteúdo harmónico, nos finais do séc. XX começaram a ser comercializados os conversores de tensão multinível.

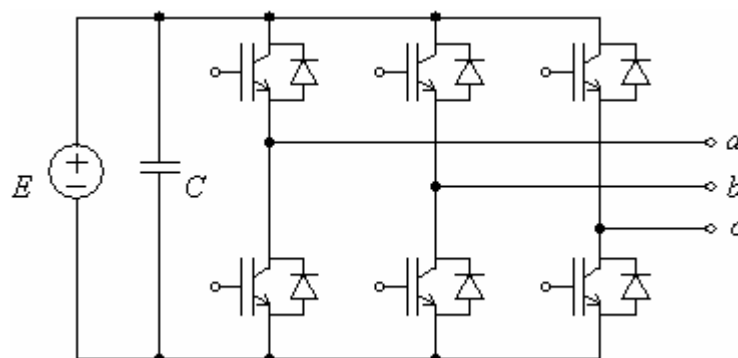


Fig. 1.7 – Inversor de fonte de tensão, trifásico, de 2 níveis.

### 1.5.1 – Inversor Multinível

Foram desenvolvidas várias topologias de conversores multinível, que podem ser agrupadas em três categorias [30]:

- *capacitor clamped* ou *flying capacitor* – (FC-VSI);
- *diode clamped* ou *neutral point clamped* – (NPC-VSI);
- *cascaded* VSI – (CC-VSI).

Todos eles permitem obter tensões com mais níveis intermédios (a opção mais usada é a de três níveis) do que os obtidos com o VSI base, que apresenta em cada alternância apenas dois níveis não nulos na tensão composta ( $\pm E$ ). Estes níveis resultam da soma de várias tensões intermédias, obtidas de forma diversa em função da topologia usada. Além disso, os seus semicondutores individuais estão sujeitos a menores taxas  $du/dt$  e podem operar a frequências mais reduzidas, sem degradar o funcionamento do motor. Estes dois aspectos são importantes, visto que permitem reduzir a produção de interferências electromagnéticas e diminuir as perdas associadas à comutação, bem como a possibilidade de ruptura dos semicondutores e isolamento dos próprios enrolamentos da máquina.

A topologia FC-VSI foi proposta em [31]. Neste caso são usados condensadores de forma obter as tensões intermédias, que são combinadas depois, para obter a tensão de saída. A topologia de três níveis está representada na Fig. 1.8. Neste caso, a tensão composta pode assumir além do nível 0 e dos extremos  $\pm E$ , os níveis intermédios de  $\pm E/2$ .

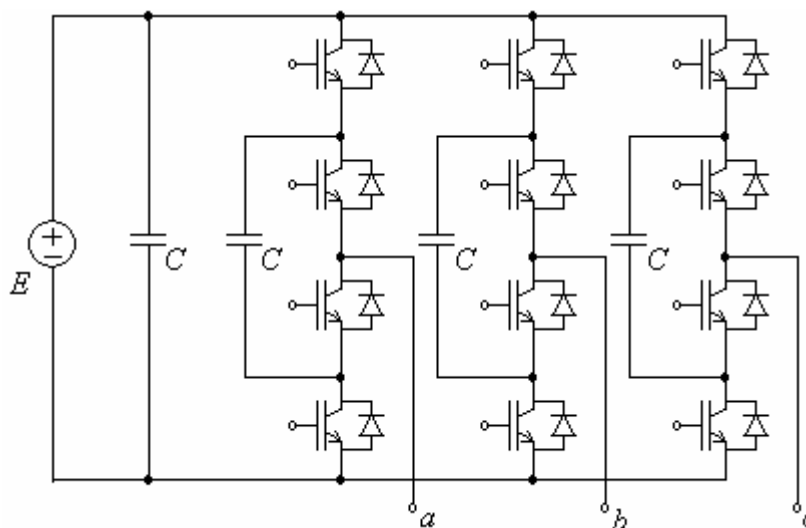


Fig. 1.8 – Inversor multinível trifásico FC-VSI de 3 níveis.

A estrutura NPC-VSI foi introduzida em [32], estando representada na Fig. 1.9, para o caso do conversor de três níveis. O nível intermédio é obtido através da divisão capacitiva da tensão  $E$ . Esta estrutura multinível é talvez a de maior sucesso comercial, sendo aplicada por um dos maiores fabricantes mundiais de accionamentos e apresenta níveis de fiabilidade comparáveis aos do LCI [33].

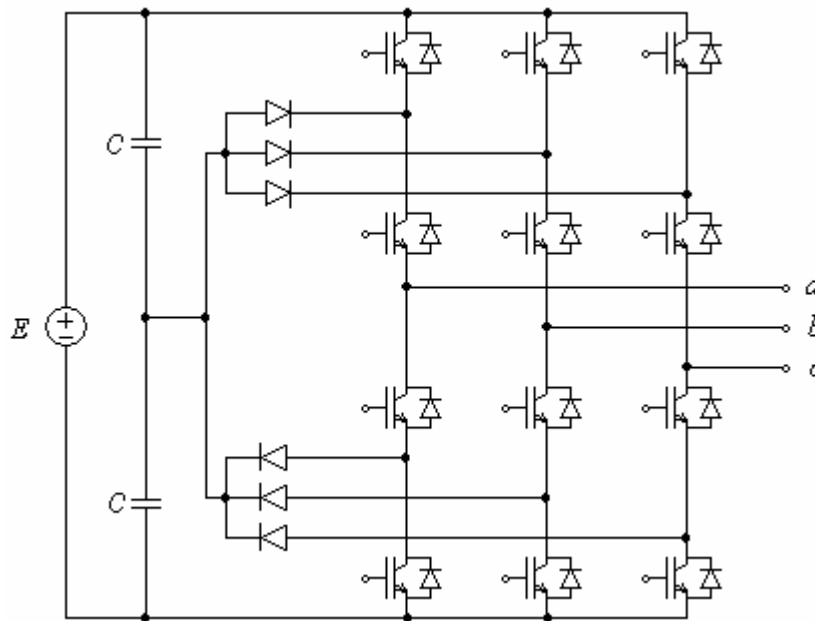


Fig. 1.9 – Inversor multinível trifásico NPC-VSI de 3 níveis.

A estrutura CC-VSI, descrita em [34], consiste na ligação em série de vários inversores monofásicos elementares. A tensão de saída é obtida pela soma das tensões individuais. Cada inversor precisa por isso de uma fonte de tensão DC separada (Fig. 1.10).

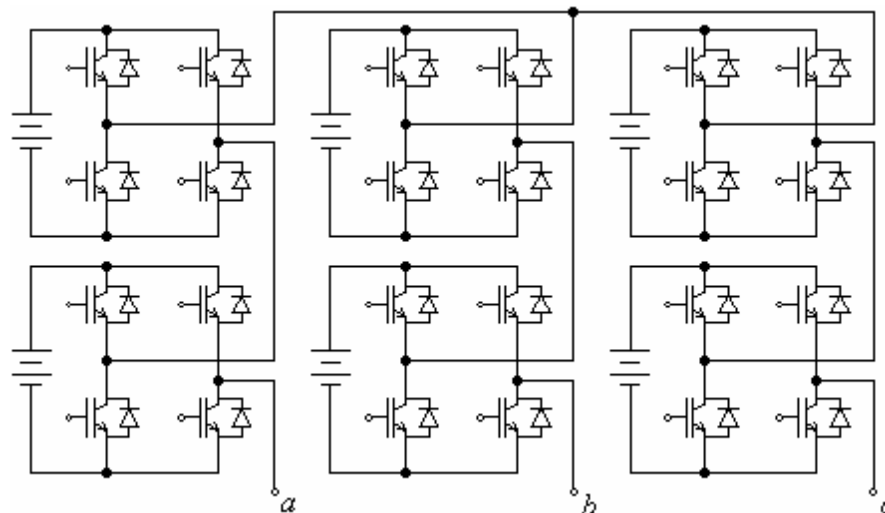


Fig. 1.10 – Inversor multinível trifásico CC-VSI de 3 níveis.

Cada topologia apresenta as suas vantagens e desvantagens. Com efeito, nas montagens NPC-VSI e FC-VSI torna-se necessário equilibrar as tensões nos condensadores para garantir a simetria da tensão de saída, sendo necessário incorporar este aspecto na estratégia de comando dos semicondutores. Já no caso do CC-VSI, as tensões DC são à partida sempre constantes, mas devem estar isoladas galvanicamente.

## **1.6 – Conclusões**

Neste capítulo foram referenciadas as estruturas dos accionamentos electromecatrónicos de uso predominante nas potências elevadas. Foi dado maior destaque à estrutura, baseada no inversor de fonte de corrente com comutação pela carga, associado à máquina síncrona de excitação eléctrica. Será esta a estrutura objecto de estudo neste trabalho.

Referiu-se ainda, de forma breve, a evolução que este tipo de accionamentos tem sofrido, em especial na vertente dos conversores de potência.

# CAPÍTULO 2

## MODELIZAÇÃO

### 2.1 – Introdução

Como em qualquer sistema dinâmico, a compreensão dos comportamentos que lhe estão associados faz uso de modelos matemáticos, que podem atingir elevados graus de complexidade. Os accionamentos electromecatrónicos, são, de uma maneira geral, compostos por subsistemas que podem apresentar características não lineares (fenómenos de saturação e histerese das máquinas eléctricas), comportamento discreto (estado de condução dos semicondutores) e constantes de tempo associadas às variáveis envolvidas (mecânicas e eléctricas) com ordens de grandeza muito diferentes. Actualmente existem já ferramentas computacionais poderosas, permitindo uma modelização detalhada do sistema no seu conjunto, mas, na maior parte dos casos, ainda se procura obter algum tipo de simplificação para acelerar os cálculos e facilitar a sua análise, em detrimento de uma maior precisão dos mesmos.

Nos parágrafos seguintes será analisada a modelização do LCI, com vista à sua simulação em ambiente *Matlab/Simulink* [35], pois este programa possui um vasto conjunto de ferramentas, úteis para a análise de sistemas, sendo uma específica para os electromecatrónicos, designada *Power Systems Blockset (PSB)*. Além disso, possibilita também a execução do controlo em tempo real através do módulo *XPC Target*, usando exactamente os mesmos controladores dos modelos simulados. Torna-se também mais simples a interligação dos diversos subsistemas que constituem o LCI (§ 1.3) – máquina síncrona, conversores de potência, circuito de excitação, transformador trifásico e cadeias de regulação e comando – sem necessidade da definição explícita das equações descritivas de cada componente [36]. Assim, sempre que possível foram usados blocos e modelos disponíveis neste ambiente de trabalho, sendo nalguns casos desenvolvidos modelos próprios para alguns dos subsistemas, por não existirem ou serem considerados mais adequados. Será dado maior destaque ao modelo da máquina síncrona e sua interligação com o inversor de fonte de corrente, visto que é o conjunto de maior importância no accionamento.



## 2.2 – Máquina Síncrona

A máquina síncrona possui modelos bem definidos, desenvolvidos ao longo do séc. XX. Os mais usados são o modelo *abc*, usando variáveis de fase reais e o modelo *dq*, usando variáveis transformadas, ambos baseados em circuitos eléctricos. Outros modelos foram propostos [37-38], mas pouco referenciados na literatura.

O modelo *abc* é obtido por aplicação da lei da indução aos circuitos de fase da máquina, que apresentam ligação magnética:

$$[u_{abc}] = [R_s] [i_{abc}] + p [\lambda_{abc}] \quad (2.1)$$

Apesar do uso deste modelo ter interesse no caso da máquina estar associada a conversores de potência e permitir uma modelização detalhada, ele é não linear, pois introduz coeficientes de indução com variação sinusoidal, dependentes da posição rotórica [39].

No *Matlab/PSB* a máquina síncrona trifásica é representada por um modelo *dq* num referencial síncrono, resultante da aplicação da Transformada de *Park*, definida no § 1.3.2, às variáveis *abc* do estator [40]. As não linearidades dos coeficientes de indução desaparecem, pelo que este modelo tem sido o mais usado para representar a máquina síncrona. O número de enrolamentos amortecedores modelizados pode ser adaptado em função da estrutura construtiva da máquina e da precisão desejada para os resultados, sobretudo no caso das máquinas de rotor cilíndrico maciço. A aplicação desta transformação *abc-dq* pressupõe as seguintes hipóteses:

- os enrolamentos estatóricos estão distribuídos de forma sinusoidal ao longo da periferia do estator;
- não se consideram efeitos harmónicos associados às cavas;
- o circuito magnético rotórico é simétrico segundo dois eixos perpendiculares;
- não se consideram fenómenos de histerese, saturação e efeitos peliculares.

Em sentido contrário, define-se a Transformada Inversa de *Park*, que transforma as variáveis *dq* nas reais *abc*:

$$g_{abc} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\text{sen}\theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta_r - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta_r + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} g_{dqo} \quad (2.2)$$

Este modelo considera como variáveis de estado as correntes eléctricas da máquina, tendo associado um circuito equivalente eléctrico para cada eixo, que juntamente com a equação mecânica da máquina define completamente o seu comportamento. Para o funcionamento como motor, as equações representativas do modelo  $dq$  para a máquina trifásica, considerando um enrolamento amortecedor em cada eixo e as grandezas do rotor reduzidas ao estator, são as seguintes:

$$\begin{aligned}
 u_{ds} &= R_s i_{ds} - \omega_r \lambda_{qs} + p \lambda_{ds} \\
 u_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega_r \lambda_{ds} + p \lambda_{qs} \\
 u_{fd} &= R_{fd} i_{fd} + p \lambda_{fd} \\
 u_{kd} &= R_{kd} i_{kd} + p \lambda_{kd} \\
 u_{kq} &= R_{kq} i_{kq} + p \lambda_{kq}
 \end{aligned}
 \tag{2.3}$$

sendo os fluxos correspondentes dados por:

$$\begin{aligned}
 \lambda_{ds} &= L_{ls} i_{ds} + L_{md} (i_{ds} + i_{fd} + i_{kd}) = L_{ls} i_{ds} + \lambda_{md} \\
 \lambda_{qs} &= L_{ls} i_{qs} + L_{mq} (i_{qs} + i_{kq}) = L_{ls} i_{qs} + \lambda_{mq} \\
 \lambda_{fd} &= L_{lfd} i_{fd} + L_{md} (i_{ds} + i_{fd} + i_{kd}) = L_{lfd} i_{fd} + \lambda_{md} \\
 \lambda_{kd} &= L_{lkd} i_{kd} + L_{md} (i_{ds} + i_{fd} + i_{kd}) = L_{lkd} i_{kd} + \lambda_{md} \\
 \lambda_{kq} &= L_{lkq} i_{kq} + L_{mq} (i_{qs} + i_{kq}) = L_{lkq} i_{kq} + \lambda_{mq}
 \end{aligned}
 \tag{2.4}$$

Os circuitos eléctricos equivalentes estão representados na Fig. 2.1.

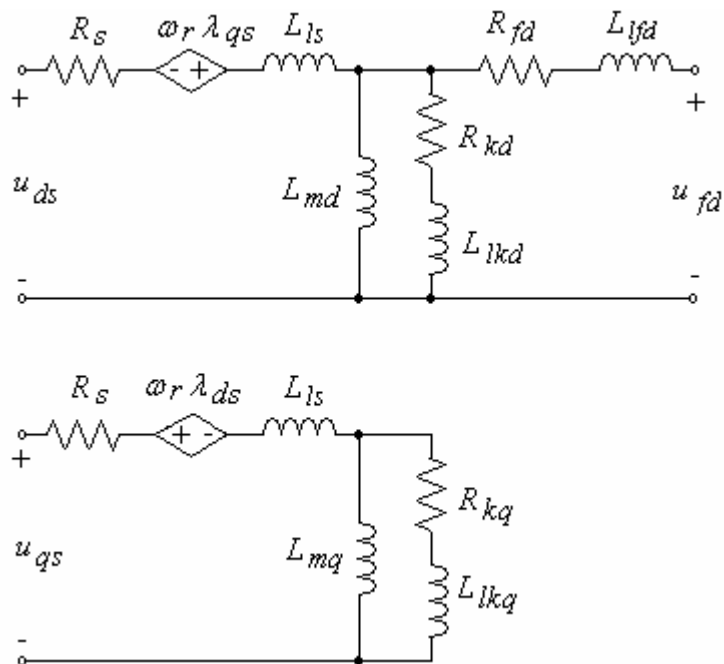


Fig. 2.1 – Circuito eléctrico equivalente da máquina síncrona trifásica, com idêntico número de circuitos rotóricos amortecedores nos dois eixos.

Devido à sua importância no comportamento real da máquina, procura-se que os modelos possam também incorporar os fenômenos de saturação. Como o fluxo ligado a cada enrolamento possui uma componente de fugas, que se fecha essencialmente pelo ar, e outra de magnetização, que se fecha pelo material ferromagnético, admite-se geralmente que apenas este está sujeito a saturação, variando por isso a indutância associada. Por outro lado, a saturação pode associar-se unicamente ao eixo  $d$  ou a ambos os eixos, de forma independente ou dependente (saturação cruzada). Resultados experimentais têm demonstrado que esta última opção é a que permite maior aproximação entre os resultados obtidos através dos modelos e os reais [41-42]. Para a inclusão da saturação no modelo torna-se necessário o conhecimento das curvas de magnetização de ambos os eixos, o que no caso do eixo  $q$  é de difícil determinação. Além disso, o modelo do sistema torna-se mais complexo. Assim, como aproximação, para a máquina de pólos lisos considera-se usualmente que os níveis de saturação segundo os dois eixos são semelhantes, enquanto que na máquina de pólos salientes se considera apenas saturação segundo o eixo  $d$ , onde o entreferro é menor. O efeito do desprezo da saturação cruzada, pode ser atenuado com uma adequada escolha das variáveis de estado. Em [43], mostra-se que no caso das variáveis de estado serem as correntes estatóricas da máquina e o fluxo de magnetização, o desprezo da saturação cruzada tem pouco impacto na precisão dos resultados. Para a representação matemática das curvas de saturação, a forma mais simples, usada, consiste em linearizar a curva de saturação em dois trechos dependentes da corrente, obtendo-se assim duas indutâncias de magnetização, sendo a de menor valor correspondente à saturação. Uma melhor aproximação daquela curva é obtida usando uma tabela associada aos pares  $(i, \lambda)$  da mesma, ou uma interpolação polinomial. No entanto, estas aproximações têm uma gama de aplicabilidade limitada pelos extremos dos valores  $i(\lambda)$ . Em [44] é apresentada uma representação alternativa da saturação usando uma função do tipo arco-tangente, que tem uma gama de aplicabilidade superior às anteriores. O modelo global, que será apresentado num parágrafo posterior, fará a incorporação da saturação usando este método.

O modelo  $dq$  tradicional também não considera as perdas no ferro associadas à histerese e correntes de *Foucault*. Estas podem ser traduzidas através de perdas de *Joule* adicionais, usando uma resistência equivalente, colocada em série ou em paralelo com a indutância de magnetização, ou perdas mecânicas adicionais, usando uma componente de binário resistente, função das perdas e da velocidade. Para o cálculo destas perdas recorre-se geralmente a fórmulas empíricas, relacionando a amplitude e frequência do fluxo na máquina, como a expressa pela Eq. (2.5) [45]:

$$P_{Fe} = k_{Fe} \omega_r^\nu (\lambda_m^2) \quad (2.5)$$

com  $\nu = 1.5-1.6$  e sendo  $k_{Fe}$  uma constante de proporcionalidade, característica da máquina. A solução adoptada em termos de simulação foi a da incorporação destas perdas na equação mecânica.

A partir das expressões anteriores é possível calcular o binário electromagnético desenvolvido pela máquina. Este exprime-se através das variações de energia magnética ( $W_m$ ) associadas à máquina, de acordo com a relação geral (2.6):

$$t_{em} = p_p \frac{\partial W_{mag}}{\partial \theta_r} \quad (2.6)$$

Em meios magnéticos lineares esta energia é facilmente expressa em termos de correntes eléctricas e coeficientes de indução, obtendo-se assim para o binário electromagnético, em termos de variáveis  $dq$ , a relação:

$$\begin{aligned} t_{em} &= \frac{3}{2} p_p \left[ L_{md} i_{fd} i_{qs} + (L_{md} - L_{mq}) i_{ds} i_{qs} + L_{md} i_{kd} i_{qs} - L_{mq} i_{kq} i_{ds} \right] = \\ &= \frac{3}{2} p_p (\lambda_{md} i_{qs} - \lambda_{mq} i_{ds}) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Estando as grandezas transformadas definidas num referencial síncrono, as suas amplitudes em regime estacionário alternado sinusoidal são constantes, pelo que o binário electromagnético resultante também o será. Verifica-se ainda que o binário resulta sempre da interacção entre grandezas em quadratura e que existem três componentes no binário electromagnético desenvolvido: uma de excitação (nula numa máquina de relutância), uma de relutância (nula na máquina de pólos lisos) e outra de indução (nula em regime permanente alternado sinusoidal). A expressão final do binário electromagnético é também válida se as variáveis transformadas estiverem definidas num referencial estacionário. Neste referencial e não havendo componentes homopolares de correntes, tem-se:

$$\begin{aligned} i_D &= i_a \\ i_Q &= \frac{i_b - i_c}{\sqrt{3}} = \frac{i_a + 2i_b}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Com o fluxo constante, esta expressão permite uma primeira análise ao efeito de uma alteração das correntes reais sobre o binário electromagnético. Assim, no caso da corrente  $i_a$

ser nula o binário dependerá apenas do produto entre duas grandezas (que não são constantes neste referencial), aumentando naturalmente a sua ondulação.

Na condição de todas as grandezas da Eq. (2.3) serem constantes em regime estacionário (sendo nulas as dos enrolamentos amortecedores), as relações estatóricas resumem-se à Eq. (2.9):

$$\begin{aligned} U_{ds} &= R_s I_{ds} - \omega_r L_{qs} I_{qs} \\ U_{qs} &= R_s I_{qs} + \omega_r L_{ds} I_{ds} + E_{fd} \end{aligned} \quad (2.9)$$

representando  $E_{fd}$  a fem interna da máquina referida ao estator e valendo:

$$E_{fd} = \omega_r L_{md} I_{fd} \quad (2.10)$$

À Eq. (2.9) corresponde o diagrama vectorial da Fig. 2.2, onde se pode identificar o ângulo ( $\phi$ ) associado ao factor de potência da máquina, o ângulo de carga ( $\delta$ ) e o ângulo interno ( $\psi$ ). Ilustra também o efeito desmagnetizante da corrente estatórica associado a  $I_{ds}$ , que é de sinal contrário face ao fluxo rotórico (que se encontra em atraso e quadratura face a  $E_{fd}$ ).

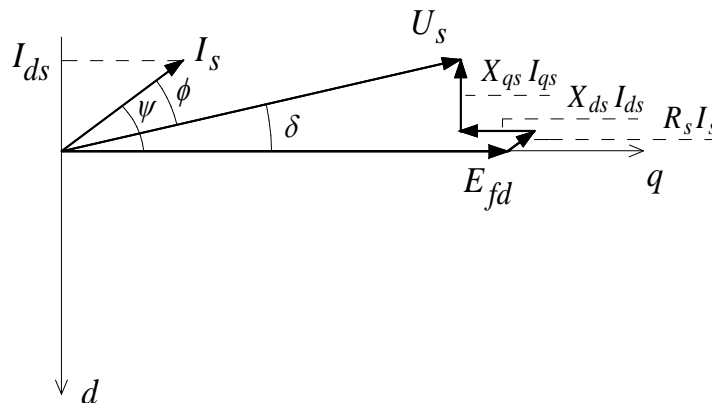


Fig. 2.2 – Diagrama vectorial de uma máquina síncrona trifásica de pólos salientes, com factor de potência capacitivo.

Com base no diagrama da Fig. 2.2 e na Eq. (2.9) podem ser deduzidas mais expressões características do funcionamento da máquina. Considerando os valores eficazes das grandezas, vem:

$$\begin{aligned} U_{ds} &= -U_s \sin \delta = -R_s I_s \sin \psi - \omega_r L_{qs} I_s \cos \psi \\ U_{qs} &= U_s \cos \delta = R_s I_s \cos \psi - \omega_r L_{ds} I_s \sin \psi + E_{fd} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Desprezando as perdas no ferro da máquina e como  $\phi = \psi - \delta$ , obtém-se para o binário electromagnético:

$$T_{em} = \frac{3p_p(U_s I_s \cos \phi - R_s I_s^2)}{\omega_r} = 3p_p \left( \frac{E_{fd}}{\omega_r} I_s \cos \psi - I_s^2 \frac{L_{ds} - L_{qs}}{2} \sin(2\psi) \right) \quad (2.12)$$

Esta expressão mostra, de forma explícita, a relação do binário electromagnético com o fluxo em vazio da máquina ( $E_{fd}/\omega_r$ ) produzido pela corrente de excitação rotórica, a corrente estatórica e o desfasamento entre esta e a *fem* interna. Mostra também que com o fluxo rotórico e a corrente estatórica constantes, para a máquina de rotor cilíndrico, o binário é maximizado quando eles se encontram em quadratura, a que corresponde na prática a quadratura das forças magnetomotrizes do estator e do rotor, de forma semelhante à máquina DC. Para a máquina de pólos salientes o ângulo  $\psi$  correspondente ao binário máximo calcula-se pela derivada  $(\partial T_{em} / \partial \psi)_{I=cte} = 0$ , obtendo-se:

$$\psi_{[T_{em(max)}]} = \arcsen \left( \frac{E_{fd} / \omega_r - \sqrt{(E_{fd} / \omega_r)^2 + 8I_s^2(L_{md} - L_{mq})^2}}{4(L_{md} - L_{mq})I_s^2} \right) \quad (2.13)$$

De forma semelhante se podem obter expressões para o binário electromagnético em função de outros desfasamentos, como o ângulo de carga ou o de binário ( $\delta_t = \pi/2 + \psi$ ). No primeiro caso, desprezando as perdas na máquina, obtém-se:

$$T_{em} = 3p_p \left( \frac{U_s E_{fd}}{L_{ds} \omega_r^2} \sin \delta + U_s^2 \frac{L_{ds} - L_{qs}}{2\omega_r^2 L_{ds} L_{qs}} \sin(2\delta) \right) \quad (2.14)$$

Esta relação é útil para análise da estabilidade estática em função da carga. No caso da máquina de pólos lisos esse limite impõe uma variação para  $\delta$  no intervalo de  $\pm \pi/2$ , sendo menor para a máquina de pólos salientes.

Usando o ângulo  $\delta_t$  obtém-se:

$$T_{em} = 3p_p \left( \frac{E_{fd}}{\omega_r} I_s \sin \delta_t + I_s^2 \frac{L_{ds} - L_{qs}}{2} \sin(2\delta_t) \right) \quad (2.15)$$

A relação anterior ilustra que na máquina de pólos lisos a polaridade do binário é alterada para ângulos  $\delta_t > \pi/2$ .

Para a máquina de seis fases, o modelo  $dq$  num referencial rotórico e com as grandezas referidas a um dos enrolamentos trifásicos (índice 1), conduz ao conjunto de equações (2.16) correspondente aos esquemas da Fig. 2.3 [46]:

$$\begin{aligned}
 u_{ds1} &= R_s i_{ds1} - \omega_r \lambda_{qs1} + p \lambda_{ds1} \\
 u_{ds2} &= R_s i_{ds2} - \omega_r \lambda_{qs2} + p \lambda_{ds2} \\
 u_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \omega_r \lambda_{ds1} + p \lambda_{qs1} \\
 u_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \omega_r \lambda_{ds2} + p \lambda_{qs2} \\
 u_{fd} &= R_{fd} i_{fd} + p \lambda_{fd} \\
 u_{kd} &= R_{kd} i_{kd} + p \lambda_{kd} \\
 u_{kq} &= R_{kq} i_{kq} + p \lambda_{kq}
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

sendo os fluxos:

$$\begin{aligned}
 \lambda_{ds1} &= L_{ls} i_{ds1} + L_{md} (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{fd} + i_{kd}) + L_{lm} (i_{ds1} + i_{ds2}) + L_{ldq} i_{qs2} \\
 \lambda_{ds2} &= L_{ls} i_{ds2} + L_{md} (i_{ds2} + i_{ds1} + i_{fd} + i_{kd}) + L_{lm} (i_{ds2} + i_{ds1}) - L_{ldq} i_{qs1} \\
 \lambda_{qs1} &= L_{ls} i_{qs1} + L_{mq} (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{kq}) + L_{lm} (i_{qs1} + i_{qs2}) - L_{ldq} i_{ds2} \\
 \lambda_{qs2} &= L_{ls} i_{qs2} + L_{mq} (i_{qs2} + i_{qs1} + i_{kq}) + L_{lm} (i_{qs2} + i_{qs1}) + L_{ldq} i_{ds1} \\
 \lambda_{fd} &= L_{lfd} i_{fd} + L_{md} (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{fd} + i_{kd}) \\
 \lambda_{kd} &= L_{lkd} i_{kd} + L_{md} (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{fd} + i_{kd}) \\
 \lambda_{kq} &= L_{lkq} i_{kq} + L_{mq} (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{kq})
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

Relativamente à máquina trifásica, o modelo  $dq$  da máquina hexafásica apresenta coeficientes de dispersão mútuos entre os dois sistemas trifásicos ( $L_{lm}$ ) e entre eixos em quadratura ( $L_{ldq}$ ). Estes coeficientes estão associados à componente do fluxo magnético que liga as fases de sistemas distintos sem atravessar o entreferro, quando há compartilhamento de cavas pelos respectivos enrolamentos trifásicos. Com um desfasamento de  $30^\circ$  entre as bobinagens dos dois sistemas, consegue-se eliminar a ligação magnética associada a  $L_{ldq}$ , mantendo-se contudo a componente  $L_{lm}$  de fugas, comum aos dois sistemas. Como as máquinas hexafásicas assimétricas obedecem a este critério, assume-se que  $L_{ldq} = 0$ . O binário electromagnético desenvolvido por esta máquina é neste caso dado pela relação (2.18):

$$\begin{aligned}
 t_{em} &= \frac{3}{2} p_p (\lambda_{ds1} i_{qs1} - \lambda_{qs1} i_{ds1} + \lambda_{ds2} i_{qs2} - \lambda_{qs2} i_{ds2}) = \\
 &= \frac{3}{2} p_p (\lambda_{md} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \lambda_{mq} (i_{ds1} + i_{ds2}))
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

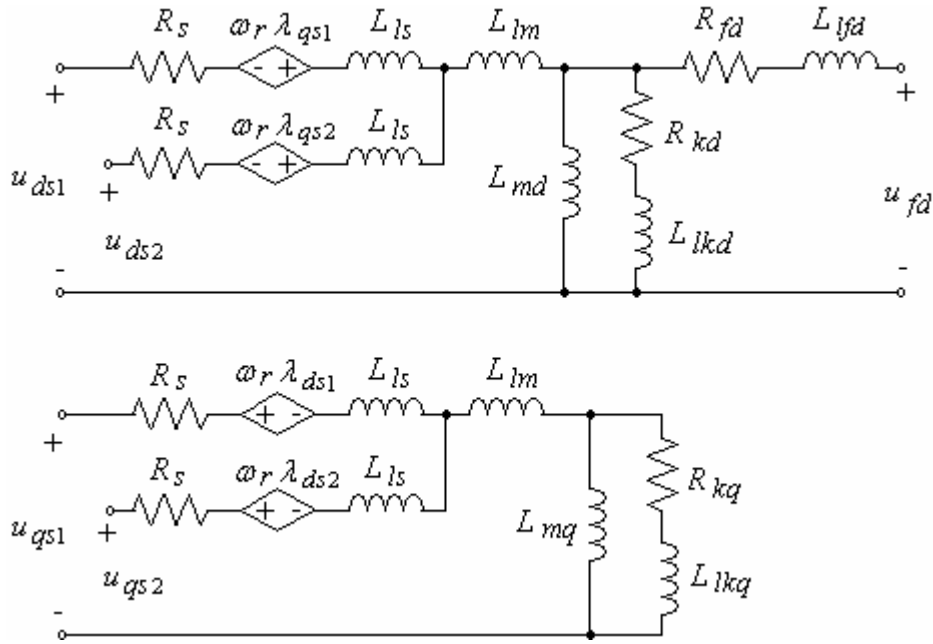


Fig. 2.3 – Circuito eléctrico equivalente da máquina síncrona hexafásica, com idêntico número de circuitos rotóricos amortecedores nos dois eixos.

Na situação de regime permanente alternado sinusoidal as equações estáticas de (2.16) ficam:

$$\begin{aligned}
 U_{ds1} &= R_s I_{ds1} - \omega_r (L_{ls} + L_{mq} + L_{lm}) I_{qs1} - \omega_r (L_{mq} + L_{lm}) I_{qs2} \\
 U_{ds2} &= R_s I_{ds2} - \omega_r (L_{ls} + L_{mq} + L_{lm}) I_{qs2} - \omega_r (L_{mq} + L_{lm}) I_{qs1} \\
 U_{qs1} &= R_s I_{qs1} + \omega_r (L_{ls} + L_{md} + L_{lm}) I_{ds1} + \omega_r (L_{md} + L_{lm}) I_{ds2} + E_{fd} \\
 U_{qs2} &= R_s I_{qs2} + \omega_r (L_{ls} + L_{md} + L_{lm}) I_{ds2} + \omega_r (L_{md} + L_{lm}) I_{ds1} + E_{fd}
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

Em comparação com a máquina trifásica, verifica-se que cada termo individual da tensão de um dos sistemas trifásicos depende também da corrente no outro sistema.

### 2.3 – Máquina Assíncrona

No caso da excitação por transformador rotativo, torna-se necessário modelizar a máquina assíncrona. Tal como a síncrona, os seus modelos baseiam-se no uso das grandezas de fase reais ou transformadas em  $dq$ . As hipóteses simplificativas admitidas são também idênticas. Ao contrário da máquina síncrona, não existem vantagens evidentes na utilização de um referencial ligado ao rotor, podendo por isso ligar-se também ao estator ou ao campo



girante, de acordo com as conveniências. O modelo  $dq$  da máquina assíncrona de rotor bobinado, com as grandezas reduzidas ao estator, está disponível no ambiente *Matlab/Simulink*, integrando-se directamente no modelo a simular.

No caso da ligação da máquina a conversores de potência, pode obter-se um modelo híbrido  $\alpha\beta\gamma$  que mantém explicitamente três tensões de entrada e de saída, facilitando assim a interligação entre ambos. A matriz de transformação envolvida neste modelo é dada pela relação (2.20), com  $\theta_r$  definindo a posição relativa entre os dois referenciais:

$$g_{\alpha\beta\gamma} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2\cos\theta_r & 1 + 2\cos(\theta_r + 2\pi/3) & 1 + 2\cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ 1 + 2\cos(\theta_r - 2\pi/3) & 1 + 2\cos\theta_r & 1 + 2\cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ 1 + 2\cos(\theta_r + 2\pi/3) & 1 + 2\cos(\theta_r - 2\pi/3) & 1 + 2\cos\theta_r \end{bmatrix} g_{abc} \quad (2.20)$$

Tal como no caso  $dq$ , as novas grandezas podem estar definidas em qualquer referencial, mas ao contrário daquele, as grandezas ligadas ao referencial escolhido continuam a ser as reais [47]. Assim, na ligação a um conversor de potência ligado ao estator deve escolher-se o referencial estatórico, procedendo-se de forma equivalente no caso do rotor. Para o transformador rotativo, com conversores em ambos os terminais, deve optar-se por um referencial ligado ao rotor e com as grandezas também reduzidas ao rotor. A ligação entre o estator e o conversor é neste caso feita através de um transformador de tensão ideal que transforma as tensões reais  $abc$  em  $\alpha\beta\gamma$ .

## 2.4 – Transformador Trifásico

Para a análise do transformador trifásico, convém distinguir se este corresponde a um banco de transformadores monofásicos, logo com circuitos magnéticos independentes por fase e com fluxos magnéticos livres, ou de núcleo trifásico com três colunas, sendo, por isso, o circuito magnético comum às fases e os fluxos forçados. De qualquer modo, em regime equilibrado o comportamento de ambos é semelhante, pelo que se pode recorrer ao esquema equivalente do transformador, como é o caso do *Matlab/Simulink/PSB*.

Em regime desequilibrado, a análise do comportamento do banco de transformadores pode fazer-se com o mesmo modelo do caso equilibrado, devido à independência dos fluxos de cada fase. Isso não acontece no caso do transformador com núcleo trifásico, sendo necessários modelos mais complexos para descrever com maior exactidão o seu

comportamento [48]. Uma alternativa simples, e por isso muito usada, é o estudo das suas componentes simétricas, transformando a análise trifásica global em três monofásicas (directa inversa e homopolar) [49]. Da sua aplicação conclui-se que esse comportamento pode diferir, dependendo do tipo de ligação e da existência de componentes homopolares de fluxo. Este fluxo está ligado à presença de harmónicos ímpares triplos, que formam sistemas sinfásicos. No caso do banco de transformadores esse fluxo pode circular livremente pelo circuito ferromagnético, podendo ser elevado, enquanto que no caso trifásico circula pelo ar, sendo por isso menor, mas dependente da existência de um tanque externo (transformadores refrigerados a óleo). O fluxo homopolar pode contribuir para a saturação magnética do transformador, distorcendo as tensões, e relaciona-se com a componente homopolar das correntes e a impedância homopolar do transformador. Para o caso do LCI-12, em que o transformador é geralmente do tipo Ddy, as ligações em triângulo e estrela sem condutor neutro impõem a inexistência de uma componente homopolar nas correntes de linha. Para um transformador perfeito isso significa também a inexistência de fluxo homopolar. No transformador real a não linearidade do circuito magnético, associada aos fenómenos de histerese e saturação, obriga ao aparecimento de uma componente homopolar de fluxo, quando ela não está presente nas correntes de excitação. Este fluxo induz por sua vez correntes de circulação internas nas fases ligadas em triângulo, que constitui um curto-circuito para as componentes homopolares de corrente. De acordo com a lei de *Lenz*, gera-se assim outro fluxo homopolar oposto ao original, que o compensa. Assim, neste tipo de transformador as tensões mantêm um formato sinusoidal, quer seja no caso de fluxos livres ou forçados.

## 2.5 – Conversores de Potência

A modelização dos conversores de potência está relacionada com a dos dispositivos semicondutores. Estes são normalmente representados por interruptores ideais, ou incorporando algumas características reais dos mesmos. No caso ideal, são simplesmente representados por um curto-circuito quando em condução e por um circuito aberto quando ao corte. Para poder representar o seu comportamento real recorre-se geralmente à sua representação por uma resistência de baixo valor na condução e de valor elevado no corte. Pode também modelizar-se a sua diferença de potencial através de uma fonte de tensão de

valor adequado e os seus tempos de comutação através de uma pequena indutância. A modelização ideal conduz geralmente à representação dos conversores por topologia variável, enquanto a mais realista permite usar topologias fixas, bastando variar o valor dos parâmetros do interruptor, sendo por isso computacionalmente menos pesada. No caso do *Matlab/Simulink* os tirístores usam uma representação ideal no corte, mas não na condução. O modelo permite assim incorporar as perdas do tiristor, possibilitando também a definição do seu tempo de corte.

## 2.6 – Cadeias de Regulação e Comando

Em ambiente *Matlab/Simulink* os controladores PI podem ser representados usando blocos próprios, representativos das respectivas funções de transferência, quer na forma analógica quer na digital. O mesmo acontece com os filtros, que podem ser dimensionados de forma interactiva através da *Filter Design Toolbox*. Existem disponíveis ferramentas adicionais, como a *Fuzzy Logic Toolbox*, que permite o rápido desenvolvimento de controladores difusos. Outros algoritmos de controlo podem também ser simulados facilmente, implementando-se o respectivo código em linguagem C, o que será o caso deste trabalho.

## 2.7 – Interligação dos Subsistemas

Apesar de no *Matlab/Simulink/PSB* a interligação entre os diversos modelos poder ser feita de forma directa, no caso da ligação entre a máquina de seis fases e os conversores de potência convém introduzir uma alteração ao modelo *dq* descrito anteriormente. Nesta ligação é preferível tomar como entradas da máquina não as tensões estatóricas, mas as suas correntes. Nesta situação a ligação de cada fase da máquina ao inversor deve ser feita através de um circuito do tipo *RLE* série, representando *R* a resistência óhmica dos enrolamentos, *L* a indutância de comutação e *E* a *fem* da máquina. Assim, obtém-se uma topologia idêntica para o conjunto rede/rectificador e inversor/máquina. Em [50] é apresentada a transformação do modelo trifásico *dq* do estator para o equivalente *abc-RLE*. Para o efeito, expressam-se os fluxos de magnetização ( $\lambda_{md}$  e  $\lambda_{mq}$ ) em função dos fluxos rotóricos, obtendo-se após manipulação algébrica das relações (2.4):

$$\begin{aligned}\lambda_{md} &= L''_{md} \left( i_{ds} + \frac{\lambda_{fd}}{L_{lfd}} + \frac{\lambda_{kd}}{L_{lkd}} \right) \\ \lambda_{mq} &= L''_{mq} \left( i_{qs} + \frac{\lambda_{kq}}{L_{lkq}} \right)\end{aligned}\quad (2.21)$$

sendo:

$$\begin{aligned}L''_{md} &= \left( \frac{1}{L_{md}} + \frac{1}{L_{lkd}} + \frac{1}{L_{lfd}} \right)^{-1} \\ L''_{mq} &= \left( \frac{1}{L_{mq}} + \frac{1}{L_{lkq}} \right)^{-1}\end{aligned}\quad (2.22)$$

O fluxo estatórico pode assim exprimir-se como:

$$\begin{aligned}\lambda_{ds} &= L''_d i_{ds} + \lambda''_d \\ \lambda_{qs} &= L''_q i_{qs} + \lambda''_q\end{aligned}\quad (2.23)$$

definindo as indutâncias subtransitórias ( $L''_d$  e  $L''_q$ ):

$$\begin{aligned}L''_d &= L''_{md} + L_{ls} \\ L''_q &= L''_{mq} + L_{ls}\end{aligned}\quad (2.24)$$

e os fluxos subtransitórios:

$$\begin{aligned}\lambda''_d &= \frac{L_{md}(\lambda_{kd}L_{lfd} + \lambda_{fd}L_{lkd})}{L_{lfd}L_{lkd} + L_{md}L_{lkd} + L_{md}L_{lfd}} \\ \lambda''_q &= \frac{L_{mq}}{L_{mq} + L_{lkq}} \lambda_{kq}\end{aligned}\quad (2.25)$$

Usando estas relações nas Eq. (2.3) da tensão e expressando as correntes rotóricas em função dos fluxos, obtêm-se as novas relações para as tensões do estator (não sendo alteradas as do rotor):

$$\begin{aligned}u_{ds} &= R_s i_{ds} - \omega_r L''_q i_{qs} + p L''_d i_{ds} + e''_d \\ u_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega_r L''_d i_{ds} + p L''_q i_{qs} + e''_q\end{aligned}\quad (2.26)$$

Aplicando às equações anteriores a Transformada Inversa de *Park* pode escrever-se em termos de variáveis de fase reais:

$$[u_{abc}] = [R_s] [i_{abc}] + p \left( [L_{abc}'' ] [i_{abc}] \right) + [e_{abc}'' ] \quad (2.27)$$

sendo  $[R_s]$  a matriz diagonal das resistências,  $[L_{abc}'' ]$  a matriz das indutâncias de comutação e  $[e_{abc}'' ]$  o vector das tensões, dependente dos fluxos subtransitórios. As tensões subtransitórias  $dq$  obtêm-se a partir da relação:

$$\begin{aligned} e_d'' &= -\omega_r \lambda_q'' + \left( \frac{L_{md}'' r_{kd}}{L_{lkd}^2} (\lambda_d'' - \lambda_{kd}) + \frac{L_{md}'' r_{fd}}{L_{lfd}^2} (\lambda_d'' - \lambda_{fd}) + \frac{L_{md}''^2 r_{kd}}{L_{lkd}^2} i_{ds} + \frac{L_{md}''^2 r_{fd}}{L_{lfd}^2} i_{ds} + \frac{L_{md}''}{L_{lfd}} u_{fd} \right) \\ e_q'' &= \omega_r \lambda_d'' + \left( \frac{L_{mq}'' r_{kq}}{L_{lkq}^2} (\lambda_q'' - \lambda_{kq}) + \frac{L_{mq}''^2 r_{kq}}{L_{lkq}^2} i_{qs} \right) \end{aligned} \quad (2.28)$$

Este modelo é computacionalmente mais eficiente que o modelo  $abc$  original, mas a matriz das indutâncias apresenta ainda termos não lineares dependentes da posição e das saliências dinâmicas da máquina. Este inconveniente pode ser facilmente ultrapassado, quando as saliências dinâmicas forem semelhantes (situação em que  $L_d''/L_q'' \approx 1$  e que se verifica em máquinas com elevado amortecimento), desprezando-se assim o seu efeito, ficando a indutância de comutação, comum às três fases, igual à média aritmética das indutâncias subtransitórias. Caso esta hipótese não se verifique, os erros introduzidos poderão ser importantes (cerca de 20% para  $L_d''/L_q'' \approx 2$ ). Para este caso, [51] propõe uma alteração ao modelo inicial adicionando um circuito rotórico num dos eixos, de forma a obter um modelo cuja média aritmética das novas indutâncias subtransitórias, seja igual às originais. Um modelo semelhante é desenvolvido em [52], recorrendo ao conceito de indutância sub-subtransitória, modelizando também mais enrolamentos amortecedores, para o cálculo da indutância de comutação.

É possível ainda introduzir uma simplificação adicional, desprezando-se as segundas parcelas das equações (2.28), na medida em que as indutâncias subtransitórias de magnetização são inferiores às restantes. O modelo resultante pode ser usado para análise dos valores médios das grandezas, como em [53].

A incorporação da saturação neste modelo é apresentada em [54]. Para o efeito expressa-se a corrente de magnetização em função do fluxo, através da respectiva curva interpoladora  $f(\lambda_{md}) = i_{md}(\lambda_{md})$  e calcula-se a sua derivada. No caso do eixo  $d$  será assim:

$$p\lambda_{md} = L''_{md}(\lambda_{md}) \left( pi_{ds} + p \frac{\lambda_{fd}}{L_{lfd}} + p \frac{\lambda_{kd}}{L_{lkd}} \right) \quad (2.29)$$

sendo:

$$L''_{md}(\lambda_{md}) = \left( \frac{\partial f(\lambda_{md})}{\partial \lambda_{md}} + \frac{1}{L_{lfd}} + \frac{1}{L_{lkd}} \right)^{-1} \quad (2.30)$$

Para o eixo  $q$  pode proceder-se da mesma forma, substituindo-se depois as expressões das derivadas nas equações  $dq$  originais e procedendo de forma semelhante à descrita para o modelo não saturado. Obtêm-se assim as equações estáticas do modelo de saturação:

$$\begin{aligned} u_{ds} &= R_s i_{ds} - \omega_r L_{ls} i_{qs} + L''_d(\lambda_{md}) pi_{ds} + e_d \\ u_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega_r L_{ls} i_{ds} + L''_q(\lambda_{mq}) pi_{qs} + e_q \end{aligned} \quad (2.31)$$

sendo  $e_d$  e  $e_q$  dados pelas relações:

$$\begin{aligned} e_d &= -\omega_r \lambda_{mq} + \left( \frac{L''_{md}(\lambda_{md}) r_{kd}}{L_{lkd}^2} (\lambda_{md} - \lambda_{kd}) + \frac{L''_{md}(\lambda_{md}) r_{fd}}{L_{lfd}^2} (\lambda_{md} - \lambda_{fd}) + \frac{L''_{md}(\lambda_{md})}{L_{lfd}} u_{fd} \right) \\ e_q &= \omega_r \lambda_{md} + \left( \frac{L''_{mq}(\lambda_{mq}) r_{kq}}{L_{lkq}^2} (\lambda_{mq} - \lambda_{kq}) \right) \end{aligned} \quad (2.32)$$

Após aplicação da Transformada Inversa de *Park* obtêm-se o sistema de equações em variáveis reais:

$$[u_{abc}] = [R_s] [i_{abc}] + [L_{abc}(\theta, \lambda_m)] p [i_{abc}] + \omega_r [L_{abc}(\theta, \lambda_m)] [i_{abc}] + [e_{abc}] \quad (2.33)$$

Com a introdução da saturação, a matriz das indutâncias de comutação, definida anteriormente, apresenta uma não linearidade adicional, devido à dependência do fluxo.

Para a máquina de seis fases, as Eq. (2.22) e Eq. (2.25) continuam a ser válidas, sendo alteradas as Eq. (2.23) e Eq. (2.24), ficando neste caso:

$$\begin{aligned} \lambda_{ds1} &= L''_d i_{ds1} + L''_{dx} i_{ds2} + \lambda''_d \\ \lambda_{ds2} &= L''_d i_{ds2} + L''_{dx} i_{ds1} + \lambda''_d \\ \lambda_{qs1} &= L''_q i_{qs1} + L''_{qx} i_{qs2} + \lambda''_q \\ \lambda_{qs2} &= L''_q i_{qs2} + L''_{qx} i_{qs1} + \lambda''_q \end{aligned} \quad (2.34)$$

e

$$L_d'' = L_{ls} + \left( \frac{1}{L_{md}} + \frac{1}{L_{lkd}} + \frac{1}{L_{lfd}} \right)^{-1} + L_{lm} = L_{ls} + L_{dx}'' \quad (2.35)$$

$$L_q'' = L_{ls} + \left( \frac{1}{L_{mq}} + \frac{1}{L_{lkq}} \right)^{-1} + L_{lm} = L_{ls} + L_{qx}''$$

As equações relativas às tensões são agora:

$$\begin{aligned} u_{ds1} &= R_s i_{ds1} - \omega_r (L_q'' i_{qs1} + L_{qx}'' i_{qs2}) + p(L_d'' i_{ds1} + L_{dx}'' i_{ds2}) + e_d'' \\ u_{ds2} &= R_s i_{ds2} - \omega_r (L_q'' i_{qs2} + L_{qx}'' i_{qs1}) + p(L_d'' i_{ds2} + L_{dx}'' i_{ds1}) + e_d'' \\ u_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \omega_r (L_d'' i_{ds1} + L_{dx}'' i_{ds2}) + p(L_q'' i_{qs1} + L_{qx}'' i_{qs2}) + e_q'' \\ u_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \omega_r (L_d'' i_{ds2} + L_{dx}'' i_{ds1}) + p(L_q'' i_{qs2} + L_{qx}'' i_{qs1}) + e_q'' \end{aligned} \quad (2.36)$$

As tensões subtransitórias continuam a ser dadas pelas Eq. (2.32), representando  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$  a soma das correntes directas e em quadratura de ambos os sistemas trifásicos. Considerando os fluxos subtransitórios, uma nova relação é obtida para o binário electromagnético, a partir das Eq. (2.18) e Eq. (2.34):

$$t_{em} = \frac{3}{2} P_p \left( \lambda_d'' (i_{qs1} + i_{qs2}) - \lambda_q'' (i_{ds1} + i_{ds2}) + dL (i_{ds1} i_{qs1} + i_{ds2} i_{qs2} + i_{ds1} i_{qs2} + i_{qs1} i_{ds2}) \right) \quad (2.37)$$

correspondendo  $dL$  à diferença entre as indutâncias subtransitórias.

A incorporação da saturação e das perdas da máquina hexafásica pode ser efectuada da mesma forma como para o caso trifásico.

A transformação do modelo em  $dq_{12}$  para  $abc_{12}$  e considerando a hipótese de saliências dinâmicas idênticas, introduz uma não linearidade adicional, pois verifica-se que a queda de tensão associada à reactância de comutação num dos sistemas é também função da corrente no outro, o que resulta do acoplamento entre os dois sistemas trifásicos. Em [55] esse acoplamento é introduzido através das indutâncias  $L_{dx}''$  e  $L_{qx}''$  e dos ângulos de disparo dos dois sistemas. No entanto, em [56], admitindo a hipótese das comutações nos dois sistemas ocorrerem em instantes diferentes e entre eles a corrente de cada sistema ser constante, considera-se a reactância de comutação hexafásica idêntica à trifásica. Esta solução foi adoptada para o modelo desenvolvido, pois a introdução desta dependência juntamente com a saturação numa indutância não linear tornava a simulação instável. Estas simplificações

associadas ao valor da indutância de comutação não são redutoras do modelo, pois com ela pretende modelizar-se a transferência da corrente entre tiristores, mas esta depende de diversos fenómenos transitórios ocorridos no rotor e nos semicondutores e que variam muito com a estrutura e construção do LCI. No caso hexafásico, devido ao acoplamento entre os dois sistemas trifásicos, esses fenómenos são ainda mais complexos. A sua validação e ajustamento terão, por isso, que ser sempre experimentais. A validação deste modelo será feita no capítulo seguinte, integrando os restantes componentes do LCI e analisando este na sua globalidade.

## **2.8 – Conclusões**

Neste capítulo foram apresentados os modelos usados para a simulação do LCI, que será efectuada recorrendo às ferramentas computacionais do ambiente *Matlab/Simulink*. Nesses modelos foi dada especial atenção à máquina síncrona e sua interligação com o conversor de potência, desenvolvendo-se um modelo usando grandezas subtransitórias e incorporando a saturação.



## CAPÍTULO 3

# ANÁLISE DE FUNCIONAMENTO DO LCI

### 3.1 – Introdução

No Capítulo 1 foi feita uma breve apresentação qualitativa do funcionamento do LCI. Neste capítulo, essa análise vai ser quantificada, de forma a ficarem objectivamente definidas as características electromecânicas do LCI. Esta análise basear-se-á no estudo das componentes, média e alternada, presentes nas grandezas electromagnéticas da Eq. (1.1), assumindo que a corrente DC nunca se anula e que tem uma ondulação geralmente desprezável face ao seu valor médio. Nos sistemas reais, em funcionamento normal, esta hipótese verifica-se com grande aproximação, não sendo necessário por isso uma análise mais rigorosa baseada nas componentes  $dq$ . De qualquer forma, serão também referidas as consequências das não idealidades associadas à ondulação presente na corrente.

### 3.2 – Caracterização do Binário

A característica fundamental de um accionamento é o binário que este desenvolve e que, de acordo com as expressões apresentadas no capítulo anterior, se pode exprimir em termos de fluxos ou tensões e correntes da máquina. No caso geral, as características destas variáveis definem assim as do binário. Para o funcionamento normal do LCI, a Eq. (1.1) é suficiente para caracterizar o binário electromagnético com boa aproximação. Definindo aquela equação em termos da tensão DC à entrada do inversor e desprezando as perdas no CSI e na máquina, ter-se-á a seguinte expressão para o binário electromagnético, em termos instantâneos:

$$t_{em}(t) = \frac{i_{dc} u_{di}}{\omega_{rm}} \quad (3.1)$$

Para uma dada velocidade ( $\omega_{rm}$ ) e com  $i_{dc}$  constante, conclui-se que o binário acompanha as variações de tensão à saída do inversor, impondo-se assim a sua análise.

Tomando como referência a Fig. 1.1, a tensão instantânea ideal obtida na saída do retificador é composta por seis arcadas sinusoidais, pertencentes às tensões compostas de alimentação. Para uma tensão simples à entrada do retificador, com valor eficaz  $U_L$  e frequência angular  $\omega$ , o valor médio da tensão de saída valerá por definição [57]:

$$U_{dr} = \frac{3}{\pi} \sqrt{6} U_L \cos \alpha \quad (3.2)$$

Esta tensão ideal supõe que a comutação da corrente entre tirístores se processa de forma instantânea e tendo em conta a sua simetria possui apenas harmónicas ímpares de ordem  $6k$  ( $k=1,2,3\dots$ ). Na hipótese de uma comutação binária, envolvendo apenas dois tirístores por grupo, a tensão instantânea rectificadora durante a condução simultânea é igual à média aritmética das tensões alternadas envolvidas na comutação, possuindo um valor de pico igual a  $\sqrt{6} U_L \cos(\pi/6)$ . O ângulo de condução simultânea associado a esta comutação é dado pela expressão (3.3), mostrando a sua dependência face à indutância de comutação ( $L_c$ ).

$$\mu = \arccos \left( \cos \alpha - \frac{2\omega L_c I_{dc}}{\sqrt{6} U_L} \right) - \alpha \quad (3.3)$$

O valor médio da tensão, neste caso, será por definição:

$$U_{dr} = \frac{3}{2\pi} \sqrt{6} U_L [\cos \alpha + \cos(\alpha + \mu)] \quad (3.4)$$

A alteração da tensão de  $60^\circ$  em  $60^\circ$  pode também ser quantificada através da queda de tensão indutiva, associada à indutância de comutação nesses instantes. Esta queda repete-se seis vezes por período, pelo que em média valerá:

$$dU_{dr} = \frac{\omega L_c I_{dc}}{\pi/3} \quad (3.5)$$

A relação anterior mostra que, idealmente, esta queda de tensão não depende do ângulo  $\alpha$ , podendo modelizar-se por uma resistência equivalente constante. A tensão média que se obtém será portanto:

$$U_{dr} = \frac{3}{\pi} (\sqrt{6} U_L \cos \alpha - \omega L_c I_{dc}) \quad (3.6)$$

No funcionamento inversor, ter-se-á em termos do ângulo de avanço:

$$U_{di} = \frac{3}{\pi} (\sqrt{6} U_L \cos \beta + L_c \omega I_{dc}) \quad (3.7)$$

Neste caso e tendo em conta a Eq. (1.2), o ângulo de comutação pode exprimir-se em função do ângulo de extinção:

$$\mu = \arccos \left( \cos \varphi - \frac{2\omega L_c I_{dc}}{\sqrt{6} U_L} \right) - \varphi \quad (3.8)$$

O fenómeno da comutação não altera a frequência dos harmónicos presentes na tensão DC rectificada, mas apenas da sua amplitude e fase. O seu cálculo pode ser efectuado recorrendo ao conceito das funções de comutação ( $S_u$ ), que relacionam a tensão DC com as tensões simples AC presentes à entrada do rectificador, através da relação seguinte [58]:

$$u_{dc} = u_a S_{ua} + u_b S_{ub} + u_c S_{uc} \quad (3.9)$$

As funções de comutação estão relacionadas com o estado de condução dos tirístores em cada fase, valendo 1 durante a condução do tiristor no grupo de ânodos comuns, -1 para a condução no grupo de cátodos comuns e  $\pm 0.5$  durante a comutação, apresentado a forma da Fig. 3.1.

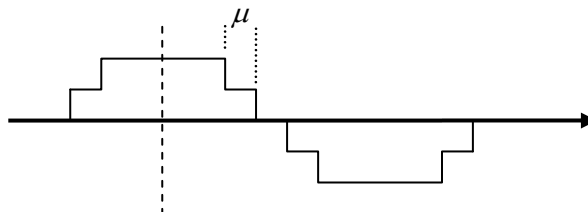


Fig. 3.1 – Função de comutação da tensão, para um rectificador trifásico.

Considerando a simetria par da função de comutação, pode escrever-se para cada fase:

$$\begin{aligned} S_a &= \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} A_{an} \cos(n\omega t) + \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} B_{an} \text{sen}(n\omega t) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} C_{un} \cos(n\omega t) \\ S_b &= \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} A_{bn} \cos(n\omega t) + \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} B_{bn} \text{sen}(n\omega t) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} C_{un} \cos[n(\omega t - 2\pi/3)] \\ S_c &= \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} A_{cn} \cos(n\omega t) + \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} B_{cn} \text{sen}(n\omega t) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} C_{un} \cos[n(\omega t - 4\pi/3)] \end{aligned} \quad (3.10)$$

sendo

$$C_{um} = \frac{4}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\pi}{2} \cos \frac{n\pi}{6} \cos \frac{n\mu}{2} \quad (3.11)$$

No Anexo 1 encontram-se as expressões dos coeficientes individuais  $A_{xn}$  e  $B_{xn}$  tendo em conta o ângulo de disparo e fase das tensões AC.

Substituindo (3.10) em (3.9) e usando a teoria da convolução confirma-se que apenas os harmónicos de ordem  $6k$  ( $k=1,2,3\dots$ ) não são nulos. Para o LCI-12 a tensão DC global hexafásica à saída dos conversores, no caso de ângulos de disparo iguais, corresponde à soma de duas tensões idênticas desfasadas de  $30^\circ$ , tendo assim um valor médio duplo do LCI-6. Em termos harmónicos globais ter-se-á:

$$u_{dc1} + u_{dc2} = \sum_{n=6k} C_n \cos(n\omega t + \varphi_n) + \sum_{n=6k} C_n \cos[n(\omega t - 30) + \varphi_n] \quad (3.12)$$

Desenvolvendo os termos em co-seno conclui-se que as componentes de ordem  $6k$  com  $k$  ímpar se anulam, ficando apenas os de  $k$  par, pelo que os harmónicos resultantes são de ordem  $12k$  ( $k=1,2,3\dots$ ), sendo assim estes os harmónicos do binário no LCI-12.

Uma análise simplificada do binário pode ser feita a partir da força magnetomotriz ( $f_{mm}$ ) do estator e do rotor. O vector espacial da  $f_{mm}$  do estator, obtido por um enrolamento trifásico usando bobinas com  $n_e$  espiras percorridas por uma corrente  $I$ , é dado pela relação:

$$F_{mm} = n_e i_a + a n_e i_b + a^2 n_e i_c = \frac{3}{2} n_e I e^{-j\theta} \quad (3.13)$$

Assim, na máquina trifásica, a  $f_{mm}$  do estator possui as componentes harmónicas das correntes que a originam. As correntes de fase em cada conversor podem também relacionar-se com a corrente DC intermédia através de funções de comutação ( $S_i$ ), podendo escrever-se no caso de corrente constante:

$$\begin{aligned} i_a &= I_{dc} S_{ia} \\ i_b &= I_{dc} S_{ib} \\ i_c &= I_{dc} S_{ic} \end{aligned} \quad (3.14)$$

As expressões (3.10) servem também para definir as funções de comutação das correntes, sendo necessário definir as novas amplitudes. No caso de se considerar  $\mu = 0$  as funções de comutação da corrente e tensão são iguais pelo que é válida a expressão (3.11).

Considerando a comutação, torna-se necessário conhecer como evolui a corrente durante esse instante. A evolução real é do tipo sinusoidal e dependente do ângulo de disparo, mas pode ser aproximada sem grande erro por uma variação linear, de acordo com a Fig. 3.2.

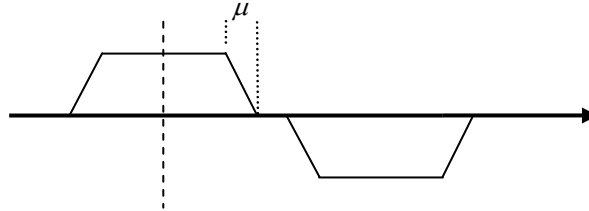


Fig. 3.2 – Função de comutação da corrente, para um rectificador trifásico.

Os coeficientes de  $S_i$  são agora:

$$C_{in} = \frac{4}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\pi}{2} \cos \frac{n\pi}{6} \frac{\operatorname{sen}(n\mu/2)}{n\mu/2} \quad (3.15)$$

No Anexo 2 encontram-se as expressões completas dos coeficientes gerais  $A_{xn}$  e  $B_{xn}$ , considerando uma variação sinusoidal de corrente, verificando-se que os harmónicos de corrente resultantes são de ordem  $6k \pm 1$  ( $k = 1, 2, 3, \dots$ ). Na máquina hexafásica a  $f_{mm}$  global será a soma de dois vectores idênticos desfasados de  $30^\circ$ . Decompondo as correntes dos dois sistemas trifásicos, nas suas componentes através da série de *Fourier* e separando as que formam sequências positivas ( $6k+1$ ) das negativas ( $6k-1$ ), tem-se que:

$$F_{mm1} + F_{mm2} = \sum_{n=6k+1} C_{nd} \cos(n\omega t + \varphi_{nd}) + \sum_{n=6k-1} C_{ni} \cos(n\omega t + \varphi_{ni}) + \sum_{n=6k+1} C_{nd} \cos[n(\omega t - 30) + \varphi_{nd}] + \sum_{n=6k-1} C_{ni} \cos[n(\omega t - 30) + \varphi_{ni}] \quad (3.16)$$

Desenvolvendo os termos em co-seno de forma análoga ao efectuado para a tensão, verifica-se que os termos de ordem  $6k \pm 1$  ( $k = 1, 3, 5, \dots$ ) se anulam, ficando a  $f_{mm}$  apenas com harmónicos de ordem  $12k \pm 1$  ( $k = 1, 2, 3, \dots$ ). As componentes de sequência positiva (rodando no sentido do rotor) e negativas (rodando em sentido inverso) consecutivas induzem correntes no rotor da mesma ordem. Assim, os harmónicos de ordem 11 e 13 induzem harmónicos de corrente no rotor de ordem 12, originando um binário de indução com uma pulsação da mesma ordem. Fisicamente, entre cada comutação a  $f_{mm}$  do estator está fixa, nas posições representadas na Fig. 3.3, mas a  $f_{mm}$  ligada ao rotor continua em rotação pelo que o ângulo formado entre ambas se altera, variando o binário de forma sinusoidal com esse ângulo. No

caso do LCI-6 a variação angular entre a *fmm* do estator e do rotor é de 60° enquanto no LCI-12 com comando simétrico é de 30°, sendo por isso menor a pulsação.

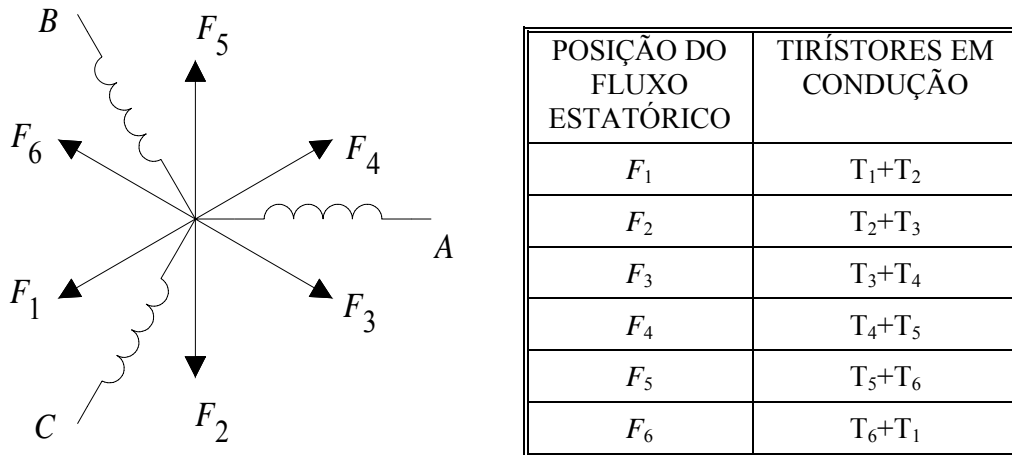


Fig. 3.3 – Posições fixas do fluxo estatórico no LCI-6.

A pulsação do binário pode ser idealmente anulada modulando a corrente DC de interligação, para que esta apresente uma pulsação similar à da tensão na saída do inversor, mas com uma fase oposta. Contudo, em termos práticos este facto é dificilmente conseguido, pois a indutância de alisamento dificulta a rápida variação da corrente em tempo real.

Em funcionamento normal o binário e a carga determinam a velocidade da máquina. Para a situação de vazio (logo  $i_{dc} \approx 0$ ), a tensão aos terminais da máquina coincide com a sua *fem* interna, pelo que se obtém a partir das Eq. (2.10) e Eq. (3.7):

$$\omega_{ro} = \frac{U_{dio}}{3\sqrt{3}L_{md}I_{fd} \cos \beta} \tag{3.17}$$

No caso mais geral, desprezando a queda de tensão na resistência parasita da bobina de alisamento, a tensão média do inversor é igual à do rectificador, concluindo-se assim que a velocidade pode ser alterada através da actuação sobre o ângulo de atraso aplicado ao rectificador, do ângulo de avanço com que se actua sobre o inversor ou da excitação aplicada à máquina. De forma semelhante à máquina DC, a variação de tensão deve ser utilizada para controlar a velocidade entre a paragem e o valor nominal, definindo a zona de funcionamento a binário constante e potência crescente. Acima da velocidade nominal pode usar-se, dentro de limites que garantam a comutação segura, a variação da excitação através do enfraquecimento do campo, definindo a zona de funcionamento a potência constante e binário decrescente.

Na realidade a corrente DC de interligação e a própria corrente de excitação possuem sempre alguma ondulação, podendo provocar o aparecimento de binários parasitas adicionais, em baixas frequências, resultantes dos fenómenos de modulação existentes entre os conteúdos espectrais das diferentes grandezas que contribuem para o desenvolvimento do binário. A partir da Eq. (3.1) é também possível estimar os binários parasitas devidos à ondulação da corrente DC. Para o efeito exprime-se a corrente  $i_{dc}$  e a tensão  $u_{di}$  através da sua série de *Fourier*. Em relação à tensão ter-se-á para o caso trifásico:

$$u_{di}(t) = U_{di} + \sum_{m=6k}^{\infty} C_m \cos(m\omega_r t + \varphi_m) \quad (3.18)$$

A corrente DC conterá harmónicos devidos quer à frequência da rede quer da máquina, mas os primeiros têm maior peso, pelo que será:

$$i_{dc}(t) \approx I_{dc} + \sum_{n=6k}^{\infty} C_n \cos(n\omega_L t + \varphi_n) \quad (3.19)$$

Multiplicando as equações e isolando os termos sinusoidais tem-se:

$$\begin{aligned} & \sum_{m=6k}^{\infty} \sum_{n=6k}^{\infty} C_m \cos(m\omega_r t + \varphi_m) C_n \cos(n\omega_L t + \varphi_n) \\ &= \sum_{m=6k}^{\infty} \sum_{n=6k}^{\infty} \frac{C_m C_n}{2} \{ \cos[(m\omega_r + n\omega_L)t + \varphi_m + \varphi_n] + \cos[(m\omega_r - n\omega_L)t + \varphi_m - \varphi_n] \} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Particularizando a equação anterior para uma frequência da rede  $\omega_L = 50$  Hz e da máquina  $\omega_r = 45$  Hz existirá, entre outros, um harmónico no binário em 30 Hz, muito abaixo do característico que será em 270 Hz. No caso hexafásico, o binário parasita correspondente estará em 60 Hz.

### 3.3 – Caracterização do Factor de Potência

O factor de potência de um sistema AC é um parâmetro importante para aferir do seu dimensionamento para obtenção de uma potência activa desejada. No caso do LCI as tensões alternadas associadas aos conversores da rede e da máquina podem idealmente considerar-se sinusoidais livres de harmónicos (a excepção são os instantes de comutação), o mesmo não acontecendo com as correntes. Nesta situação, apenas a componente fundamental das

correntes ( $I_{ef1h}$ ), com a mesma frequência da tensão, contribui para a potência útil posta em jogo, sendo para o caso de  $n_f$  fases:

$$P_a = n_f U_{ef} I_{ef1h} \cos \phi_{1h} \quad (3.21)$$

Nestas situações, o factor de potência ( $PF$ ) é função do desfasamento ( $\phi_{1h}$ ) entre as componentes fundamentais de tensão e corrente e também da forma de onda da corrente, de acordo com a relação:

$$PF = \frac{P_a}{S} = \frac{I_{ef1h}}{I_{ef}} \cos \phi_{1h} \quad (3.22)$$

Na situação ideal, com  $\mu = 0$  e  $i_{dc}$  constante, o valor eficaz das correntes nas fases ligadas aos conversores relaciona-se com o valor médio DC pela relação:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{dc} \quad (3.23)$$

sendo o valor da componente fundamental:

$$I_{ef1h} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{dc} \quad (3.24)$$

Na prática, o formato das correntes é alterado pela comutação e o seu desfasamento varia com os ângulos de disparo dos conversores, pelo que o factor de potência pode variar numa grande faixa.

### 3.3.1 – Máquina Síncrona

Para diminuir as perdas na máquina síncrona procura-se que esta funcione com o fluxo nominal e factor de potência unitário. No LCI este último está ligado a  $\beta$ , pelo que, se este pudesse ser sempre nulo, bastaria actuar sobre a tensão do rectificador para regular a velocidade desde zero até ao seu valor nominal. No entanto a comutação impede que  $\beta$  seja nulo, devendo de qualquer forma minimizar-se. Caso o comando dos conversores inversores seja sincronizado a partir das tensões da máquina o seu valor deverá ser igual à soma do ângulo de comutação  $\mu$  e do ângulo de extinção do tiristor  $\varphi$ . Este último está associado ao



tempo de corte do tiristor ( $t_{off}$ ), que se supõe constante, aumentando assim  $\varphi$  com a velocidade da máquina, pois  $\varphi = \omega_r t_{off}$ . Por sua vez, o ângulo de comutação varia com  $\alpha$ , sendo máximo quando este vale  $0^\circ$ , mínimo em torno dos  $90^\circ$  e aumentando novamente para  $\alpha > 90^\circ$ . O ângulo  $\alpha$  correspondente ao mínimo de  $\mu$  é dado pela Eq. (3.25) e depende da relação entre a corrente média e o valor de pico da corrente de curto-circuito na comutação ( $\hat{I}_{cc}$ ), sendo esta limitada apenas pela indutância de comutação.

$$\alpha_{\mu(\min)} = \pi/2 - \arcsen(I_{dc}/2 \hat{I}_{cc}) \quad (3.25)$$

A comutação altera as amplitudes dos harmónicos da corrente (contribuindo em geral para a diminuição dessas amplitudes), assim como do seu desfasamento, influenciando portanto o factor de potência. Admitindo uma variação linear da corrente na comutação, o seu valor eficaz por fase passa a valer:

$$I_{ef} = I_{dc} \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{\mu}{3\pi}} \quad (3.26)$$

tendo um primeiro harmónico com valor eficaz dado pela equação:

$$I_{ef1h} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{dc} \frac{\text{sen}(\mu/2)}{\mu/2} \quad (3.27)$$

Para obter o valor exacto do desfasamento entre a tensão e a corrente deve recorrer-se à análise das fases dos primeiros harmónicos obtidos pela análise de *Fourier*. Considerando a variação sinusoidal da corrente na comutação esse desfasamento é dado pela relação

$$\phi_{1h} = \arccos \left( \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \mu)}{2} \right) \quad (3.28)$$

Supondo a variação linear da corrente, o desfasamento é aproximado pela relação mais simples:

$$\phi_{1h} = \beta - \mu/2 \quad (3.29)$$

Esta última expressão constitui uma boa aproximação para  $\phi_{1h}$ , pelo que é normalmente usada como elemento de análise. Verifica-se portanto que a necessidade de limitação do ângulo de disparo limita também o desfasamento  $\phi_{1h}$ .

Se o ângulo de disparo dos tirístores for determinado a partir da medida da posição rotórica, geralmente sincronizada com a *fem* em vazio, para otimizar o funcionamento do sistema deve ter-se em conta o ângulo de carga da máquina, determinando o seu valor em cada instante. A determinação do ângulo de carga pode ser feita a partir da relação (3.30), derivada da Eq. (2.11). Para o efeito, as tensões e correntes da máquina devem estar definidas num referencial síncrono, de acordo com a transformação de *Park*.

$$\delta = -\arctg(U_{ds} / U_{qs}) \quad (3.30)$$

Em situações de funcionamento regular próximo da plena carga, pode implementar-se um controlo simples, impondo a corrente de excitação constante no seu valor nominal e o ângulo de disparo no conversor inversor também constante, actuando apenas sobre a corrente  $I_{dc}$  de interligação, através do conversor rectificador. O ângulo de disparo escolhido deve garantir a comutação segura dos tirístores, para as condições mais adversas de funcionamento, correspondentes ao valor de potência máxima. Neste caso, para potências baixas o ângulo de carga da máquina diminui, pelo que, no caso do sincronismo ser efectuado através da posição mecânica, com  $\psi$  constante, o factor de potência da máquina degrada-se. No caso da sincronização pela tensão, com  $\beta$  constante, essa degradação é menor, mas em ambos os casos a máquina fica com um fluxo superior ao seu valor nominal, contribuindo para a sua saturação magnética e maiores perdas.

O factor de potência é maximizado ajustando o ângulo de avanço para comando do inversor, de forma a impor um tempo (e não um ângulo) de extinção constante, pois no caso de  $\varphi$  ser constante, o tempo disponível para o bloqueio dos tirístores aumenta com a redução da velocidade, aumentando sem necessidade o desfasamento entre a corrente e a tensão. Mesmo maximizando em cada instante o factor de potência na máquina síncrona, os seus valores habituais no LCI são usualmente inferiores a 0.9.

### 3.3.2 – Rede

Do lado da rede o factor de potência irá depender mais acentuadamente da carga, tornando-se necessário conhecer as características das correntes primárias do conversor rectificador. Para simplificar a sua obtenção podem desprezar-se as correntes de excitação do transformador e considerar inicialmente que no caso do LCI-12 a ligação à rede é feita por

dois transformadores trifásicos (um Dd0 e outro Dy1). Para potências muito elevadas, esta pode ser a solução adoptada, usando-se também, em alternativa, um único transformador trifásico com dois enrolamentos primários em paralelo.

A contribuição das correntes dos enrolamentos secundários para as dos primários depende do tipo de ligação. Para o transformador Dd0, na ausência de correntes homopolares, as correntes dos enrolamentos secundários relacionam-se com as de linha, respectivas, pela relação (3.31), a que corresponde a evolução temporal representada na Fig. 3.4.

$$\begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Estas correntes possuem seis níveis não nulos por período, cada um durando  $60^\circ$  e com amplitudes iguais a  $\pm I_{dc}/3$  e  $\pm 2I_{dc}/3$  e reflectem-se nos enrolamentos primários, correspondentes, através da relação entre o número de espiras primário-secundário ( $n_r = n_p/n_s$ ). As correntes de linha primárias, resultantes da diferença entre as duas correntes de fase do triângulo, ficam isomorfas das secundárias, apresentando o formato quase-quadrado. Para uma corrente secundária com amplitude  $I_{dc}$ , a primária terá assim um máximo ideal de acordo com a Eq. (3.32), calculando-se o seu valor eficaz de acordo com a relação (3.23):

$$\hat{I}_{p\Delta\Delta} = \frac{I_{dc}}{n_r} \quad (3.32)$$

Para o transformador Dy1 as correntes de linha secundárias coincidem com as dos enrolamentos pelo que se reflectem nos primários pela relação entre espiras, que neste caso será igual a  $\sqrt{3} n_r$ .

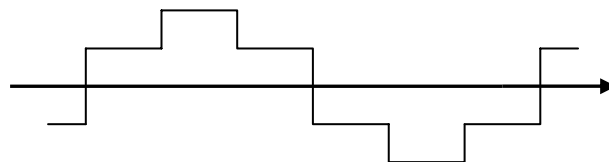


Fig. 3.4 – Corrente ideal nos enrolamentos secundários em triângulo.

Nesta situação, as correntes de linha primárias evoluem de forma similar à da Fig. 3.4, sendo o seu máximo dado pela relação:

$$\hat{I}_{p\Delta Y} = \frac{2I_{dc}}{\sqrt{3}n_r} \quad (3.33)$$

O valor eficaz destas correntes é igual a:

$$I_{p\Delta Yef} = \frac{\sqrt{2}}{2} \hat{I}_{p\Delta Y} \quad (3.34)$$

sendo o valor da componente fundamental:

$$I_{p\Delta Yef1h} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} \hat{I}_{p\Delta Y} \quad (3.35)$$

Apesar das correntes de linha primárias nos transformadores Dd e Dy terem evoluções temporais diferentes, apresentam harmónicos com amplitudes iguais, variando apenas as respectivas fases, e contendo apenas harmónicos com frequências ímpares, com exclusão das triplas. Para um LCI-6, independentemente do tipo de transformador trifásico, o factor de potência é o mesmo, e tendo em conta as definições de potência activa e aparente e as Eq. (3.14) e Eq. (3.15) terá valor máximo, para  $\phi_{1h}$  nulo, igual a 0.9549.

No LCI-12 a corrente de linha primária global será a soma das correntes associadas às duas situações anteriores. No caso de comando simétrico a corrente evoluirá como na Fig. 3.5, apresentando um total de dez níveis por período, durante cada  $30^\circ$ , com excepção dos níveis superior e inferior que têm uma duração dupla. Além disso não possui os harmónicos de 5ª e 7ª ordem, associados a cada ponte isolada, pois as componentes respectivas anulam-se mutuamente, de forma semelhante ao verificado com a *fmm* da máquina. Se a simetria no comando dos conversores não for perfeita, poderão ainda existir aquelas componentes, embora com uma amplitude muito reduzida.

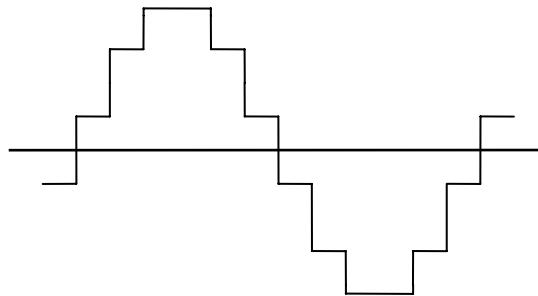


Fig. 3.5 – Corrente de linha primária ideal no LCI-12.

O valor eficaz desta corrente, relativamente ao lado DC, é dado por:

$$I_{Lef} = \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{3}\right) \frac{I_{dc}}{n_r} \quad (3.36)$$

valendo o da componente fundamental:

$$I_{Lef1h} = \frac{2\sqrt{6}}{\pi} \frac{I_{dc}}{n_r} \quad (3.37)$$

O factor de potência máximo vale agora 0.9886, superior ao trifásico. No caso do LCI-12 usar apenas um transformador trifásico, as correntes dos enrolamentos primários serão similares às de linha, obtidas na ligação com os dois transformadores separados. As correntes de linha serão isomorfas destas mas com uma amplitude  $\sqrt{3}$  vezes superior e um atraso de  $30^\circ$ , típicos da ligação em triângulo, podendo obter-se directamente a partir das correntes de linha secundárias usando a relação (3.38). O conteúdo harmónico e o factor de potência máximo são, portanto, os mesmos.

$$\begin{bmatrix} i_{LA} \\ i_{LB} \\ i_{LC} \end{bmatrix} = \frac{1}{n_r} \left( \begin{bmatrix} 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \\ -1/\sqrt{3} & 0 & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{AY} \\ i_{BY} \\ i_{CY} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{A\Delta} \\ i_{B\Delta} \\ i_{C\Delta} \end{bmatrix} \right) \quad (3.38)$$

Existe ainda outro parâmetro muito importante usado para caracterizar a ligação do transformador à rede e que é o factor de distorção harmónica das correntes *THD* definido por:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n \neq 1} I_n^2}}{I_{1h}} * 100\% \quad (3.39)$$

Este parâmetro pode relacionar-se directamente com o factor de potência, obtendo-se:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \cos \phi_{1h} \quad (3.40)$$

A degradação do factor de potência provocada pelos harmónicos de corrente está associada ao aumento das perdas do motor e transformador, provocando uma diminuição adicional na capacidade da potência disponibilizada pelo LCI. Estas perdas adicionais devem-se sobretudo ao aumento das perdas por correntes de *Foucault* que são proporcionais ao quadrado da frequência e podem ser estimadas através das componentes harmónicas das correntes em termos das respectivas amplitudes, definindo um factor de perdas harmónicas *FHL*:

$$FHL = \frac{\sum_{n=1} \left( \frac{I_n}{I_{1h}} \right)^2 n^2}{\sum_{n=1} \left( \frac{I_n}{I_{1h}} \right)^2} \quad (3.41)$$

No caso do LCI a norma IEEE Std. C57.110-1998 [59] refere que num transformador trifásico estas perdas harmónicas em carga são cerca de três vezes superiores às verificadas em regime alternado sinusoidal, caindo para metade no caso hexafásico do LCI-12. Por seu lado, a norma IEEE Std. 995-1987 [60] apresenta um aumento global das perdas em 30% para a máquina síncrona trifásica e metade para a hexafásica.

A distorção das correntes reflecte-se também nas tensões a montante do transformador, com um efeito dependente das reactâncias por onde circulam essas correntes. As normas apresentam por isso recomendações para os valores da *THD* e conteúdos harmónicos de corrente individuais e totais máximos, assim como limites para a *THD* das tensões no ponto de ligação comum. Em termos da *THD* das correntes, o LCI-12 apresenta um valor próximo de 15% enquanto no LCI-6 é o dobro.

### 3.4 – Sistemas de Regulação e Comando

De acordo com a relação (3.17), são três as grandezas que permitem alterar a velocidade da máquina, pelo que em princípio, caso se pretenda um desempenho otimizado do LCI, cada uma deve possuir um sistema de controlo em cadeia fechada, com reguladores adequados. No caso do ângulo de avanço, caso se opte por um funcionamento com ângulo de extinção constante, é suficiente usar a relação (3.8) para corrigir o valor de  $\beta$ .

Tendo em conta o princípio de funcionamento descrito no Capítulo 1, a Fig. 3.6 ilustra uma estrutura de regulação possível para o LCI, onde se podem visualizar as diferentes malhas de controlo. Nesta estrutura admite-se que os sinais de sincronismo para os conversores da máquina derivam directa ou indirectamente das respectivas tensões e que o circuito de excitação tem como entrada de referência o fluxo da máquina. A estrutura de regulação apresenta alguma complexidade, pois existe um acoplamento entre as diferentes variáveis que se pretendem controlar. Além disso, os conversores de potência possuem um comportamento discreto intrínseco, pelo que o tratamento rigoroso de todo o sistema deve ser feito em última análise através do recurso à Transformada Z. No entanto, as constantes de

tempo envolvidas permitem considerar as variações das diferentes grandezas como uma perturbação sobre as restantes malhas de regulação. Nessa hipótese, é possível recorrer a algumas simplificações para obter funções de transferência equivalentes e que permitem obter resultados muito próximos dos obtidos com uma análise mais rigorosa. O dimensionamento dos reguladores usados para controlo do LCI, conforme apresentado na Fig. 3.6, baseia-se assim em técnicas derivadas dos sistemas de regulação dos motores DC com escovas e da teoria de controlo clássica, aplicada a sistemas lineares [61].

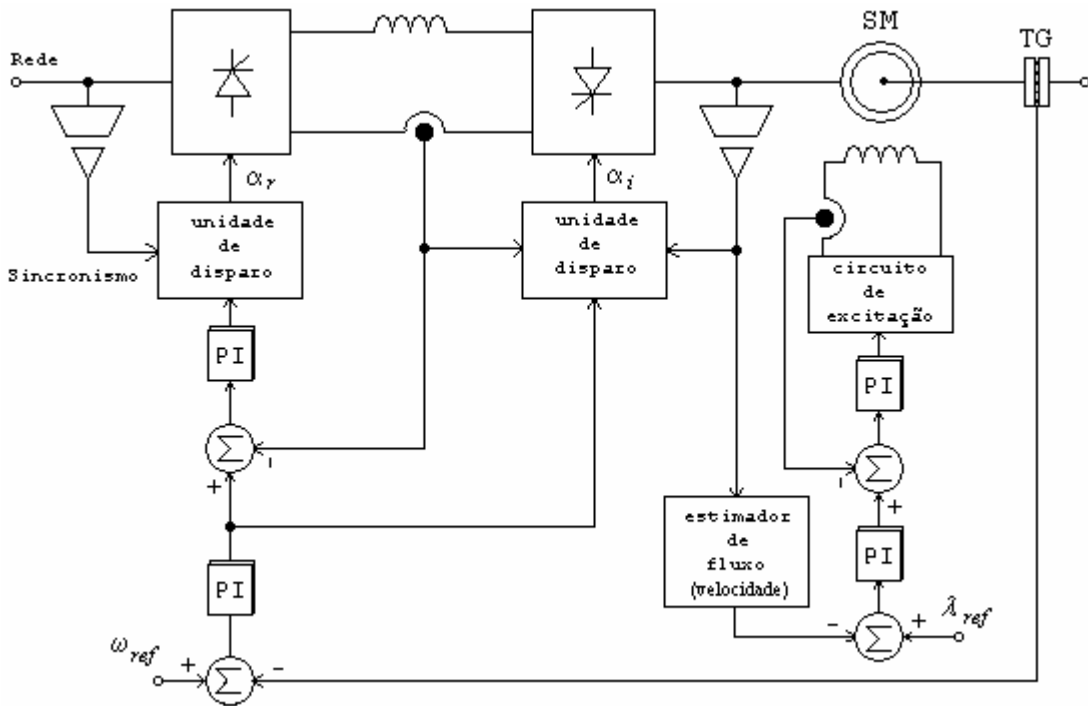


Fig. 3.6 – Sistemas de regulação do LCI.

### 3.4.1 – Regulação da Corrente de Interligação

Para o dimensionamento dos reguladores de corrente DC considera-se que a sua entrada de referência se mantém constante, pois esta depende da velocidade, a qual possui uma dinâmica mais lenta. Quanto à corrente DC a regular, a sua dinâmica pode ser analisada com base no circuito eléctrico equivalente da Fig. 3.7. O conversor rectificador é representado por uma fonte de tensão contínua ideal e variável em função do ângulo de disparo  $\alpha_r$ . O efeito da comutação sobre a tensão real à saída do rectificador é modelizado por uma resistência equivalente ( $R_{cr}$ ), de acordo com a Eq. (3.6), correspondendo  $L_c$  à indutância de fugas do transformador, reduzida ao seu secundário. Esta influencia também o comportamento

transitório do sistema fora das comutações, pelo que é considerada como uma indutância ( $L_{cr}$ ) igual a  $2L_c$ . A indutância de alisamento é representada pelo seu valor próprio ( $L_a$ ). Tendo em conta a modelização efectuada no capítulo anterior com grandezas subtransitórias, o conjunto inversor-máquina é semelhante ao conjunto transformador-rectificador pelo que é representado também por uma fonte de tensão contínua, em série com uma resistência de comutação equivalente ( $R_{ci}$ ), e uma reactância de comutação ( $L_{ci}$ ). No entanto esta resistência de comutação é agora função da velocidade da máquina, sendo a tensão  $U_{di}$  dependente também da velocidade, do ângulo de avanço e da excitação rotórica. As componentes resistivas reais associadas às indutâncias podem desprezar-se, pois, face às indutivas, são reduzidas em sistemas de potência elevada. Contudo, para potências muito reduzidas, como é o caso do sistema protótipo que irá ser usado, pode ser necessário considerar os seus efeitos, sendo o seu valor para o caso do transformador e motor, o dobro da resistência de uma fase.

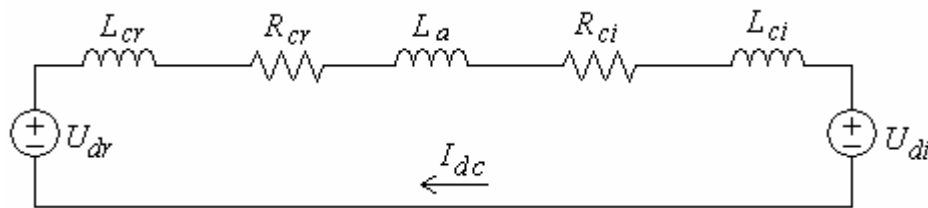


Fig. 3.7 – Circuito equivalente para a corrente DC de interligação.

Do circuito equivalente retira-se a equação diferencial seguinte:

$$-U_{dr} + (R_{cr} + R_{ci})I_{dc} + (L_{cr} + L_a + L_{ci})\frac{dI_{dc}}{dt} + U_{di} = 0 \quad (3.42)$$

A equação anterior possui uma constante de tempo associada, valendo:

$$T_z = \frac{L_z}{R_z} \quad (3.43)$$

sendo  $R_z$  a soma das componentes resistivas e  $L_z$  a das indutivas. As variações de  $U_{di}$  são dependentes, de forma indirecta, da própria corrente  $I_{dc}$ , sendo a relação exacta entre ambas, não linear. Contudo, o seu efeito é semelhante ao de uma *fem* perturbadora, de variação lenta quando comparada com  $U_{dr}$ , pelo que se pode considerar constante, não interferindo na resposta dinâmica da corrente. Assim, retira-se da Eq. (3.42) a seguinte função de transferência:

$$G_i(s) = \frac{I_{dc}}{U_{dr}} = \frac{1}{R_z(1 + sT_z)} \quad (3.44)$$



Introduzindo a cadeia de retroacção para a corrente e a *fem* perturbadora  $E$ , o seu sistema de regulação é representado pelo diagrama da Fig. 3.8.

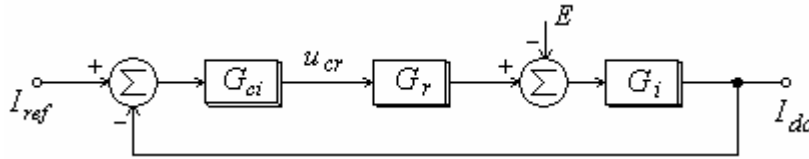


Fig. 3.8 – Diagrama de blocos da regulação de corrente.

A função  $G_r$  representa o conversor de potência e respectiva unidade de disparo, sendo definida pela relação:

$$G_r(s) = \frac{k_r}{1 + sT_r} \quad (3.45)$$

Esta função modeliza o ganho ( $k_r$ ) do rectificador em regime permanente e o seu tempo de resposta ( $T_r$ ). O ganho representa o quociente entre o sinal de comando ( $u_{cr}$ ) e a tensão de saída do rectificador e é dependente do tipo de função usada para a geração dos impulsos de disparo. No caso das funções do tipo arco-seno esse ganho é constante e igual à razão entre a tensão de saída média, máxima, do rectificador e o valor máximo do sinal de comando. O tempo de resposta do rectificador é na realidade variável entre zero e  $T/p_i$ , podendo admitir-se como simplificação um valor constante igual à média daqueles valores, o que é válido na hipótese de pequenas perturbações do sinal de comando e com frequência inferior a  $p_i/T$ . O atraso na resposta do rectificador é assim modelizado pela relação exponencial  $e^{-sT/2p_i}$ . Racionalizando esta expressão através do seu desenvolvimento em série de *Taylor* e considerando apenas os dois primeiros termos, obtém-se para a constante de tempo do rectificador:

$$T_r = \frac{T}{2p_i} \quad (3.46)$$

O sistema a controlar possui assim duas constantes de tempo principais,  $T_z$  e  $T_r$ , sendo geralmente uma dominante, pelo que o regulador usado deve ser do tipo PI, podendo representar-se por uma função de transferência em termos de constantes de tempo ou ganhos:

$$G_{ci}(s) = \frac{1 + sT_p}{sT_i} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (3.47)$$

A constante de tempo dominante do sistema a regular é compensada através de  $T_p$ , servindo  $T_i$  para ajustar a dinâmica global do sistema usando critérios de otimização como os de *Butterworth*. Nos LCI de elevada potência a constante de tempo dominante é normalmente  $T_z$ , obtendo-se assim para  $T_i$ :

$$T_i = 2 \frac{k_r T_r}{R_z} \quad (3.48)$$

O dimensionamento efectuado pressupõe um conhecimento de todos os parâmetros do sistema, o que dificilmente acontece, verificando-se além disso, que muitos deles têm variações com as condições de funcionamento. As resistências óhmicas variam sobretudo com a temperatura, mas para potências elevadas têm valores reduzidos face às resistências de comutação, que por sua vez irão depender de fenómenos de saturação e no caso da máquina também da velocidade. Mesmo usando uma adaptação dos parâmetros do regulador, a compensação nunca será perfeita, em virtude da simplificação introduzida no modelo do rectificador. Na medida em que a variação das grandezas envolvidas é reduzida e que o LCI não necessita de grandes desempenhos dinâmicos, os parâmetros dos reguladores devem ser ajustados para as piores condições de funcionamento, de forma a garantir sempre a estabilidade da regulação e de forma minimizar o efeito da *fem* perturbadora. Por outro lado, este dimensionamento tem em conta valores médios das grandezas, que na realidade possuem alguma ondulação. Esta ondulação reflecte-se no sinal de comando e pode comprometer o funcionamento do sistema, pelo que deve ser atenuada, aproximando as condições de funcionamento às do dimensionamento. Esta atenuação pode conseguir-se através de uma filtragem adequada da corrente DC ou do sinal de comando do conversor. Contudo, o filtro, do tipo passa-baixo, introduz uma constante de tempo adicional no sistema de regulação, aumentando o seu tempo de resposta, que deve ser tida em conta no dimensionamento do PI. Considerando um regulador associado com um filtro  $G_f$  na cadeia directa e com a função de transferência global:

$$G_f(s) = \frac{1}{(1 + sT_f)^{k_f}} \quad (3.49)$$

obtém-se uma nova relação para  $T_i$  dada por:

$$T_i = 2 \frac{k_r(T_r + k_f T_f)}{R_z} \quad (3.50)$$

onde  $k_f$  representa a ordem do filtro e  $T_f$  a sua constante de tempo. A frequência de corte do filtro é colocada normalmente uma oitava abaixo da primeira frequência característica da corrente, ou caso se pretenda uma maior filtragem, duas oitavas abaixo. No caso dos conversores trifásicos, pode obter-se uma atenuação suficiente do efeito da ondulação da corrente, sem recorrer ao filtro, simplesmente através da diminuição da constante de tempo proporcional do PI e aumento equivalente da constante integral.

Os parâmetros do regulador devem também ser adaptados na situação de condução lacunar, pois nesse caso o ganho do rectificador passa a ser função também da carga. Essa adaptação passa por anular a constante proporcional, pois o sistema a regular deixa de ter uma constante de tempo dominante bem definida, devendo por isso a constante integral variar com o ponto de funcionamento. Contudo, este tipo de condução introduz pulsações adicionais sobre o binário e deve ser tido em conta na geração dos impulsos de disparo, pelo que deve ser evitado. Para o efeito, a bobina de alisamento deve ser dimensionada usando a relação (3.51), de forma a garantir um valor mínimo não nulo para a corrente na situação de ondulação máxima na tensão (que ocorre para  $\alpha = 90^\circ$ ). Se o binário mínimo, assim obtido, for superior ao necessário, a sua diminuição pode ser conseguida aumentando o ângulo de avanço do inversor.

$$L_a > \frac{\sqrt{6}U_L}{\omega I_{dc(\min)}} \left( \sin(\pi/p_i) - \frac{\pi}{p_i} \cos(\pi/p_i) \right) \quad (3.51)$$

A resposta dinâmica da regulação da corrente pode ainda ser melhorada, usando uma realimentação positiva da *fem* perturbadora sobre o sinal de comando do conversor, desde que não se provoque a instabilidade do sistema nem falhas de comutação no inversor. Para análise da estabilidade, a função (3.45), associada ao rectificador, deve incluir termos de segunda ordem, pois a função original do rectificador, sendo de primeira ordem, está associada a um comportamento sempre estável, o que pode não se verificar.

### 3.4.2 – Regulação de Velocidade

O dimensionamento do regulador de velocidade torna-se simples no caso da máquina de rotor cilíndrico, caso se mantenha constante a corrente de excitação e o ângulo interno  $\psi$ , pois assim o binário irá depender exclusivamente da corrente de interligação intermédia. Neste

caso o sistema de regulação de velocidade pode representar-se por um diagrama de blocos de acordo com a figura seguinte:

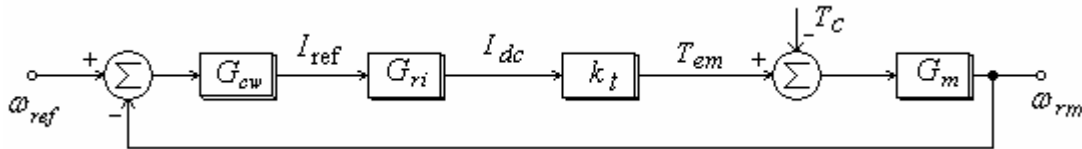


Fig. 3.9 – Diagrama de blocos da regulação de velocidade.

A função  $G_{ri}$  representa o sistema de regulação da corrente, que com o dimensionamento definido no parágrafo anterior será de segunda ordem, com pólos complexos conjugados, mas que se pode aproximar por uma de 1ª ordem, com constante de tempo  $T_w = 2(T_r + k_f T_f)$ .

$$G_{ri}(s) = \frac{1}{(1 + sT_w)} \quad (3.52)$$

A constante de binário  $k_t$  obtém-se a partir da Eq. (2.12) e tendo em conta a Eq. (3.24), resultando na Eq. (3.53).

$$k_t = 3p_p \frac{\sqrt{3}}{\pi} L_{md} I_{fd} \cos \psi \quad (3.53)$$

A função  $G_m$  resulta da equação mecânica do sistema, considerando a sua inércia ( $J$ ) e uma carga com um atrito viscoso ( $B$ ) e tem uma constante de tempo associada  $T_m = J/B$ .

$$G_m(s) = \frac{1/B}{(1 + sT_m)} \quad (3.54)$$

Usando os mesmos critérios de dimensionamento aplicados para  $G_{ci}$ , usa-se um regulador do tipo PI, com uma constante proporcional que compense a constante de tempo dominante, associada a  $T_m$  em potências elevadas, obtendo-se para a constante integral de  $G_{cw}$ :

$$T_i = 2 \frac{k_t T_w}{B} \quad (3.55)$$

O dimensionamento efectuado privilegia a resposta dinâmica do sistema face às variações da referência. Nestas situações, a resposta face à perturbação representada pelo binário de carga degrada-se, pelo que os parâmetros podem necessitar um ajustamento para obter uma solução de compromisso.

Na prática,  $I_{fd}$  e  $\psi$  devem variar para otimizar o funcionamento do LCI e além disso a própria saturação altera  $L_{md}$ , pelo que a análise da estabilidade da regulação deve ser feita tendo em conta estas variações, relaxando as características dinâmicas desejadas se necessário. Verifica-se, mais uma vez, a necessidade de uma regulação adaptativa caso se pretenda um elevado desempenho do LCI.

Para a máquina de pólos salientes, a relação entre binário e corrente é não linear, devido à componente de relutância, pelo que é necessário recorrer a técnicas de controlo do mesmo tipo, para obter desempenhos elevados. No LCI é geralmente suficiente efectuar uma linearização daquela relação em torno de um ponto de funcionamento, seguindo posteriormente critérios de dimensionamento semelhantes aos anteriores.

Apesar das limitações descritas, os LCI disponíveis comercialmente usam sistemas de regulação similares aos descritos, atestando da sua suficiência, embora seja necessário proceder a um ajuste fino dos parâmetros dimensionados durante o comissionamento do accionamento.

### 3.4.3 – Regulação da Excitação

A necessidade de regular a corrente de excitação resulta da componente da corrente estatórica segundo o eixo  $d$  (Fig. 2.2), que provoca o aparecimento de um fluxo magnético, oposto ao associado à corrente de excitação rotórica. Assim, para se manter o fluxo nominal na máquina, é necessário aumentar a corrente de excitação com a velocidade. Conforme representado na Fig. 3.6, esta regulação pode obter-se usando uma estrutura de controladores em cascata, semelhante à da corrente DC de interligação. Esta solução é a que conduz a melhores características dinâmicas, mas pode ser simplificada usando apenas uma das malhas. No caso da malha da corrente, torna-se necessário definir qual a corrente de excitação de referência, a qual é por sua vez função do fluxo magnético desejado para a máquina. Este, por sua vez, resulta da contribuição de todas as correntes da máquina. A partir do diagrama vectorial da Fig. 2.2 e das Eq. (2.9) e Eq. (2.10) tira-se que:

$$\begin{aligned} E_{fd} &= \omega_r L_{md} I_{fd} = U_{qs} - R_s I_{qs} - \omega_r L_{ds} I_{ds} \\ &= U_s \cos \delta - R_s I_s \cos \psi + \omega_r L_{ds} I_s \sin \psi \end{aligned} \quad (3.56)$$

Desprezando o efeito associado a  $R_s$ , obtém-se:

$$I_{fdref} = \frac{\lambda_{ds} + L_{ds} I_s \text{sen}(\phi + \delta)}{L_{md}} \quad (3.57)$$

Na equação anterior, além do fluxo magnético desejado e da corrente estatórica, intervêm também o ângulo de carga da máquina e o desfasamento entre a corrente e a tensão. O valor de  $\phi$  pode ser obtido usando a Eq. (3.29) e o ângulo de carga a Eq. (3.30), quando conhecida a posição rotórica. Uma expressão, em termos vectoriais, usando grandezas num referencial estacionário, pode ser obtida para  $\delta$ , desprezando  $R_s$  e tendo em conta a noção do produto externo e interno entre vectores, obtendo-se a relação (3.58).

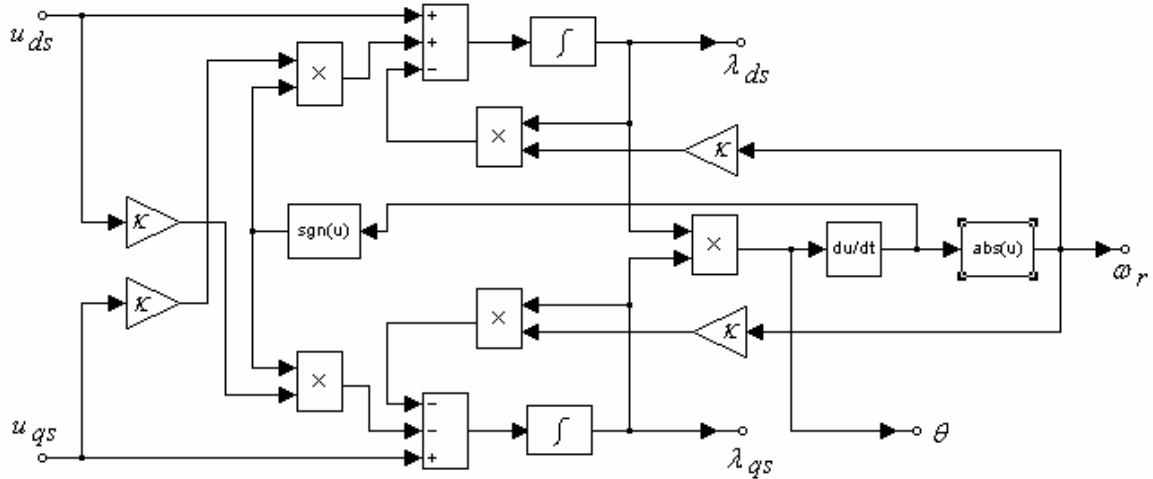
$$\delta = \text{arctg} \left( \frac{L_{qs} \bar{\lambda}_s \times \bar{I}_s}{|\lambda_s|^2 - L_{qs} \bar{\lambda}_s \bullet \bar{I}_s} \right) \quad (3.58)$$

Tendo em conta o modelo da máquina síncrona de seis fases, desenvolvido no capítulo anterior, usar-se-á neste caso o fluxo subtransitório, definindo um ângulo de carga para cada sistema trifásico. A determinação deste fluxo, num referencial estacionário, é obtida a partir das tensões externas, tendo por base a Eq. (2.34), obtendo-se assim:

$$\begin{aligned} \lambda_d'' &= \int (u_{ds1} - R_s i_{ds1}) dt - L_d'' i_{ds1} - L_{dx} i_{ds2} \\ \lambda_q'' &= \int (u_{qs1} - R_s i_{qs1}) dt - L_q'' i_{qs1} - L_{qx} i_{qs2} \end{aligned} \quad (3.59)$$

A integração introduz uma filtragem do tipo passa-baixo nas tensões, eliminando assim os inconvenientes associados ao seu ruído. Contudo, a integração simples de uma sinusóide pode introduzir uma componente contínua no resultado, dependente das condições iniciais. Porém, em termos práticos e em condições normais de funcionamento, o fluxo da máquina não tem esta característica. Além disso, erros de leitura nas correntes podem também contribuir para aquela componente. A integração das tensões necessita por isso de alguma forma de retroacção, que anule o *offset*. Existem vários estudos propondo soluções para ultrapassar esse inconveniente, tendo sido adoptada, neste trabalho, a proposta em [62] representada na forma vectorial pela Eq. (3.60) e graficamente pela Fig. 3.10, pois foi aquela que permitiu obter melhores resultados durante a simulação, necessitando apenas do ajuste de um parâmetro  $\kappa$  e permitindo, em simultâneo, a determinação da velocidade e fase das tensões da máquina.

$$\overset{\Gamma}{u} = \int \left\{ [1 - j\kappa \text{sgn}(\omega_r)] \overset{\Gamma}{u} - |\omega_r| \overset{\Gamma}{u} \right\} dt \quad (3.60)$$

Fig. 3.10 – Integração das tensões estáticas com compensação do *offset*.

A função de transferência para o circuito de excitação pode ser aproximada por uma função de transferência de primeira ordem, com uma constante de tempo  $T_{ex}$ , função da indutância própria do enrolamento de excitação e da sua resistência. O regulador PI dimensiona-se seguindo os critérios descritos no § 3.4.1, com uma constante de tempo proporcional que compense  $T_{ex}$  e uma constante integral que optimize a resposta para um sistema de segunda ordem. Verifica-se, no entanto, que a ondulação da corrente de excitação é normalmente superior à verificada na de interligação, devido ao menor índice de pulsação do conversor de potência associado e à própria influência das correntes do estator. Aumenta, por isso, a importância da filtragem da corrente de excitação, ou do sinal de comando do respectivo conversor.

### 3.5 – Simulação e Ensaio do LCI

Tendo por base a estrutura do LCI descrita nos parágrafos anteriores, foi desenvolvida a montagem laboratorial apresentada no Anexo 3, procedendo-se à sua modelização em ambiente *Matlab/Simulink*. A carga usada é composta por três máquinas acopladas, de forma a garantir uma inércia elevada, sendo uma delas um gerador DC de ímanes permanentes, com carga resistiva. Obteve-se assim uma carga com binário proporcional à velocidade, similar à que se observa nas aplicações dos LCI industriais. O sinal de comando dos conversores rectificadores é filtrado com um filtro possuindo uma frequência de corte em 300 Hz, já que o elevado índice de pulsação do LCI-12 atenua, em si, a ondulação da corrente. A regulação da excitação é feita apenas com a retroacção do fluxo, com o

objectivo de diminuir o número de variáveis analógicas adquiridas. Os reguladores PI são do tipo digital com limitadores e a frequência de amostragem é de 6000 Hz. A função de transferência discreta destes reguladores é do tipo:

$$G(Z) = k_p + k_i \frac{Z}{Z-1} \quad (3.61)$$

Considerando o período de amostragem  $T_{sa}$  e as constantes de tempo do sistema envolvidas, pode adoptar-se uma aproximação pseudo-contínua usando a relação (3.62) para ajustar os parâmetros dimensionados segundo critérios analógicos [63].

$$Z = e^{sT_{sa}} \approx \frac{1 + sT_{sa}/2}{1 - sT_{sa}/2} \quad (3.62)$$

Os parâmetros assim obtidos para os reguladores digitais, são:

$$k_p = \frac{T_p - T_{sa}/2}{T_i} \quad (3.63)$$

$$k_i = T_{sa}/T_i$$

A simulação foi efectuada considerando a frequência de amostragem e também a discretização das variáveis introduzidas pelo conversor analógico-digital de 10 bits. Os resultados obtidos por simulação e através dos ensaios foram usados para efectuar alguns ajustes nos parâmetros dos reguladores, de forma a obter a melhor resposta possível. Durante os ensaios experimentais verificou-se ainda que a integração das tensões nem sempre convergia, pelo que foi introduzida uma malha adicional que anulava periodicamente a componente contínua, através da diferença entre os valores máximos e mínimos das componentes  $dq$  do fluxo.

O método usado para a obtenção dos impulsos de disparo dos tirístores foi definido em função da sua influência sobre o desempenho dos conversores e facilidade de implementação digital. Existem dois métodos principais para obter os sinais de comando de um conversor AC-DC, o método do comando individual de fase e o método de comando equidistante. No primeiro caso os impulsos de disparo são gerados de forma independente por cada fase e sincronizados com a passagem por zero da tensão respectiva, adicionando o atraso desejado para disparar o tiristor. No segundo caso é usada uma única tensão de sincronização para determinar o primeiro impulso de disparo, sendo os restantes obtidos por sucessivos desfases de  $60^\circ$ . O primeiro método é mais antigo e está mais divulgado, sobretudo quando



implementado de forma analógica, mas estudos mostram que o segundo método é mais insensível às perturbações das tensões da rede, que são espectáveis em caso de falha [64]. Por esse motivo, o método usado foi do tipo equidistante, de acordo com o algoritmo do Anexo 4.

Na Tabela 3.1 é apresentada a variação do ângulo de atraso  $\alpha_r$  dos conversores rectificadores, para algumas velocidades compreendidas entre 600 *rpm* e 2400 *rpm*, assim como do ângulo de atraso  $\alpha_i$  dos conversores inversores (para um ângulo de extinção de 20°), valores médios das correntes DC de interligação ( $I_{dc}$ ) e de excitação ( $I_{fd}$ ), potência eléctrica à entrada do transformador ( $P_{ac}$ ) e à entrada do inversor ( $P_{dc}$ ), potência electromagnética da máquina ( $P_{em} = T_{em} \omega_{rm}$ ) e o factor de potência primário  $PF$  na entrada do transformador. Por motivos de robustez mecânica referidos no Anexo 5 não foram feitos ensaios a velocidades superiores a 2400 *rpm*. Devido a limitações do circuito de controlo da excitação (permitindo uma corrente máxima de 1.65 A) a carga teve que ser reduzida a cerca de metade do valor nominal, limitando o valor para a referência da corrente de interligação em 0.75 A.

Tabela 3.1 – Características experimentais do LCI.

Velocidade ( <i>rpm</i> )	$\alpha_r$ (°)	$\alpha_i$ (°)	$I_{dc}$ (A)	$I_{fd}$ (A)	$P_{ac}$ (W)	$P_{dc}$ (W)	$P_{em}$ (W)	$PF$
600	75.6	154.7	0.458	1.23	82	52	45	0.307
900	69.7	154.3	0.493	1.28	111	81	72	0.389
1200	63.6	154	0.52	1.33	143	112	103	0.473
1500	57.2	153.7	0.546	1.37	176	145	134	0.558
1800	50.3	153.4	0.576	1.42	212	181	168	0.645
2100	42.4	153.1	0.605	1.46	254	222	208	0.735
2400	33.1	152.8	0.634	1.51	296	262	248	0.824

A Fig. 3.11 ilustra a variação dos rendimentos  $\eta_1 = P_{em}/P_{ac}$ ,  $\eta_2 = P_{dc}/P_{ac}$ ,  $\eta_3 = P_{em}/P_{dc}$  e do factor de potência, em função da velocidade, ilustrando a sua típica monotonia crescente. Observa-se também uma maior variação no rendimento do transformador que na máquina síncrona, o que está associado aos valores assumidos pelos ângulos de disparo dos conversores respectivos. Nas Fig. 3.12 e Fig. 3.13 são apresentados resultados relativos à evolução temporal e conteúdo harmónico (em p.u.) da corrente de alimentação na fase A, corrente DC de interligação, binário electromagnético e a componente da força magnetomotriz estática, num referencial estacionário, projectada segundo o eixo da fase  $A_1$  de referência (coincidente com eixo  $d$ ), para a velocidade de 1200 *rpm*. Os valores de base das correntes são os valores estipulados do transformador e motor.

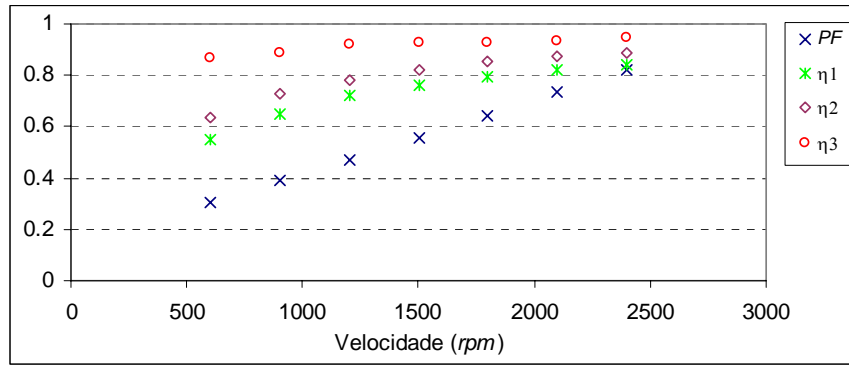


Fig. 3.11 – Resultados experimentais relativos ao factor de potência e rendimentos, em função da velocidade.

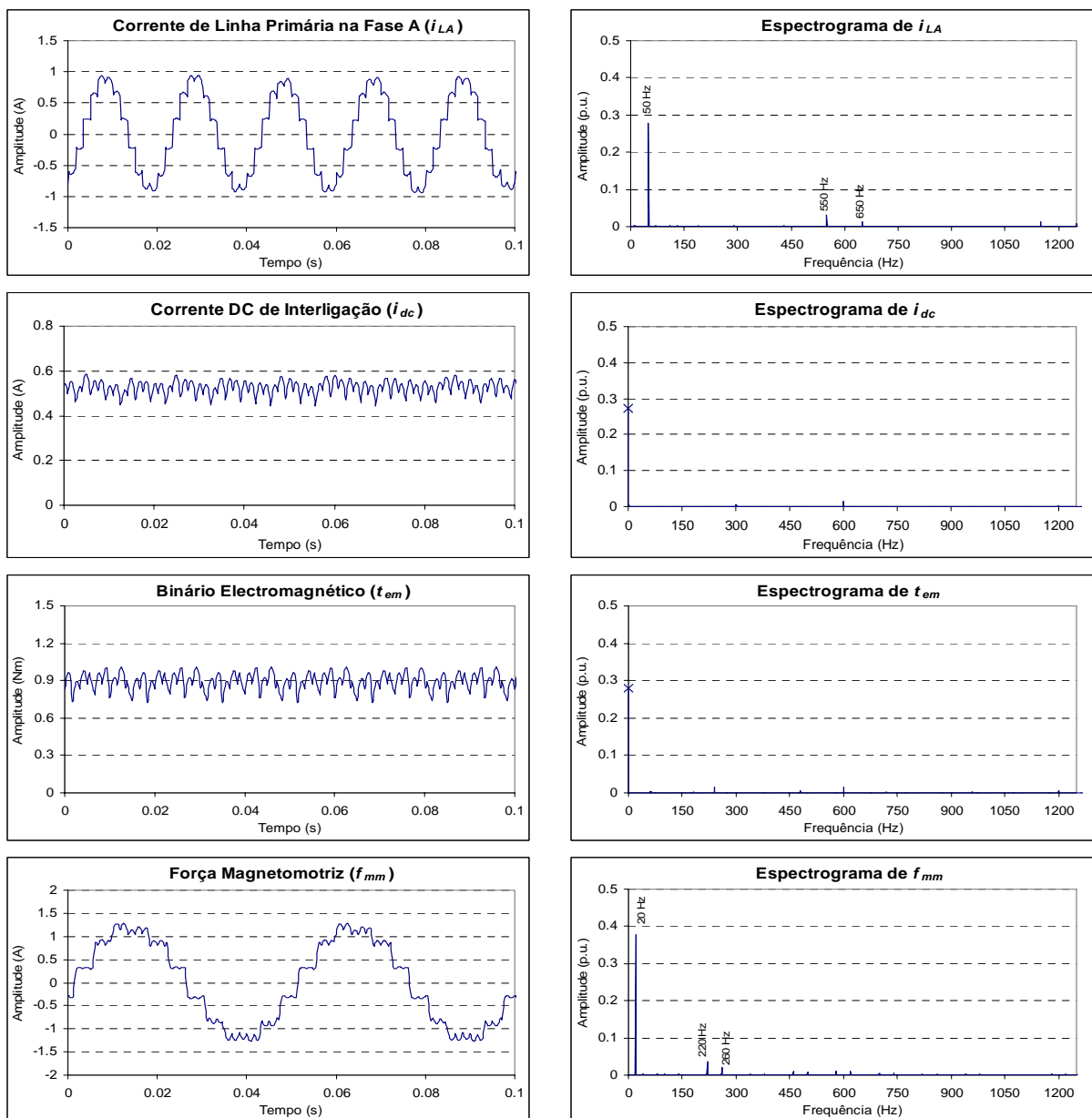


Fig. 3.12 – Resultados de simulação relativos à evolução temporal da corrente de linha primária na fase A, corrente DC de interligação, binário electromagnético e força magnetomotriz e respectivos espectrogramas, em funcionamento normal, a 1200 rpm.

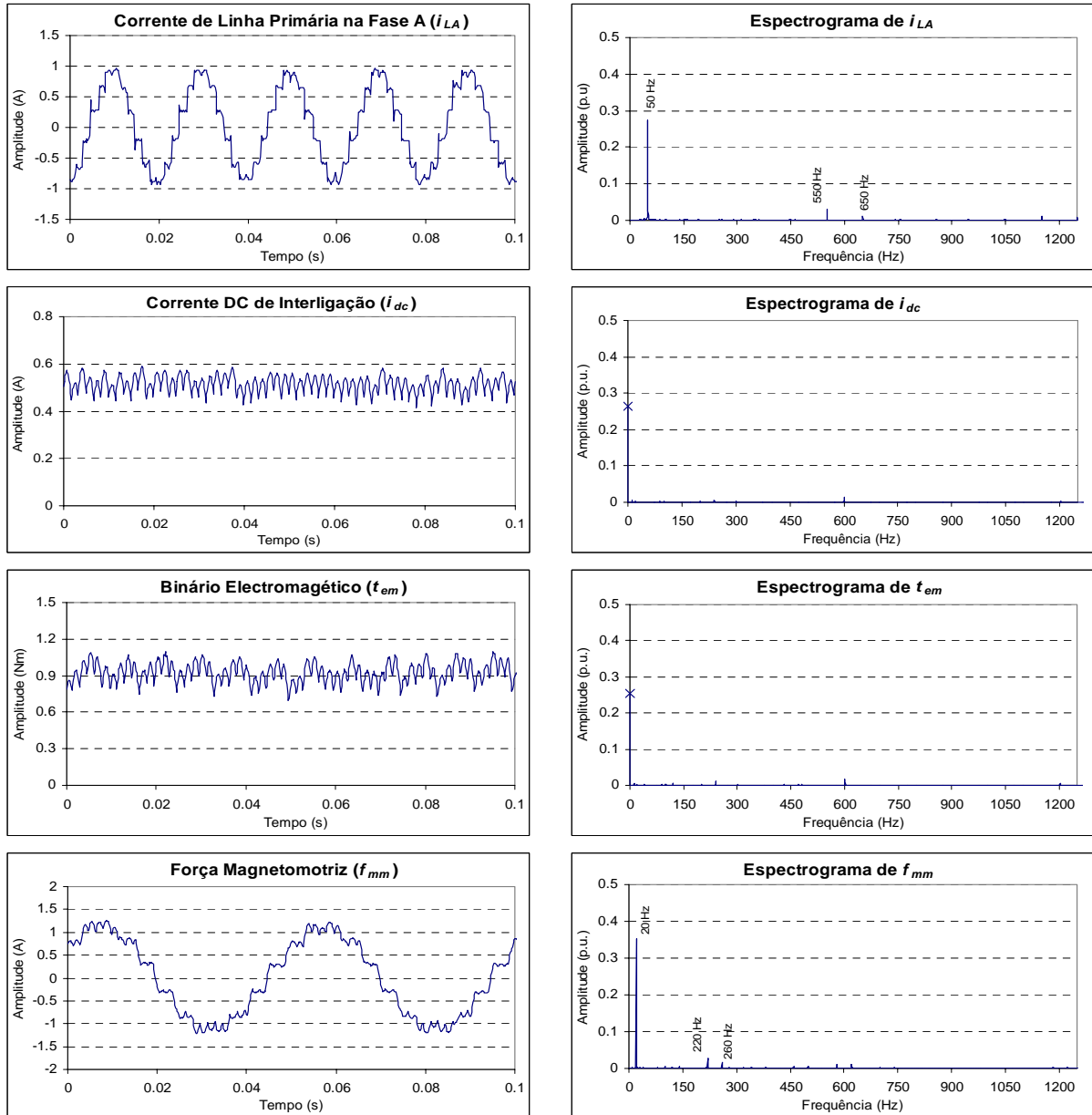


Fig. 3.13 – Resultados experimentais relativos à evolução temporal da corrente de linha primária na fase A, corrente DC de interligação, binário electromagnético e força magnetomotriz e respectivos espectrogramas, em funcionamento normal, a 1200 rpm.

Os resultados de simulação e experimentais estão em concordância com os previstos, embora sejam visíveis harmónicos em frequências que a estrutura do LCI-12 numa situação ideal anularia. Estes harmónicos resultam das não idealidades que a estrutura real possui, nomeadamente em termos de simetria da máquina e transformador e do disparo dos conversores. A principal causa é porém a ondulação da corrente de interligação, que é mais acentuada a velocidades reduzidas, como é o caso do exemplo apresentado e que produz os binários pulsantes de acordo com a análise do § 3.2.

### 3.5 – Conclusões

Neste capítulo foi feita uma análise das características electromecânicas do LCI, enquanto sistema que se encontra ligado a uma rede eléctrica e do qual se pretende obter um determinado binário. Foi ainda apresentada a metodologia clássica usada para dimensionar os sistemas de regulação usualmente utilizados no LCI. Devido à complexidade do sistema este dimensionamento baseia-se nalgumas simplificações, sendo por isso feito um ajustamento fino dos reguladores com o LCI em funcionamento. Os resultados obtidos por simulação e ensaios laboratoriais permitiram validar o modelo desenvolvido no capítulo anterior e a análise das características electromecânicas do LCI.

# CAPÍTULO 4

## ANÁLISE DE AVARIAS

### 4.1 – Introdução

Depois de analisada e caracterizada a operação do LCI, em condições normais de funcionamento, este capítulo vai debruçar-se sobre as falhas passíveis de ocorrerem nos conversores de potência e as alterações introduzidas pela avaria correspondente, no funcionamento do sistema, nomeadamente na evolução das correntes e do binário electromagnético resultantes. Serão analisados, com maior pormenor, os efeitos manifestados sobre a rede e sobre a máquina, de avarias ligadas aos conversores rectificador e inversor, que permitam a continuidade operacional do accionamento. Para esta análise supõe-se que a estrutura e algoritmo de controlo devem permanecer inalterados.

### 4.2 – Caracterização das Avarias

As avarias que alteram o funcionamento dos conversores de potência podem ser devidas a falhas directas, nos dispositivos semicondutores, ou indirectas, causadas por avarias nos circuitos de disparo dos mesmos. Os tirístores são dispositivos semicondutores fiáveis e robustos, mostrando a experiência que a maior percentagem de falhas deriva dos circuitos de disparo. Em qualquer circunstância, as avarias resultantes alteram as características de comando do semiconductor, podendo impor no limite um único estado de funcionamento, equivalente a uma condução permanente (curto-circuito) ou uma abertura permanente (circuito aberto).

No caso de falhas intrínsecas do tiristor, a avaria de curto-circuito é a mais comum e a que apresenta consequências mais graves. Esta avaria resulta num curto-circuito entre fases, originando correntes de circulação entre elas de valor muito superior ao nominal, pelo que, caso esta avaria não seja isolada rapidamente, o sistema no seu conjunto poderá sofrer danos

graves. O isolamento deste tipo de avarias é tradicionalmente obtido com protecções contra sobreintensidades. No caso de cada braço dos conversores possuir uma protecção individual, o sistema poderá manter-se em funcionamento com a abertura apenas do braço afectado. Se a protecção for apenas global, o sistema poderá ficar completamente desligado. A solução adoptada nos LCI comerciais de elevadas potências foi já anteriormente referida no § 1.3.3 e consiste em dotar cada braço dos conversores com  $n+1$  tirístores em série, pelo que o curto-circuito de um deles não afectará o funcionamento global do sistema. Neste caso, apenas o transformador de entrada possui, normalmente, uma protecção contra sobreintensidades.

As avarias nos circuitos de disparo podem resultar na imposição permanente de um impulso na porta de um tiristor, na ausência permanente desse impulso ou num impulso intermitente. A imposição de um impulso permanente resulta numa assimetria de comando na fase e na introdução de um primeiro harmónico, na tensão DC, com uma frequência igual à da componente fundamental das tensões AC que alimentam os conversores, pois está ligada ao período de disparo do tiristor afectado. Usando o sistema redundante  $n+1$ , o efeito desta avaria é também eliminado, tal como o correspondente a impulsos intermitentes. Contudo, esta redundância não soluciona a ausência permanente de um impulso, de que resulta a abertura do braço afectado e a introdução de um primeiro harmónico, na tensão DC, também com a mesma frequência da componente fundamental das tensões AC que alimentam os conversores.

No caso do tiristor possuir *snubbers* em paralelo, uma avaria deste poderá resultar numa situação similar à de curto-circuito, mas com uma impedância dependente dos seus componentes. Nos LCI os *snubbers* são quase sempre do tipo RC, sendo mais provável a ocorrência de um defeito no condensador. Este defeito consiste geralmente na ruptura do dieléctrico do condensador, tornando-o num curto-circuito, ficando então a resistência em paralelo com o semiconductor. Os valores típicos destas resistências para um LCI de elevada potência são relativamente reduzidos ( $25 \Omega$  para um LCI de 10 MVA/6 kV), pelo que se cria uma situação similar à do curto-circuito do semiconductor.

Do que ficou exposto, depreende-se que um funcionamento permanente do LCI, com avaria nos conversores, só será possível no caso das correntes resultantes ficarem abaixo dos valores máximos de actuação das protecções, o que não será o caso das falhas do tipo curto-circuito (a menos que seja usada a redundância no número de semicondutores). Os próximos parágrafos serão assim dedicados apenas à análise de avarias do tipo circuito-aberto.

### 4.2.1 – Conversor Rectificador

Neste conversor, o ângulo de disparo em regime permanente pode variar entre  $0^\circ$  e  $90^\circ$ , embora para obter factores de potência elevados se procure que a aplicação onde o LCI está inserido permita o uso, preferencial, de ângulos de atraso numa gama mais reduzida ( $0^\circ$  -  $60^\circ$ ). Analisando a sequência de comutações dos tirístores num rectificador trifásico para um determinado ângulo de disparo e admitindo que a corrente não se anula, verifica-se que quando ocorre a abertura permanente de um deles, o que o precede no grupo se mantém em condução até à comutação do próximo, duplicando por isso o seu tempo de condução e assim a potência dissipada. Em relação à tensão DC, verifica-se que a tensão instantânea mínima diminui, sendo atingida  $60^\circ$  após a comutação falhada, anulando-se (se desprezarmos a queda de tensão nos tirístores) durante os  $60^\circ$  seguintes. Este comportamento conduz à evolução temporal representada na Fig. 4.1, obtida por simulação para a montagem protótipo, mas com uma carga do tipo indutiva, passiva, e um ângulo de disparo fixo de  $30^\circ$ . É bem visível que a tensão apresenta agora uma maior ondulação, sendo a sua pulsação coincidente com a frequência da rede, o que se confirma pela análise do correspondente espectrograma, verificando-se ainda existirem todos os harmónicos múltiplos daquela frequência. A tensão total reflecte os harmónicos presentes em ambas as tensões, verificando-se que em relação às comuns ainda existe alguma compensação.

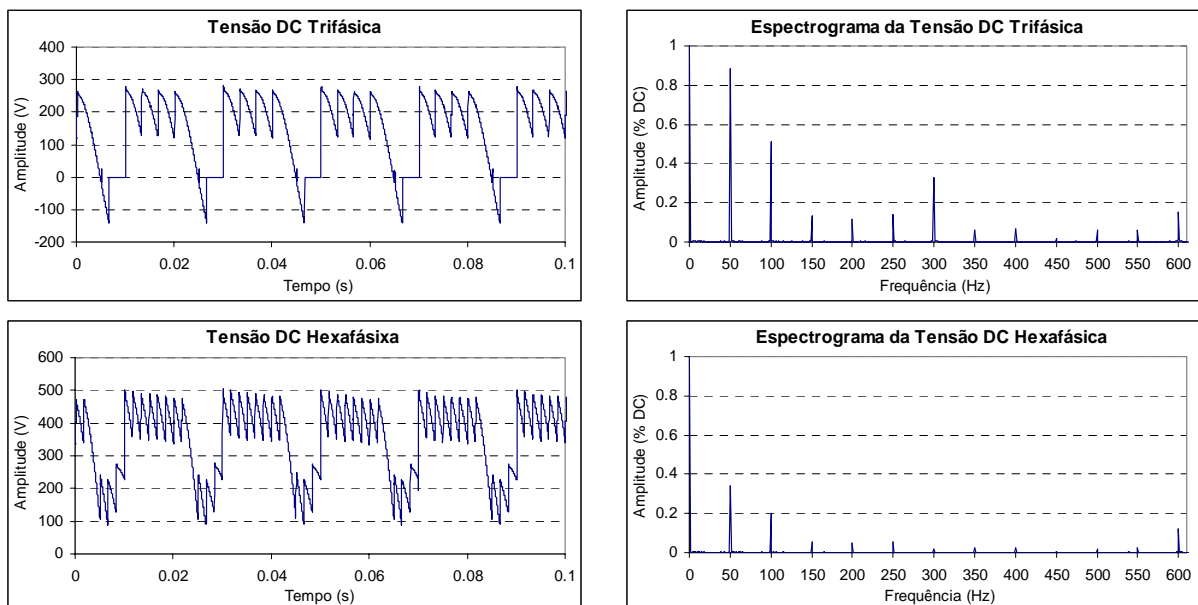


Fig. 4.1 – Resultados de simulação relativos à evolução temporal das tensões contínuas e respectivos espectrogramas, na série de pontes trifásicas, com avaria de circuito aberto num tiristor, para  $\alpha_r = 30^\circ$ .

Desprezando o fenómeno da comutação, o valor médio da tensão de saída trifásica, em função de  $\alpha$ , obtém-se por definição, resultando na Eq. (4.1):

$$U_{dr} = \frac{\sqrt{6} U_L}{2\pi} \left( 4\cos\alpha + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right) \quad (4.1)$$

No conversor avariado, a tensão DC máxima, obtida para  $\alpha = 0^\circ$ , é 75% do valor correspondente ao funcionamento normal (obtido nessa situação com  $\alpha \approx 41^\circ$ ). No caso de dois conversores em série, a tensão máxima obtida é igual a 87.5% do valor correspondente ao funcionamento normal, limitando na mesma proporção a corrente DC. A Fig. 4.2 representa graficamente a evolução do valor médio, normalizado ao valor máximo normal hexafásico, das tensões trifásica e hexafásica, antes e após a avaria, para ângulos entre 0 e  $90^\circ$ .

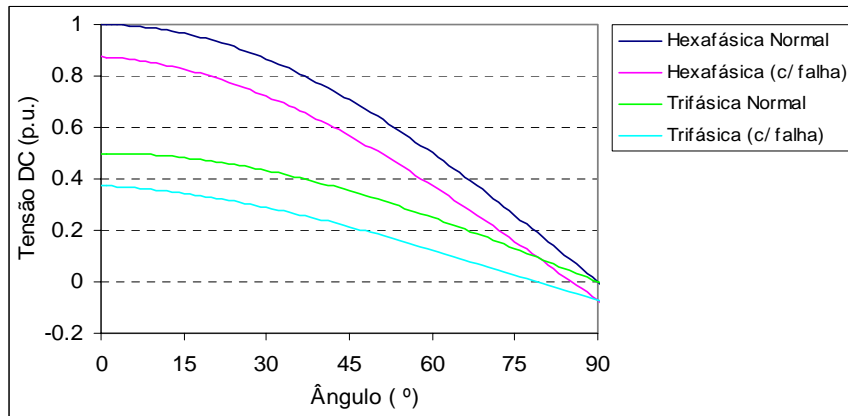


Fig. 4.2 – Evolução das tensões contínuas, com e sem avaria, em função do ângulo de atraso.

Na prática, a amplitude da tensão DC obtida será inferior à estabelecida pela Eq. (4.1), devido à queda de tensão associada à comutação. Esta queda de tensão pode ser calculada, de forma aproximada, considerando o valor médio da corrente e procedendo de forma similar à utilizada nas Eq. (3.5) e Eq. (3.6), considerando uma periodicidade para as comutações de  $72^\circ$  ( $2\pi/5$ ), tendo em conta que por período da tensão da rede existem, neste caso, apenas cinco comutações no conversor com falha. Para o cálculo exacto do seu valor é necessário recorrer ao conceito de função de comutação e determinar os ângulos de condução simultânea individuais, associados ao disparo de cada tiristor.

O desenvolvimento em série de *Fourier* da tensão trifásica, desprezando o efeito de comutação, conduz aos coeficientes do Anexo 1 e à evolução da amplitude dos seis primeiros



harmônicos de acordo com a Fig. 4.3, verificando-se que variam de forma diferente com  $\alpha$  e tendo alguns, amplitude constante.

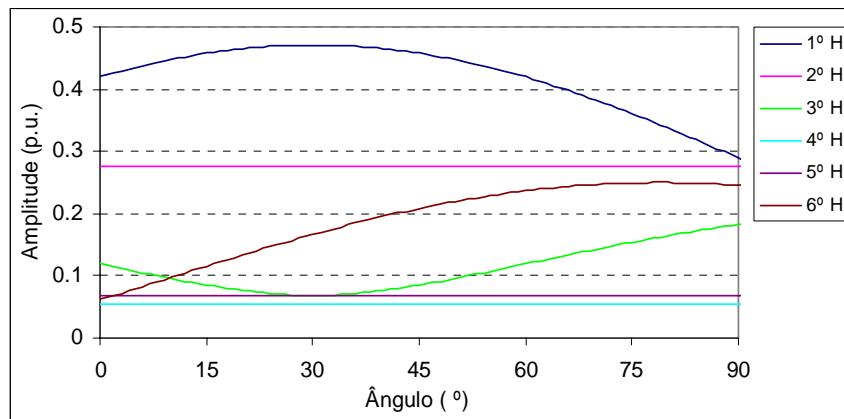


Fig. 4.3 – Evolução do conteúdo harmônico da tensão DC trifásica, com avaria de circuito aberto num tiristor, em função do ângulo de atraso.

No caso específico do LCI, e tendo em conta o diagrama da Fig. 3.6, o aumento na ondulação da tensão DC reflectir-se-á nos próprios circuitos de controlo, produzindo um efeito de modulação sobre a mesma, tal como se pode verificar na Fig. 4.4, correspondente à tensão DC global, para uma velocidade de 1200 rpm.

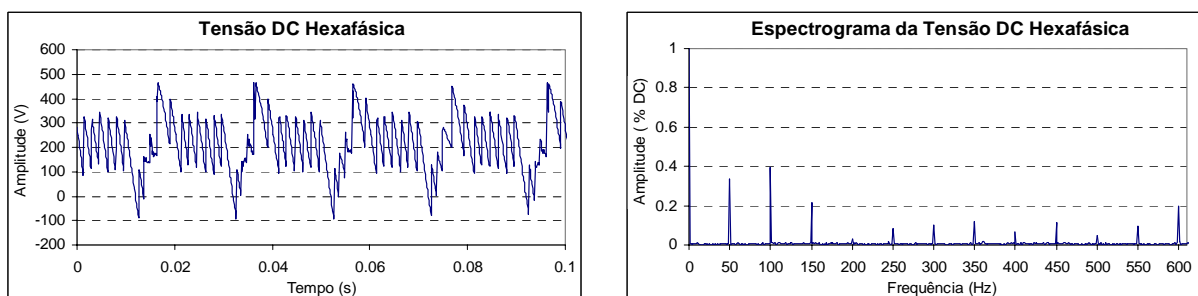


Fig. 4.4 – Resultados experimentais no LCI, relativos à evolução temporal da tensão DC global e respectivo espectrograma, com avaria de circuito aberto num conversor da rede, a 1200 rpm.

As Fig. 3.7 e Fig. 3.8 podem também servir de base à análise da transmissão da ondulação da tensão (considerando por simplicidade apenas a sua componente fundamental) à corrente e desta ao sinal de comando dos conversores, assumindo-se que a ondulação da entrada de referência é nula assim como a da *fem* perturbadora e que as resistências associadas à comutação, definidas para a corrente média, também não intervêm sobre a ondulação da corrente DC. A função de ondulação correspondente à Eq. (3.44) apresenta por isso outras constantes, verificando-se que o seu comportamento é quase-integrador devido à acção das

indutâncias, pelo que a oscilação da corrente acompanhará a da tensão, mas com uma amplitude relativa dependente do índice de pulsação do conversor. Relativamente ao sinal de comando, mostra-se que a sua ondulação (em termos relativos) é também função do índice de pulsação do conversor, pelo que terá uma variação proporcional às dos índices antes ( $p_i = 12$ ) e após a avaria ( $p_i = 1$ ), ultrapassando o limite empírico considerado aceitável ( $\approx 10\%$ ) e usado para o funcionamento normal. Assim, a estabilidade do sistema pode ficar comprometida, não apenas no sentido assintótico mas também devido ao ajustamento limite do ângulo de avanço  $\beta$ , podendo impedir a continuidade de funcionamento do LCI. Relativamente a  $\beta$ , se o seu ajustamento tiver por base o valor de referência da corrente, compromete-se a garantia de uma comutação segura dos tirístores no inversor, devido ao maior desvio entre o valor de pico real e de referência da corrente. Se o ajustamento tiver em conta o valor instantâneo da corrente, provocará uma ondulação adicional do binário, através da variação no ângulo de disparo do inversor. Por outro lado, sendo o ajustamento realizado em cadeia aberta, a sua actualização é feita com um atraso de amostragem face à variação da corrente, podendo por isso ficar abaixo do valor correcto, no caso de uma rápida subida da corrente. Esta situação é ainda agravada pelo facto do próprio valor da indutância de comutação ser conhecido com algum erro, podendo não ser o ângulo de extinção inicial suficiente para compensar todas estas variações.

A análise da estabilidade assintótica, tendo por base o sistema de regulação da Fig. 3.8, tem algumas condicionantes devido às alterações nas funções descritivas do sistema de regulação. A avaria em si provoca uma alteração do ganho do conversor e do seu tempo de resposta, ficando o comportamento do sistema dependente destes parâmetros alterados, em particular do ganho, visto que a constante de tempo já era inicialmente apenas aproximada. Neste caso, a nova equação característica do sistema em cadeia fechada, pode ser obtida e analisada para aferir do comportamento dos seus zeros, com a variação do ganho do conversor. De forma a considerar com maior aproximação o efeito da variação do tempo de resposta do conversor, deve usar-se uma racionalização de 2ª ordem da função exponencial associada ao atraso no tempo. Definindo a variação no ganho do conversor ( $dk_r$ ), a equação característica resultante é a seguinte:

$$s^4 k_r T_f T_r^2 (T_r + T_f) + s^3 k_r T_r (T_r + T_f) (2T_f + T_r) + s^2 k_r T_r 2(T_r + T_f) (T_f + T_r) + s k_r T_r 2(T_r + T_f) (1 + T_f) + (k_r + dk_r) \quad (4.2)$$

A aplicação do critério de *Routh-Hurwitz* a esta equação permite concluir, que face à variação do ganho existente, a estabilidade do sistema não fica comprometida. Os ensaios experimentais com o sistema protótipo evidenciaram um comportamento pós-falha estável, verificando-se contudo um comportamento oscilatório e com falhas de comutação nas velocidades extremas, em que era maior a variação pico-a-pico da corrente DC, ou se verificava a saturação do ângulo de disparo. Neste caso, a solução adoptada para garantir a continuidade de funcionamento do motor consistiu em diminuir a frequência de corte do filtro e aumentar o ângulo de extinção  $\varphi$ .

A Fig. 4.5 apresenta os resultados de simulação e experimentais que ilustram a evolução da corrente DC de interligação, após falha num tiristor, à velocidade de 1200 rpm. Nesta situação o sistema mostrou ser estável, sem alteração em qualquer dos seus parâmetros de regulação iniciais.

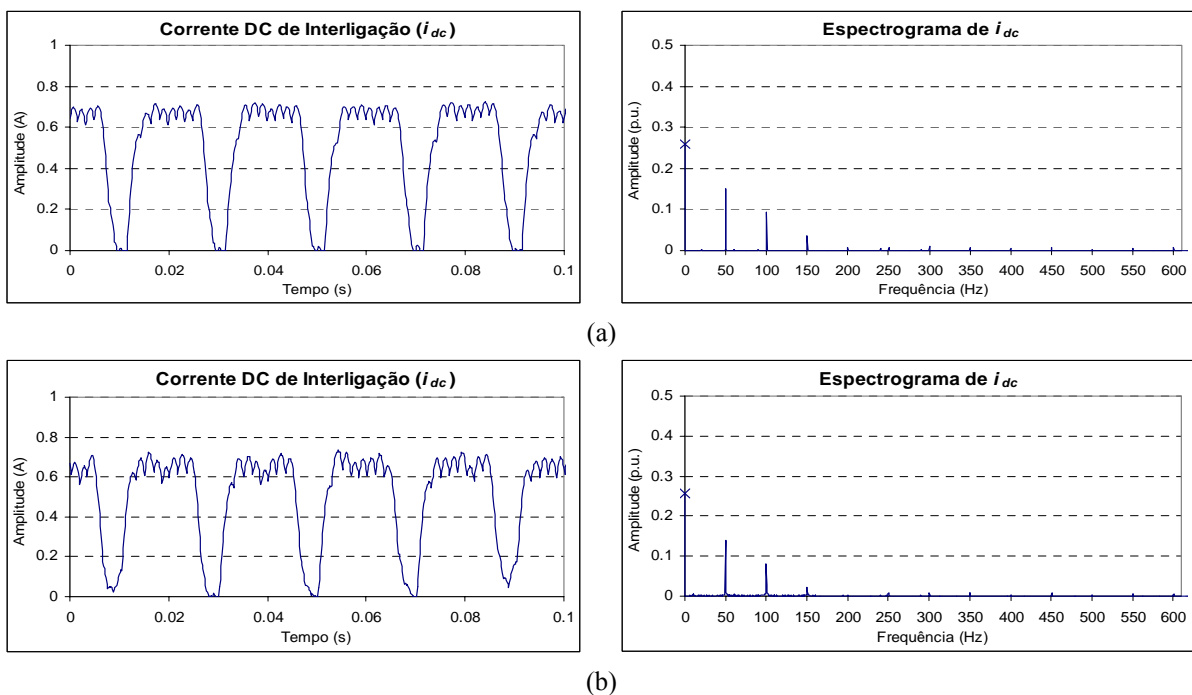


Fig. 4.5 – Resultados relativos à evolução temporal da corrente DC de interligação e respectivo espectrograma, com avaria de circuito aberto num conversor da rede, a 1200 rpm: (a) simulação; (b) experimental.

A evolução da corrente torna evidente a nova pulsação, idêntica à da tensão DC e a sua maior ondulação, colocando-a neste caso no limite de condução lacunar (mais acentuada nos resultados da simulação). Do ponto de vista mecânico esta condução é prejudicial e tem implicações nos impulsos a aplicar aos tiristores, que nesta situação devem ser do tipo longo, para garantir o funcionamento contínuo dos conversores. A condição para anulação da

corrente dependerá do ponto de funcionamento do LCI e a sua determinação exacta deve obter-se por resolução da equação diferencial associada ao circuito equivalente da Fig. 3.7, considerando a variação instantânea da tensão. Esta análise é complexa, devido ao elevado conteúdo harmónico nas baixas frequências da tensão DC. Uma análise aproximada pode ser efectuada, admitindo que os ângulos de disparo são constantes e determinando as componentes média e alternada da corrente, a partir das mesmas componentes da tensão  $u_{dr}$  e supondo  $u_{di}$  livre de harmónicos. Desprezando o efeito da comutação, o valor médio da corrente  $I_{dc}$  depende apenas dos valores médios da tensão e do valor da resistência da bobina de interligação. Por sua vez, a componente alternada ( $i_{ac}$ ) calcula-se a partir das componentes espectrais das tensões e da impedância da bobina de alisamento, a cada frequência. Será assim:

$$i_{dc}(t) = I_{dc} + i_{ac}(t) = \frac{U_{dr} - U_{di}}{R_a} + \frac{U_{drm}}{R_a + j2\pi mL_a} = I_{dc} + \sum_{m=1}^{\infty} I_{acm} \cos(m\theta + \Psi_m) \quad (4.3)$$

De acordo com as expressões relativas à análise de *Fourier* para o funcionamento normal hexafásico, a situação em que a amplitude do 1º harmónico em 600 Hz é máxima, ocorre para  $\alpha = 90^\circ$ , sendo o seu pico relativo igual a 0.17. Com a avaria de um tiristor o pico do 1º harmónico, em 50 Hz, ocorre para  $30^\circ$  e vale 0.47. Verifica-se, assim, um aumento praticamente triplo na amplitude do 1º harmónico da tensão, ao mesmo tempo que a impedância associada às indutâncias diminui de um factor de 12. Assim, nas piores condições, a amplitude da componente alternada pós-falha, associada ao primeiro harmónico da corrente, virá ampliada 33 vezes, face ao funcionamento normal. O funcionamento lacunar só é evitado se a corrente média for superior a esta nova amplitude, o que não se verifica para o caso do sistema protótipo a 1200 rpm, já que a componente alternada tem neste caso uma amplitude igual a 0.67 A. Em qualquer caso, a compensação posterior da avaria deve eliminar este tipo de funcionamento.

Outra consequência negativa da maior ondulação da corrente resulta do seu novo valor de pico, que para a velocidade de 1200 rpm corresponde a um aumento aproximado de 16%. A corrente de excitação deve acompanhar este aumento, de forma proporcional à definida pela Eq. (3.57). Caso isso não se verifique ocorrerão falhas de comutação nos conversores da máquina, inviabilizando o funcionamento do LCI. O transitório que ocorre na evolução da corrente imediatamente após a avaria pode também induzir falhas de comutação nos conversores da máquina. A Fig. 4.6 ilustra este transitório para a velocidade de 1200 rpm.

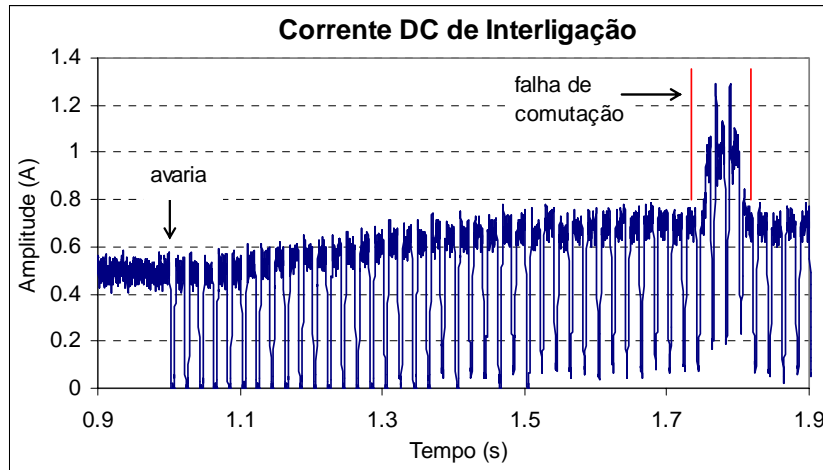


Fig. 4.6 – Resultados experimentais relativos à evolução temporal da corrente DC de interligação, após avaria de circuito aberto num conversor da rede, a 1200 rpm.

A partir da relação (1.1) e considerando que a evolução de  $u_{di}$  não sofre alterações significativas na sua forma com esta avaria, conclui-se que a evolução do binário electromagnético segue a da corrente DC, pelo que apresentará também uma pulsação similar, o que se verifica através dos resultados da Fig. 4.7. A Fig. 4.8 apresenta por sua vez a nova  $f_{mm}$ , que contém harmónicos de baixa frequência, reflectindo as novas correntes de fase da máquina.

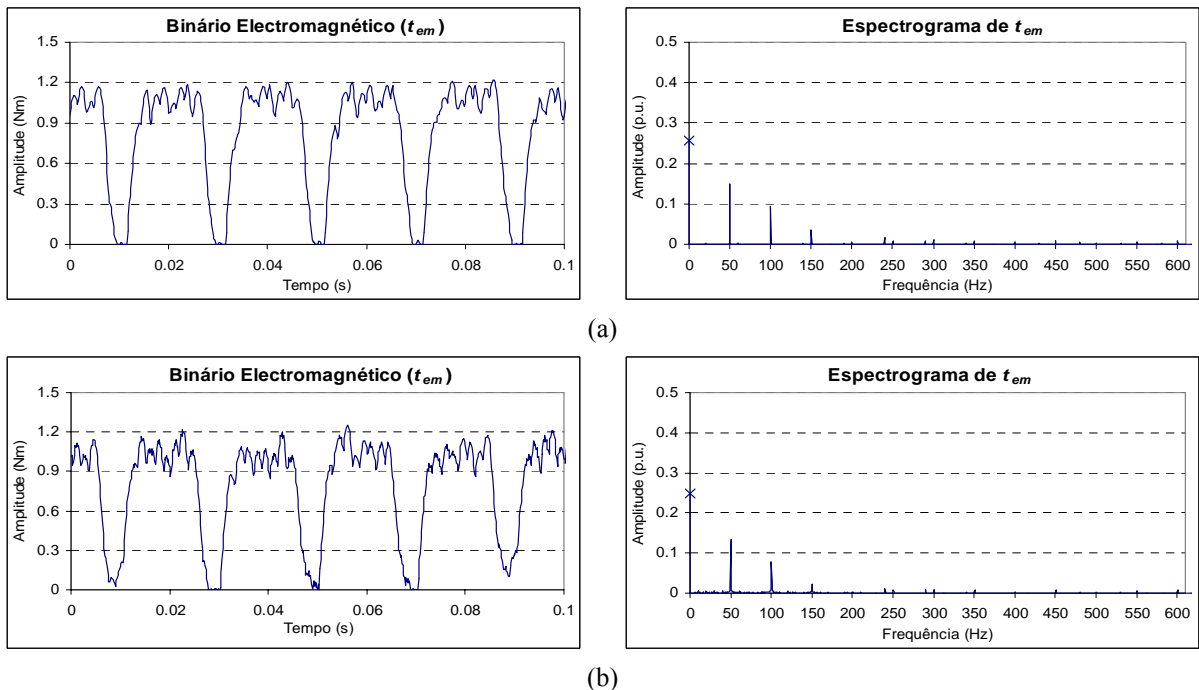


Fig. 4.7 – Resultados relativos à evolução temporal do binário electromagnético e respectivo espectrograma, com avaria de circuito aberto num conversor da rede, a 1200 rpm: (a) simulação; (b) experimental.

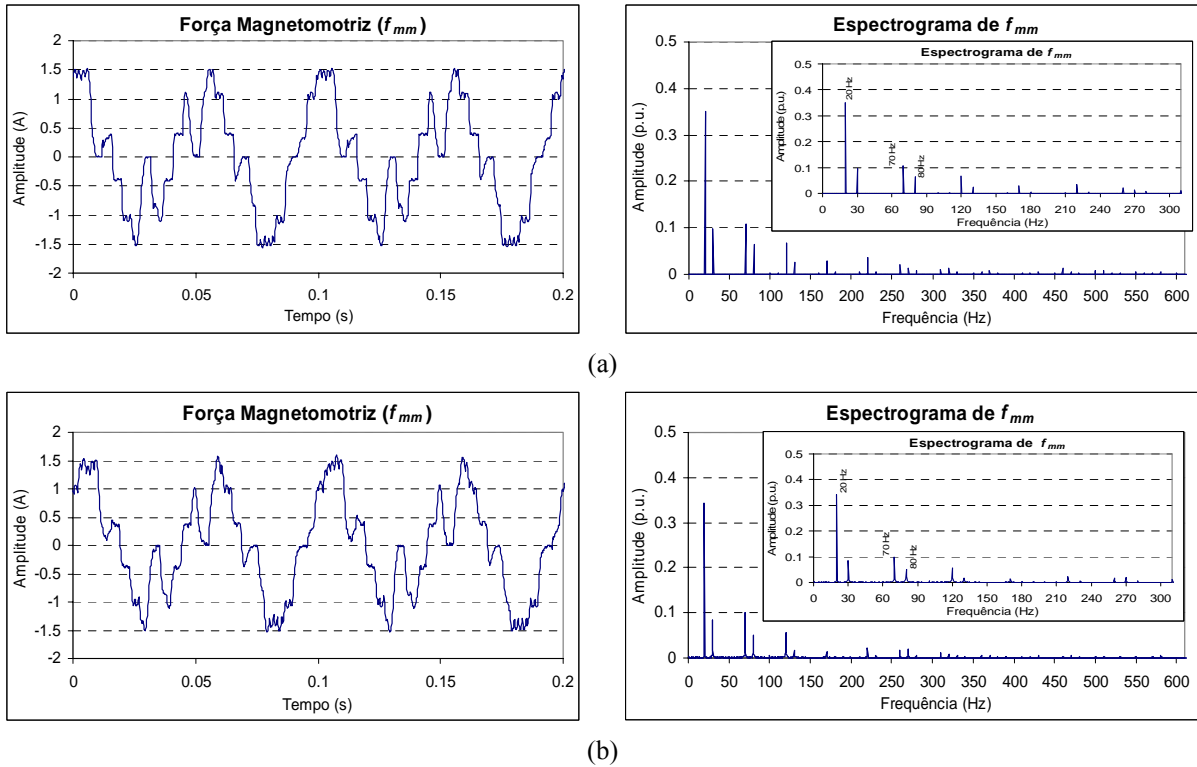


Fig. 4.8 – Resultados relativos à evolução temporal da força magnetomotriz e respectivo espectrograma, com avaria de circuito aberto num conversor da rede, a 1200 rpm: (a) simulação; (b) experimental.

Os harmónicos destas novas correntes de fase no motor resultam do facto de cada harmónico da corrente DC ser transferido para o lado AC, de acordo com a teoria da modulação [65], formando bandas laterais dependentes da velocidade e centradas nos harmónicos da corrente DC. A sua ordem será assim dada pela relação (4.4) com  $k_1$  inteiro, não triplo, e  $k_2$  inteiro.

$$k_1 f_L \pm k_2 f_r \tag{4.4}$$

As consequências da falha também se fazem sentir no transformador de entrada e consequentemente na rede, devido à alteração do conteúdo harmónico das correntes secundárias. Na fase directamente ligada ao defeito, a corrente secundária será unidireccional e composta idealmente por um impulso com a duração de  $120^\circ$ , tendo um valor médio positivo (falha no grupo de ânodos comuns) ou negativo (falha no grupo de cátodos comuns), pelo que a respectiva função de comutação terá harmónicos característicos pares e ímpares não triplos. Na fase com avanço de  $120^\circ$  a corrente será bidireccional, mas composta por um impulso com a duração de  $180^\circ$  e outro de  $60^\circ$  desfasados entre si de  $60^\circ$ , tendo o valor médio uma polaridade oposta ao caso anterior. A função de comutação associada não será simétrica tendo também

harmônicos característicos pares e ímpares. Na outra fase manter-se-á idealmente uma alternância temporal da corrente como no funcionamento normal. Contudo, a elevada ondulação do ângulo de disparo irá provocar assimetrias adicionais na condução dos tirístores pelo que as funções de comutação reais serão alteradas contendo, todas, harmônicos da mesma ordem. Além dos harmônicos associados às funções de comutação, existirão ainda os harmônicos procedentes da corrente DC de interligação, resultantes da nova tensão  $u_{dr}$ . As correntes secundárias ( $i_x$ ) serão assim compostas por uma parcela ( $i_{dx}$ ), devida à componente média da corrente de interligação  $I_{dc}$ , e outra pulsante ( $di_x$ ), associada à respectiva componente alternada  $i_{ac}$ :

$$i_x = i_{dx} + di_x \quad (4.5)$$

As funções de comutação da corrente descritas anteriormente e que determinam  $i_{dx}$  são apresentadas no Anexo 2 (considerando um ângulo de disparo fixo). A componente alternada  $di_x$  é obtida através do produto entre a componente  $i_{ac}$  e a respectiva função de comutação da tensão  $S_u$  [66]:

$$di_x = S_x i_{ac} = \sum_n [(dA_{xn} \cos(n\theta) + dB_{xn} \sin(n\theta))] \quad (4.6)$$

obtendo-se para os coeficientes  $dA_x$  e  $dB_x$ :

$$dA_{xn} = \sum_m \frac{I_{acm}}{2} [(A_{x(n-m)} + A_{x(n+m)}) \cos \Psi_m + (B_{x(n-m)} - B_{x(n+m)}) \sin \Psi_m] \quad (4.7)$$

$$dB_{xn} = \sum_m \frac{I_{acm}}{2} [(A_{x(n+m)} - A_{x(n-m)}) \sin \Psi_m + (B_{x(n-m)} + B_{x(n+m)}) \cos \Psi_m] \quad (4.8)$$

Na situação de avaria os índices  $n$  e  $m$  das equações anteriores são números naturais, definindo assim para as correntes AC a mesma ordem dos harmônicos presentes na tensão DC, manifestando-se com especial destaque os de menor frequência em 100 Hz, 150 Hz e 200 Hz. O aparecimento do harmónico em 150 Hz não está associado a um sistema homopolar de correntes trifásicas, pois as suas componentes individuais por fase possuem amplitudes e defasamentos distintos e as próprias ligações secundárias do transformador assim o impõem. A Fig. 4.9 ilustra os resultados experimentais obtidos para as correntes secundárias do conversor avariado, verificando-se que todas elas possuem componente contínua.

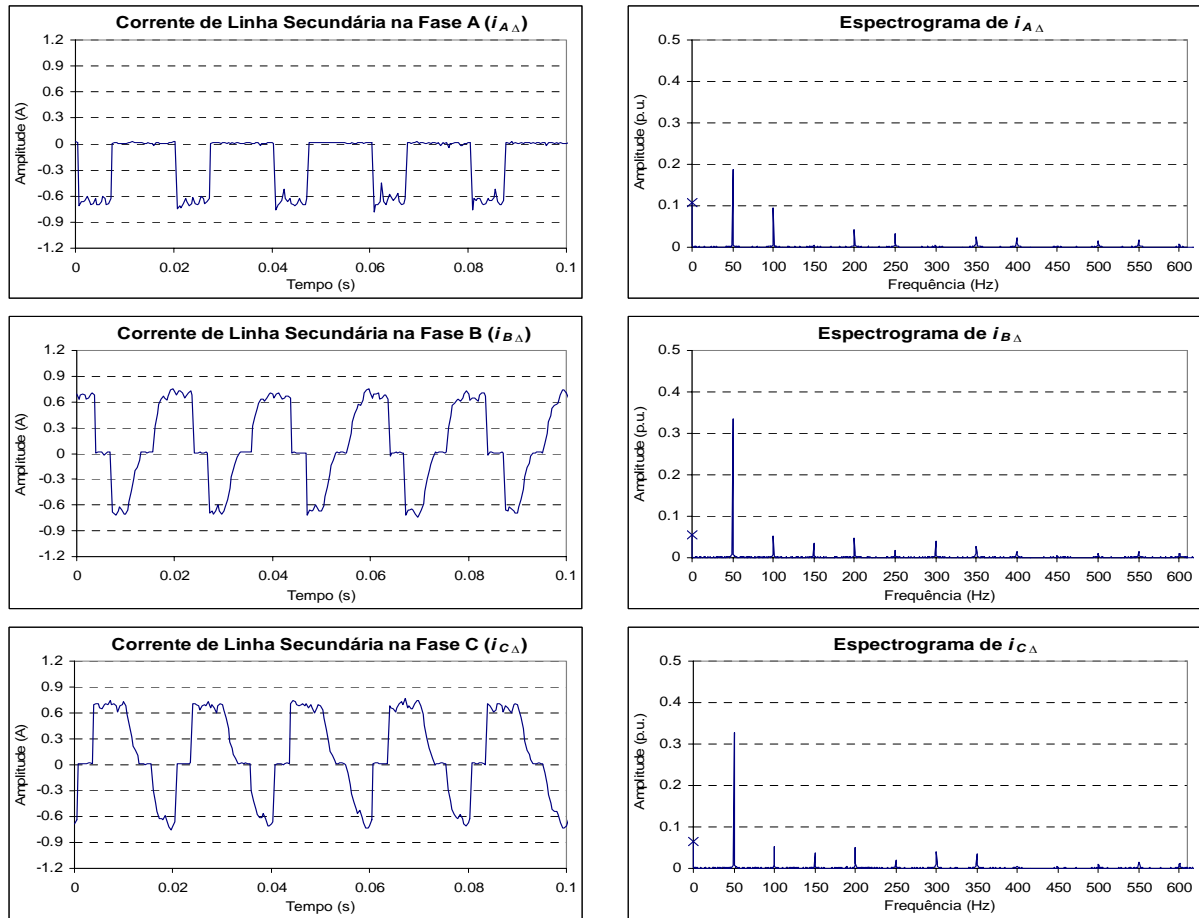


Fig. 4.9 – Resultados experimentais relativos à evolução temporal das correntes secundárias no conversor da rede avariado e respectivos espectrogramas, com avaria no de circuito aberto no tiristor  $T_{1\Delta}$ , a 1200 rpm.

O facto das correntes secundárias apresentarem valores médios não nulos e com um valor não desprezável, contribui para uma magnetização média não nula do núcleo do transformador, conduzindo à sua saturação. Além disso, o aumento do conteúdo harmónico contribuirá para um aumento de perdas do transformador de acordo com o *FHL*, diminuindo a sua capacidade de transferência de potência activa. A Eq. (3.38) continua a ser válida para a determinação das correntes primárias anulando o valor médio resultante nas correntes secundárias, pois esta componente não é transferida pelo transformador. Mantêm-se contudo os harmónicos pares, sobre os quais as normas impõem restrições ainda mais severas que para os ímpares. A evolução destas correntes encontra-se representada na Fig. 4.10. Os valores da *THD* relativos às correntes são distintos por fase, estando apresentados na Tabela 4.1 para diferentes velocidades (a velocidade máxima de 2100 rpm resulta do valor máximo da corrente de excitação). Para comparação global define-se a taxa de distorção equivalente como:



$$THD_{eq} = \sqrt{\frac{THD_A^2 + THD_B^2 + THD_C^2}{3}} \quad (4.9)$$

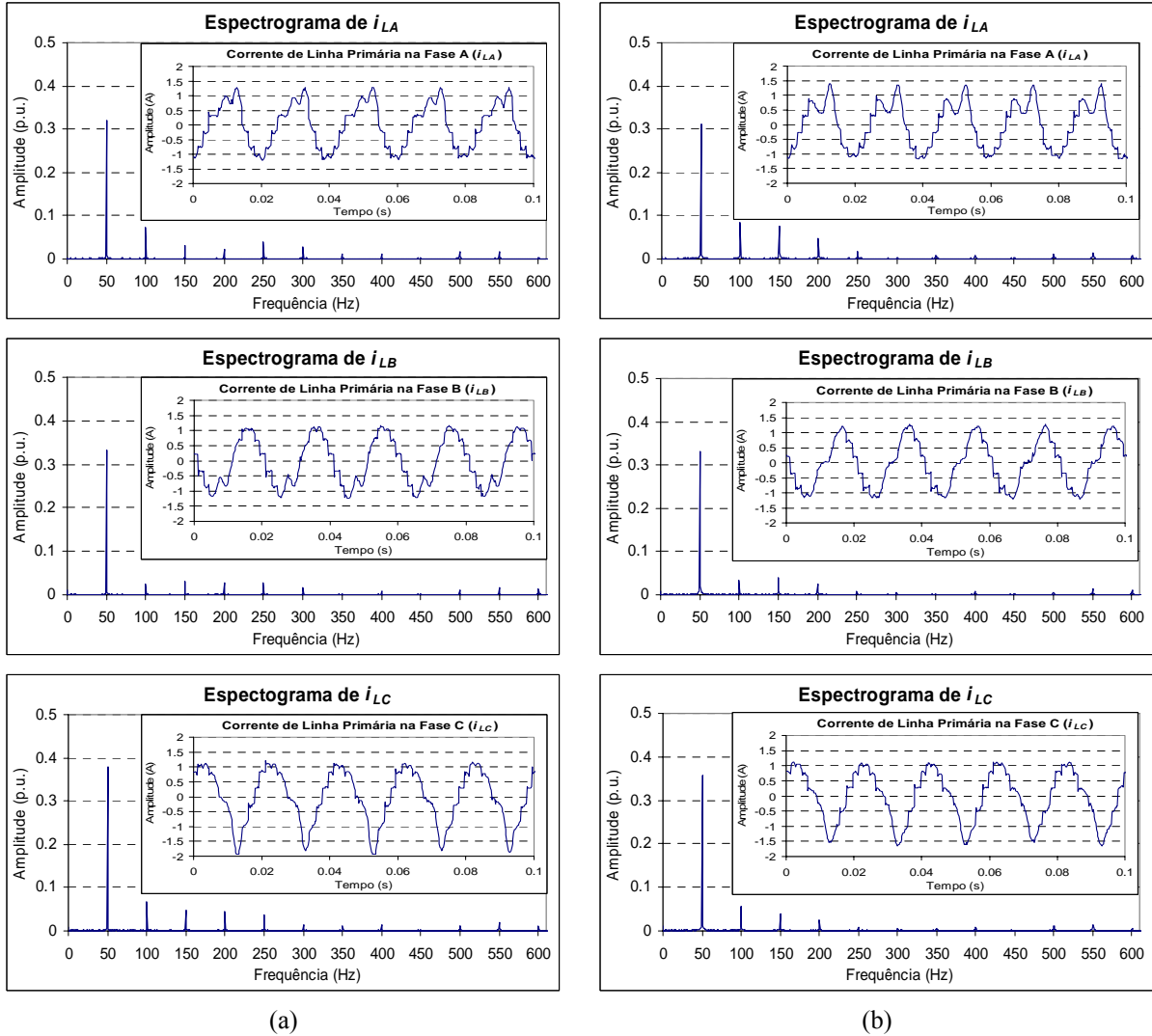


Fig. 4.10 – Resultados experimentais relativos à evolução temporal das correntes de linha primárias e respectivos espectrogramas, com avaria de circuito aberto no tiristor  $T_1$ , a 1200 rpm: (a) triângulo; (b) estrela.

Tabela 4.1 – Taxas de distorção harmônica, experimentais, com avaria de tiristor num conversor da rede.

Velocidade (rpm)	$THD_A$		$THD_B$		$THD_C$		$THD_{eq}$	
	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$
900	29.3	40	19.3	28.7	26.4	31.9	25.4	30.3
1200	34.1	45.2	22.7	28.7	29.9	31.9	29.3	33.6
1500	35.6	49.7	19.3	24.4	26.4	31.7	31.4	36.9
1800	36.3	50.7	25.9	18.5	31.9	35.7	32.5	37.3
2100	36.3	60.6	28.7	28.7	31.9	38.3	35.4	44.6

Estes resultados ilustram uma acentuada distorção das correntes primárias do transformador, face ao funcionamento normal. Por sua vez o factor de potência sofre uma diminuição importante, como se verifica a partir dos dados apresentados na Tabela 4.2. Confirma-se também a redução no rendimento do transformador e máquina.

Tabela 4.2 – Resultados experimentais relativos à corrente DC de interligação, factor de potência primário e rendimentos, com avaria de tiristor num conversor da rede.

Velocidade ( <i>rpm</i> )	$I_{dc}$ (A)		$PF$		$\eta_2$		$\eta_3$	
	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$
900	0.521	0.51	0.325	0.328	0.704	0.699	0.818	0.837
1200	0.526	0.516	0.396	0.399	0.761	0.763	0.872	0.888
1500	0.548	0.541	0.467	0.469	0.792	0.793	0.899	0.917
1800	0.57	0.566	0.538	0.541	0.832	0.831	0.918	0.923
2100	0.621	0.618	0.594	0.594	0.849	0.852	0.92	0.924

Este tipo de análise pode ser alargada para a situação de avaria de mais do que um tiristor numa ponte. Será analisada com mais detalhe apenas a situação adicional de avaria em dois tiristores da mesma fase (equivalente à falha de fase). Neste caso, o comportamento dos restantes tiristores do grupo é semelhante à situação descrita para o caso de apenas um avariado. A tensão de saída continua a ser nula durante  $60^\circ$ , apresentando porém uma pulsação dupla face à da rede, a que corresponde portanto um primeiro harmónico de 100 Hz, sendo os restantes de frequência múltipla deste. O novo valor médio da tensão na saída do conversor avariado é dado pela Eq. (4.10), sendo o seu máximo apenas metade do valor normal. A tensão máxima DC possível de obter no LCI-12 na saída dos rectificadores é assim apenas 75% do funcionamento normal.

$$U_{dr} = \frac{3\sqrt{2} U_L}{\pi} \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \quad (4.10)$$

A Fig. 4.11 apresenta resultados experimentais, relativos à evolução da corrente DC, binário e *fmm* após a falha da fase A num dos secundários, que reflectem a nova pulsação da tensão DC rectificada. Nesta falha o problema da condução lacunar não se manifesta, em virtude do aumento da ordem dos harmónicos da tensão DC e em consequência uma melhor filtragem da corrente pela bobina de interligação. A ondulação da corrente e do binário continuam porém elevadas.

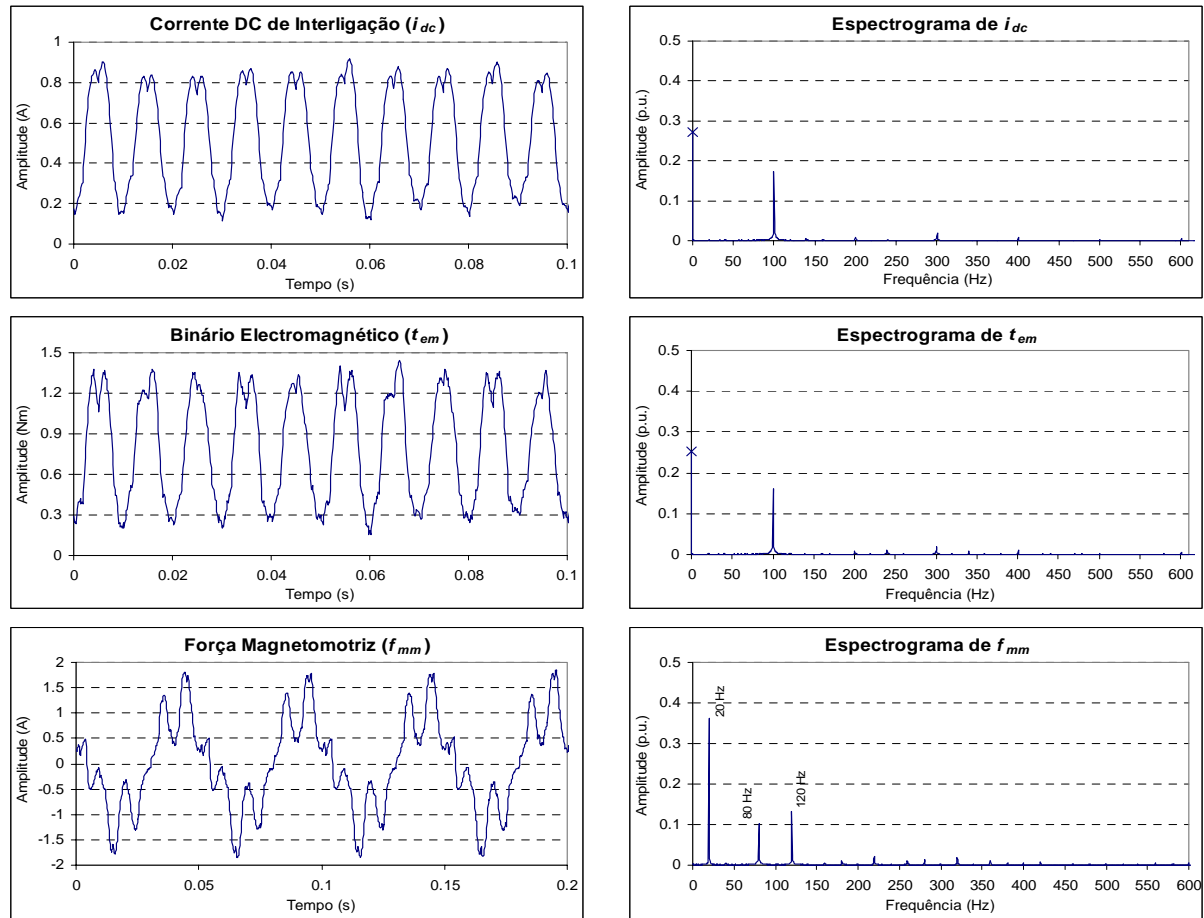


Fig. 4.11 – Resultados experimentais relativos à evolução temporal da corrente DC de interligação, binário electromagnético e força magnetomotriz e respectivos espectrogramas, com falta de fase secundária, a 1200 rpm.

Nesta avaria as correntes de linha secundárias não ligadas ao defeito são bidireccionais e estão em oposição de fase, sendo a função de comutação correspondente similar à da situação normal, não tendo assim componentes contínuas, o que simplifica a transformação das correntes secundárias nas primárias. No caso da ligação do secundário em estrela, como as correntes de fase secundárias se reflectem idealmente de igual forma nas fases primárias, resulta que a corrente do enrolamento primário correspondente ao da fase secundária com falha também deverá ser nula. Neste caso, as duas correntes de linha primária envolvendo a fase secundária afectada dependem apenas de uma fase secundária. Com o secundário em triângulo, as correntes de linha secundárias originam duas correntes idênticas nos enrolamentos secundários envolvidos na falha, tendo a terceira amplitude dupla e fase oposta. As correntes induzidas nos enrolamentos primários serão similares, daí resultando que a corrente de linha associada à fase secundária em falha é idealmente nula, pelo que não intervirá no trânsito de potência, sendo as outras duas simétricas. No caso do LCI-12 as

correntes de alimentação globais serão o resultado da aplicação da Eq. (3.38). A Fig. 4.12 ilustra as correntes primárias obtidas para esta avaria em cada secundário.

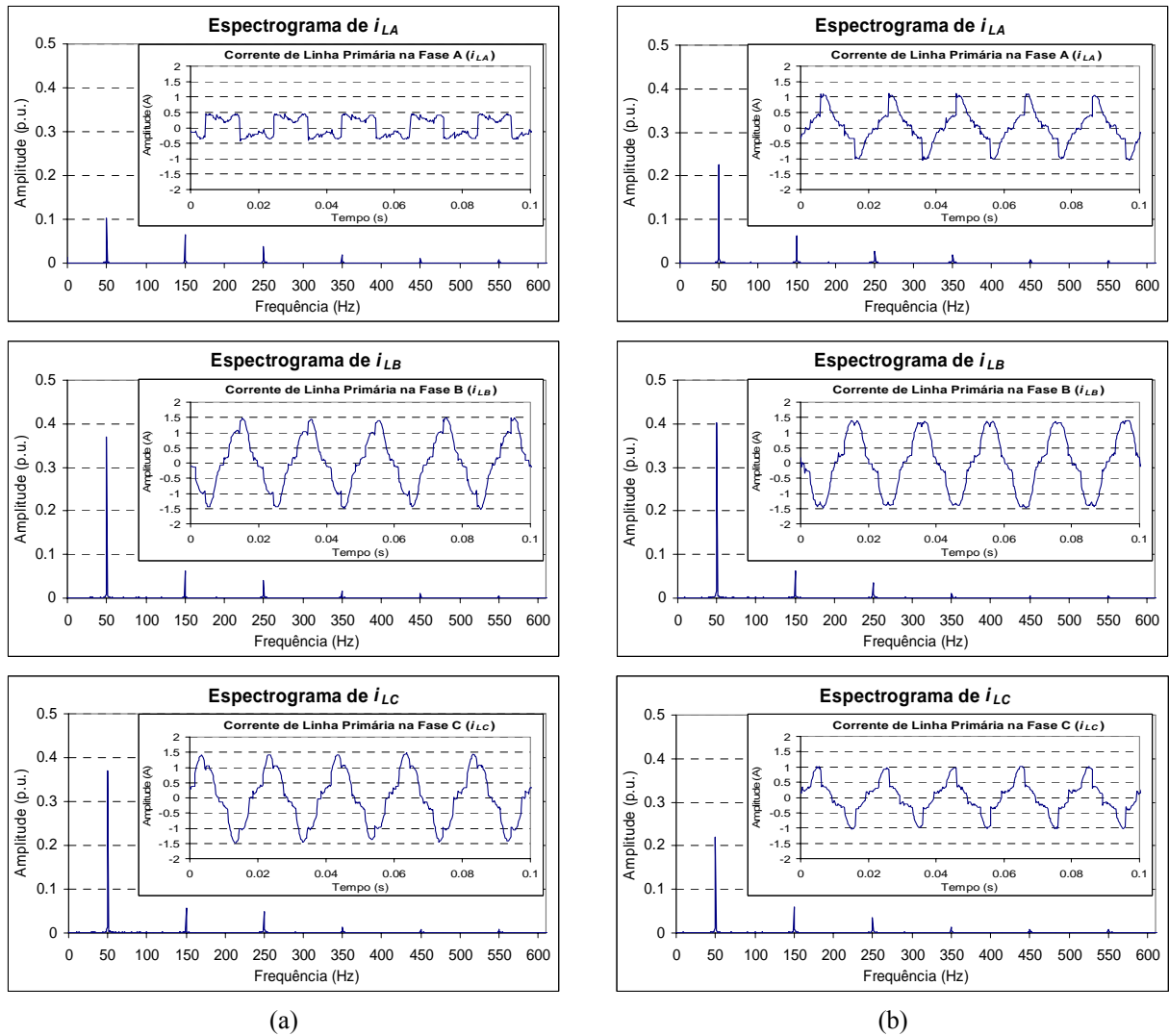


Fig. 4.12 – Resultados experimentais relativos à evolução temporal das correntes de linha primárias e respectivos espectrogramas, com falta da fase A, a 1200 rpm: (a) triângulo; (b) estrela.

As Tabelas 4.3 e 4.4 ilustram a variação da  $THD$ , rendimentos e factor de potência para este tipo de avaria. Relativamente à falha de um tiristor os resultados são menos nefastos, o que se explica pela ausência de componente contínua nas correntes secundárias do transformador. Verifica-se, aliás, que o factor de potência no primário do transformador é superior ao do funcionamento normal, à mesma velocidade, apesar da maior distorção das correntes. Este resultado é devido ao menor desfasamento entre a tensão e a corrente, provocado pelo ângulo de atraso inferior, necessário para obter a mesma tensão DC. Para a velocidade de 2100 rpm esse ângulo é quase nulo.

Tabela 4.3 – Taxas de distorção harmónica, experimentais, com falta de fase num conversor da rede.

Velocidade ( <i>rpm</i> )	$THD_A$		$THD_B$		$THD_C$		$THD_{eq}$	
	$A_\Delta$	$A_Y$	$A_\Delta$	$A_Y$	$A_\Delta$	$A_Y$	$A_\Delta$	$A_Y$
900	80.4	38	25.4	22.9	24.8	39.7	50.7	34.4
1200	81.1	36.9	23.1	21.7	24.3	38.3	51.8	33.2
1500	84.2	35.4	18.6	17.7	21.3	35.7	51.9	30.8
1800	81.1	35.3	18.7	16.3	18.2	33.9	49.2	29.8
2100	33.9	22.8	22.5	25	31.5	43.5	29.7	31.8

Tabela 4.4 – Resultados experimentais relativos à corrente DC de interligação, factor de potência primário e rendimentos, com falta de fase num conversor da rede.

Velocidade ( <i>rpm</i> )	$I_{dc}$ (A)		$PF$		$\eta_2$		$\eta_3$	
	$A_\Delta$	$A_Y$	$A_\Delta$	$A_Y$	$A_\Delta$	$A_Y$	$A_\Delta$	$A_Y$
900	0.494	0.492	0.41	0.403	0.721	0.726	0.867	0.867
1200	0.526	0.522	0.49	0.48	0.777	0.772	0.895	0.895
1500	0.55	0.551	0.571	0.56	0.803	0.803	0.905	0.905
1800	0.582	0.581	0.658	0.644	0.844	0.844	0.913	0.913
2100	0.606	0.598	0.768	0.758	0.864	0.861	0.928	0.924

#### 4.2.2 – Conversor Inversor

Apesar das estruturas dos conversores inversor e rectificador serem iguais, a diferença entre os ângulos de disparo para os dois tipos de funcionamento introduz uma importante alteração nos efeitos das avarias dos tirístores. Esta alteração pode ser deduzida pela análise da Fig. 4.13 onde está representada uma sequência de disparos normal ( $T_1$ ,  $T_3$ ,  $T_5$ ) nos tirístores de um grupo, para um dado ângulo de avanço inicial. O disparo de  $T_1$  deve comutar a corrente da fase  $C$  (e tiristor  $T_5$ ) para a fase  $A$ . Se isso não ocorrer manter-se-á  $T_5$  em condução. No próximo disparo de  $T_3$  a corrente deveria assim ser comutada da fase  $C$  para a fase  $B$ . Contudo verifica-se que naquele instante a tensão  $u_c$  é superior a  $u_b$ , pelo que o tiristor  $T_3$  está polarizado inversamente não havendo comutação. Esta polarização inversa ocorre após  $t_a$ , pelo que a polarização directa de  $T_3$  apenas é garantida em condições ideais, sem condução simultânea, caso o ângulo de avanço seja superior a  $60^\circ$ , o que apenas se costuma verificar perto da potência máxima e em máquinas com elevada indutância de comutação. Em termos práticos será necessário ainda adicionar o ângulo de comutação, concluindo-se assim que a falha de um tiristor num grupo deixará em condução apenas o tiristor nesse estado antes

da avaria. Neste caso todas as correntes de fase do conversor com avaria ficarão unidireccionais, tendo as correntes de cada grupo polaridades opostas.

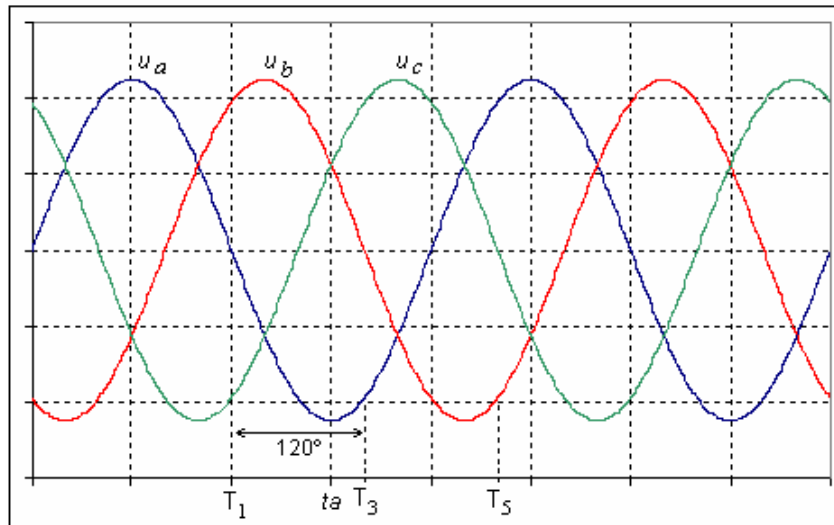


Fig. 4.13 – Análise da falha de comutação num tiristor em funcionamento inversor.

A tensão DC resultante desta falha será nula durante  $120^\circ$  estando representada na Fig. 4.14 para um caso simulado, ideal, com um ângulo de avanço fixo de  $30^\circ$  e para o caso real do LCI, a uma velocidade de  $1200 \text{ rpm}$ .

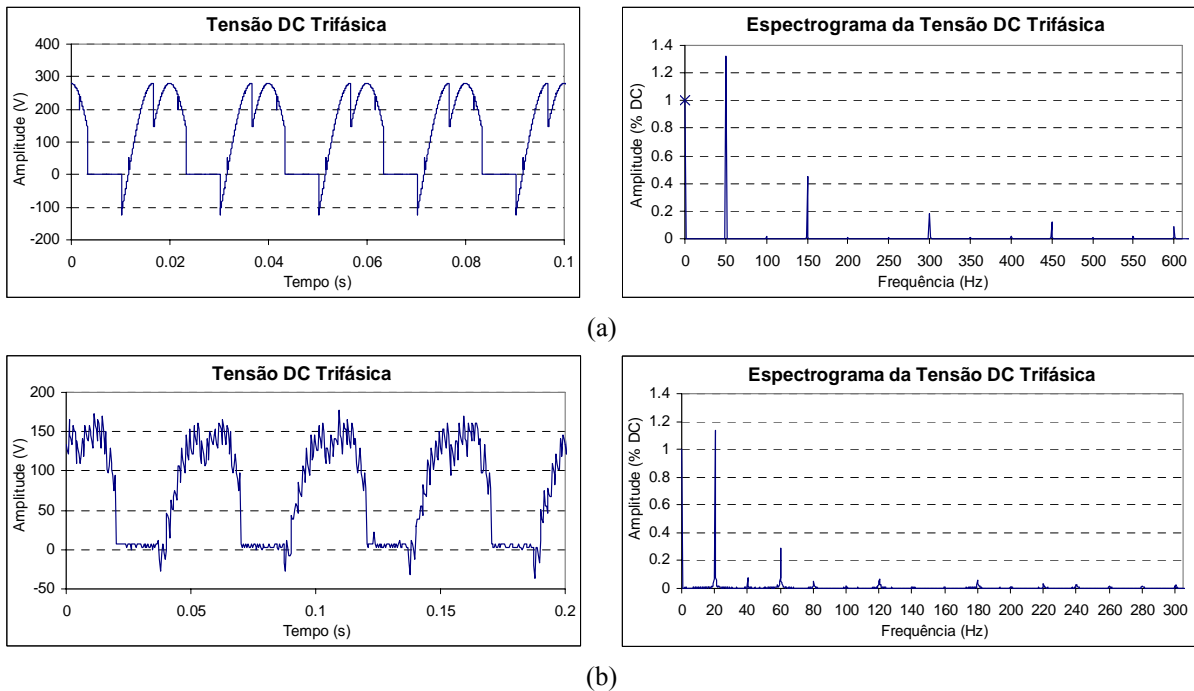


Fig. 4.14 – Resultados relativos à evolução temporal da tensão DC e respectivo espectrograma, no conversor em funcionamento inversor, com avaria de circuito aberto num tiristor: (a) simulação para  $\alpha_i = 150^\circ$ ; (b) experimental, no LCI, para  $1200 \text{ rpm}$ .

A pulsação desta tensão é coincidente com a velocidade da máquina, apresentando idealmente apenas harmónicos triplos. A sua amplitude terá uma queda acentuada, sendo dada pela relação:

$$U_{di} = \frac{3\sqrt{2} U_L}{2\pi} \left( \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \right) \quad (4.11)$$

A tensão DC trifásica obtida no conversor avariado tem assim um valor máximo que é apenas metade do normal, pelo que em termos hexafásicos atingirá apenas 75% do valor possível em funcionamento normal. Para manter a mesma potência média esta queda de tensão deverá ser compensada pelo aumento proporcional da corrente DC de interligação e de excitação, incrementando-se por isso as perdas por efeito de *Joule* nos diversos componentes do LCI. A título de exemplo, a temperatura do tiristor em condução permanente, após esta falha, teve um incremento de 30%, para a velocidade de 1200 rpm.

Esta avaria reflecte-se numa alteração periódica da força electromotriz perturbadora  $E$  (Fig. 3.8), transmitindo-se por isso a sua pulsação à corrente DC e binário que possuirão por isso harmónicos localizados também em frequências múltiplas da velocidade da máquina.

Como consequência da unidireccionalidade de todas as correntes de fase no conversor, será criada uma componente contínua na  $fmm$  estatórica originando por isso uma situação de travagem permanente na máquina. O restante conteúdo harmónico da  $fmm$  apresentará componentes com frequência múltipla da velocidade da máquina, de forma semelhante ao verificado com as correntes primárias do transformador quando a avaria é num conversor ligado à rede.

Além do efeito de travagem associado à componente contínua da  $fmm$ , existe um outro efeito adicional associado ao facto da tensão DC ligada ao conversor com avaria possuir sempre uma componente negativa, o que significa que transitoriamente há uma inversão do trânsito de potência. Estes efeitos acumulados impõem um incremento da corrente DC de interligação, que o respectivo circuito de regulação pode não permitir por motivos de segurança, não sendo possível manter a rotação da máquina após a falha. Além disso, como um tiristor fica em condução permanente na sequência da avaria, interessa que aquela corrente fique efectivamente limitada enquanto não é implementada uma compensação adequada. A opção mais simples consiste em aumentar transitoriamente o fluxo da máquina impondo a corrente de excitação nominal em vez do fluxo nominal. Para o sistema protótipo foi necessário adoptar esta solução de forma a ser possível manter a máquina em rotação. Para a

velocidade de 2100 rpm foi também necessário aumentar em 10% o limite máximo do valor de referência, usado em funcionamento normal, para a corrente DC de interligação. Os restantes parâmetros de regulação mantiveram os valores de funcionamento normal. O aumento permitido na corrente de interligação dependerá da capacidade de dissipação de potência dos tirístores e do circuito de excitação ser capaz de manter o fluxo na máquina, em função da componente desmagnetizante da corrente estatórica, que garanta a comutação segura dos tirístores nos conversores da máquina.

As Fig. 4.15 e Fig. 4.16 ilustram as novas características obtidas por simulação e ensaios, da corrente DC de interligação, binário electromagnético e força magnetomotriz para esta avaria, à velocidade de 1200 rpm e com as condições definidas no parágrafo anterior. É visível o aumento no valor médio da corrente DC ( $\approx 20\%$ ) assim como no binário e o aparecimento da componente contínua na  $f_{mm}$ .

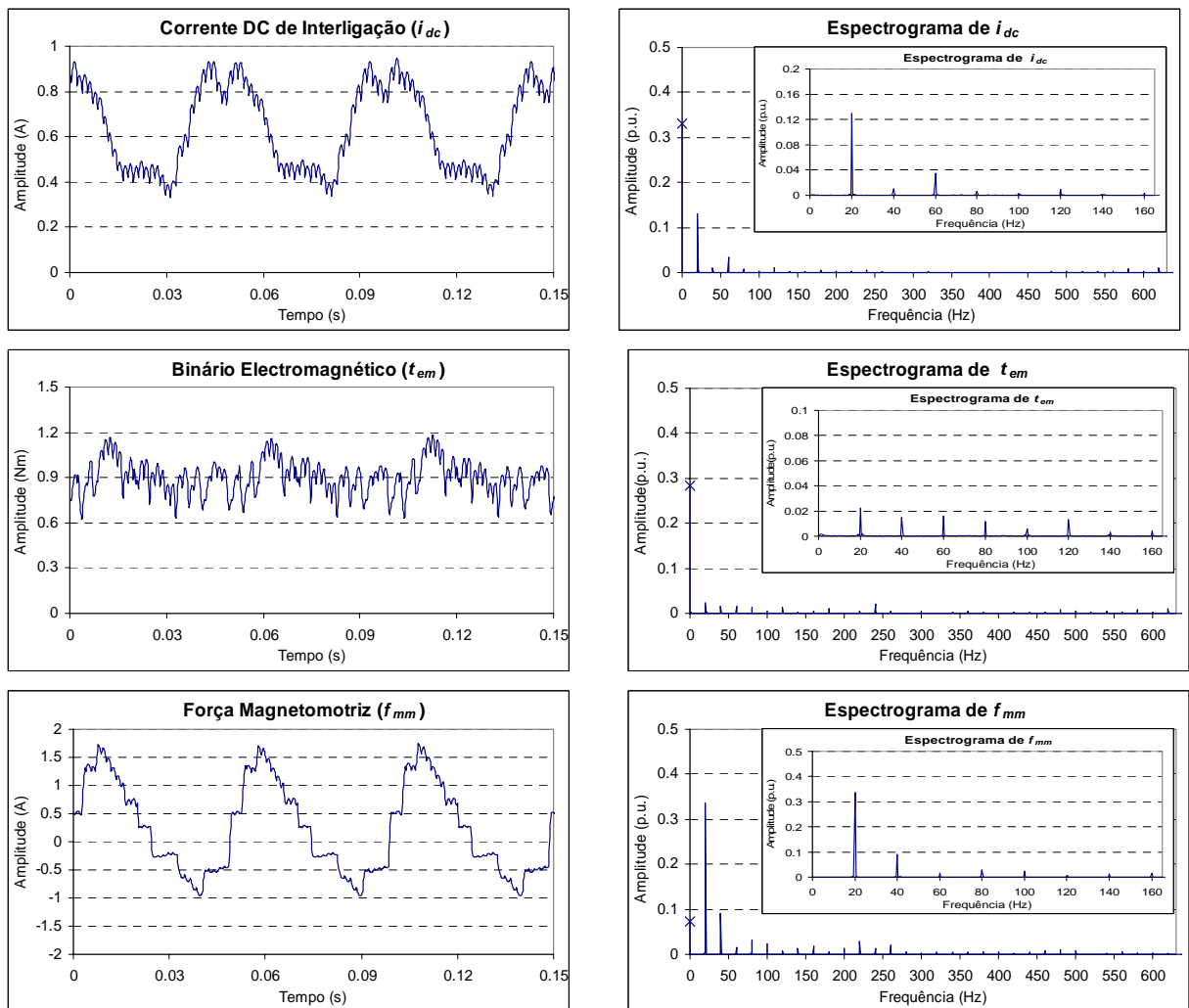


Fig. 4.15 – Resultados de simulação relativos à evolução temporal da corrente DC, binário electromagnético e força magnetomotriz e respectivos espectrogramas, com avaria de circuito aberto no tiristor  $T_{1a}$ , a 1200 rpm.



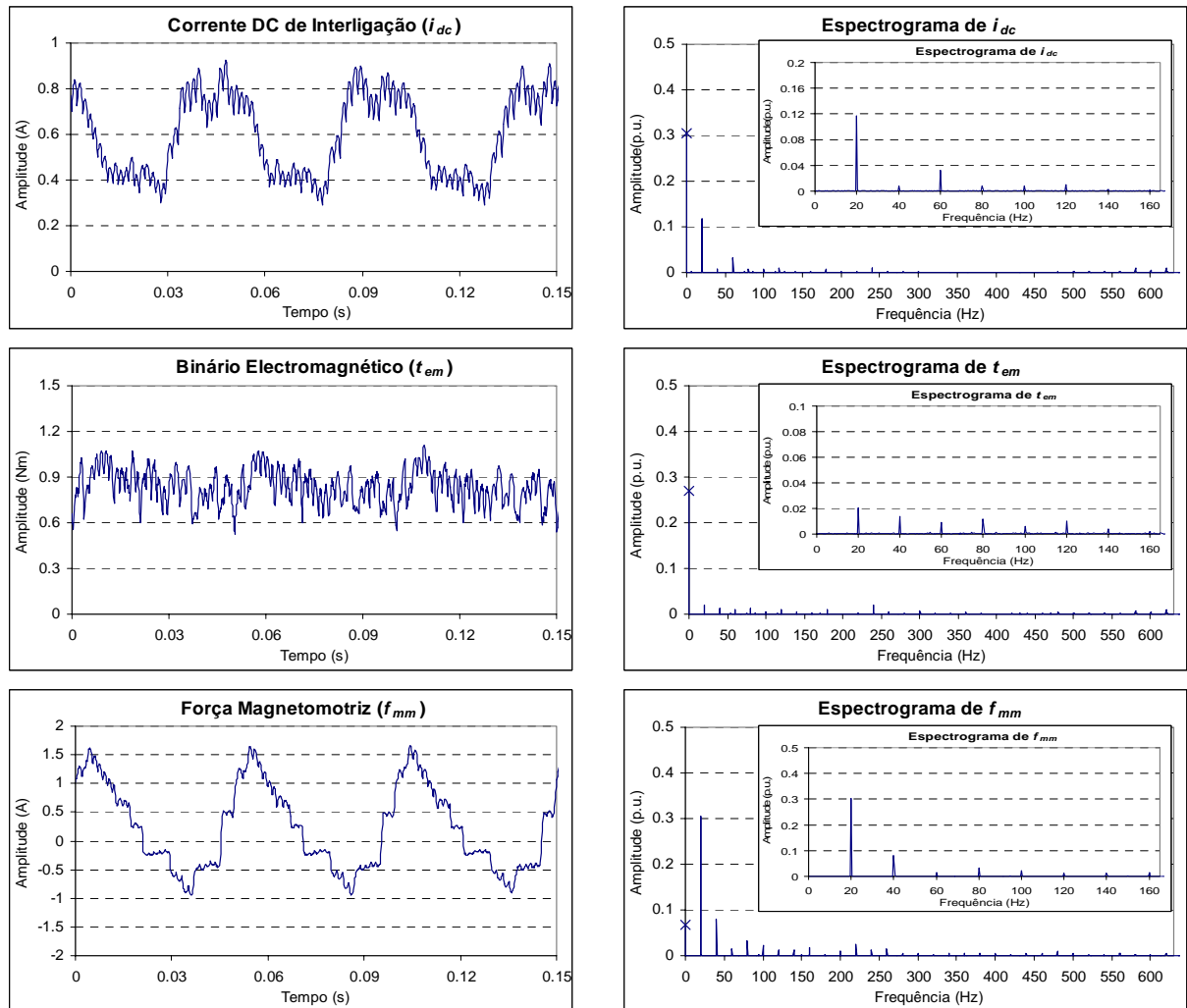


Fig. 4.16 – Resultados experimentais relativos à evolução temporal da corrente DC, binário electromagnético e força magnetomotriz e respectivos espectrogramas, com avaria de circuito aberto no tiristor  $T_{1a}$ , a 1200 rpm.

A nova pulsação do binário electromagnético reflecte por sua vez a sequência dos vectores espaciais de corrente aplicados no estator da máquina. Em funcionamento normal, cada conversor impõe sucessivamente os seis vectores de corrente ilustrados na Fig. 1.3, correspondente à condução de um par de tiristores. Na situação pós-falha, descrita anteriormente, o conversor avariado apenas permite a existência de dois vectores de correntes consecutivos não nulos, sendo introduzido o vector de corrente nula durante  $120^\circ$ , correspondente ao curto-circuito do conversor. No caso de um LCI-6, o binário será por isso limitado, pelo que o funcionamento do sistema ficará comprometido. Para o LCI-12, o conversor operacional disponibilizará os vectores de corrente normais, pois a existência dos vectores de um conversor é independente do outro, mas a pulsação global manter-se-á igual. Contudo, a amplitude dos vectores em cada período não será constante, devido à ondulação da corrente.

Ao contrário do que sucede na avaria equivalente nos conversores da rede, os resultados evidenciam uma ondulação da corrente superior à do binário. Esta característica é expectável, na medida em que a componente alternada da corrente irá depender fundamentalmente da tensão  $u_{di}$ , que apresentará uma ondulação muito superior ao normal. Por sua vez, o binário electromagnético resultará da interacção entre aquela tensão e a própria corrente de interligação, verificando-se um efeito de compensação entre eles, permitindo um binário electromagnético com menos ondulação. Os harmónicos presentes na corrente DC serão transferidos para as correntes AC do transformador e máquina de forma similar ao verificado nas avarias já analisadas antes. No caso da máquina foi já verificado que as correntes serão unidireccionais, pelo que as suas funções de comutação possuirão harmónicos pares. Este resultado está ilustrado na Fig. 4.17, que representa as correntes AC associadas ao conversor avariado. Além da componente DC presente em todas as correntes é visível a assimetria da sua duração entre fases e a existência de um período temporal em que a corrente é nula em todas as fases.

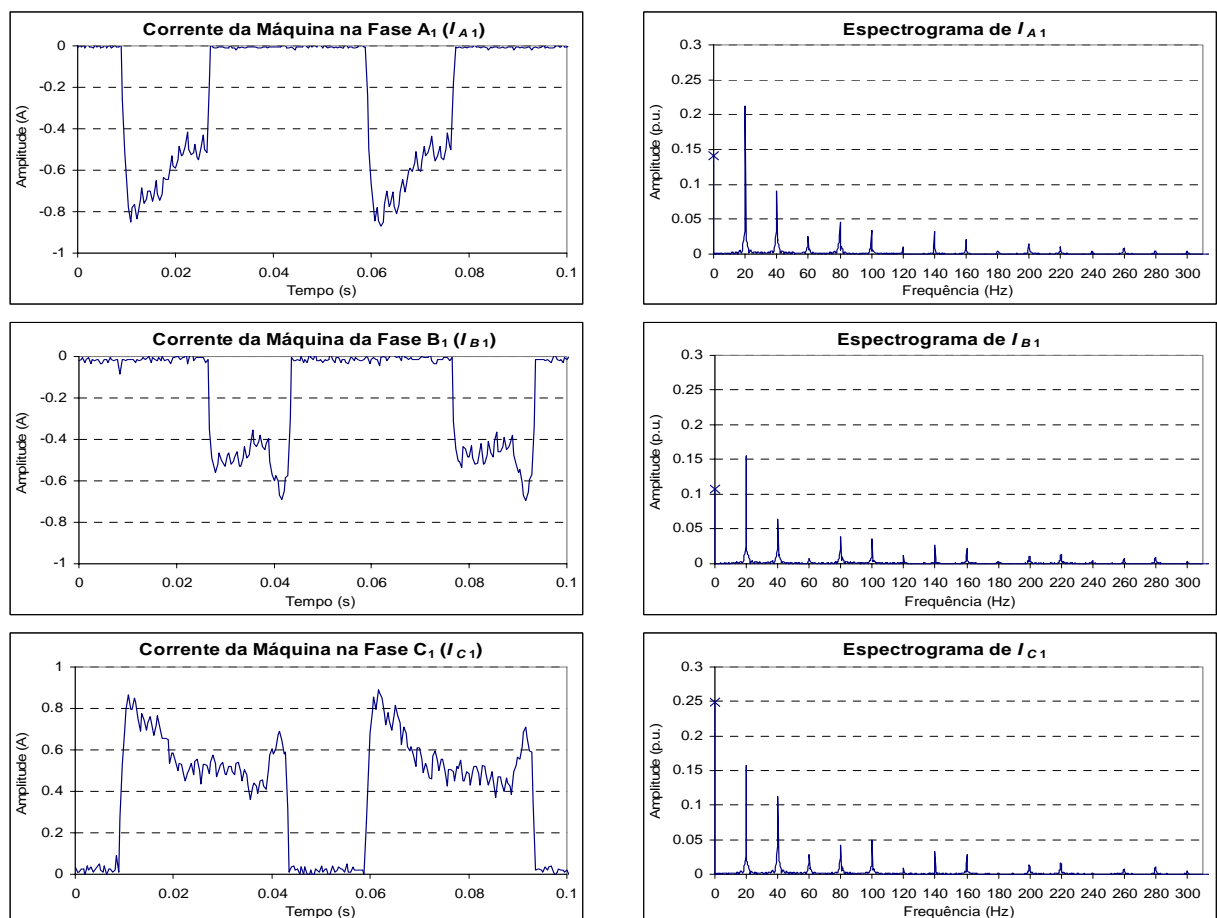


Fig. 4.17 – Resultados experimentais relativos à evolução temporal das correntes de fase na máquina ligadas ao conversor avariado e respectivos espectrogramas, com avaria de circuito aberto no tiristor  $T_{1a}$ , a 1200 rpm.

No caso do transformador, a modulação entre os harmónicos característicos associados ao funcionamento trifásico e os harmónicos devidos à corrente DC resultará no aparecimento de interharmónicos, dependentes da velocidade da máquina e por isso de difícil filtragem caso se usem apenas filtros passivos. A Fig. 4.18 apresenta resultados relativos a uma das fases primárias do transformador ilustrando estas características.

O aumento na distorção das correntes reflectir-se-á nas respectivas *THD* assim como nos rendimentos do transformador e máquina. Este resultado é evidenciado nas Tabelas 4.5 e 4.6. Verifica-se que a maior degradação de rendimento se verifica na máquina e no factor de potência no primário do transformador devido à maior distorção das correntes e também ao maior ângulo de atraso no disparo do conversor rectificador.

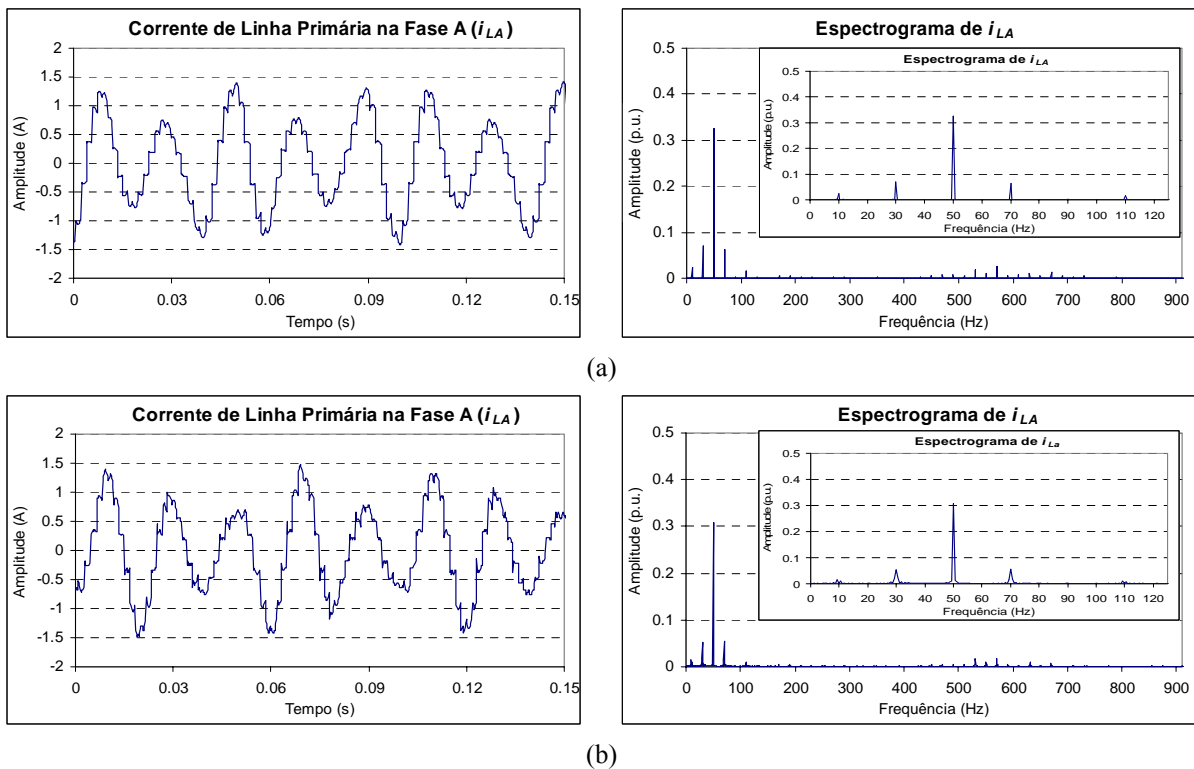


Fig. 4.18 – Resultados relativos à evolução temporal da corrente de linha primária na fase A e respectivo espectrograma, com avaria de circuito aberto num conversor da máquina, a 1200 rpm: (a) simulação; (b) experimental.

Tabela 4.5 – Taxas de distorção harmónica, experimentais, com avaria de tiristor num conversor da máquina.

Velocidade (rpm)	$THD_A$	$THD_B$	$THD_C$	$THD_{eq}$
900	29.9	29.9	29.6	29.8
1200	35.4	35.5	32.9	34.6
1500	34.3	39.4	36.6	36.8
1800	41.9	41.9	40.9	41.6
2100	47.3	46.9	46.5	46.8

Tabela 4.6 – Resultados experimentais relativos à corrente DC de interligação, factor de potência primário e rendimentos, com avaria de tiristor num conversor da máquina.

Velocidade ( <i>rpm</i> )	$I_{dc}$ (A)	$PF$	$\eta_2$	$\eta_3$
900	0.609	0.352	0.728	0.78
1200	0.658	0.416	0.794	0.798
1500	0.708	0.468	0.808	0.825
1800	0.76	0.528	0.832	0.848
2100	0.785	0.595	0.85	0.879

Se a avaria provocar falhas de comutação permanentes em ambos os tirístores da mesma fase (equivalente à falta dessa fase) então, tendo em conta a análise relativa à falha individual, apenas os tirístores ligados na fase em avanço manterão a sua condução, resultando num curto-circuito permanente do conversor avariado e num funcionamento convencional trifásico na máquina, mantendo-se o hexafásico na rede. A Fig. 4.19 apresenta resultados que ilustram este comportamento.

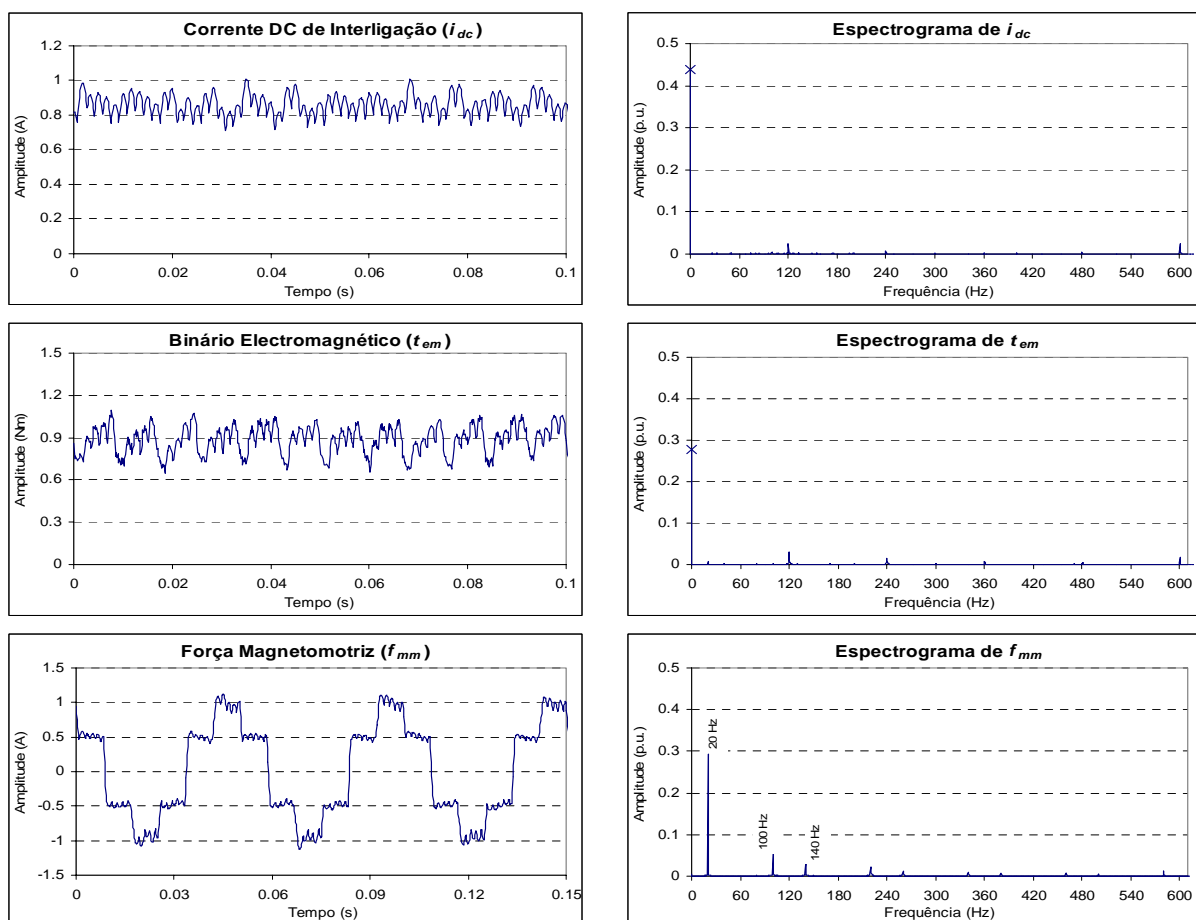


Fig. 4.19 – Resultados experimentais relativos à evolução temporal da corrente DC de interligação, binário electromagnético e força magnetomotriz, com falta da fase  $A_1$  nos conversores da máquina, a 1200 *rpm*.

Comparando com a avaria de apenas um tiristor, há uma maior diminuição da tensão média  $U_{di}$  e consequentemente um aumento da corrente DC. A sobreexcitação transitória do motor de forma a garantir a sua continuidade operacional torna-se por isso ainda mais premente. Considerando as mesmas limitações dos circuitos de regulação da corrente, o valor de velocidade máximo atingido será inferior ao obtido com a avaria anterior, devido à maior limitação do binário.

As taxas de distorção harmónica obtidas para as correntes primárias, apresentadas na Tabela 4.7, estão próximas do valor esperado, tendo em conta o normal funcionamento hexafásico dos conversores da rede. Contudo, os resultados da Tabela 4.8 mostram que o factor de potência obtido no primário do transformador é reduzido, em virtude do pequeno ângulo de atraso com que os conversores da rede funcionarão, atendendo à reduzida tensão DC que o inversor impõe. Em relação aos rendimentos do transformador e motor, estes são ambos inferiores ao funcionamento normal, reflectindo os novos harmónicos de corrente e factor de potência.

Tabela 4.7 – Taxas de distorção harmónica, experimentais, com falta de fase num conversor da máquina.

Velocidade ( <i>rpm</i> )	$THD_A$	$THD_B$	$THD_C$	$THD_{eq}$
900	17.9	18.1	17.8	17.9
1200	17	17.2	16.9	17.1
1500	17.2	17.3	16.8	17.1
1800	17.3	17.3	17.1	17.2

Tabela 4.8 – Resultados experimentais relativos à corrente DC de interligação, factor de potência primário e rendimentos, com falta de fase num conversor da máquina.

Velocidade ( <i>rpm</i> )	$I_{dc}$ (A)	$PF$	$\eta_2$	$\eta_3$
900	0.83	0.292	0.686	0.783
1200	0.876	0.346	0.738	0.83
1500	0.905	0.4	0.779	0.843
1800	0.935	0.457	0.804	0.87

### 4.3 – Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as falhas associadas ao funcionamento dos semicondutores, analisando com algum detalhe os efeitos das avarias resultantes da falha de comutação permanente de um tiristor ou de dois tiristores ligados na mesma fase, quer no conversor ligado à rede quer naquele ligado à máquina. Esta análise apresenta alguns

resultados de simulação e experimentais, ilustrando os efeitos das avarias nas correntes e no binário electromagnético da máquina. Face ao funcionamento normal, qualquer destas avarias introduz alterações significativas naquelas grandezas, podendo comprometer a continuidade operacional do LCI. Neste aspecto, as avarias nos conversores da máquina são mais limitativas, pois originam correntes mais elevadas e condução permanente de tirístores.

# CAPÍTULO 5

## COMPENSAÇÃO DE AVARIAS

### 5.1 – Introdução

Depois de no capítulo anterior se terem analisados os efeitos associados às avarias nos conversores de potência, este será dedicado à sua atenuação, definindo algumas estratégias de compensação. Como se viu, esses efeitos manifestam-se quer na máquina quer na rede eléctrica que alimenta o LCI, pelo que se deve procurar, na medida do possível, limitar os efeitos em ambos os lados.

Por outro lado, a aplicação da estratégia de compensação deve ser feita o mais rapidamente possível, o que por sua vez está dependente do rápido diagnóstico da avaria. Será, por isso, feita também uma breve abordagem a este tema.

Outro critério a considerar refere-se ao facto da compensação ser implementada recorrendo apenas ao sistema físico inicial, actuando-se por isso unicamente a nível dos algoritmos de controlo, ou recorrendo à introdução de alterações físicas ao sistema. Esta última hipótese implica normalmente a instalação de componentes adicionais, tornando-a mais dispendiosa, em virtude das alterações topológicas sofridas pelo LCI, e não dispensa a primeira. As soluções apresentadas darão por isso maior ênfase à primeira hipótese.

### 5.2 – Diagnóstico de Avarias

A detecção de falhas no funcionamento de um accionamento é um campo de fértil investigação [67-69], tendo conduzido a várias técnicas de diagnóstico. As pesquisas são direccionadas para a obtenção de técnicas não invasivas, de forma a permitir a continuidade de funcionamento do sistema, e com aplicação em tempo real, permitindo a sua integração na estrutura de controlo. As técnicas mais usadas baseiam-se no estudo das correntes, através da aplicação de alguns tipos de análise espectrais, como a Transformada de *Fourier* ou a

Transformada Complexa Espacial. Podem ainda ser associadas a ferramentas baseadas em inteligência artificial, tais como as redes neurais, de forma a tornar o diagnóstico mais robusto. Estas ferramentas requerem porém uma capacidade de análise e processamento elevadas, não favorecendo a simplicidade do método de diagnóstico.

No caso de falhas em semicondutores num conversor de potência é essencial identificar correctamente o dispositivo em causa, para se efectuar a compensação adequada. Uma técnica simples baseia-se na aplicação da Transformada Complexa Espacial (Vector de *Park*), tendo sido já aplicada a accionamentos usando conversores AC-DC e DC-AC de comutação natural a tirístores, assim como a inversores do tipo VSI [70-72]. Esta técnica baseia-se na alteração introduzida pela falha na relação entre as componentes real ( $d$ ) e imaginária ( $q$ ) das correntes, que num referencial estacionário e numa situação normal, com correntes reais sinusoidais se aproxima de uma circunferência e no caso de um rectificador, de um polígono, com o número de arestas igual ao respectivo índice de pulsação. A sua aplicação ao LCI é assim imediata, quando são analisadas as correntes individuais à entrada de cada conversor. Em qualquer caso, a extracção da informação em tempo real, que permita compensar atempadamente o funcionamento do sistema, necessita do recurso a outras formas de análise, como o reconhecimento de padrões, implicando novamente um processamento adicional.

Uma forma mais simples de extrair a informação das correntes na entrada dos conversores a tirístores, baseia-se no facto da corrente nos tirístores ser unidireccional. Assim, a falha de condução de um tiristor implica o anulamento de uma das alternâncias na corrente de fase respectiva. Basta portanto analisar a polaridade destas correntes, concluindo-se haver falha, caso uma delas seja nula. Como os tirístores possuem uma corrente mínima de manutenção, valendo alguns mA, na prática deve considerar-se este valor como sendo equivalente a uma corrente nula. Coloca-se porém a questão relativa à falha de comutação em dois tirístores do mesmo grupo, pois nessa situação, a condução neste grupo é assegurada pelo tiristor ligado na fase em avanço face à avariada e a corrente ligada ao tiristor do outro grupo na mesma fase é vista como sendo nula, originando à priori uma informação incorrecta relativamente a este tiristor. Este problema é ultrapassado facilmente, em regime não-lacunar, pela análise do módulo do Vector de *Park* relativo às correntes do conversor em causa, que nesta falha terá um valor mínimo nulo, não o tendo caso o tiristor esteja efectivamente avariado, permitindo assim confirmar ou não a suposta falha. Para o desenvolvimento deste trabalho recorreu-se a este método, pois permitia a discriminação simples das falhas em estudo.



### 5.3 – Compensação de Avarias

Para a compensação da avaria podem ser perspectivadas diversas alternativas, em função do tipo de falha em análise, e com graus de complexidade diferentes e resultados também distintos. Essa compensação deve ter em conta as diferentes alterações das grandezas electromagnéticas que caracterizam o sistema, tendo como objectivo global, primário, a manutenção do mesmo binário útil, com a menor pulsação e ondulação possíveis, mas procurando, simultaneamente, minimizar os harmónicos nas correntes e assim as perdas do sistema. Uma compensação do tipo externa, usando hardware redundante, permite repor as condições de funcionamento iniciais pré-falha, sendo assim a melhor solução em termos electromecatrónicos mas também a mais dispendiosa [73]. Recorrendo apenas à estrutura disponível em termos de hardware e software, apenas se conseguirão aproximar as condições de funcionamento iniciais. Esta solução interna pode ser aplicada no curto prazo, ficando a externa reservada para o longo prazo.

#### 5.3.1 – Compensação Trifásica

No caso do LCI-12 existe uma redundância intrínseca associada à existência de dois conversores do lado da rede e da máquina, podendo ser facilmente aproveitada em caso de avaria. Em funcionamento normal cada conversor é responsável por metade do trânsito de potência, pelo que em caso de avaria num dos conversores, o funcionamento pode manter-se com um só conversor, obtendo características do funcionamento trifásico na rede ou na máquina. Contudo, este funcionamento apenas permite a obtenção de metade da potência máxima obtida no caso hexafásico normal, caso se mantenham os mesmos níveis máximos na corrente DC e excitação. As características deste funcionamento são porém distintas consoante se trate de uma avaria no conversor do lado da rede ou da máquina.

Conforme se verificou no capítulo anterior, no caso de avaria nos conversores da rede, o valor médio da corrente DC de interligação não sofre alterações significativas, antes e após a avaria, aumentando contudo a sua componente flutuante devido à diminuição do índice de pulsação da tensão DC à saída do rectificador. Face à situação de avaria, com esta compensação, aquele índice é melhorado, aproximando as condições de funcionamento iniciais. Assim, para situações anteriores à avaria em que a potência consumida seja inferior a

metade do valor máximo, correspondendo idealmente a uma velocidade inferior a metade do seu valor nominal, será teoricamente possível a obtenção da velocidade existente antes da avaria, se o ângulo de disparo inicial dos conversores rectificadores for superior a  $60^\circ$ . A maior ondulação da corrente DC irá reflectir-se no primário do transformador, podendo contribuir para o aparecimento de interharmónicos de pequena amplitude, melhorando porém o factor de potência, face à situação de avaria, devido ao aumento do ângulo de atraso no conversor rectificador, necessário para obter a mesma tensão  $U_{dr}$ . Na máquina, as alterações mais significativas estão ligadas também ao aumento na ondulação das correntes, que se reflectem no binário e força magnetomotriz, apesar de manterem a pulsação característica inicial. Com o aumento do conteúdo harmónico das correntes as perdas associadas aumentarão também, face ao funcionamento normal, sobretudo no caso do transformador. Este aumento será compensado pelas menores perdas por efeito de *Joule* nos enrolamentos do transformador.

A obtenção de um funcionamento trifásico normal pressupõe que o conversor com avaria não intervém de qualquer forma no trânsito de potência. No caso do LCI-12 com topologia paralela isso é possível, pois a corrente que lhe estava inicialmente associada pode ser anulada totalmente. Contudo na topologia série isso não é assim, já que a corrente de interligação necessita de circular pelo conversor avariado. Este deve assim ser colocado em curto-circuito, através da condução simultânea de um dos pares de tirístores operacionais ligados na mesma fase. Se esta condução for permanente haverá um aumento da potência dissipada nos tirístores que estes poderão não suportar. É portanto essencial uma adequada monitorização da temperatura dos dispositivos semicondutores.

Este inconveniente pode ser atenuado comutando periodicamente a condução entre os dois ramos operacionais de acordo com um critério que garanta a segurança térmica dos tirístores. Para minimizar o efeito associado ao transitório de comutação, o disparo dos tirístores pode ser efectuado com um comando do tipo misto no conversor avariado usando um ângulo de atraso a tender para  $180^\circ$ , garantindo a comutação segura dos tirístores. Se a periodicidade da comutação for da ordem do período da tensão de sincronização, este funcionamento misto pode ser mantido em permanência, obtendo-se assim uma compensação mista quase-trifásica. Com este tipo de funcionamento compensado, o índice de pulsação da tensão DC à saída dos conversores com avaria é igual a dois, originando um primeiro harmónico em 100 Hz, para a avaria do lado da rede. Contudo enquanto o ângulo de disparo do conversor avariado se situar perto dos  $180^\circ$  o seu peso será reduzido face aos harmónicos resultantes do conversor

totalmente operacional. O mesmo acontecerá com os harmônicos das correntes, que no caso das fases activas no conversor defeituoso serão do tipo alternado com impulsos rectangulares de curta duração, contendo por isso apenas harmónicos ímpares e com valores médios nulos.

Com a alteração da topologia nos conversores rectificadores, os parâmetros dos reguladores devem ser alterados de acordo com as relações definidas no Capítulo 3, assumindo as características de um conversor trifásico, para o caso de avaria nos conversores da rede.

As Fig. 5.1 e Fig. 5.2 apresentam os resultados relativos a esta compensação mista com uma no tiristor  $T_{1A}$  para uma velocidade de 1200 rpm e usando um ângulo de atraso de 165° no comando misto do conversor com avaria. É visível o aparecimento dos harmónicos de 100 Hz e 300 Hz na corrente DC. A  $f_{mm}$  apresenta também harmónicos adicionais resultantes das alterações que ocorrem nas correntes AC da máquina. Embora reduzidos, são também já visíveis os harmónicos em 150 Hz nas correntes de alimentação do transformador, resultado do funcionamento monofásico do conversor avariado.

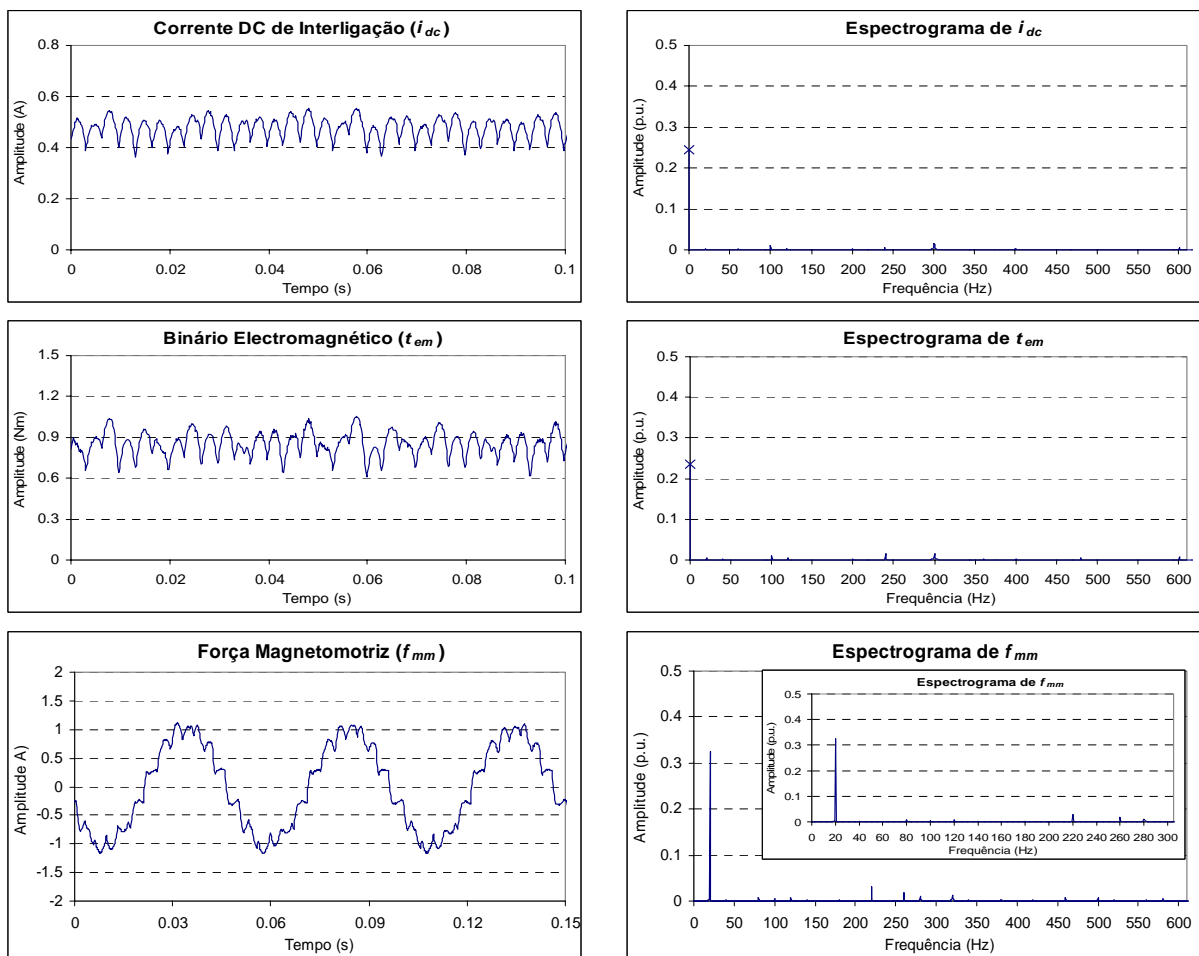


Fig. 5.1 – Resultados experimentais relativos à evolução temporal da corrente DC, binário electromagnético e força magnetomotriz e respectivos espectrogramas, com avaria e compensação quase-trifásica, a 1200 rpm.

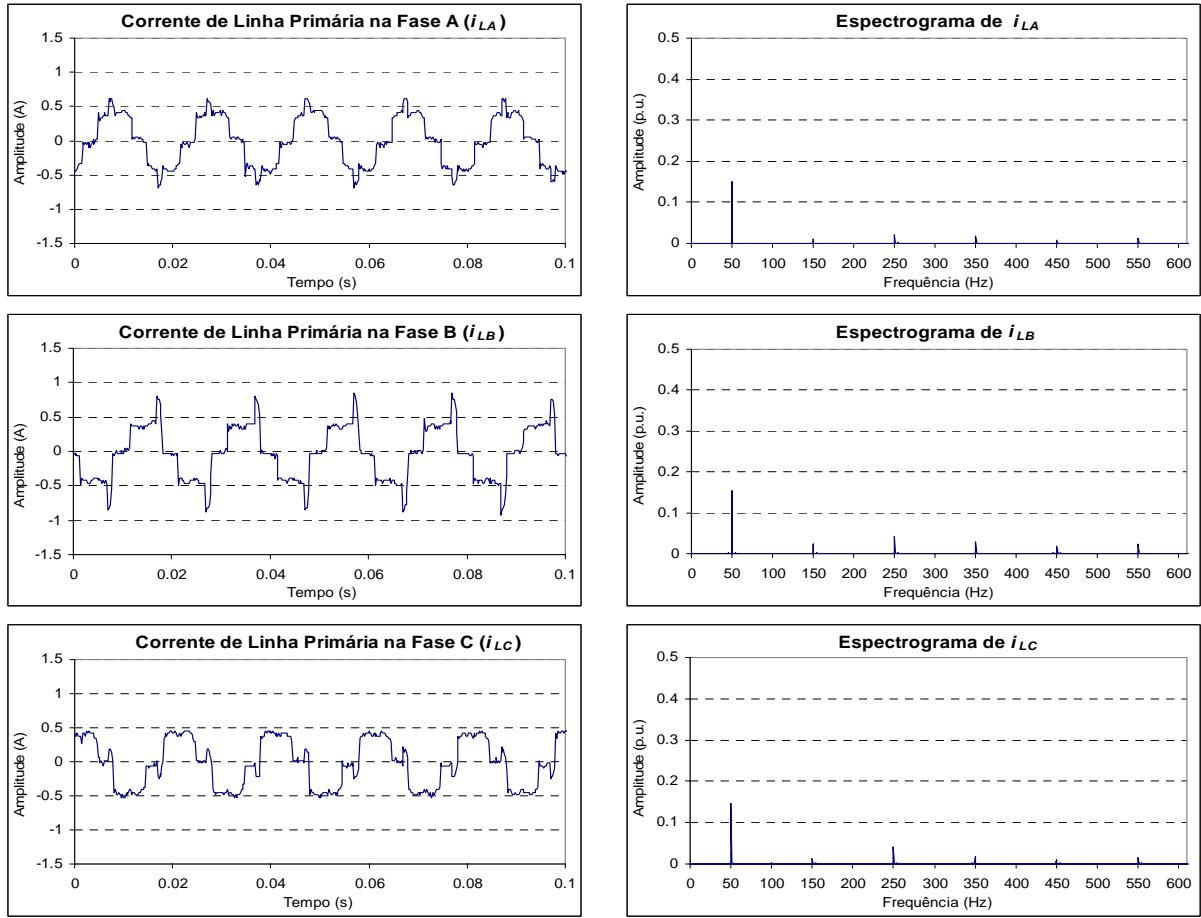


Fig. 5.2 – Resultados experimentais relativos à evolução temporal das correntes de linha primárias e respectivos espectrogramas, com avaria de circuito aberto no tiristor  $T_{1Y}$  e compensação quase-trifásica, a 1200 rpm.

As Tabelas 5.1 e 5.2 apresentam os resultados relativos à THD, corrente DC, factor de potência primário e rendimentos, respectivamente, para as velocidades de 900 e 1200 rpm.

Tabela 5.1 – Taxas de distorção harmónica, experimentais, com avaria de tiristor num conversor da rede e compensação quase-trifásica.

Velocidade (rpm)	$THD_A$		$THD_B$		$THD_C$		$THD_{eq}$	
	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$
900	29.5	31.9	44.5	46	47.1	33.6	41.1	37.7
1200	26.3	27.2	38.5	46.9	47.3	38.8	38.3	38.5

Tabela 5.2 – Resultados experimentais relativos à corrente DC de interligação, factor de potência primário e rendimentos, com avaria de tiristor num conversor da rede e compensação quase-trifásica.

Velocidade (rpm)	$I_{dc}$ (A)		PF		$\eta_2$		$\eta_3$	
	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$
900	0.501	0.498	0.58	0.598	0.753	0.752	0.867	0.878
1200	0.525	0.527	0.734	0.745	0.807	0.807	0.911	0.911

O funcionamento com apenas um conversor no lado da máquina foi já analisado no Capítulo 4, relativo à falta de uma fase. Neste caso a manutenção da potência é assegurada por um aumento da corrente DC, pelo que se torna mais importante o uso de uma compensação que garanta a segurança térmica dos tirístores. Contudo, a compensação quase-trifásica aplicada aos conversores do lado da máquina tem o inconveniente de introduzir um binário de travagem permanente, já que o conversor com comando misto não permite o funcionamento inversor, pelo que a corrente aumentará ainda mais. A Fig. 5.3 apresenta os resultados obtidos para a compensação quase-trifásica, com avaria nos conversores da máquina a 1200 rpm.

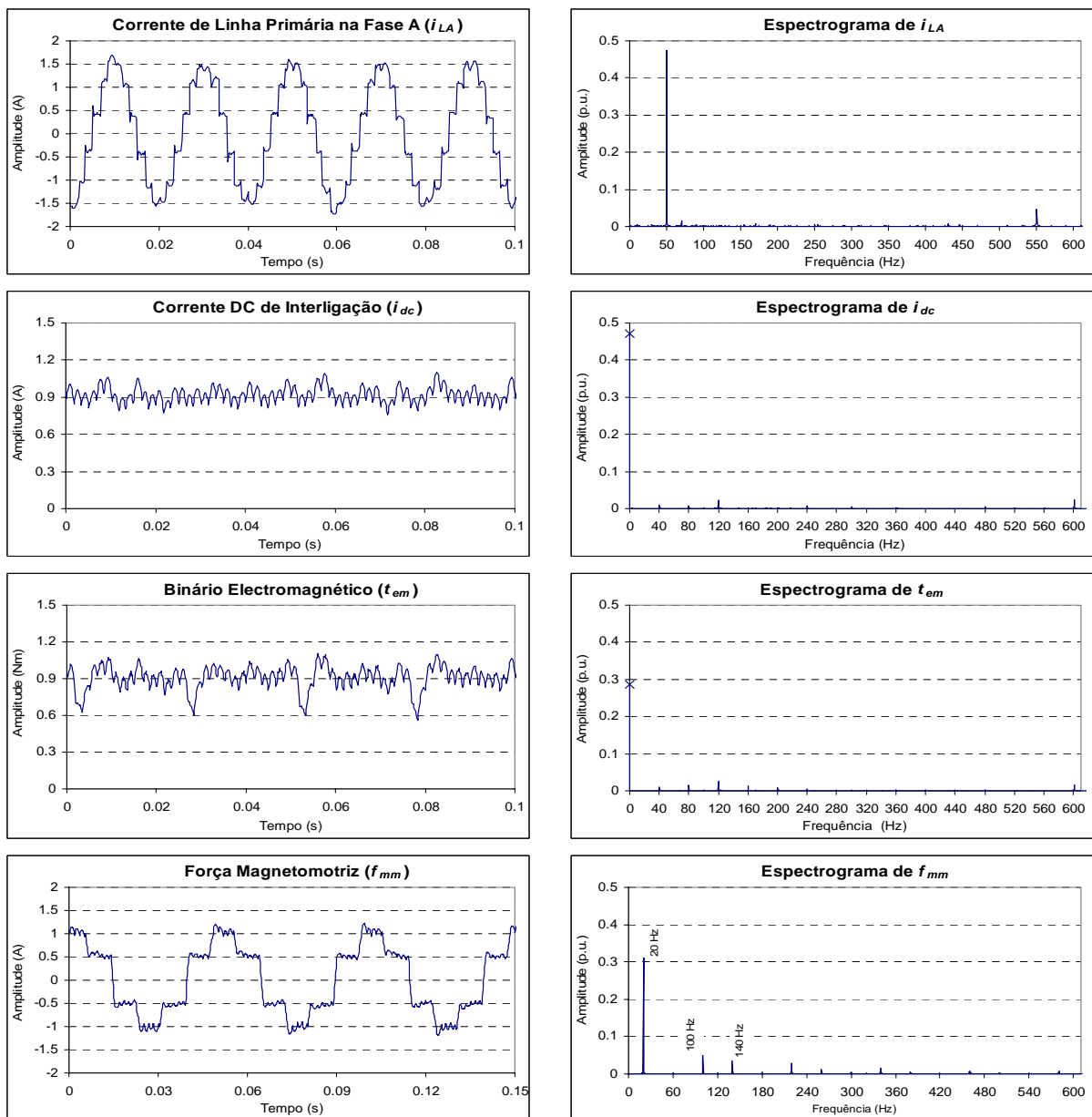


Fig. 5.3 – Resultados experimentais relativos à evolução temporal da corrente de linha primária na fase A, corrente DC de interligação, binário electromagnético e força magnetomotriz e respectivos espectrogramas, com avaria de circuito aberto no tiristor  $T_{1a}$  e compensação quase-trifásica, a 1200 rpm.

O binário obtido apresenta uma depressão visível, devido à alteração da tensão  $u_{di}$ , provocada pelo funcionamento misto do conversor avariado.

As Tabelas 5.3 e 5.4 apresentam os resultados relativos à  $THD$ , corrente DC, factor de potência primário e rendimentos, respectivamente, para as velocidades de 900 e 1200  $rpm$ .

Tabela 5.3 – Taxas de distorção harmónica, experimentais, com avaria de tiristor num conversor da máquina e compensação quase-trifásica.

Velocidade ( $rpm$ )	$THD_A$	$THD_B$	$THD_C$	$THD_{eq}$
900	20.6	203	20.5	20.5
1200	17.2	17.1	16.8	17.1

Tabela 5.4 – Resultados experimentais relativos à corrente DC de interligação, factor de potência primário e rendimentos, com avaria de tiristor num conversor da máquina e compensação quase-trifásica.

Velocidade ( $rpm$ )	$I_{dc}$ (A)	$PF$	$\eta_2$	$\eta_3$
900	0.878	0.279	0.676	0.782
1200	0.92	0.332	0.729	0.83

Os resultados da Tabela 5.4 evidenciam o aumento da corrente DC (na ordem dos 70%, face ao funcionamento normal hexafásico, e de 5% face ao trifásico) e uma diminuição do factor de potência no primário do transformador. Este pode ser melhorado aplicando a compensação quase-trifásica também nos conversores ligados à rede. Nesta situação o factor de potência obtido correspondente para a velocidade de 1200  $rpm$  passa a ser de 0.515 (um aumento de 55%). Em contrapartida, tal como se viu anteriormente, aumentarão os harmónicos de menor ordem nas correntes primárias e no binário electromagnético.

### 5.3.2 – Maximização de Tensões

Para situações em que a velocidade anterior à avaria corresponda a um ângulo de disparo inicial inferior a  $60^\circ$  e se deseje garantir a variação da velocidade até ao seu valor máximo, mantendo um funcionamento do tipo trifásico, será necessário que a potência máxima na carga diminua proporcionalmente à nova potência permitida pelo uso de apenas um conversor, diminuindo portanto o binário solicitado ao motor [74]. No caso de avaria do lado da rede, após o ângulo de disparo do conversor rectificador atingir o seu valor mínimo o aumento de velocidade com redução de binário é conseguido através do aumento do ângulo

de avanço no disparo do conversor inversor ligado à máquina. Uma actuação semelhante pode ser implementada para avaria do lado da máquina, após ser atingido, neste caso, o nível máximo da corrente de interligação. Contudo, neste caso, a variação de  $\beta$  ficará mais limitada, devido ao incremento de corrente associado a esta avaria, que em si provoca um aumento em  $\beta$ , e da própria limitação deste ângulo em  $90^\circ$ .

Assim, se for pretendida uma potência superior à permitida com um único conversor, será necessário recorrer ao uso do conversor com avaria, de forma a aumentar os níveis de tensão DC, mas utilizando à partida técnicas de compensação que minimizem os efeitos negativos introduzidos pelo conversor avariado, analisados no capítulo anterior. Tendo em conta essa análise, verifica-se que a solução mais adequada consiste em usar o conversor avariado com um regime de funcionamento monofásico, evitando assim o aparecimento de componentes contínuas nas correntes AC dos conversores. Para obter este tipo de funcionamento, os impulsos dos tirístores da fase associada à falha devem ser anulados. Para garantir por sua vez a simetria na condução dos quatro semicondutores, os disparos dos tirístores ligados à fase com atraso de  $120^\circ$  em relação à desligada são antecipados em  $60^\circ$  (face ao funcionamento trifásico normal). A tensão DC máxima, possível de obter com um conversor em modo trifásico e outro em modo monofásico, é  $5/6$  do normal hexafásico ( $\approx 83.3\%$ ), pelo que será também este o novo valor de potência máxima idealmente possível, mantendo-se a carga e limites de corrente.

A tensão DC pode ser ainda ser aumentada até  $11/12$  do normal hexafásico ( $\approx 91.6\%$ ) utilizando todos os tirístores operacionais do conversor avariado, antecipando em  $60^\circ$  apenas o disparo do tiristor com condução posterior ao do avariado no mesmo grupo. Este funcionamento conduz à evolução temporal da tensão trifásica representada na Fig. 5.4, obtida por simulação, para um ângulo fixo de  $30^\circ$ .

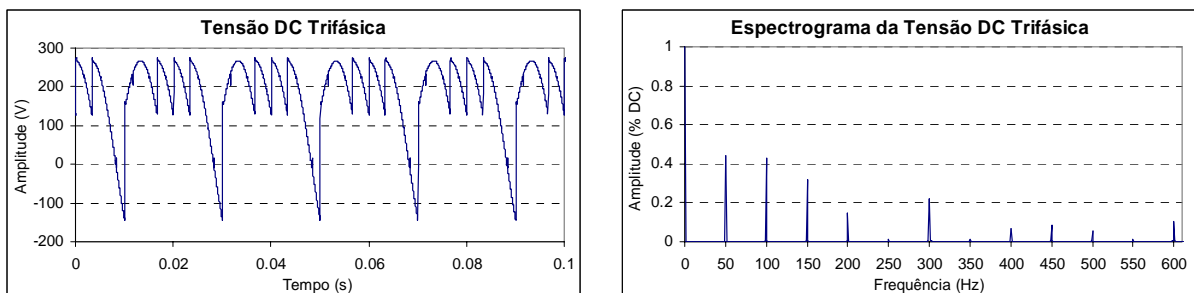


Fig. 5.4 – Resultados de simulação relativos à evolução temporal da tensão DC trifásica compensada e respectivo espectrograma, com avaria de circuito aberto num tiristor, para  $\alpha_r = 30^\circ$ .

A tensão DC obtida, neste caso, varia com o ângulo de disparo  $\alpha$ , de acordo com a relação (5.1).

$$U_{dr} = \frac{2.5\sqrt{6}}{\pi} U_L \cos \alpha \tag{5.1}$$

A Fig. 5.5 representa, graficamente, a evolução do valor médio das tensões trifásica e hexafásica, sem avaria e com a compensação descrita após a falha, para ângulos entre 0° e 90°. O conteúdo harmônico da tensão, desprezando a comutação, é definido pelas relações do Anexo 1, evoluindo com o ângulo de atraso de acordo com a Fig. 5.6. Face à situação de avaria (Fig. 4.3) existe uma alteração na variação da amplitude dos harmônicos, mantendo-se a sua frequência, com exceção dos componentes laterais dos harmônicos trifásicos normais, como os de 250 Hz e 350 Hz, que são eliminados.

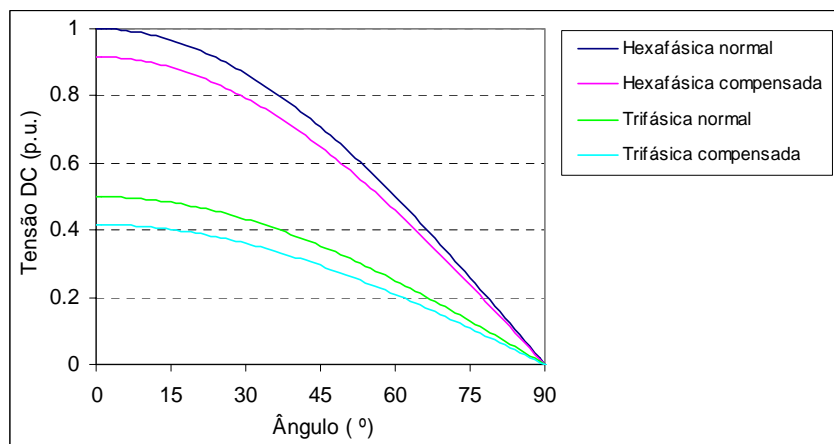


Fig. 5.5 – Evolução das tensões contínuas, com e sem compensação, em função do ângulo de atraso.

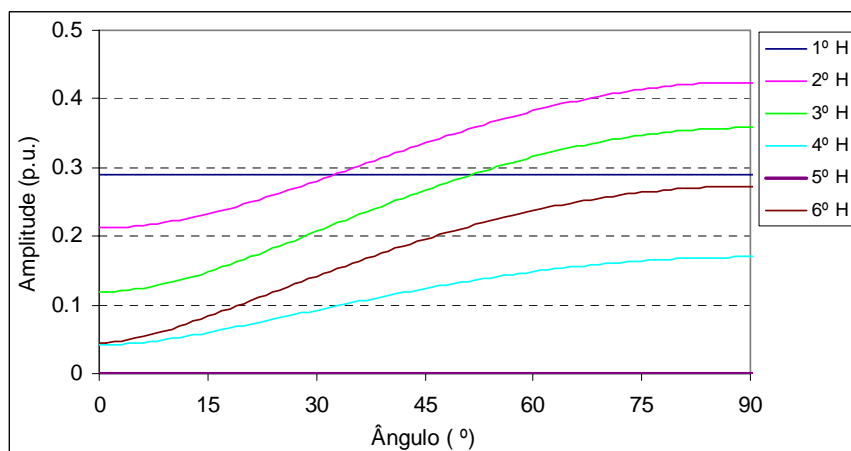


Fig. 5.6 – Evolução do conteúdo harmônico da tensão DC trifásica compensada, com avaria de circuito aberto num tiristor, em função do ângulo de atraso.



No caso da compensação nos conversores da máquina existe uma agravante, já referida no § 4.2.2, e que está associada ao facto da tensão DC resultante à saída do inversor avariado passar a ter sempre uma componente negativa, a que corresponde uma inversão transitória de potência. Partindo da análise da Fig. 1.3, verifica-se que em termos de vectores de corrente a compensação monofásica do conversor inversor avariado consistirá na aplicação de dois vectores, em oposição de fase. No caso trifásico a antecipação no disparo resulta na aplicação de quatro vectores, dois com duração de  $60^\circ$  e os restantes durando  $120^\circ$ . Para maximizar o valor médio  $U_{di}$  e minimizar assim  $I_{dc}$ , poderia pensar-se em anular a componente negativa daquela tensão. Esta anulação corresponderia à aplicação do vector de corrente nula pelo conversor avariado, anulando a própria corrente DC ou fazendo-a circular por um ramo do conversor. A primeira opção poderá ser aplicada no caso de um LCI com topologia paralela, usando o conversor operacional para aplicar um vector de corrente não nula, criando assim binário. Contudo no caso da topologia série esta opção implicaria a anulação do binário total devendo por isso evitar-se. Relativamente à segunda opção, a sua aplicação também não se torna viável, pois a anulação da tensão obrigaria a não antecipar o disparo do tiristor, o que corresponde à própria situação de avaria. Se a comutação entre tiristores fosse instantânea, a antecipação do disparo poderia ser feita apenas até ao limite da polarização directa do tiristor (referenciado no § 4.2.2 como correspondendo a um ângulo de avanço de  $60^\circ$ ), minimizando assim a duração da componente negativa na tensão DC. Contudo, o fenómeno da comutação limita esta opção, além de que se manteria a assimetria da condução entre tiristores.

### 5.3.3 – Minimização de Harmónicos

Com a introdução do conversor avariado (rectificador ou inversor) em regime de funcionamento monofásico, será introduzida na tensão DC respectiva uma componente com frequência de pulsação dupla, relativamente à das tensões alternadas ligadas ao conversor em causa. Conforme se verificou no § 4.2.1, esta componente manifesta-se na ondulação da corrente de interligação, reflectindo-se depois no binário electromagnético e nas correntes AC do motor e transformador. Qualquer destes efeitos é negativo, pelo que interessa minimizá-los, preferencialmente com a maior simplicidade possível e com os menores custos.

No caso das correntes AC da rede, a utilização de filtros no primário do transformador permite impedir a penetração dos harmónicos característicos não desejados para a rede

eléctrica a montante. Habitualmente no LCI-12 usam-se filtros passivos, do tipo ressonante, para as frequências mais baixas previstas (550 Hz e 650 Hz) e se necessário também para as frequências de 250 Hz e 350 Hz (que idealmente deveriam ser nulas) e um filtro comum para as frequências mais elevadas. Com o funcionamento monofásico, o primeiro harmónico a filtrar será o de 150 Hz, sendo necessário por isso um filtro adicional, o que o encarece o sistema. Este tipo de filtros não elimina porém os interharmónicos, particularmente os de baixa frequência, que podem ser importantes a velocidades reduzidas. Além disso, podem provocar situações de ressonância com elementos indutivos do sistema, devendo por isso ser analisada a nova topologia do sistema em cada caso. Com a utilização de filtros activos é idealmente possível anular todos os harmónicos indesejáveis (incluindo interharmónicos) usando uma única estrutura, bastando garantir a sua potência harmónica, mas estes têm custos iniciais elevados, pelo que numa situação de projecto normal não contemplam também o incremento de potência harmónica introduzido pela avaria. Neste caso, o uso de uma solução mista, usando um filtro activo nas frequências inferiores e um passivo nas superiores, pode minimizar os custos [75].

Do lado da máquina, a filtragem das correntes AC, aproximando-as do formato sinusoidal, elimina idealmente as pulsações do campo girante associado e em consequência do binário electromagnético, permitindo assim reduzir as perdas. Face à variação da frequência dos harmónicos com a velocidade, as filtragens do tipo activo serão a solução ideal. Uma solução, usando uma estrutura CSI de potência elevada e outra VSI de potência inferior, foi já proposta e é designada por um inversor *tandem* [76].

A versatilidade dos filtros activos, permite também a sua utilização no circuito DC intermédio, sendo possível alterar os harmónicos da corrente DC de interligação para obter um binário menos pulsante na máquina, compensando as flutuações da tensão  $u_{di}$ , ou eliminar os harmónicos não característicos nas correntes AC da rede, aproximando a corrente DC do seu formato estacionário ideal [77]. Esta solução de filtragem no lado DC é menos versátil, mas apresenta a vantagem do filtro ser mais simples e económico.

A utilização dos filtros pode permitir repor algumas das condições iniciais de funcionamento, mas é economicamente dispendiosa, sendo por isso desejável que em caso de avaria se minimize a produção de harmónicos, nas grandezas electromagnéticas pertinentes, recorrendo aos próprios conversores de potência e controladores, diminuindo assim as necessidades em termos de filtragem externa adicional. Numa primeira abordagem essa

minimização pode ser efectuada tendo em conta as análises anteriores, relativas à compensação trifásica e maximização da tensão, verificando qual delas é a menos nefasta em termos harmónicos e seleccionar a respectiva configuração e controlo, tendo em conta a potência desejada.

No caso de avaria do lado da rede, a primeira opção passa assim por dar continuidade à compensação quase-trifásica mantendo o ângulo de atraso do conversor trifásico num valor nulo e variar o do conversor monofásico com o comando misto, definindo uma compensação monofásica sequencial mista. Com esta compensação, minimizam-se os harmónicos característicos, trifásicos, do conversor totalmente operacional. A segunda opção consiste em aplicar um ângulo de disparo nulo no conversor monofásico, para minimizar assim as amplitudes dos seus harmónicos característicos, variando o ângulo do conversor trifásico, definindo uma compensação monofásica sequencial total. Outra opção, também possível, será usar uma compensação monofásica sequencial parcial, anulando o ângulo de disparo do conversor avariado, mas sem maximizar a tensão DC. Como se viu no § 4.2.1, caso a ondulação do ângulo de disparo seja minimizada, esta opção permite que as correntes AC secundárias, devidas ao conversor avariado, tenham harmónicos característicos semelhantes aos trifásicos (logo sem harmónicos triplos). Contudo, manter-se-ia a assimetria na condução dos tiristores e os problemas de dissipação de potência associados. Além disso, as correntes terão ainda as componentes harmónicas não características (entre os quais triplas), pelo que a vantagem referida será parcialmente atenuada. Tendo em conta as características conhecidas dos conversores monofásicos, é de esperar a obtenção de melhores características na tensão DC rectificada (e assim na corrente e binário) com um comando do tipo misto, sobretudo para as tensões mais baixas. O resultado global dependerá, em qualquer caso, dos harmónicos de frequência comum às duas tensões.

Em termos dinâmicos, com a compensação monofásica os parâmetros dos reguladores deverão ser readaptados para a nova topologia dos conversores. No caso da compensação mista o ângulo de disparo actua na prática apenas sobre o conversor monofásico, pelo que os parâmetros da Eq. (3.45) devem assumir os valores associados a esta situação. Na compensação total é o conversor trifásico que varia a tensão, devendo os parâmetros assumir os valores correspondentes a este caso. De forma a limitar a variação do ângulo de disparo provocada pela ondulação da corrente DC, a frequência de corte do filtro aplicado ao sinal de comando deverá também ser alterada, considerando que os novos harmónicos característicos estão em 100 Hz.

A Fig. 5.7 ilustra os resultados experimentais obtidos com estas três compensações para corrente DC de interligação, a uma velocidade de 1800 *rpm*. A esta velocidade é visível que a compensação mista é a que permite a obtenção de uma menor ondulação na corrente DC, apesar de esta ser ainda significativa, comparativamente aos resultados da compensação quase-trifásica. Os resultados obtidos com as outras duas compensações são neste caso semelhantes. Com o aumento da tensão DC e diminuição do ângulo de disparo, as compensações mista e total acabarão por coincidir.

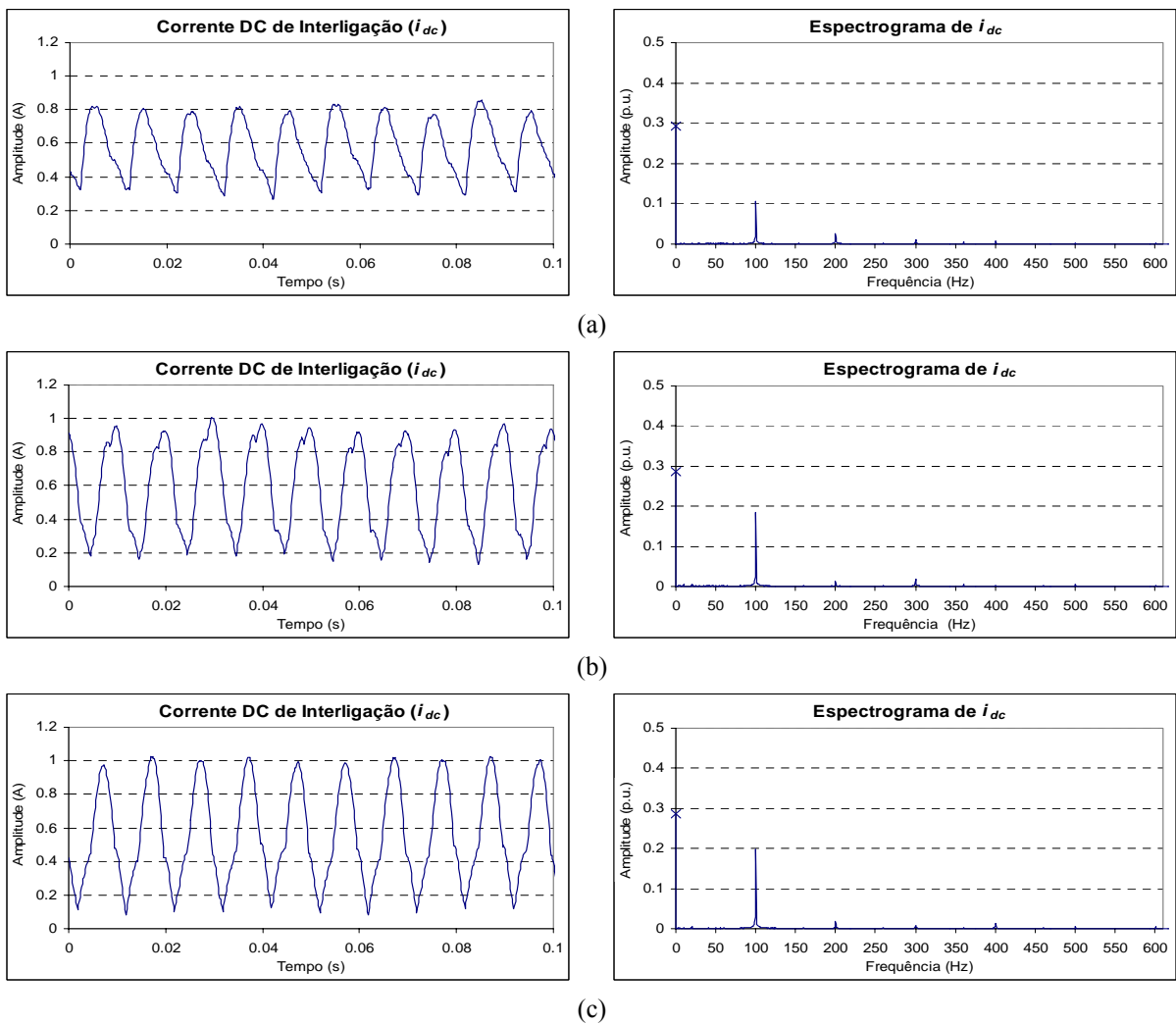


Fig. 5.7 – Resultados experimentais relativos à evolução temporal da corrente DC de interligação e respectivos espectrogramas, com avaria e compensação monofásica sequencial, a 1800 *rpm*: (a) mista; (b) parcial; (c) total.

O binário electromagnético e força magnetomotriz da máquina correspondentes à compensação sequencial mista estão representados na Fig. 5.8. A ordem dos harmónicos presentes nestas grandezas é igual ao já observado para o caso da compensação quase-trifásica, apresentando naturalmente amplitudes superiores.

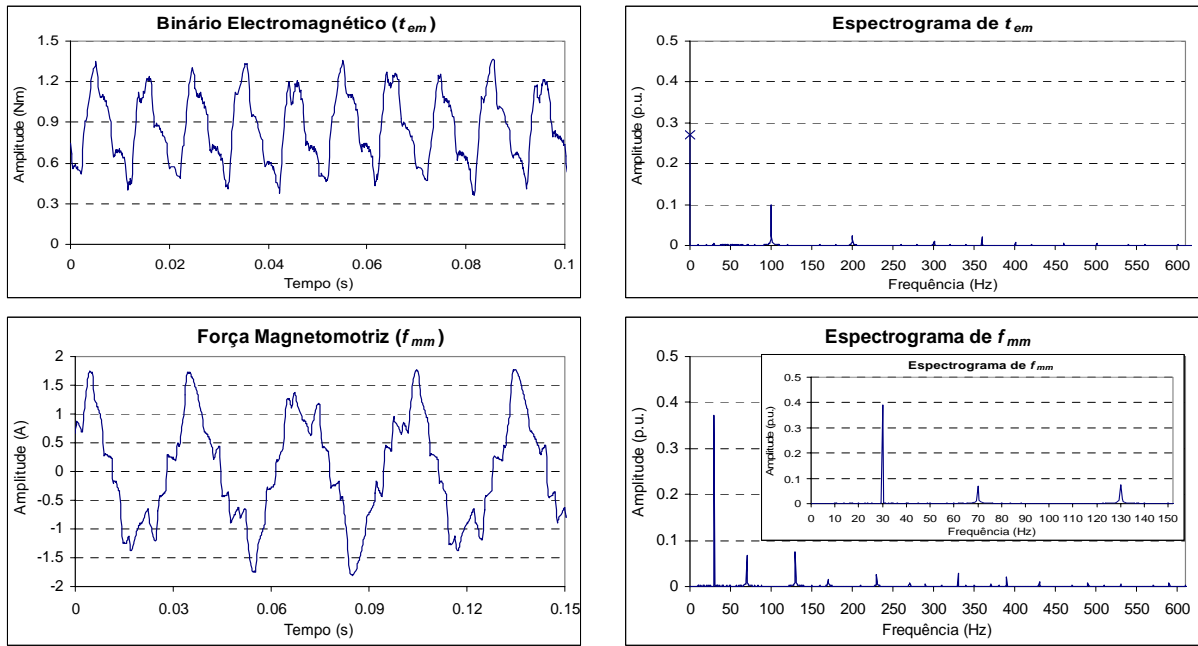


Fig. 5.8 – Resultados experimentais relativos à evolução temporal do binário electromagnético e força magnetomotriz e respectivos espectrogramas, com avaria de circuito aberto num conversor da rede e compensação monofásica sequencial mista, a 1800 rpm.

Para melhor comparar a variação da ondulação do binário obtido com as diferentes compensações monofásicas, recorre-se ao factor de tremor (definido pela razão entre o valor eficaz da sua componente alternada e o respectivo valor médio). A Tabela 5.5 ilustra os valores obtidos para diferentes velocidades, ilustrando a superioridade da compensação mista face às outras duas, sobretudo nas baixas velocidades. Confirma-se também que esta superioridade vai diminuindo à medida que a potência aumenta e o ângulo de disparo se aproxima de zero.

Os resultados apresentados nas Tabelas 5.6 e 5.7, relativos à THD das correntes de linha primárias e ao factor de potência na entrada do transformador permitem também concluir pela superioridade da compensação mista, em especial no valor do factor de potência, no que respeita aos efeitos da compensação sobre a rede eléctrica a montante e o transformador.

Tabela 5.5 – Resultados experimentais relativos ao factor de tremor do binário electromagnético, com avaria de tiristor num conversor da rede e compensação monofásica sequencial.

Velocidade (rpm)	Mista		Parcial		Total	
	$T_{1A}$	$T_{1Y}$	$T_{1A}$	$T_{1Y}$	$T_{1A}$	$T_{1Y}$
1500	0.086	0.092	0.571	0.565	0.50	0.521
1800	0.298	0.304	0.465	0.463	0.524	0.546
2100	0.394	0.393	0.418	0.427	0.424	0.426

Tabela 5.6 – Taxas de distorção harmónica equivalentes, experimentais, com avaria de tiristor num conversor da rede e compensação monofásica sequencial.

Velocidade ( <i>rpm</i> )	Mista		Parcial		Total	
	T <sub>1Δ</sub>	T <sub>1Y</sub>	T <sub>1Δ</sub>	T <sub>1Y</sub>	T <sub>1Δ</sub>	T <sub>1Y</sub>
1500	33.8	31.8	38.7	34.8	28.6	42.4
1800	40.8	44.9	49	33.5	27.9	32.6
2100	31.8	38.7	35	34.6	34.4	28.5

Tabela 5.7 – Factores de potência primários, experimentais, com avaria de tiristor num conversor da rede e compensação monofásica sequencial.

Velocidade ( <i>rpm</i> )	Mista		Parcial		Total	
	T <sub>1Δ</sub>	T <sub>1Y</sub>	T <sub>1Δ</sub>	T <sub>1Y</sub>	T <sub>1Δ</sub>	T <sub>1Y</sub>
1500	0.894	0.912	0.57	0.566	0.592	0.601
1800	0.807	0.819	0.653	0.646	0.666	0.669
2100	0.82	0.831	0.752	0.741	0.751	0.749

As compensações apresentadas até ao momento são simples e facilmente implementadas no sistema de controlo original. Outro tipo de compensação mais elaborada é sugerido pelo facto de alguns harmónicos da tensão DC global poderem ser atenuados face aos das duas tensões individuais, conforme se verificara na análise da Fig. 4.1. Ela consiste em utilizar um comando assimétrico nos conversores, permitindo controlar as fases dos harmónicos, de forma a minimizar ou anular, se possível, harmónicos de baixa frequência, introduzindo em contrapartida outros em frequências mais elevadas, resultando assim em harmónicos na corrente DC de amplitude mais baixa [78]. Com esta compensação monofásica assimétrica procurar-se-á minimizar o harmónico de 100 Hz da tensão DC global. Para o efeito, é necessário definir a grandeza a minimizar, através da respectiva série de *Fourier*, determinando os coeficientes  $A_n$  e  $B_n$  (de forma semelhante à apresentada no § 3.2). No caso da minimização do conteúdo harmónico da tensão rectificada parte-se da relação:

$$u_{dr} = u_{dr\Delta} + u_{drY} \tag{5.3}$$

O valor do harmónico de ordem  $n$  da tensão total rectificada é obtido através da soma dos componentes de ordem  $n$  das tensões ligadas ao conversor com entrada em triângulo e em estrela. Daí resulta que:

$$\begin{cases} U_{dr} = U_{dr\Delta} + U_{drY} \\ A_n = A_{n\Delta} + A_{nY} \\ B_n = B_{n\Delta} + B_{nY} \end{cases} \tag{5.4}$$

Para ser possível eliminar um harmónico é necessário que a soma dos coeficientes  $A_n$  e  $B_n$  respectivos se anule, devendo porém garantir-se a manutenção do valor médio da tensão. Com o comando assimétrico por fase, e desprezando a comutação, o valor médio da tensão trifásica é dado pela relação (5.5).

$$U_{dr} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_L \left( \sum_{n=1}^3 \cos(\alpha_i) \right) \quad (5.5)$$

Os coeficientes globais  $A_n$  e  $B_n$  serão nulos quando as componentes harmónicas apresentarem a mesma amplitude e fase oposta. Para anular o harmónico de 100 Hz da tensão procedente do conversor monofásico é necessário provocar o aparecimento de outro da mesma ordem na tensão do rectificador totalmente operacional. Para criar um harmónico de 100 Hz neste conversor deve usar-se um ângulo de atraso diferente em cada fase, resultando no comando assimétrico já referido. As correntes de fase manterão a característica de bidireccionalidade, embora com tempos de condução distintos por fase, havendo por isso também assimetria na potência dissipada pelos tirístores. Juntamente com o ângulo de atraso do conversor avariado existem assim quatro valores para determinar através da Eq. (5.4), sendo assim também possível diminuir o componente harmónico de 200 Hz. O cálculo dos coeficientes encontra-se no Anexo 1 para as diferentes situações em análise, em caso de avaria.

Tal como anteriormente, convém analisar o funcionamento monofásico com um comando do tipo total ou misto. A resolução do sistema de equações foi efectuada em ambiente *Matlab* com o recurso à *Optimization Toolbox*, verificando-se que apenas para ângulos entre 60° e aproximadamente 48° é possível, em ambos os casos, obter a anulação do harmónico de 100 Hz. O valor inferior corresponde à situação a partir da qual o ângulo da ponte monofásica se anula, sendo depois apenas possível minimizar o harmónico de 100 Hz. Para comparação das tensões obtidas usa-se o factor de distorção de 1ª ordem ( $DF_1$ ) definido através da Eq. (5.6) e normalizado ao valor médio total. A Fig. 5.9 ilustra a variação deste factor, considerando os harmónicos até 1200 Hz, verificando-se que se obtém um melhor resultado com o comando misto, pelo que este deve ser o usado para efectuar a compensação monofásica assimétrica.

$$DF_1 = \frac{1}{U_{dr}} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{U_{dm}}{n} \right)^2} \quad (5.6)$$

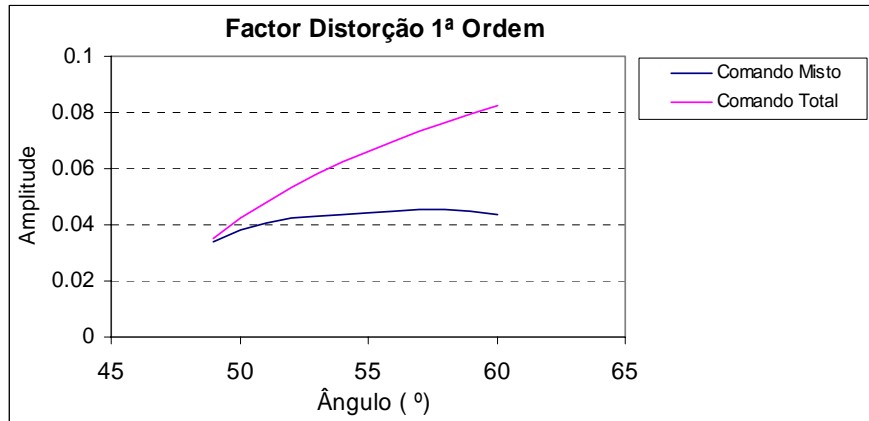


Fig. 5.9 – Factores de distorção de 1ª ordem, da tensão DC global, com compensação monofásica assimétrica.

A Tabela 5.8 apresenta resultados relativos aos ângulos para este funcionamento monofásico compensado assimétrico, para a situação de ausência da fase C do secundário em estrela. Para esta situação, o ângulo de compensação relativo à fase B do secundário em triângulo resulta ser sempre nulo, evidenciando a assimetria de condução entre os tiristores do conversor totalmente operacional.

Tabela 5.8 – Ângulos de disparo com compensação monofásica mista e comando assimétrico trifásico (caso de ausência de fase C do secundário em estrela).

Ângulo inicial (°)	$\alpha_{AA}$ (°)	$\alpha_{CA}$ (°)	$\alpha_Y$ (°)	Ângulo inicial (°)	$\alpha_{AA}$ (°)	$\alpha_{CA}$ (°)	$\alpha_Y$ (°)
60	87.43	64.62	58.21	47	69.51	42.1	0
59	86.85	62.19	55.32	46	66.56	39.6	0
58	86.22	59.82	52.36	45	63.26	37.56	0
57	85.52	57.47	49.3	44	59.62	35.87	0
56	84.73	55.22	46.14	43	55.65	34.52	0
55	83.84	53.1	42.83	42	51.33	33.48	0
54	82.82	51.1	39.34	41	46.59	32.47	0
53	81.64	49.26	35.62	40	41.31	32.31	0
52	80.27	47.7	31.57	39	37.25	29.9	0
51	78.68	46.45	27	38	34.24	25.65	0
50	76.83	45.6	21.68	37	28.24	12.89	0
49	74.66	45.27	14.49	36	23.81	0	0
48	72.11	44.95	0	35	23.11	0	0

A diferença entre a evolução temporal da tensão DC global e respectivos espectrogramas, obtidos com esta compensação assimétrica e a sequencial total, pode ser visualizada na Fig. 5.10, para a situação correspondente a um ângulo inicial de 50° em funcionamento normal.



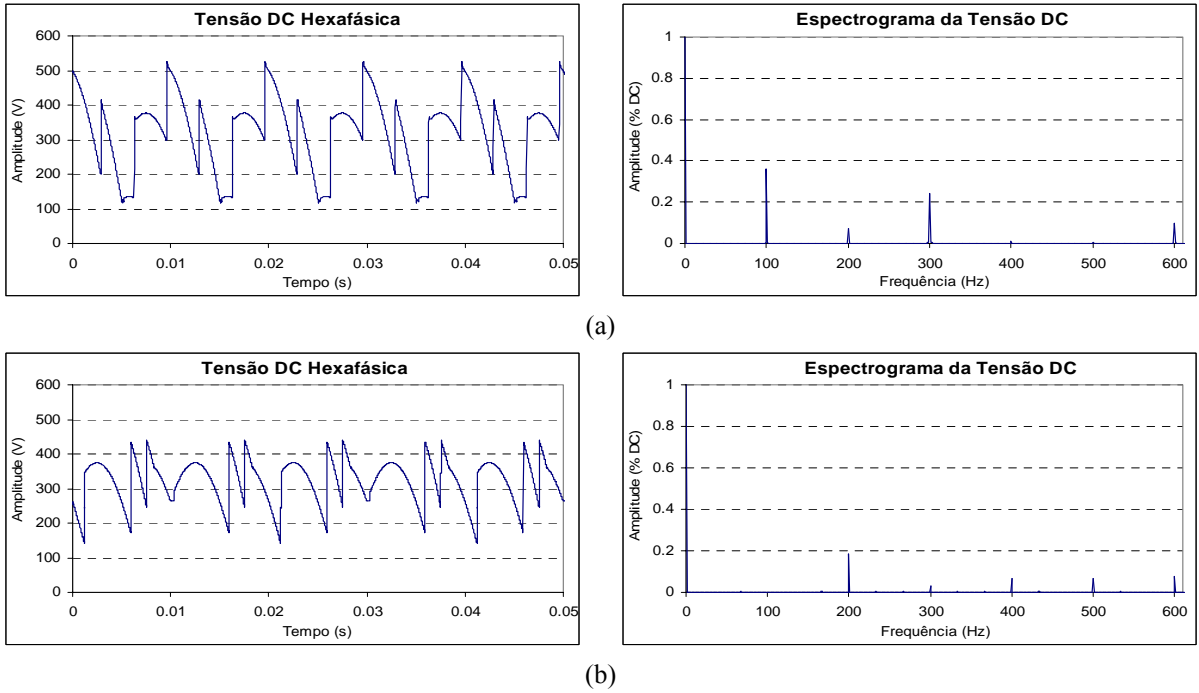


Fig. 5.10 – Resultados de simulação relativos à evolução temporal da tensão DC e respectivos espectrogramas, com avaria de tiristor: (a) compensação monofásica sequencial total; (b) compensação monofásica assimétrica.

A implementação prática desta compensação assimétrica pode ser efectuada calculando antecipadamente os valores dos ângulos de compensação em cada caso e armazenando-os numa tabela. Em alternativa pode usar-se um ajustamento numérico daqueles ângulos. Esse ajustamento pode ser efectuada recorrendo a simples funções polinomiais independentes para cada ângulo. Embora um ajustamento mais correcto possa ser obtido por uma função quadrimensional, os resultados ilustrados na Fig. 5.11 validam o ajustamento mais simples. A compensação para as diferentes fases resulta de uma simples permutação dos ângulos.

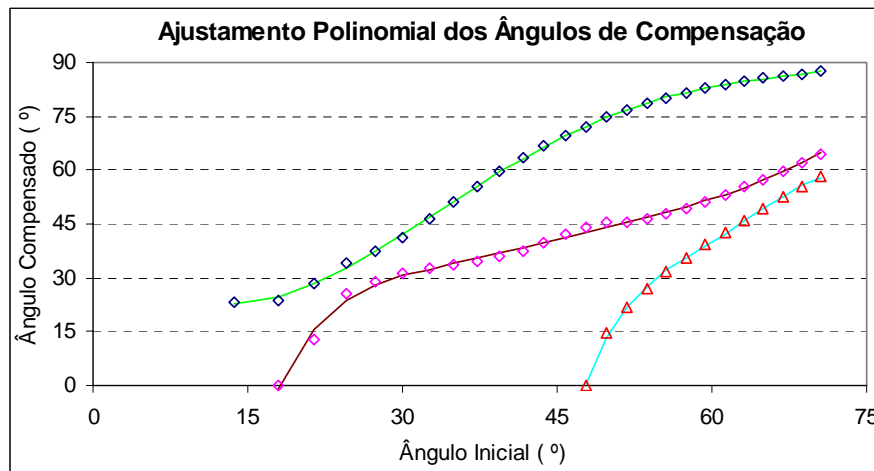


Fig. 5.11 – Ajustamento polinomial dos ângulos de compensação assimétricos.

Na Fig. 5.11 o ângulo inicial corresponde ao valor resultante da compensação monofásica sequencial total, tendo em conta o ângulo definido na Tabela 5.8 e a igualdade entre tensões. Este valor foi usado para facilitar a aplicação selectiva das diversas compensações monofásicas, considerando aquela como compensação base. O ângulo de atraso definido por esta compensação é posteriormente convertido para a o caso de comando misto ou assimétrico, determinando a adequada sequência nos impulsos de disparo.

A Fig. 5.12 apresenta os resultados experimentais referentes à aplicação da compensação monofásica assimétrica, para a velocidade de 1800 *rpm*. É visível o valor residual do harmónico de 100 Hz na corrente DC e binário electromagnético, eliminando-se assim também os harmónicos laterais associados, na *f<sub>mm</sub>*.

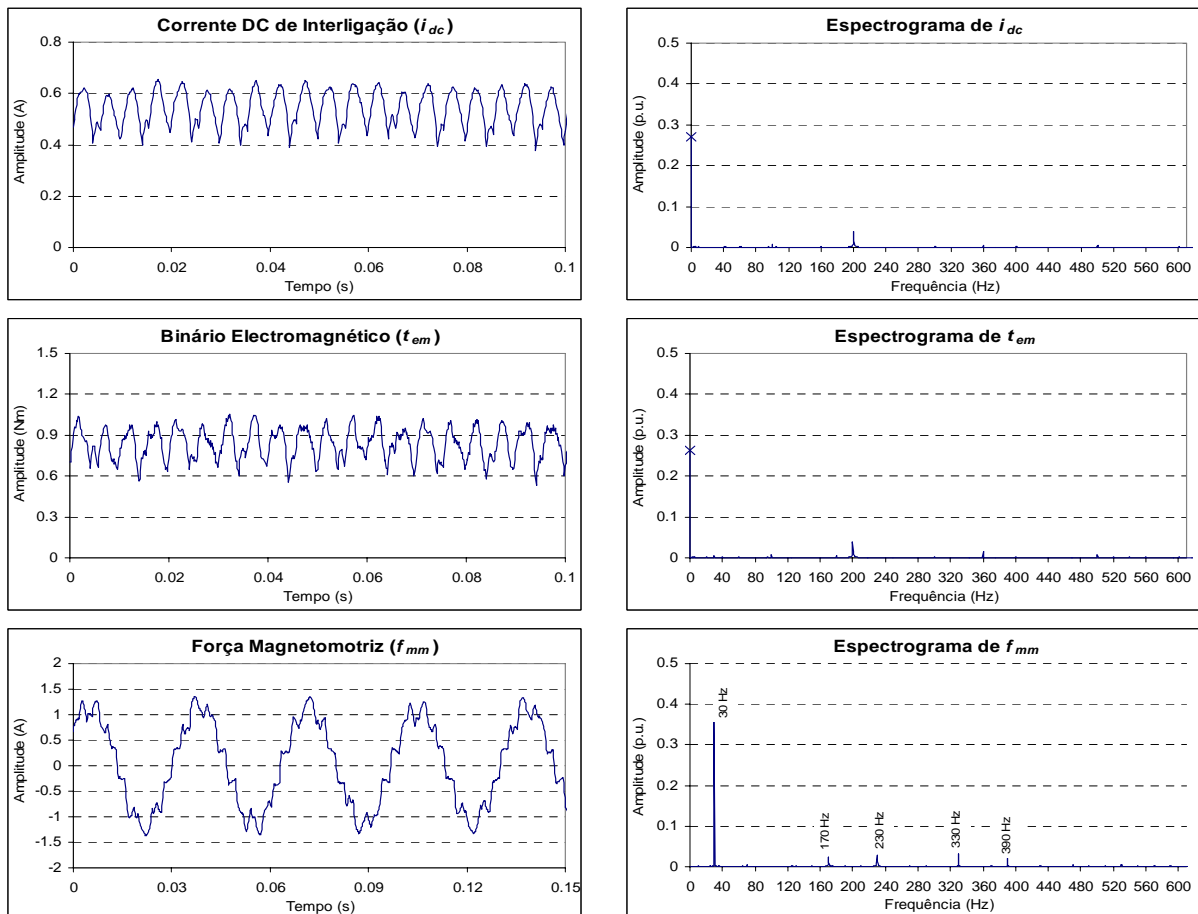


Fig. 5.12 – Resultados experimentais relativos à evolução temporal da corrente DC, binário electromagnético e força magnetomotriz e respectivos espectrogramas, com compensação monofásica assimétrica, a 1800 *rpm*.

A Tabela 5.9 apresenta por sua vez, os resultados experimentais relativos ao factor de tremor do binário electromagnético, factor de potência e *THD* equivalente no primário do transformador, para a compensação assimétrica.

Tabela 5. 9 – Resultados experimentais relativos ao factor de tremor do binário electromagnético, factor de potência primário e  $THD_{eq}$ , com avaria de tiristor num conversor da rede e compensação monofásica assimétrica.

Velocidade (rpm)	$F_t$		$PF$		$THD_{eq}$	
	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$	$T_{1\Delta}$	$T_{1Y}$
1500	0.129	0.121	0.71	0.71	31.4	31.8
1800	0.141	0.137	0.79	0.787	32.1	33.8
2100	0.168	0.165	0.841	0.833	34.6	37.8

Comparando os resultados da Tabela 5.9 com os das Tabelas 5.5 e 5.7 resulta que a compensação assimétrica é superior à sequencial mista em relação ao binário electromagnético obtido, com excepção das velocidades mais reduzidas, em que o comportamento desta última é praticamente igual ao caso trifásico. Em relação aos efeitos sobre a rede a compensação mista é também inicialmente superior. Analisando o factor de distorção de tensão de 1ª ordem é possível estimar em que situação a compensação mista é mais vantajosa. A Fig. 5.13 ilustra essa variação para a zona em que compensação assimétrica é ideal, tendo em conta os ângulos da Tabela 5.8, verificando-se, que apenas até ao terceiro valor tabelado o factor de distorção da compensação mista é inferior ao da assimétrica. Além disso com o comando assimétrico o factor de distorção tem uma menor variação.

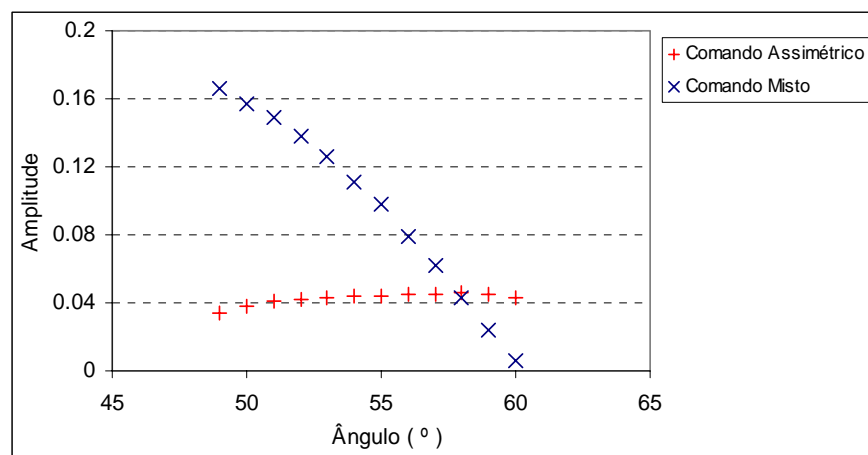


Fig. 5.13 – Factores de distorção de 1ª ordem, da tensão DC global, com compensação monofásica sequencial mista e assimétrica.

O valor do factor de distorção da tensão quando é atingido o seu valor máximo DC é de 0.15, muito superior ao mínimo conseguido enquanto a compensação é efectiva, pelo que a ondulação da corrente DC e do binário electromagnético serão também maiores. Nessa situação o valor do factor de potência obtido por simulação é de 0.855. O valor é naturalmente inferior ao obtido numa situação normal de funcionamento trifásico.

Para a maximização da tensão DC no conversor do lado da rede, usando todos os tirístores operacionais, pode ser implementado um procedimento similar à compensação monofásica. Face aos ângulos de disparo envolvidos e ao facto do comando misto trifásico introduzir um índice de pulsação igual a três, entre as compensações sequenciais a opção a aplicar é a de comando total. Com esta compensação, e de acordo com o resultado da Fig. 5.6, os harmónicos de baixa frequência na tensão DC do conversor com avaria são também minimizados com um ângulo de disparo nulo. Outra opção possível será uma compensação do tipo assimétrico, permitindo minimizar os harmónicos de menor ordem, presentes na tensão DC. Para o harmónico de 50 Hz, o modo mais simples de o criar com o conversor totalmente operacional é introduzir o comando do tipo misto por fase, impondo um ângulo de atraso nulo nos tirístores de um grupo e usar um comando assimétrico por fase apenas nos tirístores do outro grupo. Nesta situação, as correntes de fase, apesar de bidireccionais, terão também assimetrias ao nível das alternâncias positivas e negativas em cada fase, introduzindo por isso componentes contínuas adicionais. É também possível introduzir um comando assimétrico por tiristor, permitindo maior flexibilidade na variação da tensão, possibilitando assim, teoricamente, também o cancelamento adicional dos harmónicos de 100 Hz e 150 Hz. Contudo, para os ângulos envolvidos nesta compensação, é apenas possível efectuar a minimização dos harmónicos. Esta análise revela além disso, que para esta minimização, todos os tirístores do conversor avariado serão disparados com ângulo nulo e que no conversor sem avaria os melhores resultados se obtém com um funcionamento do tipo misto (na realidade apenas dois ângulos não são nulos). A título de exemplo, a Fig. 5.14 apresenta resultados de simulação comparativos relativamente à tensão DC global com compensação sequencial total e assimétrica, para a situação de um ângulo inicial igual a  $34^\circ$ , valor limite a partir do qual a compensação monofásica termina e é possível uma maior variação dos ângulos de disparo, logo maior probabilidade de uma compensação eficaz.

O resultado confirma uma diminuição do harmónico de 50 Hz e um aumento do harmónico de 150 Hz, havendo também uma diminuição dos harmónicos característicos trifásicos. O factor de distorção da tensão obtido com a compensação sequencial trifásica total é de 0.3, sendo de 0.24 no caso assimétrico, reflectindo assim uma melhoria no conteúdo espectral da tensão. Ainda assim, este resultado é praticamente duplo do obtido no limite da compensação monofásica. Considerando ainda que a assimetria trifásica resulta na criação de componentes contínuas em todas as correntes secundárias do transformador, a implementação desta compensação introduz poucas melhorias.

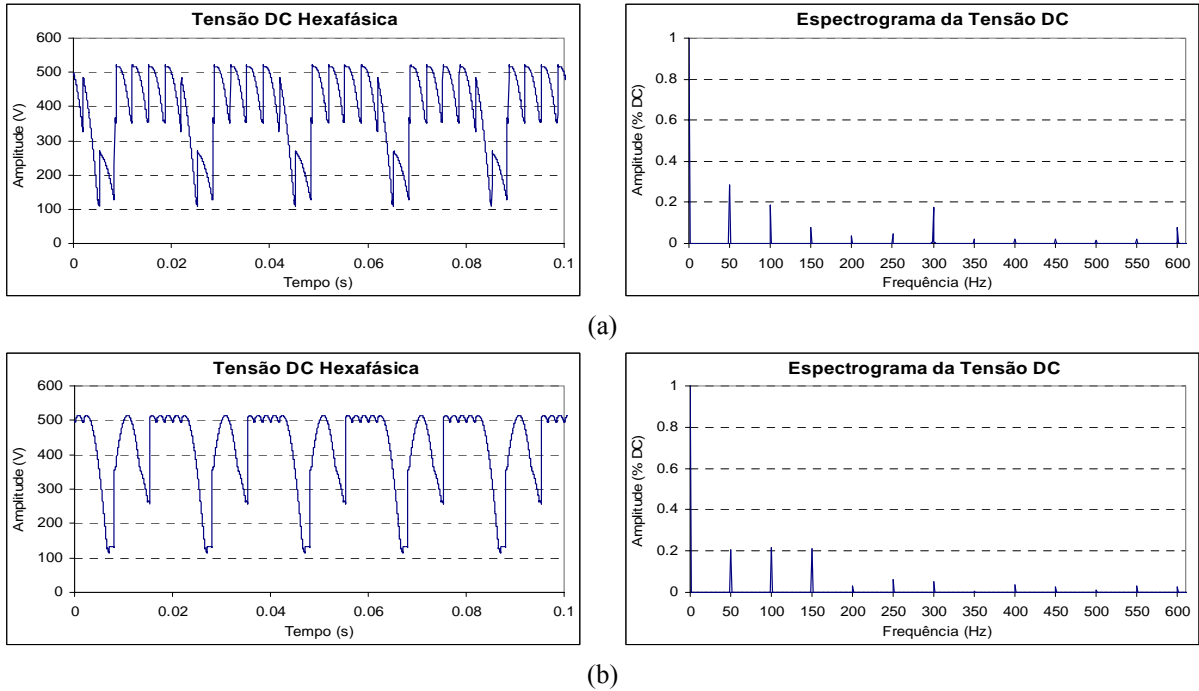


Fig. 5.14 – Resultados de simulação relativos à evolução temporal da tensão DC e respectivos espectrogramas, com avaria de tiristor: (a) compensação trifásica sequencial total; (b) compensação trifásica assimétrica.

Aplicando a compensação sequencial trifásica total, com uma velocidade na máquina de 2100 rpm, obtém-se o binário electromagnético ilustrado na Fig. 5.15. Os harmónicos resultantes são os esperados face à análise já efectuada, relativamente à avaria de um tiristor. O factor de tremor do binário é neste caso de 0.414, semelhante ao obtido para a mesma velocidade com a compensação monofásica total. Já o factor de potência e a  $THD_{eq}$  ficam degradados, sendo respectivamente de 0.675 e 39.3%, para avaria de um tiristor na ponte em triângulo e de 0.68 e 41.2% para a avaria equivalente da ponte em estrela. Estes resultados revelam as limitações desta compensação, quer do ponto de vista mecânico, em virtude da manutenção de forças torsionais importantes no veio da máquina, quer do ponto de vista eléctrico, devido à não eliminação das componentes contínuas nas correntes secundárias do transformador.

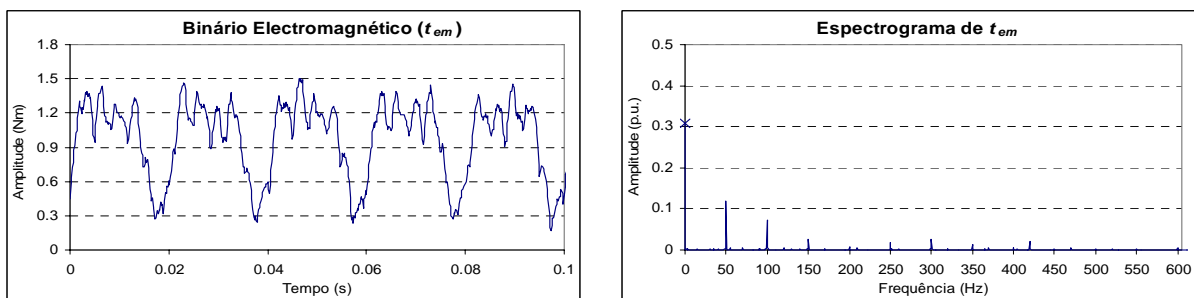


Fig. 5.15 – Resultados experimentais relativos à evolução temporal do binário electromagnético e respectivo espectrograma, com avaria no tiristor  $T_{1A}$  e compensação trifásica sequencial total, a 2100 rpm.

No caso de avaria associada aos conversores da máquina, a condição de minimização de harmónicos fica subordinada à necessidade de manter o ângulo de avanço no disparo dos tirístores que garanta sempre uma comutação segura entre eles. Em termos de produção de binário, a compensação ideal corresponderia à manutenção da mesma  $f_{mm}$  estatórica na máquina antes e após a avaria, sem qualquer alteração topológica do sistema. Em [79] mostra-se que, para máquinas com mais de três fases e com regulação das correntes AC, é possível atingir esse objectivo na ausência permanente de uma fase de alimentação. Essa regulação implica, no entanto, um controlo de amplitude e fase das correntes que alimentam o motor, não sendo possível obtê-lo num LCI, onde se regula a corrente DC de interligação e devido ao tipo de semicondutores usados. A utilização de um comando assimétrico por fase fica também condicionada pelo fenómeno da comutação. Atendendo à simetria entre os conversores no lado da rede e da máquina, verifica-se que seria necessário impor ângulos de disparo iguais a  $180^\circ$  num dos conversores inversor, o que não é possível. Assim, a possibilidade de minimização dos harmónicos usando apenas os dois conversores da máquina e estando um deles avariado, fica limitada aos funcionamentos associados a um comando do tipo sequencial trifásico ou monofásico compensados. No primeiro caso continuarão a existir componentes contínuas nas correntes de alimentação do motor e como tal na  $f_{mm}$  associada, embora com valores inferiores aos resultantes da avaria inicial.

Não sendo possível efectuar compensações entre os dois conversores, de forma a minimizar a ondulação da tensão  $u_{di}$ , manter-se-á também uma elevada oscilação da corrente DC de interligação, que se reflecte no ângulo de avanço, podendo este não ficar correctamente determinado, originando falhas de comutação adicionais. Neste caso a solução de recurso imediata consiste no incremento do ângulo de extinção, o que contribui ainda mais para o aumento da amplitude da oscilação em  $u_{di}$  e diminui o rendimento da máquina. O incremento do ângulo de avanço aumenta ainda o efeito desmagnetizante das correntes estatóricas, requerendo por sua vez um aumento da corrente de excitação de forma a manter o fluxo magnético. Contudo, os limites de corrente do circuito de excitação impõem também restrições sobre os valores máximos da corrente estatórica e do ângulo  $\beta$  e como tal sobre a potência e velocidade possíveis de serem obtidas. Mantendo-se elevada a oscilação na corrente DC e dependente da velocidade do motor, continuarão também a existir as condições para que as correntes primárias do transformador apresentem importantes componentes interharmónicas.

Caso se pretenda analisar a forma de minimizar o efeito perturbador de  $u_{di}$  torna-se necessário conhecer a relação entre esta variável e a corrente DC de interligação. Recorrendo ao diagrama da Fig. 3.8 e aplicando o princípio da sobreposição (fazendo  $I_{ref} = 0$ ), obtém-se a relação (5.7).

$$G_{ui}(s) = -\frac{sT_i(1+sT_r)}{s^3T_zT_rT_iR_z + s^2T_iR_z(T_r+T_z) + s(T_iR_z + k_rT_p) + k_r} \quad (5.7)$$

Esta relação ilustra um efeito derivativo puro sobre a perturbação, explicando assim o aumento da corrente DC, perante a queda de  $u_{di}$  e o facto de, em funcionamento normal e com perturbações estacionárias, o seu efeito se anular. Contudo, neste caso, a perturbação é periódica, pelo que o seu efeito também o será, com uma amplitude dependente da resposta em frequência de  $G_{ui}$ . Em relação ao zero associado à constante de tempo do conversor rectificador, o seu efeito será pouco significativo, visto que corresponde a uma frequência elevada face à da perturbação. Já a posição dos pólos será determinante para o comportamento desejado para o sistema e que deverá ser do tipo filtro passa-baixo e com uma frequência de corte definida pela frequência mínima da perturbação. Como esta última é variável com a velocidade e o tipo de compensação, apenas a anulação de  $T_i$  permite garantir em permanência a eliminação do efeito perturbador. Contudo, isso implica ter um ganho integral do controlador idealmente infinito, o que não é viável. Em termos práticos é necessário procurar uma solução de compromisso, reduzindo o valor de  $T_i$ , para limitar a ondulação no binário mas garantindo uma comutação segura dos tiristores.

Por comparação entre a relação (5.7) e a correspondente à função normalizada de 3ª ordem, usando critérios como os de *Butterworth* para imposição dos pólos, verifica-se que a banda passante correspondente à filtragem é definida por uma frequência ( $\omega_f$ ), dependente apenas das constantes  $T_z$  e  $T_r$ , de acordo com a relação (5.8).

$$\omega_f = \frac{T_r + T_z}{2T_rT_z} \quad (5.8)$$

Nesta situação e tendo em conta as ordens de grandeza de  $T_r$  e  $T_z$ , o valor de  $\omega_f$  valerá aproximadamente  $1/2T_r$ , o que é ainda um valor elevado, face ao efeito de filtragem desejado. As constantes  $T_i$  e  $T_p$  apenas permitem ajustar o amortecimento valendo:

$$T_i = \frac{8k_r (T_r T_z)^2}{R_z (T_r + T_z)^3} \approx \frac{8k_r T_r^2}{R_z T_z} \quad (5.9)$$

$$T_p \approx 4T_r (1 - 2T_r / T_z)$$

A solução anterior é apenas possível se  $T_r/T_z < 0.5$ , o que é o caso, e resulta num menor valor de  $T_i$ , face ao valor obtido através da relação (3.48). Esta relação corresponde assim a um critério favorável de rejeição da perturbação definido antes, podendo assim ser usada para adaptação inicial dos parâmetros dos reguladores. A sua aplicação prática revelou porém que o crescimento da corrente, resultante da queda de tensão em  $u_{di}$ , provocava ainda falhas de comutação, sendo a sua eliminação apenas possível impondo um incremento de  $10^\circ$  no ângulo de extinção do conversor com avaria. Com a manutenção dos parâmetros de regulação iniciais essas falhas mantinham-se, confirmando o efeito positivo da diminuição de  $T_i$ .

As Fig. 5.16 e Fig. 5.17 apresentam o resultado da aplicação das compensações sequenciais nas condições descritas e ainda com a corrente de excitação fixa no seu valor nominal, considerando uma avaria no tiristor  $T_{1a}$  e uma velocidade de 1800 rpm. Relativamente à corrente DC destaca-se o menor valor médio obtido com a compensação sequencial trifásica, motivado pelo maior valor de  $U_{di}$ , sendo porém semelhantes os valores instantâneos de pico obtidos com as duas compensações, em virtude dos valores mínimos de  $u_{di}$  o serem também. Por outro lado, com a compensação trifásica, os harmónicos presentes na corrente DC são de ordem inferior aos obtidos com a monofásica, o mesmo acontecendo em relação aos harmónicos do binário electromagnético e da  $fmm$ . A Tabela 5.10 apresenta resultados relativos à corrente DC, factor de tremor do binário electromagnético, factor de potência,  $THD_{eq}$  equivalente das correntes na rede AC e rendimento do LCI. A velocidade máxima obtida é inferior à conseguida na situação inicial após a avaria e deve-se ao facto, já verificado no § 4.2.2, de nesse caso o funcionamento resultante introduzir um vector de corrente nula, com curto-circuito do conversor avariado, sendo por isso mais favorável à comutação.

Tabela 5.10 – Resultados experimentais relativos à corrente DC, factor de potência,  $THD_{eq}$ , factor de tremor do binário electromagnético e rendimento, com avaria de tiristor num conversor da máquina e compensação sequencial, mono ( $C_1$ ) e trifásica ( $C_3$ ).

Velocidade (rpm)	$I_{dc}$		$F_t$		PF		$THD_{eq}$		$\eta_1$	
	$C_1$	$C_3$	$C_1$	$C_3$	$C_1$	$C_3$	$C_1$	$C_3$	$C_1$	$C_3$
1500	0.574	0.518	0.205	0.167	0.493	0.557	20	23	0.732	0.769
1800	0.605	0.555	0.176	0.149	0.616	0.665	36.9	31.3	0.777	0.785



Estes resultados favorecem a compensação trifásica devido ao efeito positivo da diminuição da corrente  $I_{dc}$ , que contribui para a diminuição de perdas por efeito *Joule* e ao aumento de  $U_{di}$ , que faz diminuir o ângulo de defasamento  $\phi_{1h}$  no primário do transformador, compensando o efeito oposto dos harmônicos de menor ordem. Contudo, em ambos os casos, a elevada oscilação da corrente e a necessidade de eliminar as falhas de comutação, dificulta a aplicação da estratégia de minimização de harmônicos no motor usando um comando do tipo sequencial.

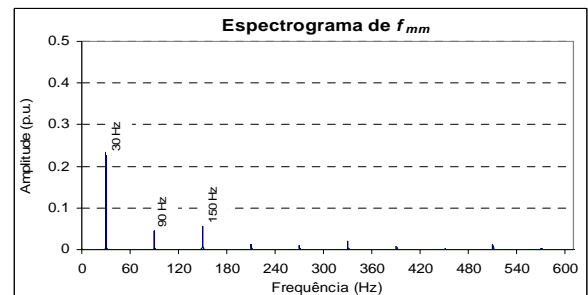
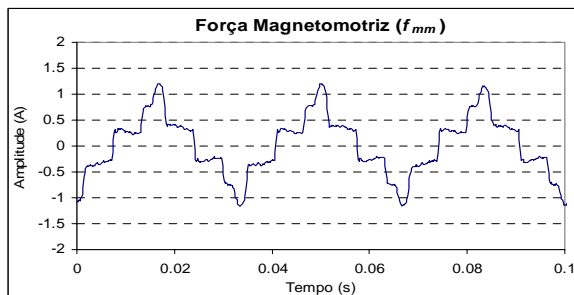
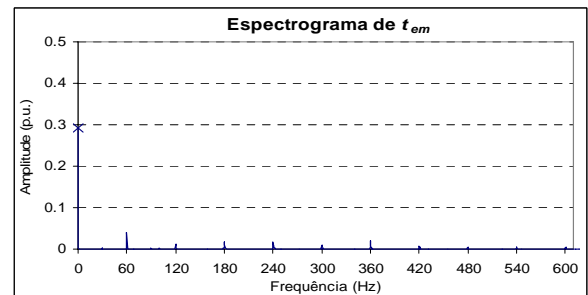
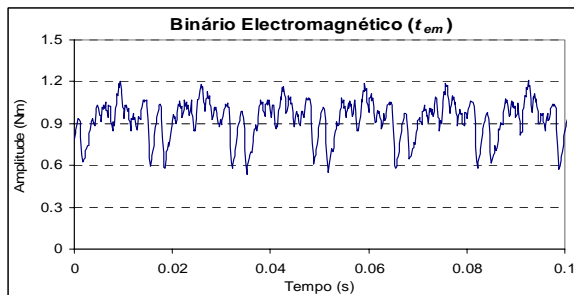
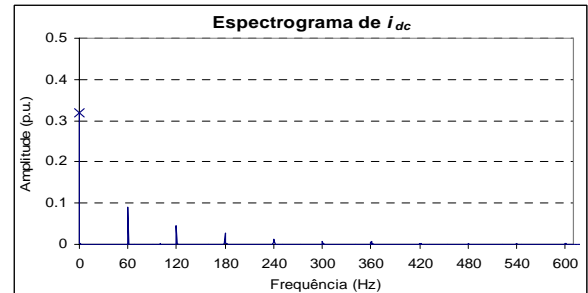
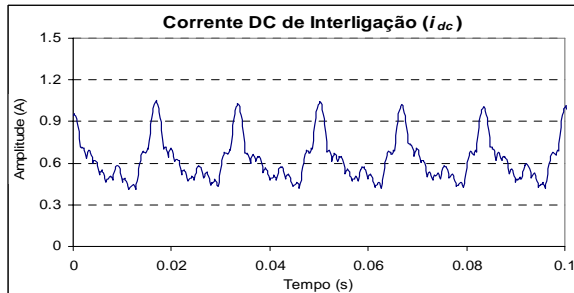
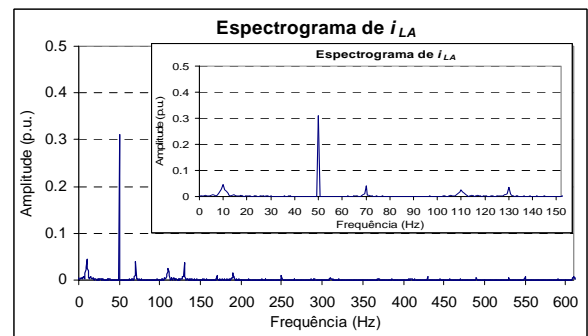
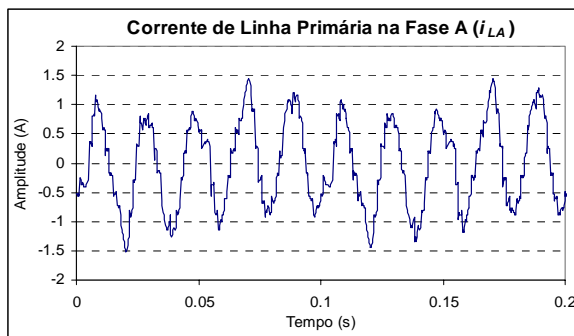


Fig. 5.16 – Resultados experimentais relativos à evolução temporal da corrente de linha primária na fase A, corrente DC de interligação, binário electromagnético e força magnetomotriz e respectivos espectrogramas, com avaria de circuito aberto no tiristor  $T_{1a}$  e compensação monofásica sequencial total, a 1800 rpm.

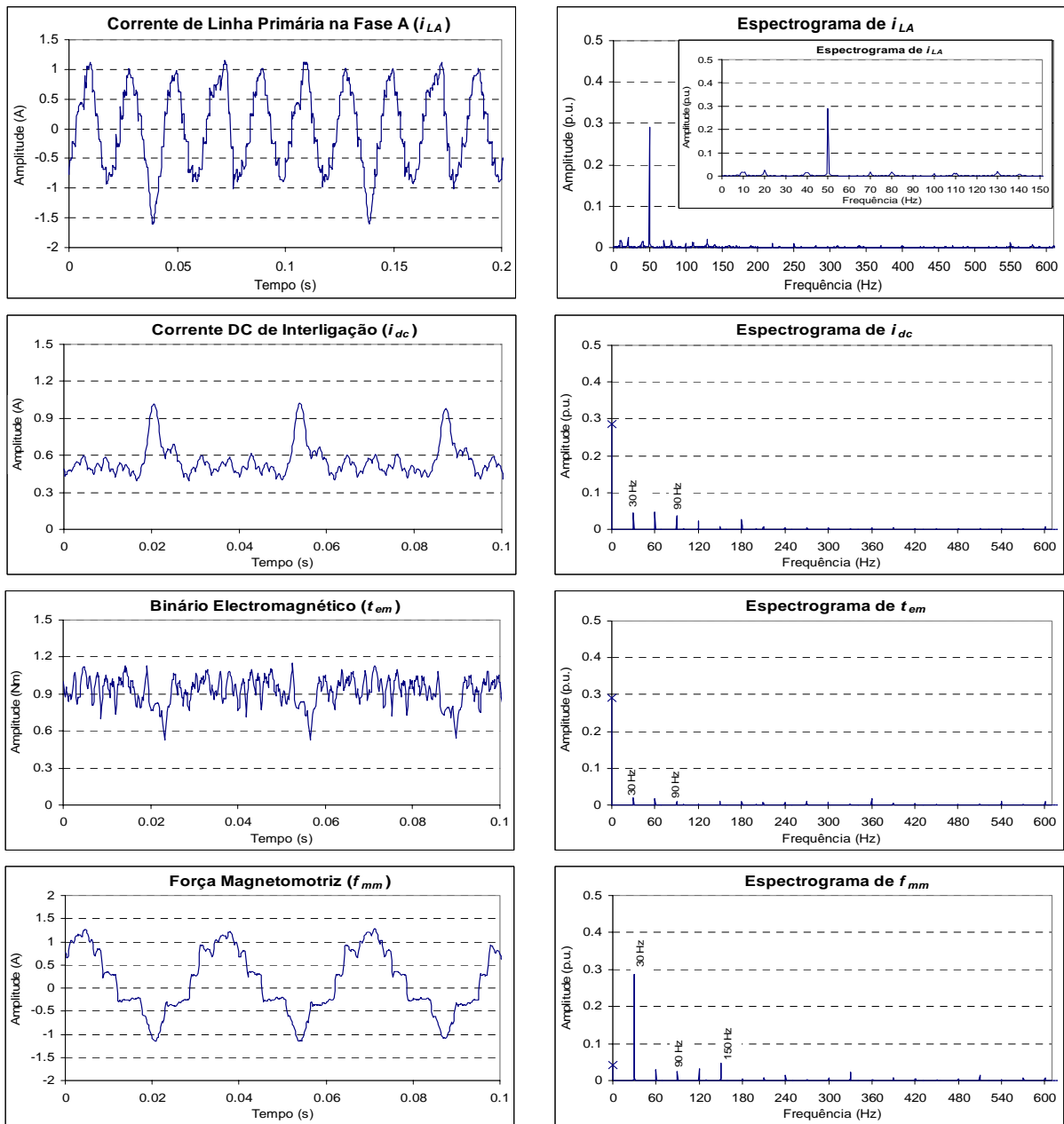


Fig. 5.17 – Resultados experimentais relativos à evolução temporal da corrente de linha primária na fase A, corrente DC de interligação, binário electromagnético e força magnetomotriz e respectivos espectrogramas, com avaria de circuito aberto no tiristor  $T_{1a}$  e compensação trifásica sequencial total, a 1800 rpm.

Da Eq. (5.7) resulta também que se  $T_i$  se aproximar de infinito é introduzido um efeito integrador puro naquela relação, anulando assim o efeito derivativo. Esta situação corresponde idealmente a eliminar a componente integral do controlador de corrente, o que diminuiria a ordem do sistema, mas introduziria um erro na regulação da variável em causa. Além disso, tendo em conta os valores de  $T_r$  e  $T_z$  e a banda passante necessária para a

filtragem desejada, verifica-se que o ganho proporcional  $k_p$ , que fica definido pela relação (5.10), pode ser negativo, não sendo por isso uma solução válida.

$$k_p = \frac{\omega_f^2 T_r T_z - 1}{k_r / R_z} \quad (5.10)$$

Para o objectivo pretendido, o efeito derivativo não pode ser completamente anulado, devendo por isso manter-se a componente integral, mas de forma a que um dos pólos da equação característica (5.7) se situe perto da origem. Neste caso, a solução passa por introduzir dois pólos reais iguais ( $p_2$ ) ou complexos conjugados e um diferente ( $p_1$ ) de compensação do zero. Optando pelos dois pólos reais para se obter uma atenuação imediata maior, a relação entre eles será a seguinte:

$$p_1 + 2p_2 = \frac{T_r + T_z}{2T_r T_z} \quad (5.11)$$

Impondo um valor de  $p_1$  muito baixo ( $\ll 1$ ), a localização de  $p_2$  e portanto da largura de banda fica imposta, valendo aproximadamente:

$$p_2 \approx \frac{1}{2T_r} \quad (5.12)$$

O cálculo de  $T_i$  e  $T_p$  efectua-se a partir das relações (5.13).

$$T_i = \frac{k_r}{T_r T_z R_z p_1 p_2^2} \quad (5.13)$$

$$T_p = \frac{[(2p_2 p_1 + p_2^2) T_r T_z - 1] T_i R_z}{k_r}$$

Conforme esperado, para se obter  $p_1$  reduzido o valor de  $T_i$  deve ser elevado, sendo nesta situação o valor de  $T_p$  praticamente constante. Contudo, um valor de  $T_i$  elevado faz diminuir o ganho proporcional  $k_p$ , afectando negativamente a resposta dinâmica do sistema, pelo que tal como na solução definida pela Eq. (5.9) se torna necessário obter um valor de compromisso para  $T_i$ . Para o sistema protótipo a solução de compromisso conduziu a resultados similares aos das Fig. 5.16 e Fig. 5.17.

O critério de minimização de harmónicos tem subjacente a procura da diminuição das perdas respectivas associadas às correntes. Contudo, além destas perdas existirão as perdas

por efeito *Joule* nos enrolamentos e semicondutores, incluindo as do circuito de excitação (não consideradas em  $\eta_1$ ), as perdas no ferro e as perdas mecânicas. Todas estas perdas são convertidas em calor, provocando a subida de temperatura dos diversos componentes do LCI, impondo por isso limites operacionais ao seu funcionamento. Os valores críticos de temperatura podem diferir entre componentes, pelo que apenas o conhecimento exacto das respectivas características permite determinar os valores máximos de perdas individuais admissíveis. No caso da máquina síncrona trifásica em funcionamento normal e alimentada por um VSI, mostra-se em [80-81] que o critério absoluto de minimização de perdas e saturação (particularmente para potências reduzidas) corresponde a uma condição em que o fluxo da máquina é inferior ao nominal, correspondendo por isso a uma maior corrente estatórica. Os resultados anteriores foram obtidos para a situação oposta, de forma a garantir a comutação segura dos tirístores. Contudo, a excitação da máquina pode ser adaptada dentro de certos limites, de forma a diminuir o fluxo. Essa adaptação passa, por exemplo, por definir a referência do fluxo pela soma de um valor nominal fixo e por um variável, derivado por integração do erro de velocidade. Os resultados obtidos para a corrente DC, factor de potência e rendimento são os apresentados na Tabela 5.11.

Tabela 5. 11 – Resultados experimentais relativos à corrente DC de interligação, factor de potência primário e rendimento global do LCI, com avaria de tiristor num conversor da máquina e compensação sequencial total, mono ( $C_1$ ) e trifásica ( $C_3$ ), com redução de fluxo.

Velocidade ( <i>rpm</i> )	$I_{dc}$		$PF$		$\eta_1$	
	$C_1$	$C_3$	$C_1$	$C_3$	$C_1$	$C_3$
1500	0.613	0.565	0.476	0.518	0.716	0.749
1800	0.644	0.592	0.59	0.622	0.75	0.774

Comparando os resultados das Tabelas 5.11 e 5.10 verifica-se que a redução de fluxo provoca um aumento da corrente DC, como esperado, afectando negativamente o factor de potência do transformador e o rendimento do LCI. Tendo em consideração o maior tempo de condução de alguns tirístores, a melhor solução passa por manter a sobreexcitação máxima possível da máquina.

## 5.4 – Conclusões

Este capítulo foi dedicado à análise de metodologias para compensação das avarias apresentadas no capítulo anterior. Estas compensações pressupõem o conhecimento exacto da avaria em causa, pelo que foi também efectuada uma breve referência a este tema.

As técnicas de compensação apresentadas são previstas para serem usadas como uma primeira etapa no âmbito da tolerância à falha, pelo que se baseiam na manutenção da topologia inicial dos conversores de potência, actuando apenas a nível das grandezas de controlo, nomeadamente através da alteração da sequência de comando dos semicondutores. Concluiu-se que as novas características electromecânicas do LCI com funcionamento compensado podem ser ajustadas em função da potência desejada, dos limites de funcionamento seguro (eléctricos e mecânicos) dos componentes do LCI e da complexidade passível de ser introduzida nos algoritmos da cadeia de controlo. Estas compensações tornaram também evidentes as limitações impostas pelas características de comando dos tirístores, particularmente no funcionamento inversor, em que a necessidade de garantir uma comutação segura da corrente entre os tirístores é um objectivo primário, que se sobrepõe aos restantes.

## CAPÍTULO 6

# CONCLUSÕES

O trabalho apresentado nesta dissertação refere-se à análise da tolerância a falhas no accionamento electromecatrónico designado por inversor de fonte de corrente com comutação pela carga e conhecido como LCI. Este accionamento é utilizado na gama das potências elevadas, sendo os respectivos conversores de potência baseados na estrutura rectificadora da ponte trifásica com tirístores. A análise efectuada incidu sobre as de falhas de comutação destes dispositivos semicondutores e na topologia baseada na utilização de dois conversores em série. Apesar do tema da tolerância a falhas em accionamentos, ser uma preocupação crescente de utilizadores e de fabricantes destes equipamentos, até à data, o LCI não foi objecto de uma análise mais aprofundada perante situações de funcionamento anormal.

Devido às potências envolvidas e à necessidade de garantir uma elevada fiabilidade no funcionamento destes sistemas, as estruturas comerciais disponíveis usam uma redundância série no número de tirístores necessários, prevenindo desta maneira a falha mais comum e prejudicial deste semicondutor, que é o curto-circuito. Contudo, a experiência na utilização dos LCI tem mostrado que são os circuitos de comando e disparo dos tirístores que mais avarias provocam, sendo o caso mais comum correspondente à situação equivalente de abertura de um braço do conversor.

Para o estudo proposto foi desenvolvida uma montagem laboratorial de baixa potência, que foi modelizada em ambiente *Matlab/Simulink* e sobre a qual foi aplicada uma estrutura de controlo usada pela maioria dos fabricantes deste tipo de accionamento. Na realidade, as especificidades de funcionamento dos conversores de potência com tirístores, não permitem alterações significativas na estrutura de controlo do LCI. A implementação desta montagem laboratorial constituiu uma primeira dificuldade no âmbito do estudo proposto, não tendo sido possível, por razões logísticas, um projecto integrado dos diversos componentes do LCI. Esta condição é fundamental para um LCI industrial, introduzindo-se por isso algumas limitações à utilização do protótipo.

Após a necessária análise teórica ao funcionamento normal do LCI e respectiva validação em termos de simulação e experimentais, procedeu-se ao estudo das avarias e seus efeitos sobre o funcionamento do sistema. Para descrever este funcionamento, analisaram-se as alterações introduzidas pela avaria sobre as principais grandezas electromecânicas, que caracterizam o funcionamento de um accionamento, nomeadamente as correntes eléctricas, o binário electromagnético e a força magnetomotriz  $e$ . Foram analisados efeitos directos e cruzados das avarias de um conversor sobre componentes ligados a outro conversor. Esta análise revelou uma importante alteração no conteúdo harmónico destas grandezas, tendo como consequências associadas uma degradação de factores de potência, rendimentos e potências dissipadas pelos semicondutores. Do ponto de vista de segurança dos diferentes componentes do LCI concluiu-se que as maiores limitações estão associadas a avarias nos conversores ligados à máquina.

Finalmente, com o objectivo de melhorar o desempenho do LCI sujeito à avaria e aumentar a sua fiabilidade, foram analisadas formas de compensação das falhas de forma a maximizar a potência mecânica disponibilizada pelo accionamento, minimizando os efeitos negativos resultantes da avaria inicial. Estas formas de compensação usam apenas componentes presentes na topologia inicial e têm em conta as limitações associadas à comutação natural dos tirístores. Para baixas potências, essa compensação passa por fazer uso da redundância intrínseca associada à ligação série de conversores, permitindo a obtenção dos melhores resultados no que se refere às características desejadas para o motor eléctrico e transformador. No caso de avaria nos conversores da rede esta compensação tem um limite natural, imposto pelo ângulo de disparo nulo nestes conversores. Para a avaria nos conversores da máquina, este limite é imposto pelas potências máximas permitidas pelos componentes do LCI. Com o objectivo de aumentar a potência obtida é introduzido o conversor sujeito a avaria, analisando-se então diferentes sequências de disparo dos tirístores e os seus efeitos sobre as grandezas electromagnéticas já referidas. Os resultados evidenciam as melhorias resultantes destas compensações, mais evidentes no caso de avaria nos conversores da rede. Para este caso é desenvolvida uma compensação com uma sequência de disparo assimétrica aplicada ao conversor totalmente operacional, permitindo minimizar, ou mesmo eliminar nalgumas situações, o harmónico de menor ordem presente na tensão DC. Esta minimização reflecte-se positivamente nas demais grandezas, melhorando o desempenho do LCI nas potências intermédias. Quando a avaria está associada aos conversores ligados à máquina síncrona, o funcionamento inversor destes limita a aplicabilidade das compensações

possíveis, não permitindo, por isso, obter resultados tão satisfatórios. A ultrapassagem destas limitações, através da introdução de componentes adicionais, pode ser o objecto de futuros estudos sobre a tolerância a falhas deste accionamento. Neste caso, sugere-se a possibilidade da utilização de condensadores colocados em paralelo com as fases da máquina, ligadas ao conversor avariado, facilitando assim a comutação dos tirístores. Outra alteração, será a colocação de um semiconductor de potência, de comutação forçada, em paralelo com o mesmo conversor. Esta alteração facilitará a obtenção de um vector de corrente nula, introduzindo maior flexibilidade no controlo da tensão DC do conversor avariado. Contudo, estas alterações topológicas vão no sentido de ultrapassar as limitações impostas pela comutação natural dos tirístores, que no caso do LCI, em regime de avaria, se tornam ainda mais evidentes. Uma maior tolerância à falha em conversores de potência usando estruturas do tipo CSI deverá passar por isso pelo uso de semicondutores de comutação forçada. Outra vertente a considerar será a da utilização de reguladores mais robustos, nomeadamente os baseados na lógica difusa, adaptando-os às alterações do sistema provocadas pelas avarias.



## REFERÊNCIAS

- [1] D. Kastha, B. K. Bose: “Fault Mode Single Phase Operation of a Variable Frequency Induction Motor Drive and Improvement of Pulsating Torque Characteristics”; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 41, N° 4, pp. 426-433, August 1994.
- [2] B. C. Mecrow, A. G. Jack, J. A. Haylock, J. Coles: “Fault Tolerant Permanent Magnet Machine Drives”; IEE Proceedings, Vol. 143, N° 6, pp. 437-442, November 1996.
- [3] T. J. E. Miller: “Faults and Unbalance Forces in the Switched Reluctance Machine”; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 31, N° 2, pp. 319-328, March/April 1995.
- [4] H. Stemmler: “High Power Industrial Drives”; IEEE Proceedings, Vol. 82, N° 8, pp. 1266-1286, August 1994.
- [5] B. M. Wood, W. T. Oberle, J. H. Dulas, F. Steuri: “Application of a 15000-HP, 6000-r/min Adjustable-Speed Drive in a Petrochemical Facility”; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, N° 6, pp. 1427-1436, November/December 1995.
- [6] R. A. Robertson, A. H. Bornes: “Adjustable-Frequency Drive System for North Sea Gas Pipeline”; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, N° 1, pp. 187-195, January/February 1998.
- [7] R. Bhatia, A. Bonanini, J. T. Inge, H. Kratigger, D. Schafer, G. P. Sydnor: “Adjustable Speed Drive Using a Single 135000-HP Synchronous Motor”; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, N° 3, pp. 571-576, September 1999.

- [8] P. Sen: “Electric Motor Drives and Control – Past, Present and Future”; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 37, Nº 6, pp. 562-575, December 1990.
  
- [9] S. Bernet: “Recent Developments of High Power Converters for Industry and Traction Applications”; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, Nº 6, pp. 1102-1117, November 2000.
  
- [10] F. Blaschke: “The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed Loop Control for Rotating Machines”; Siemens Review, Vol. 30, Nº 5, pp. 217-220, 1972.
  
- [11] I. Takahashi, N. Noguchi: “A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor”; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 22, Nº 5, pp. 820-827, September/October 1986.
  
- [12] E. L. Owen: “Synchronous Motors for AC Adjustable Speed Drives”; Record of the IEEE Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference, Hyannis, Massachusetts, USA, pp. 54-61, June 21-25, 1993.
  
- [13] E. Ono, T. Kishimoto, M. Akamatsu: “The Thyristor Commutatorless Motor”; IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 3, Nº 3, pp. 236-240, September 1967.
  
- [14] S. Sudhoff, E. Zivi, T. Collins: “Start up Performance of Load Commutated Inverter-Fed Synchronous Machine Drives”; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 10, Nº 2, pp. 268-274, June 1995.
  
- [15] N. Sato, V. V. Semenov: “Adjustable Speed Drive with a Brushless DC Motor”; IEEE Transactions on Industry and General Applications, Vol. 7, Nº 4, pp. 539-543, August 1971.

- [16] R. L. Steigerwald, T. A. Lipo: “Analysis of a Novel Forced Commutation Starting Scheme for a Load-Commutated Synchronous Motor Drive”; IEEE Transactions on Industry Applications”, Vol. 15, Nº 1, pp. 14-24, January/February 1979.
- [17] L. Bojtor, J. Csizmazia, I. Gál, E. Paál, G. Stadler, P. Szilágyi: “Converter-Fed Synchronous Drive to Start Up Large Gas Turbine”; Proceedings of the Power Electronics and Motion Control Conference, Budapest, Hungary, Vol. 1, pp. 322-327, September 2-4, 1996.
- [18] P. Vas: “Sensorless Vector and Direct Torque Control”; (ISBN 0-19-856464-1), Oxford University Press, Oxford, 1998.
- [19] The ABB Group: “MEGADRIVE-LCI Large Adjustable-Speed Synchronous Motor Drives”; Technical Document 3B HT 490 112.
- [20] IEEE Std. 519-1992: “Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems”, 1992.
- [21] R. Carbone, D. Meniti, R. E. Morrison, E. Delaney: “Harmonic and Interharmonic Distortion in Current Source Type Inverters Drives”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, Nº 3, pp. 1576-1583, July 1995.
- [22] G. J. Neidhöfer, A. G. Troedson: “Large Converter-Fed Synchronous Motors for High Speeds and Adjustable Speed Drives: Design Features and Experiences”; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, Nº 3, pp. 633-636, September 1999.
- [23] J. P. McSharry, P. S. Hamer, J. Nessa, J. G. Rigsby: “Design, Fabrication, Back-to-Back Test of 14200-HP Two-Pole Cylindrical-Rotor Synchronous Motor for ASD Application”; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 14, Nº 3, pp. 526-533, May/June 1998.

- [24] R. Emery, J. Eugene: “Harmonic Losses in LCI-Fed Synchronous Motors”; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, N° 4, pp. 948-954, July/August 2002.
- [25] W. Deleroi, M. Winterling: “Commutation Analysis of Synchronous Motor Drives”; Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications, Firenze, Italy, Vol. 4, pp. 572-577, September 3-6, 1991.
- [26] L. Y. Cao, F. H. Li: “Damper Windings in Synchronous Machines Fed by Current-Source Inverter”; IEE Proceedings, Vol. 141, N° 5, pp. 229-234, September 1994.
- [27] K. Vezsprémi, M. Hunyár: “PWM AC Chopper – Ready for High Power Applications”; Proceedings of the IEEE Power Tech Conference, Porto, Portugal, CD-ROM, 6 pp., September 10-13, 2001.
- [28] P. Wikström, L. A. Terens, H. Kobi: “Reliability Availability and Maintainability of High-Power Variable Speed Drive Systems”; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, N° 1, pp. 231-241, January/February 2000.
- [29] B. K. Bose: “Recent Advances in Power Electronics”; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, N° 1, pp. 2-16, January 1992.
- [30] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, E. Cengelci, S. U. Sulistijo, B. O. Woo, P. Enjeti: ”Multilevel Converters – A Survey”; Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne, Switzerland, CD-ROM, 10 pp., September 7-9, 1999.
- [31] T. Meynard, H. Foch: “Multilevel Conversion: High Voltage Choppers and Voltage Source Inverters”; Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, Toledo, Spain, Vol. 1, pp. 397-403, June/July 29-3, 1992.

- [32] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi: “A New Neutral Point Clamped PWM Inverter”; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 17, N° 5, pp. 518-523, September/October 1981.
- [33] R.-D. Klug, A. Martens: “Reliability of Megawatt Drive Concepts”; Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology, Maribor, Slovenia, CD-ROM, 6 pp., December 10-12, 2003.
- [34] P. W. Hammond: “A New Approach to Enhance Power Quality for Medium Voltage Drives”; Record of the IEEE Petroleum and Chemical Industry Conference, Denver, Colorado, USA, pp. 231-235, September 11-13, 1995.
- [35] The Math Works Inc, Matlab/Simulink User’s Guide, Natick, MA 01760-1500.
- [36] H. Biechl, H. W. Lorenzen, R. Lubasch, H. Prenner: “Transient Behaviour of a Current-Source Inverter-Fed Synchronous Motor with a Solid Rotor”; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 4, N° 3, pp. 509-517, September 1989.
- [37] S. Yamamura: “Spiral Vector Theory of Salient Pole Synchronous Machine”; Conference Record of the Annual Meeting of the IEEE Industry Applications Society, Houston, Texas, USA, pp. 204-211, October 4-9, 1992.
- [38] J. Fiennes, C. R. de Souza: “Magnetic Models for Electrical Machines”; Proceedings of the International Conference on Modelling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, Lisboa, Portugal, Vol. 3, pp. 163-169, September 14-16, 1999.
- [39] P. Subramaniam, O. P. Malik: “Digital Simulation of a Synchronous Generator in Direct-Phase Quantities”; IEE Proceedings, Vol. 118, N° 1, pp. 153-160, January 1971.
- [40] R. H. Park: “Two-Reaction Theory of Synchronous Machine - Generalized Method of Analysis – Part I”; AIEE Transactions, Vol. 48, pp. 716-727, July 1929.

- [41] R. G. Harley, D. N. Limebeer, E. Chirricozzi: “Comparative Study of Saturation Methods in Synchronous Machine Models”; IEE Proceedings, Vol. 127, Pt. B, N° 1, pp. 1-7, January 1980.
- [42] A. M. El-Serafi, A. S. Abdallah: “Saturated Synchronous Reactances of Synchronous Machines”; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 7, N° 3, pp. 570-577, September 1992.
- [43] E. Levi, V. Levi: “Impact of Dynamic Cross-Saturation on Accuracy of Saturated Synchronous Machines Models”; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 15, N° 2, pp. 224-230, June 2000.
- [44] K. A. Corzine, B. T. Kuhn, S. D. Sudhoff, J. Hegner: “An Improved Model for Incorporating Magnetic Saturation in the Q-D Synchronous Machine Model”; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 13, N° 3, pp. 270-275, September 1998.
- [45] M. Jufer: “Électromécanique”; (ISBN 2-88074-285-4), Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, 1998.
- [46] C. M. Ong: “Dynamic Simulation of Electric Machinery”; (ISBN 0-13-723785-5), Prentice-Hall, New Jersey, 1998.
- [47] R. Szczesny, M. Ronkowski: “A New Equivalent Circuit Approach to Simulation of Converter – Induction Machine Associations”; Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications, Firenze-Italy, Vol. 4, pp. 356-361, September 3-6, 1991.
- [48] J. Vernieri, B. Barbieri, P. Arnera: “Influence of the Representation of the Distribution Transformer Core Configuration on Voltages Developed during Unbalanced Operations”; Proceedings of the International Conference on Power System Transients”; Rio de Janeiro, Brasil, CD-ROM, 6pp., June 24-28, 2001.

- [49] Enrique Ras: “Transformadores”; Almedina, Coimbra, 1977.
- [50] S. D. Pekarek, O. Wasynczuk, H. J. Hegner: “An Efficient and Accurate Model for the Simulation and Analysis of Synchronous Machine/Converter Systems”; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 13, N° 1, pp. 42-48, March 1998.
- [51] S. D. Pekarek, E. A. Walters: “An Accurate Method of Neglecting Dynamic Saliency of Synchronous Machines in Power Electronic Based Systems”; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, N° 4, pp. 1177-1183, December 1999.
- [52] M. J. Hoeijmakers: “A Simple Model of a Synchronous Machine with Rectifier”; Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, Vol. 2, pp. 57-62, Vigo, Spain, September 10-12, 1996.
- [53] S. D. Sudhoff, O. Wasynczuk: “Analysis and Average-Value Modelling of Line-Commutated Converter-Synchronous Machine Systems”; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 8, N° 1, pp. 92-99, March, 1993.
- [54] S. D. Pekarek, E. A. Walters, B. T. Khun: “An Efficient and Accurate Method of Representing Magnetic Saturation in Physical-Variable Models of Synchronous Machines”; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, N° 1, pp. 72-79, March 1999.
- [55] S. D. Sudhoff: “Analysis and Average-Value Modelling of Dual Line-Commutated Converter – 6-Phase Synchronous Machine”; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 8, N° 3, pp. 411-417, September 1993.
- [56] J. L. Kotny, D. Roger, R. Romary: “Analytical Determination of the Double Star Synchronous Machine Commutating Reactance”; Proceedings of the Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, Nottingham, UK, pp. 306-310, September 23-25, 1996.

- [57] H. Bulher: “Electronique de Puissance”; (ISBN 2-88074-265-x), Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, 1993.
- [58] L. Hu, R. Yacamini: “Harmonic Transfer through Converters and HVDC Links”; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, N° 3, pp. 514-525, July 1992.
- [59] IEEE Std. C57.110-1998: “Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying Non Sinusoidal Load Currents”, 1998.
- [60] IEEE Std. 995-1987: “Recommended Practice for Efficiency Determination of Alternating-Current Adjustable-Speed Drives: Part I – Load Commutated Inverter Synchronous Motor Drive”, 1987.
- [61] H. Bulher: “Electronique de Réglage et de Commande”; (ISBN 2-88074-56-8), Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, 1988.
- [62] M. Hinkanen, J. Luomi: “Modified Integrator for Voltage Model Flux Estimation of Induction Motors”; Proceedings of the Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Denver, Colorado, USA, Vol. 2, pp. 1339-1343, November/December 29-2, 2001.
- [63] H. Bulher: “Conception de Systèmes Automatiques”; (ISBN 2-88074-149-1), Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, 1988.
- [64] R. Yacamini, J. W. Resende: “Harmonic Generation by HVDC Schemes Involving Converters and Static Var Compensators”; Proceedings of IEE – Generation, Transmission, Distribution, Vol. 143, N° 1, pp. 67-74, January 1996.
- [65] Y. Jiang, A. Ekström: “General Analysis of Harmonic Transfer through Converters”; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, N° 2, pp. 287-293, 1997.



- [66] M. Sakui, H. Fugita: “Calculation of Harmonic Currents in a Three-phase Converter with Unbalanced Power Supply Conditions”; IEE Proceedings, Vol. 139, Pt. B, N° 5, pp. 478-484, September 1992.
- [67] S. Nandi, H. Tolyat: “Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Machines – A Review”; Proceedings of the IEEE Annual Meeting of the Industry Applications Society, Houston, Texas, USA, Vol. 1, pp. 197-204, October 3-7, 1999.
- [68] M. Benbouzid: “A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection”; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, N° 5, pp. 984-993, October 2000.
- [69] M. A. Awadallah, M .M. Morcos: “Application of AI Tools in Fault Diagnosis of Electrical Machines and Drives – An Overview”; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, N° 2, pp. 245-251, June 2003.
- [70] A. J. M. Cardoso, E. S. Saraiva: “On-Line Diagnostics of Current Source Inverter-Fed Induction Machines by Park’s Vector Approach”; Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, MIT, Massachussets, USA, Vol. 3, pp. 1000-1005, September 13-15, 1990.
- [71] A. J. M. Cardoso: “The Park’s Vector Approach: A general Tool for Diagnostics of Electrical Machines, Power Electronics and Adjustable Speed Drives”; Proceedings of the International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Carry-le-Rouet, France, pp. 261-269, September 1-3, 1997.
- [71] A. M. S. Mendes, A. J. M. Cardoso: “Voltage Source Inverter Fault Diagnosis in Variable Speed AC Drives, by the Average Current Park’s Vector Approach”; Proceedings of the International Electric Machines and Drives Conference, Seattle, Washington, USA, pp. 704-706, May 9-12, 1999.

- [73] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns, S. E. Schultz: “Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies – A Comparison of Features, Cost, and Limitations”; Proceedings of the International Electric Machines and Drives Conference, Madison, Wisconsin, USA, Vol. 1, pp. 539-546, June 1-4, 2003.
- [74] S. J. Loddick: “The Design and Application of a 7 MW Synchronous Machine Variable Speed Drive”; Proceedings of the Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, London, UK, pp. 224-229, September 21-23, 1998.
- [75] P. Cheng, S. Bhattacharya, D. M. Divan: “Application of Dominant Harmonic Active Filter System with 12 Pulse Nonlinear Loads”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, N° 2, pp. 642-647, April 1999.
- [76] A. M. Trzynadlowski, M. Imecs, N. Patriciu: “Modelling and Simulation of Inverter Topologies used in AC Drives: Comparison and Validation of Models”; Proceedings of the International Conference on Modelling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, Lisboa, Portugal, Vol. 1, pp.47-52, September 14-16, 1999.
- [77] E. J. Delaney, R. E. Morrison: “Minimisation of Interharmonic Currents from a Current Source AC Drive by Means of a Selective DC Side Active Filter”; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, N° 3, pp. 1584-1590, July 1995.
- [78] E. Ngandui, G. Olivier, G. April, C. Guimarães: “DC Harmonic Minimization of Thyristor Converters Under Unbalanced Voltage Supply Using Asymmetrical Firing Angle”; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, N° 2, pp. 332-342, March 1997.
- [79] 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, N° 5, pp. 1267-1274, September/October 1994.

- [80] C. Mademlis, J. Xypteras, N. Margaris: “Loss Minimization in Wound-Field Cylindrical Rotor Synchronous Motor Drives”; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, N° 2, pp. 288-296, March 1998.
- [81] C. Mademlis, J.Xypteras, N. Margaris: “Magnetic and Thermal Performance of a Synchronous Motor under Loss Minimization Control”; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 15, N° 2, pp. 135-142, June 2000.

## ANEXO 1

# ANÁLISE DE FOURIER DAS TENSÕES DC

### A1.1 – Funcionamento Normal

O desenvolvimento em série de *Fourier*, para o caso da tensão trifásica rectificadora obtida em funcionamento normal, recorrendo ao conceito das funções de comutação definidas no § 3.2 e considerando o fenómeno da condução simultânea e as fases das tensões ( $\gamma_i$ ) é conhecido, podendo exprimir-se através das expressões (A1.1) relativas aos coeficientes  $A_{xn}$  e  $B_{xn}$ , ( $x \in \{a, b, c\}$ ).

$$A_{xn} = -\frac{2}{n\pi} \left( \text{sen}\left[n\left(\gamma_i + \alpha + \frac{\mu}{2}\right)\right] \cos\left(\frac{n\mu}{2}\right) + \text{sen}\left[n\left(\gamma_j + \alpha + \frac{\mu}{2}\right)\right] \cos\left(\frac{n\mu}{2}\right) \right) \quad (\text{A1.1a})$$

$$B_{xn} = \frac{2}{n\pi} \left( \cos\left[n\left(\gamma_i + \alpha + \frac{\mu}{2}\right)\right] \cos\left(\frac{n\mu}{2}\right) + \cos\left[n\left(\gamma_j + \alpha + \frac{\mu}{2}\right)\right] \cos\left(\frac{n\mu}{2}\right) \right) \quad (\text{A1.1b})$$

Devido à simetria das funções,  $n$  é ímpar e os termos múltiplos de três são nulos. A relação entre os índices  $x, i, j$  é dada pela relação biunívoca  $x=[a,b,c]$  para  $[i,j]=[(1,2),(2,3),(3,1)]$ . Os ângulos  $\gamma_i$  representam o ângulo da passagem por zero da tensão de comutação respectiva  $u_{AC}, u_{BA}, u_{CB}$ , estando desfasados entre si de  $120^\circ$  em cada sistema trifásico e de  $30^\circ$  entre os dois sistemas. Introduzindo as expressões de (A1.1) nas Eq. (3.9) e Eq. (3.10), obtêm-se os valores dos coeficientes  $A_{dm}, B_{dm}$  para a tensão DC, representados pelas expressões (A1.2).

$$A_{dm} = -\frac{\sqrt{6} U_L}{(m+1)\pi} \sum_{k=1}^3 \text{sen} \left[ (m+1)\left(\gamma_k + \alpha + \frac{\mu}{2}\right) + \varepsilon - \frac{2k\pi}{3} \right] \cos\left[(m+1)\frac{\mu}{2}\right] - \frac{\sqrt{6} U_L}{(m-1)\pi} \sum_{k=1}^3 \text{sen} \left[ (m-1)\left(\gamma_k + \alpha + \frac{\mu}{2}\right) - \varepsilon + \frac{2k\pi}{3} \right] \cos\left[(m-1)\frac{\mu}{2}\right] \quad (\text{A1.2a})$$

$$\begin{aligned}
 B_{dm} = & \frac{\sqrt{6} U_L}{(m+1)\pi} \sum_{k=1}^3 \cos \left[ (m+1) \left( \gamma_k + \alpha + \frac{\mu}{2} \right) + \varepsilon - \frac{2k\pi}{3} \right] \cos \left[ (m+1) \frac{\mu}{2} \right] \\
 & + \frac{\sqrt{6} U_L}{(m-1)\pi} \sum_{k=1}^3 \cos \left[ (m-1) \left( \gamma_k + \alpha + \frac{\mu}{2} \right) - \varepsilon + \frac{2k\pi}{3} \right] \cos \left[ (m-1) \frac{\mu}{2} \right]
 \end{aligned} \tag{A1.2b}$$

Neste caso  $m$  é par, mas apenas os termos múltiplos de seis não são nulos. A variável  $\varepsilon$  representa a fase na origem da tensão simples tomada como referência, sendo  $U_L$  o seu valor eficaz. Admitindo  $\varepsilon=0$  para a fase A, será  $\gamma_k = \pi/6 + (k-1)2\pi/3$ .

## A1.2 – Funcionamento com Falha de Tiristor

Nesta situação as funções de comutação são distintas, por fase, apresentando assimetrias nas alternâncias associadas à condução dos tiristores e com ângulos de comutação que podem ser também diferentes devido à maior ondulação da corrente. A análise das funções de comutação torna-se por isso mais complexa. Caso não se considere o fenómeno da condução simultânea, é mais simples a obtenção directa dos coeficientes da série de *Fourier* a partir da forma de onda da tensão (Fig. 4.1). Tomando como tensão de referência, a da fase A da ponte em triângulo, obtém-se para o cálculo dos coeficientes:

$$\begin{aligned}
 A_{dn} = & \frac{\sqrt{6} U_L}{\pi} \left( \int_{\alpha+\nu}^{\alpha+2\pi/3} \text{sen}(\theta-\gamma) \cos(n\theta) + \int_{\alpha+2\pi/3}^{\alpha+\pi} \text{sen}(\theta-\gamma-\pi/3) \cos(n\theta) + \right. \\
 & \left. \int_{\alpha+\pi}^{\alpha+4\pi/3} \text{sen}(\theta-\gamma-2\pi/3) \cos(n\theta) + \int_{\alpha+4\pi/3}^{\alpha+2\pi} \text{sen}(\theta-\gamma-\pi) \cos(n\theta) \right) d\theta
 \end{aligned} \tag{A1.3a}$$

$$\begin{aligned}
 B_{dn} = & \frac{\sqrt{6} U_L}{\pi} \left( \int_{\alpha+\nu}^{\alpha+2\pi/3} \text{sen}(\theta-\gamma) \text{sen}(n\theta) + \int_{\alpha+2\pi/3}^{\alpha+\pi} \text{sen}(\theta-\gamma-\pi/3) \text{sen}(n\theta) + \right. \\
 & \left. \int_{\alpha+\pi}^{\alpha+4\pi/3} \text{sen}(\theta-\gamma-2\pi/3) \text{sen}(n\theta) + \int_{\alpha+4\pi/3}^{\alpha+2\pi} \text{sen}(\theta-\gamma-\pi) \text{sen}(n\theta) \right) d\theta
 \end{aligned} \tag{A1.3b}$$

A variável  $\nu$  do limite inferior do primeiro integral está associada à antecipação do disparo no tiristor e assumirá o valor 0 com antecipação em  $60^\circ$  e  $\pi/3$  na sua ausência. Nesta situação, o valor de  $\gamma$  varia em função do tiristor avariado de acordo com a relação  $\gamma = k\pi/3 - p_v(\pi/6)$ , definindo  $p_v$  a ponte avariada (0 na estrela e 1 no triângulo) e  $k = (0,1,2,3,4,5)$  o tiristor avariado com o índice na sequência (5,6,1,2,3,4). Os cálculos conduzem às expressões (A1.4).

$$A_{dn} = \frac{\sqrt{6} U_L}{2\pi} \left\{ \frac{1}{n+1} (\cos[(n+1)(\alpha + \nu) + n\gamma] + 2 \cos(n\pi/2) \cos[(n+1)\alpha + n(\gamma + 3\pi/2)] + 2 \cos(n\pi/3) \cos[(n+1)\alpha + n(\gamma + \pi)]) - \frac{1}{n-1} (\cos[(n-1)(\alpha + \nu) + n\gamma] + 2 \cos(n\pi/2) \cos[(n-1)\alpha + n(\gamma + 3\pi/2)] + 2 \cos(n\pi/3) \cos[(n-1)\alpha + n(\gamma + \pi)]) \right\} \quad (\text{A1.4a})$$

$$B_{dn} = \frac{\sqrt{6} U_L}{2\pi} \left\{ \frac{1}{n+1} (\sin[(n+1)(\alpha + \nu) + n\gamma] + 2 \cos(n\pi/2) \sin[(n+1)\alpha + n(\gamma + 3\pi/2)] + 2 \cos(n\pi/3) \sin[(n+1)\alpha + n(\gamma + \pi)]) - \frac{1}{n-1} (\sin[(n-1)(\alpha + \nu) + n\gamma] + 2 \cos(n\pi/2) \sin[(n-1)\alpha + n(\gamma + 3\pi/2)] + 2 \cos(n\pi/3) \sin[(n-1)\alpha + n(\gamma + \pi)]) \right\} \quad (\text{A1.4b})$$

### A1.3 – Funcionamento com Falta de Fase

Para o caso da falta de fase, a análise do desenvolvimento em série de *Fourier* da tensão DC resultante no conversor, conduz à relação:

$$A_{dn} = \frac{2\sqrt{6} U_L}{\pi} \left( \int_{\gamma+\alpha+\nu}^{\gamma+\alpha+\pi} \sin(\theta-\gamma) \cos(n\theta) d\theta \right) \quad (\text{A1.5a})$$

$$B_{dn} = \frac{2\sqrt{6} U_L}{\pi} \left( \int_{\gamma+\alpha+\nu}^{\gamma+\alpha+\pi} \sin(\theta-\gamma) \sin(n\theta) d\theta \right) \quad (\text{A1.5b})$$

obtendo-se:

$$A_{dn} = \frac{\sqrt{6} U_L}{\pi} \left( \frac{\cos[(n+1)(\alpha + \nu) + n\gamma] + \cos[(n+1)\alpha + n(\gamma + \pi)]}{n+1} - \frac{\cos[(n-1)(\alpha + \nu) - n\gamma] + \cos[(n-1)\alpha - n(\gamma + \pi)]}{n-1} \right) \quad (\text{A1.6a})$$

$$B_{dn} = \frac{\sqrt{6} U_L}{\pi} \left( \frac{\sin[(n+1)(\alpha + \nu) + n\gamma] + \sin[(n+1)\alpha + n(\gamma + \pi)]}{n+1} + \frac{\sin[(n-1)(\alpha + \nu) - n\gamma] + \sin[(n-1)\alpha - n(\gamma + \pi)]}{n-1} \right) \quad (\text{A1.6b})$$

A variável  $\nu$  no limite do integral assume os mesmos valores que nas Eq. (A1.3), correspondendo o valor nulo, associado à compensação, a um comando do tipo monofásico totalmente controlado. A variável  $\gamma$  varia agora de acordo com a fase em falta, valendo  $\gamma = (k-3)2\pi/3 - p_v(\pi/6)$ , definindo  $k = (1,2,3)$  o índice da fase.

No caso da compensação ser feita de forma a obter um comando monofásico semi-controlado as relações anteriores são alteradas, obtendo-se:

$$\begin{aligned} A_{dn} &= \frac{2\sqrt{6} U_L}{\pi} \left( \int_{\gamma+\alpha}^{\gamma+\pi} \text{sen}(\theta-\gamma) \cos(n\theta) d\theta \right) \\ &= \frac{\sqrt{6} U_L}{\pi} \left( \frac{\cos[(n+1)\alpha + n\gamma] + \cos[(n(\gamma + \pi))] }{n+1} \right. \\ &\quad \left. - \frac{\cos[(n-1)\alpha - n\gamma] + \cos[(n(\gamma + \pi))] }{n-1} \right) \end{aligned} \quad (\text{A1.7a})$$

$$\begin{aligned} B_{dn} &= \frac{2\sqrt{6} U_L}{\pi} \left( \int_{\gamma+\alpha}^{\gamma+\pi} \text{sen}(\theta-\gamma) \text{sen}(n\theta) d\theta \right) \\ &= \frac{\sqrt{6} U_L}{\pi} \left( \frac{\text{sen}[(n+1)\alpha + n\gamma] + \text{sen}[(n(\gamma + \pi))] }{n+1} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\text{sen}[(n-1)\alpha - n\gamma] - \text{sen}[(n(\gamma + \pi))] }{n-1} \right) \end{aligned} \quad (\text{A1.7b})$$

#### A1.4 – Funcionamento com Comando Assimétrico

A análise de *Fourier* da tensão resultante da aplicação de um comando assimétrico aos seis tiristores da ponte trifásica conduz às expressões (A1.8). Por uma questão de simplicidade na análise da forma de onda, neste caso  $\gamma$  assume o valor 0 para a ponte com a fonte ligada em triângulo e  $\pi/6$  na ligação estrela.

$$\begin{aligned} A_{dn} &= \frac{\sqrt{6} U_L}{\pi} \left( \int_{\pi/6+\alpha_1+\gamma}^{3\pi/6+\alpha_2+\gamma} \cos(\theta-\gamma - \pi/3) \cos(n\theta) + \int_{3\pi/6+\alpha_2+\gamma}^{5\pi/6+\alpha_3+\gamma} \cos(\theta-\gamma - 2\pi/3) \cos(n\theta) + \right. \\ &\quad \int_{5\pi/6+\alpha_3+\gamma}^{7\pi/6+\alpha_4+\gamma} \cos(\theta-\gamma - \pi) \cos(n\theta) + \int_{7\pi/6+\alpha_4+\gamma}^{9\pi/6+\alpha_5+\gamma} \cos(\theta-\gamma - 4\pi/3) \cos(n\theta) + \quad (\text{A1.8a}) \\ &\quad \left. \int_{9\pi/6+\alpha_5+\gamma}^{11\pi/6+\alpha_6+\gamma} \cos(\theta-\gamma - 5\pi/3) \cos(n\theta) + \int_{11\pi/6+\alpha_6+\gamma}^{13\pi/6+\alpha_1+\gamma} \cos(\theta-\gamma - 2\pi) \cos(n\theta) \right) d\theta \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 B_{dn} = \frac{\sqrt{6} U_L}{\pi} & \left( \int_{\pi/6+\alpha_1+\gamma}^{3\pi/6+\alpha_2+\gamma} \cos(\theta-\gamma-\pi/3)\text{sen}(n\theta) + \int_{3\pi/6+\alpha_2+\gamma}^{5\pi/6+\alpha_3+\gamma} \cos(\theta-\gamma-2\pi/3)\text{sen}(n\theta) + \right. \\
 & \int_{5\pi/6+\alpha_3+\gamma}^{7\pi/6+\alpha_4+\gamma} \cos(\theta-\gamma-\pi)\text{sen}(n\theta) + \int_{7\pi/6+\alpha_4+\gamma}^{9\pi/6+\alpha_5+\gamma} \cos(\theta-\gamma-4\pi/3)\text{sen}(n\theta) + \\
 & \left. \int_{9\pi/6+\alpha_5+\gamma}^{11\pi/6+\alpha_6+\gamma} \cos(\theta-\gamma-5\pi/3)\text{sen}(n\theta) + \int_{11\pi/6+\alpha_6+\gamma}^{13\pi/6+\alpha_1+\gamma} \cos(\theta-\gamma-2\pi)\text{sen}(n\theta) \right) d\theta \quad (\text{A1.8b})
 \end{aligned}$$

Obtém-se assim:

$$\begin{aligned}
 A_{dn} = \frac{\sqrt{6} U_L}{2\pi} & \left\{ \frac{1}{n+1} \left( 2 \cos[(n+1)\alpha_1 + n(7\pi/6 + \gamma)]\text{sen}(n\pi + \pi/6) + \cos[(n+1)\alpha_2 + n(3\pi/6 + \gamma)] \right. \right. \\
 & + \cos[(n+1)\alpha_3 + n(5\pi/6 + \gamma)] + \cos[(n+1)\alpha_4 + n(7\pi/6 + \gamma)] \\
 & + \cos[(n+1)\alpha_5 + n(9\pi/6 + \gamma)] + \cos[(n+1)\alpha_6 + n(11\pi/6 + \gamma)] \left. \right) \\
 & + \frac{1}{n-1} \left( 2 \cos[(n-1)\alpha_1 + n(7\pi/6 + \gamma)]\text{sen}(n\pi - \pi/6) - \cos[(n-1)\alpha_2 + n(3\pi/6 + \gamma)] \right. \\
 & - \cos[(n-1)\alpha_3 + n(5\pi/6 + \gamma)] - \cos[(n-1)\alpha_4 + n(7\pi/6 + \gamma)] \\
 & \left. \left. - \cos[(n-1)\alpha_5 + n(9\pi/6 + \gamma)] - \cos[(n-1)\alpha_6 + n(11\pi/6 + \gamma)] \right) \right\} \quad (\text{A1.9a})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 B_{dn} = \frac{\sqrt{6} U_L}{2\pi} & \left\{ \frac{1}{n+1} \left( 2 \text{sen}[(n+1)\alpha_1 + n(7\pi/6 + \gamma)]\text{sen}(n\pi + \pi/6) + \text{sen}[(n+1)\alpha_2 + n(3\pi/6 + \gamma)] \right. \right. \\
 & + \text{sen}[(n+1)\alpha_3 + n(5\pi/6 + \gamma)] + \text{sen}[(n+1)\alpha_4 + n(7\pi/6 + \gamma)] \\
 & + \text{sen}[(n+1)\alpha_5 + n(9\pi/6 + \gamma)] + \text{sen}[(n+1)\alpha_6 + n(11\pi/6 + \gamma)] \left. \right) \\
 & + \frac{1}{n-1} \left( 2 \text{sen}[(n-1)\alpha_1 + n(7\pi/6 + \gamma)]\text{sen}(n\pi - \pi/6) - \text{sen}[(n-1)\alpha_2 + n(3\pi/6 + \gamma)] \right. \\
 & - \text{sen}[(n-1)\alpha_3 + n(5\pi/6 + \gamma)] - \text{sen}[(n-1)\alpha_4 + n(7\pi/6 + \gamma)] \\
 & \left. \left. - \text{sen}[(n-1)\alpha_5 + n(9\pi/6 + \gamma)] - \text{sen}[(n-1)\alpha_6 + n(11\pi/6 + \gamma)] \right) \right\} \quad (\text{A1.9b})
 \end{aligned}$$

As expressões (A1.9) podem ser particularizadas para o caso de um comando assimétrico por fase, impondo  $\alpha_1 = \alpha_4$ ,  $\alpha_2 = \alpha_5$ ,  $\alpha_3 = \alpha_6$  e do tipo misto com  $\alpha < 60^\circ$ , fazendo nulos os ângulos de disparo de um grupo,  $(\alpha_1, \alpha_3, \alpha_5)$  ou  $(\alpha_2, \alpha_4, \alpha_6)$ .



## ANEXO 2

# ANÁLISE DE FOURIER DAS CORRENTES AC

### A2.1 – Funcionamento Normal

Em condições normais de funcionamento, o desenvolvimento em série de *Fourier* das funções de comutação das correntes na entrada dos rectificadores, considerando as fases associadas às tensões, o fenómeno da comutação do tipo sinusoidal e o ângulo de atraso, conduz às seguintes expressões gerais para os coeficientes das correntes  $A_{xn}$  e  $B_{xn}$ :

- para  $n \neq 1$

$$\begin{aligned}
 A_{xn} = & \frac{2}{n\pi} \left( -\text{sen}[n(\gamma_i + \alpha + \mu)] + \text{sen}[n(\gamma_j + \alpha + \mu)] \right) + \frac{2}{\pi[\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu)]} \\
 & \left\{ \frac{2}{n} \cos(\alpha) \text{sen}(n\mu/2) \left( \cos[n(\gamma_i + \alpha + \mu/2)] + \cos[n(\gamma_j + \alpha + \mu/2)] \right) \right. \\
 & - \frac{1}{n+1} \text{sen}\left(\frac{n+1}{2}\mu\right) \left( \cos[(n+1)(\gamma_i + \alpha + \mu/2) - \gamma_i] - \cos[(n+1)(\gamma_j + \alpha + \mu/2) - \gamma_j] \right) \\
 & \left. - \frac{1}{n-1} \text{sen}\left(\frac{n-1}{2}\mu\right) \left( \cos[(n-1)(\gamma_i + \alpha + \mu/2) + \gamma_i] - \cos[(n-1)(\gamma_j + \alpha + \mu/2) + \gamma_j] \right) \right\}
 \end{aligned}
 \tag{A2.1a}$$

$$\begin{aligned}
 B_{xn} = & \frac{2}{n\pi} \left( -\cos[n(\gamma_i + \alpha + \mu)] + \cos[n(\gamma_j + \alpha + \mu)] \right) + \frac{2}{\pi[\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu)]} \\
 & \left\{ \frac{2}{n} \cos(\alpha) \text{sen}(n\mu/2) \left( \text{sen}[n(\gamma_i + \alpha + \mu/2)] + \text{sen}[n(\gamma_j + \alpha + \mu/2)] \right) \right. \\
 & - \frac{1}{n+1} \text{sen}\left(\frac{n+1}{2}\mu\right) \left( \text{sen}[(n+1)(\gamma_i + \alpha + \mu/2) - \gamma_i] - \text{sen}[(n+1)(\gamma_j + \alpha + \mu/2) - \gamma_j] \right) \\
 & \left. - \frac{1}{n-1} \text{sen}\left(\frac{n-1}{2}\mu\right) \left( \text{sen}[(n-1)(\gamma_i + \alpha + \mu/2) + \gamma_i] - \text{sen}[(n-1)(\gamma_j + \alpha + \mu/2) + \gamma_j] \right) \right\}
 \end{aligned}
 \tag{A2.1b}$$

- para  $n=1$

$$A_{x1} = \frac{2}{\pi} \left[ -\text{sen}(\gamma_i + \alpha + \mu) + \text{sen}(\gamma_j + \alpha + \mu) \right] + \frac{2}{\pi [\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu)]} \left\{ 2 \cos(\alpha) \text{sen}\left(\frac{\mu}{2}\right) \left[ \cos(\gamma_j + \alpha + \mu/2) + \cos(\gamma_j + \alpha + \mu/2) \right] - \frac{1}{2} \text{sen}(\mu) \left[ \cos(\gamma_i + 2\alpha + \mu) - \cos(\gamma_j + 2\alpha + \mu) \right] - \frac{\mu}{2} \left[ \cos(\gamma_i) - \cos(\gamma_j) \right] \right\} \quad (\text{A2.2a})$$

$$B_{x1} = \frac{2}{\pi} \left[ -\cos(\gamma_i + \alpha + \mu) + \cos(\gamma_j + \alpha + \mu) \right] + \frac{2}{\pi [\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu)]} \left\{ 2 \cos(\alpha) \text{sen}\left(\frac{\mu}{2}\right) \left[ \text{sen}(\gamma_j + \alpha + \mu/2) + \text{sen}(\gamma_j + \alpha + \mu/2) \right] - \frac{1}{2} \text{sen}(\mu) \left[ \text{sen}(\gamma_i + 2\alpha + \mu) - \text{sen}(\gamma_j + 2\alpha + \mu) \right] - \frac{\mu}{2} \left[ \text{sen}(\gamma_i) - \text{sen}(\gamma_j) \right] \right\} \quad (\text{A2.2b})$$

A relação entre os índices  $x, i, j$  é dada pela correspondência referida no § A1.1 do Anexo 1, assim como os valores assumidos por  $\gamma$ .

## A2.2 – Funcionamento com Falha de Tiristor

No caso de falha de um tiristor, as funções de comutação são distintas por fase, pelo que tal como no anexo anterior se irá desprezar o ângulo de condução simultânea para obter expressões mais simples. Tal como foi referido no Capítulo 4, na fase com atraso de  $120^\circ$ , em relação àquela em que ocorre a falha, a função de comutação será idealmente como no caso trifásico, pelo que as expressões anteriores se mantêm válidas para essa fase. Contudo se houver compensação, com antecipação na condução, isso já não acontece.

Na fase com falha, a função de comutação é a mesma com ou sem compensação e possui um valor médio dado por  $z_v/3$  com  $z_v$  valendo (1,-1) consoante a falha seja no grupo inferior ou superior. Usando o mesmo referencial temporal que no § A1.2, a componente alternada terá um desenvolvimento em série de *Fourier* com os coeficientes definidos pela expressões (A2.3).

$$A_{in} = z_v \frac{2 \text{sen}(n\pi/3) \cos[n(\alpha + \gamma + \pi)]}{n\pi} \quad (\text{A2.3a})$$

$$B_{in} = z_v \frac{2\text{sen}(n\pi/3)\text{sen}[n(\alpha + \gamma + \pi)]}{n\pi} \quad (\text{A2.3.b})$$

Na fase com avanço de  $120^\circ$  em relação àquela em que ocorre a falha, ter-se-á um valor médio dado pela relação  $(-z_v(-3\nu+\pi)/6\pi)$ , assumindo a variável  $\nu$  o valor nulo no caso de haver compensação e  $\pi/3$  quando esta não existe. A série de *Fourier* da componente alternada possui coeficientes dados pela por:

$$A_{jn} = -z_v \frac{\text{sen}[n(\alpha + \gamma + 4\pi/3)] - \text{sen}[n(\alpha + \gamma + \nu)] - 2\cos[n(\alpha + \gamma + 3\pi/2)]\text{sen}(n\pi/2)}{n\pi} \quad (\text{A2.4a})$$

$$B_{jn} = -z_v \frac{\cos[n(\alpha + \gamma + \nu)] - \cos[n(\alpha + \gamma + 4\pi/3)] - 2\text{sen}[n(\alpha + \gamma + 3\pi/2)]\text{sen}(n\pi/2)}{n\pi} \quad (\text{A2.4b})$$

Na fase com atraso de  $120^\circ$  em relação àquela em que ocorre a falha, o valor médio com compensação será igual ao da fase analisada antes, sendo os coeficientes da série de *Fourier* dados pelas relações (A2.5).

$$A_{ln} = -z_v \frac{\text{sen}[n(\alpha + \gamma + \nu)] - \text{sen}[n(\alpha + \gamma + 2\pi/3)] + 2\cos[n(\alpha + \gamma + 3\pi/2)]\text{sen}(n\pi/2)}{n\pi} \quad (\text{A2.5a})$$

$$B_{ln} = -z_v \frac{\cos[n(\alpha + \gamma + 2\pi/3)] - \cos[n(\alpha + \gamma + \nu)] + 2\text{sen}[n(\alpha + \gamma + 3\pi/2)]\text{sen}(n\pi/2)}{n\pi} \quad (\text{A2.5b})$$

O valor de  $\gamma$  das equações anteriores varia em função do tiristor avariado, de acordo com a relação definida no § A1.2 do anexo anterior.

### A3.3 – Funcionamento com Falta de Fase

Nas mesmas condições do § A1.2 obtém-se para as funções de comutação da corrente nas fases activas:

$$A_{xn} = -z_v \frac{4\text{sen}[n/2(\nu + 2\alpha + 2\gamma + 2\pi)]\text{sen}[n/2(\nu - \pi)]\text{sen}(n\pi/2)}{n\pi} \quad (\text{A2.6a})$$

$$B_{xn} = z_v \frac{4\cos[n/2(\nu + 2\alpha + 2\gamma + 2\pi)]\text{sen}[n/2(\nu - \pi)]\text{sen}(n\pi/2)}{n\pi} \quad (\text{A2.6b})$$

Sendo  $\gamma = (k-3)2\pi/3 - p_v(\pi/6)$ , com  $k = (1, 2, 3)$  o índice da fase em falta e em que a relação entre  $x$ ,  $k$  e  $z_v$  é dada pela relação  $x = [(b,c),(a,c),(a,b)]$  para  $k = [1, 2, 3]$  com  $z_v = [1, -1]$  para o primeiro e segundo índice de  $x$ , respectivamente.

No caso da compensação mista os novos coeficientes ficam:

$$A_{xn} = -z_v \frac{4\text{sen}[n/2(\alpha+2\gamma+2\pi)]\text{sen}[n/2(\alpha-\pi)]\text{sen}(n\pi/2)}{n\pi} \quad (\text{A2.7a})$$

$$B_{xn} = z_v \frac{4\text{cos}[n/2(\alpha+2\gamma+2\pi)]\text{sen}[n/2(\alpha-\pi)]\text{sen}(n\pi/2)}{n\pi} \quad (\text{A2.7b})$$

### A3.4 – Funcionamento com Comando Assimétrico

Para a situação de comando assimétrico e com ângulo de comutação nulo, as funções de comutação das correntes AC no retificador são dadas pelas relações (A2.8) a (A2.10). Tal como no caso das tensões, neste caso  $\gamma$  assume o valor 0 para a ponte com a fonte ligada em triângulo e  $\pi/6$  na ligação estrela. Pode também ser particularizado para o funcionamento com comando assimétrico por fase.

$$A_{an} = \frac{1}{n\pi} \left\{ -\text{sen}[n(\alpha_1 + \gamma + \pi/6)] + \text{sen}[n(\alpha_3 + \gamma + 5\pi/6)] \right. \\ \left. + \text{sen}[n(\alpha_4 + \gamma + 7\pi/6)] - \text{sen}[n(\alpha_6 + \gamma + 11\pi/6)] \right\} \quad (\text{A2.8a})$$

$$B_{an} = \frac{1}{n\pi} \left\{ \text{cos}[n(\alpha_1 + \gamma + \pi/6)] - \text{cos}[n(\alpha_3 + \gamma + 5\pi/6)] \right. \\ \left. - \text{cos}[n(\alpha_4 + \gamma + 7\pi/6)] + \text{cos}[n(\alpha_6 + \gamma + 11\pi/6)] \right\} \quad (\text{A2.8b})$$

$$A_{bn} = \frac{1}{n\pi} \left\{ -\text{sen}[n(\alpha_3 + \gamma + 5\pi/6)] + \text{sen}[n(\alpha_5 + \gamma + 9\pi/6)] \right. \\ \left. + \text{sen}[n(\alpha_6 + \gamma + 11\pi/6)] - \text{sen}[n(\alpha_2 + \gamma + 15\pi/6)] \right\} \quad (\text{A2.9a})$$

$$B_{bn} = \frac{1}{n\pi} \left\{ \text{cos}[n(\alpha_3 + \gamma + 5\pi/6)] - \text{cos}[n(\alpha_5 + \gamma + 9\pi/6)] \right. \\ \left. - \text{cos}[n(\alpha_6 + \gamma + 11\pi/6)] + \text{cos}[n(\alpha_2 + \gamma + 15\pi/6)] \right\} \quad (\text{A2.9b})$$

$$A_{cn} = \frac{1}{n\pi} \left\{ -\text{sen}[n(\alpha_5 + \gamma + 9\pi/6)] + \text{sen}[n(\alpha_1 + \gamma + 13\pi/6)] \right. \\ \left. + \text{sen}[n(\alpha_2 + \gamma + 15\pi/6)] - \text{sen}[n(\alpha_4 + \gamma + 19\pi/6)] \right\} \quad (\text{A2.10a})$$

$$B_{cn} = \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos[n(\alpha_5 + \gamma + 9\pi/6)] - \cos[n(\alpha_1 + \gamma + 13\pi/6)] \right. \\ \left. - \cos[n(\alpha_2 + \gamma + 15\pi/6)] + \cos[n(\alpha_4 + \gamma + 19\pi/6)] \right\} \quad (\text{A2.10b})$$

## ANEXO 3

### MONTAGEM LABORATORIAL

Para a implementação laboratorial do LCI são necessários: um transformador de três para seis fases, conversores de potência e uma máquina síncrona com níveis de tensão e corrente adequados à realização de ensaios em laboratório didático. As máquinas síncronas de seis fases não são comercializadas para potências reduzidas, pelo que foi necessário alterar uma máquina síncrona trifásica, convencional, adquirida para o efeito. Devido ao trabalho específico envolvido nesta alteração, este processo está descrito no anexo seguinte.

O transformador foi construído numa empresa especializada, tendo por base a especificação das seguintes características:

- Potência: 1500 VA;
- Tensão: 380/270 V;
- Grupo de ligações: Dd0y1.

A construção do transformador foi anterior à da máquina síncrona, pelo que a potência e tensão secundária escolhidas foram definidas de forma conservadora, tendo em conta critérios de segurança para futura utilização didática. Para a determinação dos seus parâmetros, o transformador foi sujeito aos tradicionais ensaios de vazio e curto-circuito e a ensaios individuais e independentes para cada bobina, já que todos os terminais eram acessíveis. Os resultados obtidos foram os seguintes:

- Resistência do enrolamento primário, em triângulo: 9.5  $\Omega$ ;
- Resistência do enrolamento secundário, em triângulo: 4.6  $\Omega$ ;
- Resistência do enrolamento terciário, em estrela: 1.8  $\Omega$ ;
- Indutância de fugas do enrolamento primário: 0.0071 H;
- Indutância de fugas do enrolamento secundário: 0.0036 H;
- Indutância de fugas do enrolamento terciário: 0.0013 H;
- Indutância de magnetização: 15.2 H;
- Resistência equivalente de perdas no ferro: 11700  $\Omega$ .

Em relação aos conversores de potência, e tendo em conta o elevado número de semicondutores envolvidos no LCI-12, optou-se por usar cinco sistemas comerciais didáticos, para garantir uma maior fiabilidade no funcionamento dos circuitos. Estes sistemas usam o tiristor TIC126N (800 V, 12 A) e possuem *snubbers RC* de protecção ( $1500 \Omega/0.0047 \mu\text{F}$ ), incorporando também os transformadores de impulsos e o circuito integrado ULN2803, para amplificação dos sinais de disparo digitais provenientes dos sistemas de controlo do LCI.

Na Fig. A4.1 apresenta-se uma vista global da bancada de trabalho, com os cinco painéis compreendendo os conversores de potência e alguns instrumentos de medida.

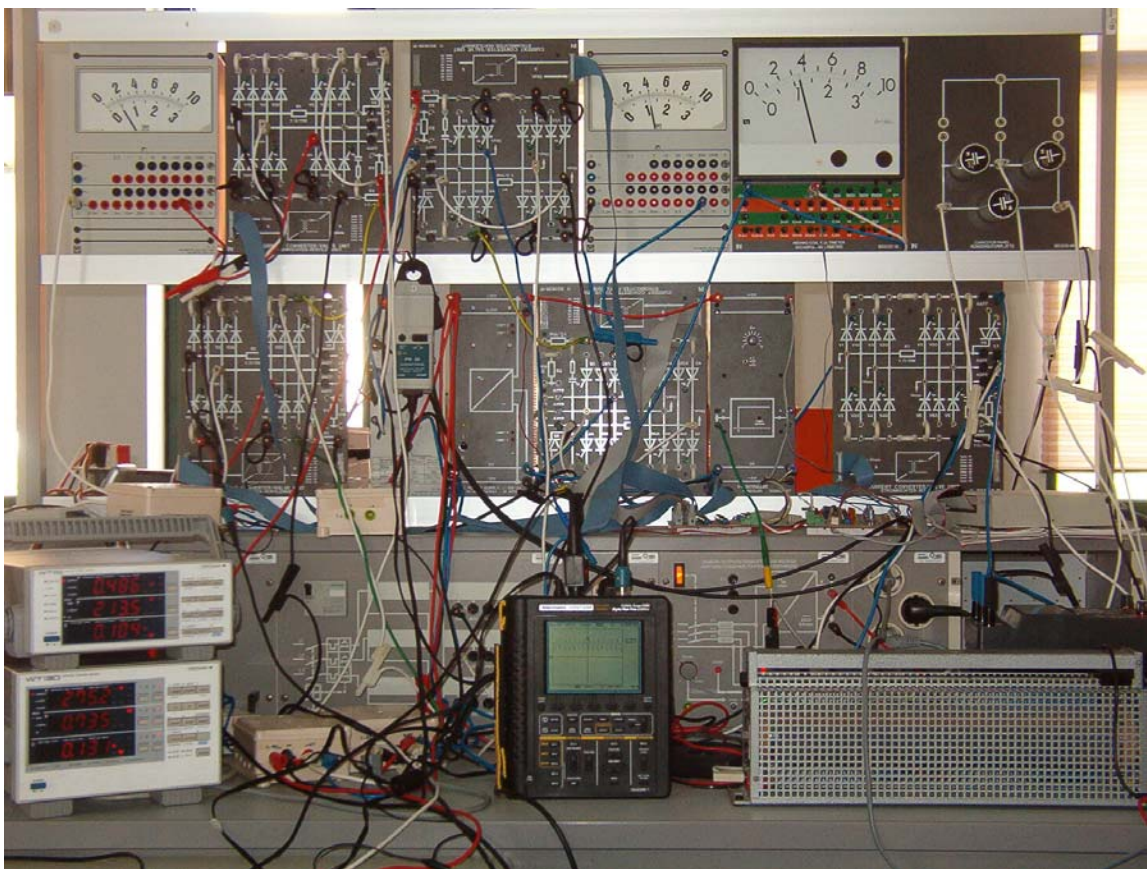


Fig. A4.1 – Vista geral da montagem laboratorial.

Considerando as alimentações estática e rotórica da máquina, torna-se necessário definir trinta impulsos para comando dos conversores, sendo que para três deles a sincronização é feita com a mesma tensão da rede eléctrica e os restantes dois, ligados à máquina, sincronizam com o fluxo subtransitário desta, obtido por integração das tensões estáticas. Por outro lado, o número total de variáveis a introduzir no sistema de controlo é também elevado e como os controladores são implementados digitalmente, de forma a serem

mais facilmente adaptáveis, é necessária a utilização de uma placa de aquisição, rápida, com entradas analógicas. Outro factor relacionado com a aquisição das variáveis é a sua simultaneidade, que apenas se verifica em placas comerciais com poucos canais de aquisição, o que não é o caso da placa a utilizar. Apesar das frequências características associadas às variáveis a adquirir não serem muito elevadas, pelo que a condição de simultaneidade da aquisição pode ser relaxada, optou-se por desenvolver um circuito próprio de interligação, com amostragem e retenção simultâneas. O circuito usa o integrado S/H-SMP04 da *Analog Devices*, permitindo adquirir um total de dezasseis variáveis em simultâneo. A conversão analógico-digital de todas estas variáveis é feita pelo mesmo canal da placa de conversão da *National Instruments* PCI-6071E, usando um sistema de “multiplexagem” baseado no *multiplexer* MPC506 da *Burr-Brown*. Os sinais de comando para o S/H e *multiplexer* são enviados através das saídas digitais da placa PCI. Apesar da *XPC Target Toolbox* dispôr de um controlador para esta placa, o circuito projectado permitiu aumentar a velocidade de aquisição dos sinais, garantindo erros de conversão idênticos para todas as variáveis. O programa desenvolvido para o comando deste circuito permite ainda definir períodos de amostragem distintos para cada variável, desde que submúltiplos de um período de amostragem global. O desenho relativo ao projecto do circuito para a sua implementação em circuito impresso (PCB) encontra-se representado na Fig. A4.2 e o circuito final na Fig. A4.4.

Não estando disponível uma placa com saídas digitais suficientes para o disparo de todos os tiristores, optou-se por usar a porta paralela do PC (LPT1) para a colocação exterior dos sinais lógicos de disparo. Foi, portanto, necessário desenvolver outro circuito de interligação, para separação dos trinta sinais pelos cinco conversores. A colocação destes sinais é realizada sequencialmente em quatro ciclos, usando os pinos de dados da LPT1, sendo colocados em quatro básculas do tipo 74373, activadas usando quatro pinos de controlo da LPT1. No final do quarto ciclo todos os sinais são transferidos em simultâneo para outro grupo de básculas idênticas e a cujas saídas estão directamente ligados os circuitos de disparo dos tiristores. A Fig. A4.3 representa o desenho relativo ao projecto do circuito para a sua implementação em PCB, estando o circuito final apresentado na Fig. A4.5.

Foram ainda desenvolvidos circuitos PCB para interligação e condicionamento de sinal de diversos sensores de corrente e tensão baseados no efeito de *Hall*. Para leitura das correntes na máquina e na rede foram usados sensores do tipo HY5-P e LA25-NP da *LEM*. Para leitura das tensões da máquina usaram-se sensores LV25-P, também da *LEM*. As tensões



da rede foram lidas usando simples transformadores redutores de tensão. Todos estes sensores asseguram um isolamento galvânico dos sinais, permitindo a separação entre as grandezas eléctricas ligadas aos conversores de potência e as de controle.

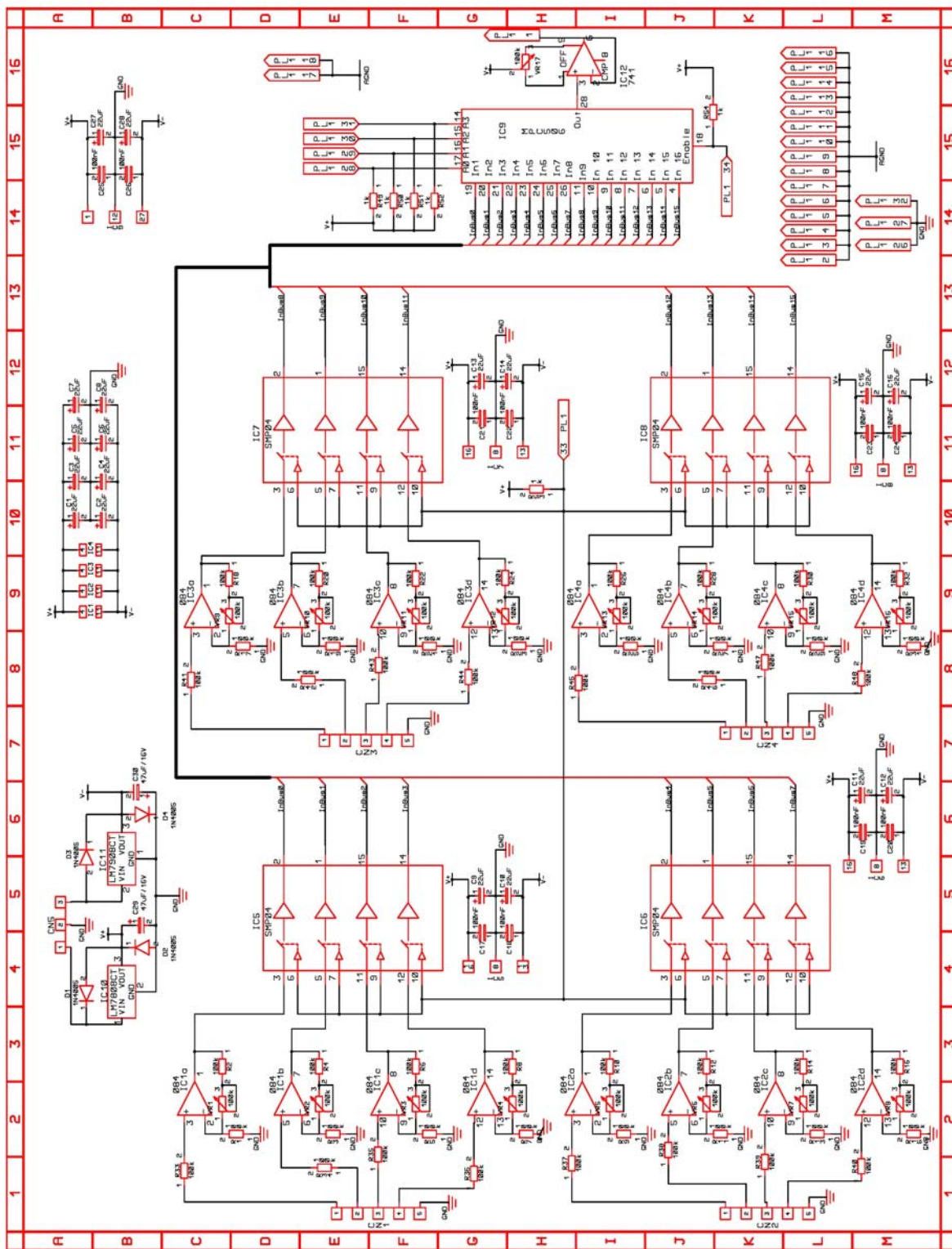


Fig. A4.2 – Diagrama do circuito de amostragem e retenção simultâneas.

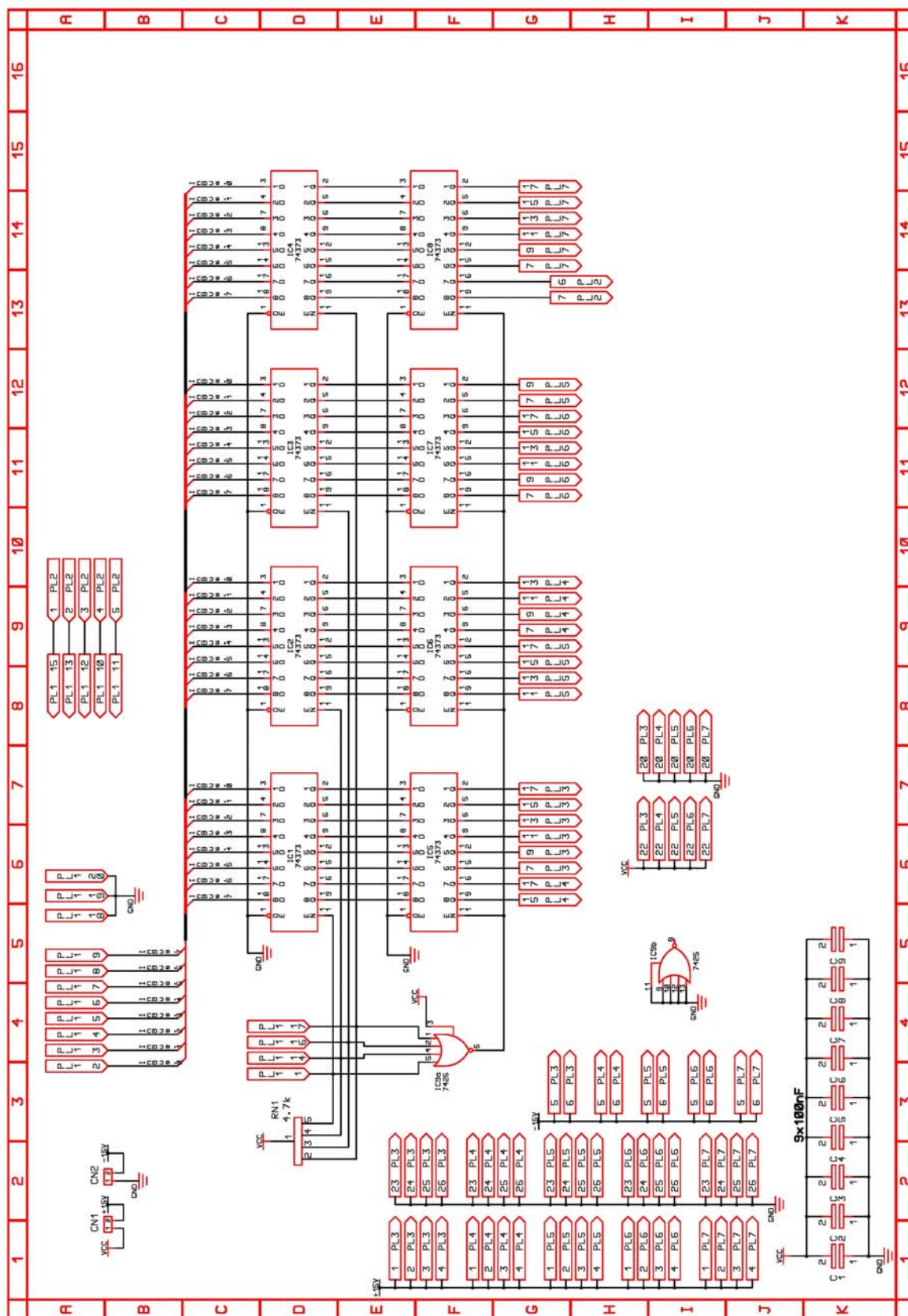


Fig. A4.3 – Diagrama do circuito de separação de impulsos.

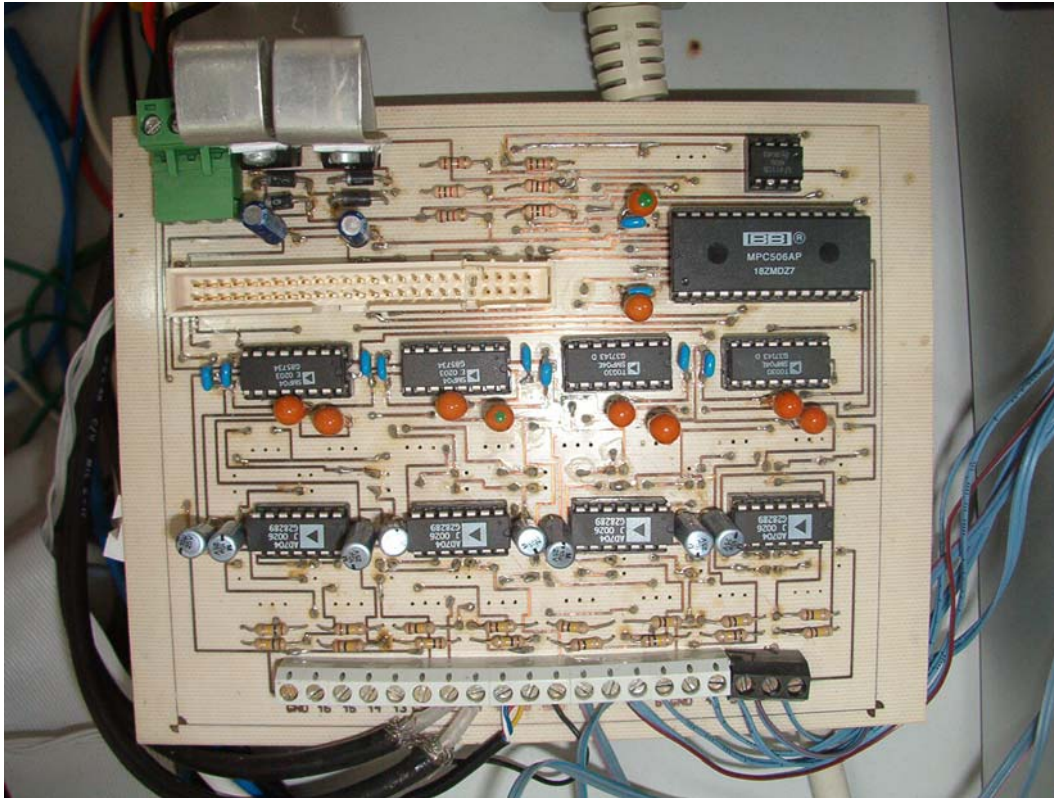


Fig. A4.4 – Estrutura PCB do circuito de amostragem e retenção simultâneas.

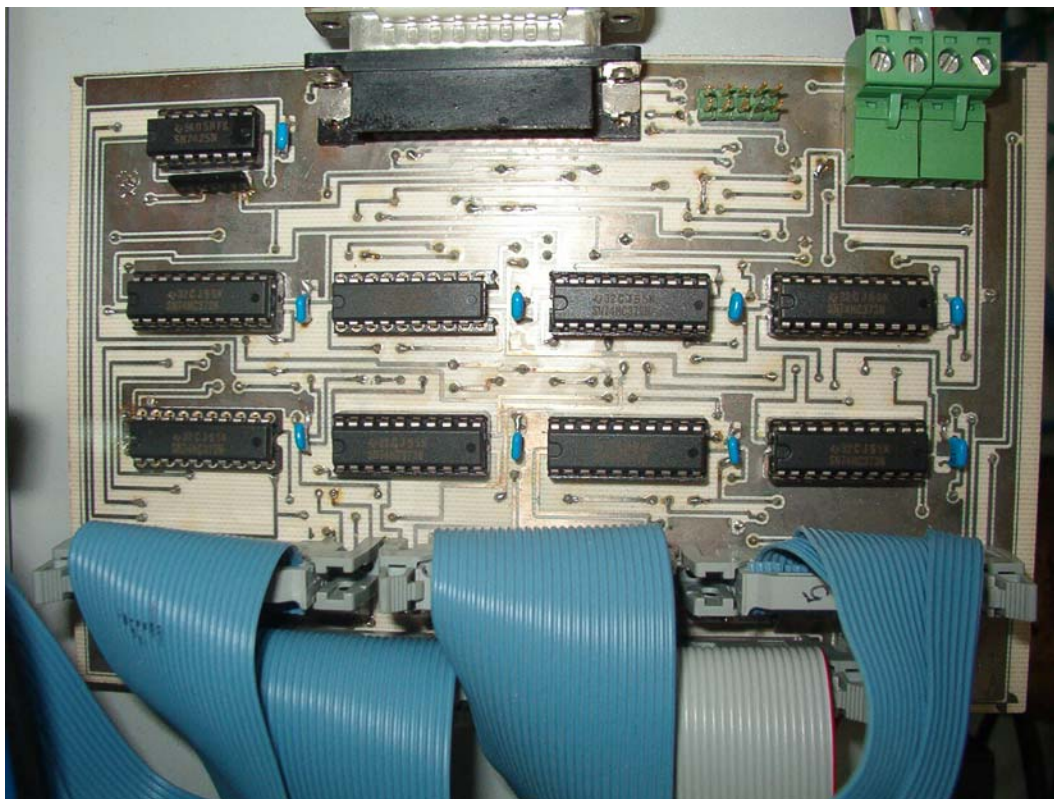


Fig. A4.5 – Estrutura PCB do circuito de separação de impulsos.

## ANEXO 4

# ALGORITMO DE DISPARO DOS TIRÍSTORES

### A4.1 – Funcionamento Normal

Os métodos mais usados para a obtenção de impulsos equidistantes para disparo de tirístores são baseados na sincronização usando malhas de captura de fase (PLL). Contudo no caso da frequência do sinal a sincronizar variar numa faixa muito alargada, a resposta dinâmica da PLL e a sua estabilidade podem ficar comprometidas. Esta situação verifica-se no caso dos conversores ligados à máquina síncrona. Com o objectivo de usar o mesmo método para disparo de todos os conversores foi implementado o algoritmo descrito a seguir.

Definindo um sistema trifásico sinusoidal

$$\begin{aligned}u_a(\theta) &= \cos(\theta) \\u_b(\theta) &= \cos(\theta - 2\pi/3) \\u_c(\theta) &= \cos(\theta + 2\pi/3)\end{aligned}\tag{A4.1}$$

o algoritmo base que determina o disparo dos seis tirístores de um conversor em ponte, considerando um sinal de comando  $u_{cr}$  (normalizado à unidade) ligado ao atraso, é o seguinte:

$$\begin{aligned}T_1: u_b(\theta) &> -u_{cr} \\T_3: u_a(\theta) &< u_{cr} \\T_5: u_c(\theta) &> -u_{cr} \\T_4: u_b(\theta) &< u_{cr} \\T_6: u_a(\theta) &> -u_{cr} \\T_2: u_c(\theta) &< u_{cr}\end{aligned}\tag{A4.2}$$

Os impulsos assim gerados são do tipo longo e têm uma duração variável, sendo por isso normalmente processados à posteriori por um multivibrador monoestável de modo a uniformizá-los. Para o primeiro impulso (ou na situação de corrente nula), em que é necessário a entrada à condução simultânea de dois tirístores, o sinal de disparo de cada um

deve resultar de uma combinação lógica entre impulsos consecutivos, ou ser mantido durante pelo menos 60°. No caso da ligação série de rectificadores, para as mesmas circunstâncias, essa combinação envolve quatro tirístores, ou a duração do impulso deve prolongar-se até aos 90°. Neste caso o algoritmo pode ser modificado para garantir automaticamente essa condição, ficando:

$$\begin{aligned}
 T_1: & [u_a(\theta) > u_b(\theta)] \ \& \ [u_a(\theta) > u_c(\theta)] \\
 T_3: & [u_c(\theta) < u_a(\theta)] \ \& \ [u_c(\theta) < u_b(\theta)] \\
 T_5: & [u_b(\theta) > u_a(\theta)] \ \& \ [u_b(\theta) > u_c(\theta)] \\
 T_4: & [u_a(\theta) < u_b(\theta)] \ \& \ [u_a(\theta) < u_c(\theta)] \\
 T_6: & [u_c(\theta) > u_a(\theta)] \ \& \ [u_c(\theta) > u_b(\theta)] \\
 T_2: & [u_b(\theta) < u_a(\theta)] \ \& \ [u_b(\theta) < u_c(\theta)]
 \end{aligned}
 \tag{A4.3}$$

Nesta situação,  $\theta$  resulta da diferença entre a fase de  $u_a(\theta)$  da Eq. (A4.1) e do ângulo associado ao sinal de comando (definido por  $\arcsin[u_{cr}]$ ). Os impulsos obtidos têm assim uma duração constante de 120°.

De forma a minimizar o tempo de computação daquele algoritmo deve eliminar-se a referência explícita das funções sinusoidais, introduzindo directamente o ângulo de comparação. O algoritmo fica neste caso:

$$\begin{aligned}
 T_1: & (\theta > 0^\circ \ \& \ \theta < 60^\circ) \ | \ (\theta > 300^\circ \ \& \ \theta < 360^\circ) \\
 T_3: & (\theta > 60^\circ \ \& \ \theta < 180^\circ) \\
 T_5: & (\theta > 180^\circ \ \& \ \theta < 300^\circ) \\
 T_4: & (\theta > 120^\circ \ \& \ \theta < 240^\circ) \\
 T_6: & (\theta > 240^\circ \ \& \ \theta < 360^\circ) \\
 T_2: & (\theta > 0^\circ \ \& \ \theta < 120^\circ)
 \end{aligned}
 \tag{A4.4}$$

Este novo algoritmo pode ainda ser alterado de forma a gerar directamente um impulso com a duração variável entre 0° e 120°. Definindo essa duração por  $p_w$ , ter-se-á:

$$\begin{aligned}
 T_1: & [\theta > 0^\circ \ \& \ \theta < (p_w - 60^\circ)] \ | \ [\theta > 300^\circ \ \& \ \theta < (300^\circ + p_w)] \\
 T_3: & [\theta > 60^\circ \ \& \ \theta < (60^\circ + p_w)] \\
 T_5: & [\theta > 180^\circ \ \& \ \theta < (180^\circ + p_w)] \\
 T_4: & [\theta > 120^\circ \ \& \ \theta < (120^\circ + p_w)] \\
 T_6: & [\theta > 240^\circ \ \& \ \theta < (240^\circ + p_w)] \\
 T_2: & [\theta > 0^\circ \ \& \ \theta < (0^\circ + p_w)]
 \end{aligned}
 \tag{A4.5}$$

O sinal de disparo obtido é aplicado na porta do tiristor respectivo, através de um transformador de impulsos, devendo por isso ser modulado em frequência, de forma a permitir uma resposta do tiristor na entrada à condução mais rápida e segura.

A determinação da fase associada às tensões sinusoidais trifásicas é feita recorrendo à Transformada de *Clarke*, definida em termos de tensões compostas, pois as tensões simples não são mensuráveis devido à ausência de condutor neutro. Tem-se, nesse caso:

$$\begin{bmatrix} u_D \\ u_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & 1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \end{bmatrix} \quad (\text{A4.6})$$

A fase para introdução na Eq. (A4.5) é assim dada por  $\theta = \arctg(u_Q / u_D)$ , com o valor do ângulo entre  $0^\circ$  e  $360^\circ$ . Ainda assim são necessárias duas tensões compostas para determinação da fase. Utilizando o facto das tensões de *Clarke* estarem em quadratura, é possível obter essa informação lendo apenas a tensão  $u_{bc}$ , calculando directamente  $u_Q$  e a partir desta reconstruir  $u_D$ , usando uma linha de atraso digital, que introduz o desfasamento de  $90^\circ$  entre ambas. A linha de atraso corresponde a um registo de deslocamento com um número de posições adequado. Se o sinal amostrado tiver uma frequência  $f$  constante e o atraso  $g$  desejado também o for, a frequência de amostragem  $f_{sa}$  deverá ser um múltiplo inteiro da relação:

$$f_{sa} = f \frac{360}{g} \quad (\text{A4.7})$$

No estudo desenvolvido a frequência de amostragem usada foi de 6000 Hz, múltipla da frequência AC da rede e da frequência característica da pulsação da tensão DC rectificada, em funcionamento normal.

## A4.2 – Funcionamento com Avaria

Após a detecção de uma avaria correspondente à abertura de um interruptor, a geração dos impulsos de disparo deverá ser alterada, de forma a aumentar a tensão DC disponível e equilibrar o tempo de condução dos tiristores. Para o efeito, é necessário antecipar a entrada à condução do tiristor, no mesmo grupo, mas ligado na fase em atraso de  $120^\circ$  face àquela em

que ocorreu a avaria. Para obter simetria da tensão e do tempo de condução essa antecipação deve ser de  $60^\circ$ . Definindo a variável  $AV[i]$ , sendo  $i$  o índice do tiristor avariado e valendo  $0^\circ$  ou  $60^\circ$  consoante este esteja ou não avariado, o algoritmo de antecipação ficará:

$$\begin{aligned}
 T_1 &: [\theta > 0^\circ \ \& \ \theta < (p_w - 60^\circ - AV[5])] \mid [\theta > (300^\circ - AV[5]) \ \& \ \theta < (300^\circ + p_w - AV[5])] \\
 T_3 &: [\theta > (60^\circ - AV[1]) \ \& \ \theta < (60^\circ + p_w - AV[1])] \\
 T_5 &: [\theta > (180^\circ - AV[3]) \ \& \ \theta < (180^\circ + p_w - AV[3])] \\
 T_4 &: [\theta > (120^\circ - AV[2]) \ \& \ \theta < (120^\circ + p_w - AV[2])] \\
 T_6 &: [\theta > (240^\circ - AV[4]) \ \& \ \theta < (240^\circ + p_w - AV[4])] \\
 T_2 &: [\theta > ((360^\circ - AV[6]) \div 360) \ \& \ \theta < (((360^\circ - AV[6]) \div 360) + p_w)] \mid [\theta > 0^\circ \ \& \ \theta < (p_w - AV[6])]
 \end{aligned}
 \tag{A4.8}$$

Para a implementação do comando misto ou assimétrico basta alterar na Eq. (A4.8) o valor de  $\theta$  com o ângulo de atraso associado a cada fase ou tiristor.

## ANEXO 5

# TRANSFORMAÇÃO DO MOTOR TRIFÁSICO EM HEXAFÁSICO ASSIMÉTRICO

A máquina síncrona adquirida, tinha inicialmente as seguintes características eléctricas, de acordo com dados fornecidos pelo fabricante:

- Tensão: 230/400 V;
- Corrente estatórica: 2.6/1.5 A;
- Corrente de excitação: 1.6 A;
- Velocidade: 1500 rpm;
- Potência: 0.8 kW;
- Factor de potência: -0.8/1/0.8;
- Resistência do enrolamento estatórico: 9.95  $\Omega$ ;
- Reactância estatórica: 18.7  $\Omega$ ;
- Resistência do enrolamento rotórico: 72  $\Omega$ ;
- Reactância rotórica: 132  $\Omega$ ;
- Momento de inércia: 0.0063 kgm<sup>-2</sup>;
- Massa do rotor: 7.1 kg;
- Massa total: 20 kg.

O estator possuía 36 cavas, estando nelas distribuído um enrolamento trifásico de camada simples, com 74 espiras em cada cava e formado com condutores paralelos de diâmetros 0.48 mm e 0.5 mm. O número de cavas por pólo e por fase era assim de 3 e o número de espiras em série por fase de 444.

O rotor possuía 18 cavas e uma bobinagem trifásica de dupla camada, com 280 espiras por cava e condutores com diâmetro de 0.4 mm, possuindo um factor de encurtamento correspondente a uma ranhura. O enrolamento DC era obtido através da ligação paralela de duas bobinas, em série com a terceira bobina. Não havia enrolamentos amortecedores físicos, embora este tipo de ligação imponha a existência permanente de um circuito fechado no circuito rotórico.



A máquina foi rebobinada procurando manter as suas características electromecânicas e em particular a potência. Devido ao número de pólos inicial da máquina e ao passo eléctrico de ranhura associado ( $20^\circ$ ), tornar-se-ia necessário recorrer ao uso de enrolamentos de ranhuras fraccionárias para conseguir obter duas bobinagens trifásicas desfasadas de  $30^\circ$ . Por outro lado, a máquina assíncrona disponível, prevista para funcionar como transformador rotativo para excitação da máquina síncrona, possuía também quatro pólos. Contudo, tal como foi referido no Capítulo 1 é vantajoso que o número de pólos da máquina assíncrona seja superior ao da síncrona. Optou-se assim por alterar o número de pólos da máquina síncrona para metade, pelo que foi necessário alterar as bobinagens do estator e do rotor. Esta alteração foi feita tendo por base a expressão do cálculo do binário a partir das características dimensionais da máquina. A diminuição do número de pólos para metade duplica a velocidade de sincronismo da máquina, pelo que a limitação da potência inicial obriga a reduzir também para metade o novo binário electromagnético desenvolvido pela máquina.

Para uma situação de entreferro uniforme, o binário electromagnético de uma máquina eléctrica, resultante da interacção entre dois campos magnéticos em rotação, é dado por:

$$|t_{em}| = \frac{\pi D l \partial}{\mu_0} \frac{B_s B_r}{2} p_p \sin(p_p \xi_m) \quad (\text{A5.1})$$

O binário é dependente da geometria da máquina através do seu comprimento (1), diâmetro rotórico ( $D$ ) e espessura do entreferro ( $\partial$ ). Estes parâmetros são fixos para a máquina, não sendo alterados. Depende também das amplitudes dos campos magnéticos estatórico ( $B_s$ ) e rotórico ( $B_r$ ), do ângulo mecânico de desfasamento entre eles ( $\xi_m$ ) e ainda do número de pólos da máquina, que neste caso é alterado para metade. Relativamente aos campos, o seu valor está limitado pela saturação magnética do material ferromagnético, sendo portanto também um parâmetro com valor máximo constante, mas que pode ser controlado através das correntes e número de espiras. Assim, são estes últimos os parâmetros passíveis de alteração na transformação da máquina.

Para simplificar a análise admite-se a seguir que a distribuição dos enrolamentos é perfeitamente sinusoidal, pelo que as grandezas eléctricas e magnéticas estão isentas de harmónicos. No caso do estator, a introdução dos dois enrolamentos trifásicos desfasados de  $30^\circ$ , alimentados por sua vez por dois sistemas trifásicos de tensões com igual desfasamento, irá produzir dois campos girantes desfasados entre si do mesmo ângulo. A respectiva soma vectorial origina um campo resultante praticamente duplo (na realidade corresponde a um

factor multiplicativo de  $2 \cdot \cos[15^\circ]$ ). Admitindo a máquina não saturada, a cada campo girante está associada uma força magnetomotriz  $F_{mm}$  relacionada com a corrente de acordo com a relação e a amplitude do campo:

$$B = \frac{\mu_0}{2\delta} F_{mm} = \frac{\mu_0}{2\delta} \frac{3}{2} \frac{n_e k_e}{p_p} I \quad (\text{A5.2})$$

A força magnetomotriz depende do número de espiras associadas a cada fase, do factor do enrolamento ( $k_e$  – unitário na distribuição sinusoidal), da corrente e do número de pólos. Conforme se verifica, face à situação inicial, a diminuição para metade do número de pólos, mantendo-se os restantes parâmetros, provoca um aumento do campo. Este aumento pode compensar-se com a redução também para metade do número de espiras associado a cada enrolamento. Esta condição permitirá a distribuição dos dois enrolamentos trifásicos pelas 36 cavas, mantendo a secção do condutor inicial, logo a corrente máxima. Sendo possível mais que uma solução para esta distribuição, optou-se por seguir a existente numa máquina industrial de 8 MW. Este enrolamento possui duas camadas com  $2 \cdot 3$  ranhuras por pólo e por fase, com um passo constante de 16 ranhuras. Assim, as duas bobinagens trifásicas foram distribuídas numa camada dupla, ligadas internamente em estrela, e com os neutros isolados. O número total de espiras em série por fase foi reduzido para 210, valor ligeiramente inferior a metade, para facilitar a formação das cabeças das bobinas.

No rotor foi decidido colocar uma bobinagem DC distribuída por seis cavas, ocupando assim apenas  $2/3$  da periferia do rotor, situação verificada na máquina industrial já referida. Tal como no estator, alterou-se novamente o número de espiras para compensar o efeito da diminuição dos pólos. No rotor o número de ranhuras por pólo e por fase era de 1,5 pelo que a cada fase correspondiam  $280 \cdot 1,5 = 420$  espiras. Assim, distribuíram-se 210 espiras por  $6+6$  cavas, correspondendo a cada cava 70 condutores. A secção usada para os condutores foi a mesma da bobinagem original. Adicionalmente, foi construída uma estrutura do tipo de gaiola de esquilo, formando os enrolamentos amortecedores, colocando barras condutoras em cobre cilíndrico com a secção de  $7,8 \text{ mm}^2$  (secção máxima disponível na oficina de rebobinagem). Os anéis de topo desta gaiola foram inicialmente soldados a cobre, mas esta técnica revelou-se limitativa, pois a chama de soldadura danificava o isolamento do enrolamento de excitação. Como complemento foi então usada uma soldadura a estanho. O aspecto desta estrutura pode ser visualizado na Fig. A5.1. Com a alteração do rotor a sua massa passou a ser de 6,6 kg pelo

que conhecendo o respectivo diâmetro é calculado o novo momento de inércia da máquina a partir da relação:

$$J = \frac{1}{2} m \frac{D^2}{4} \quad (\text{A5.3})$$



(a)



(b)

Fig. A5.1 – Rotor da máquina síncrona: (a) vista global; (b) vista de pormenor dos anéis colectores do enrolamento de excitação e de um anel de topo da gaiola rotórica.

Devido à duplicação da velocidade síncrona da máquina aumentam também as forças centrífugas impostas aos elementos do rotor. No entanto, devido à construção “artesanal” da

gaiola rotórica e às novas forças, não previstas na estrutura inicial da máquina, são de prever algumas limitações mecânicas em termos de velocidade, sendo este factor considerado nos ensaios.

Na sequência da redução do número de espiras, a nova tensão de funcionamento estatórica é reduzida para cerca de metade, à nova velocidade de sincronismo. Considerando esta nova tensão e a potência inicial, conclui-se que as correntes de alimentação manterão a sua amplitude inicial trifásica. Do ponto de vista da segurança e protecção de pessoas esta característica é vantajosa, pois a manutenção da tensão alternada original resultaria numa tensão DC nos conversores superior a 1000 V, o que é um valor de trabalho muito elevado, para a realização de ensaios num laboratório didáctico.

Após as alterações efectuadas foram realizados alguns ensaios à máquina funcionando como gerador e como motor, seguindo as recomendações da norma IEEE Std. 1115-1995. Na Fig. A5.2 estão representadas as tensões fase/neutro obtidas no funcionamento como gerador, em vazio, à velocidade fixa de 1500 *rpm* e com uma corrente de excitação igual a 0.59 A, valor para o qual se obteve uma tensão igual a metade da nova tensão nominal ( $\approx 100$  V). Este valor resulta não só da redução do número de espiras mas também do factor de enrolamento. A análise da evolução temporal destas tensões confirma o desfasamento de  $120^\circ$  entre as tensões de fase de um sistema e de  $30^\circ$  entre os dois sistemas trifásicos (Fig. A5.3). É também visível alguma distorção nestas tensões. A análise de *Fourier* revela a existência dos harmónicos de 3ª e 5ª ordem (75 Hz e 125 Hz) associados à distribuição dos enrolamentos e os de 17ª e 19ª ordem (875 Hz e 925 Hz) correspondentes aos harmónicos de ranhura.

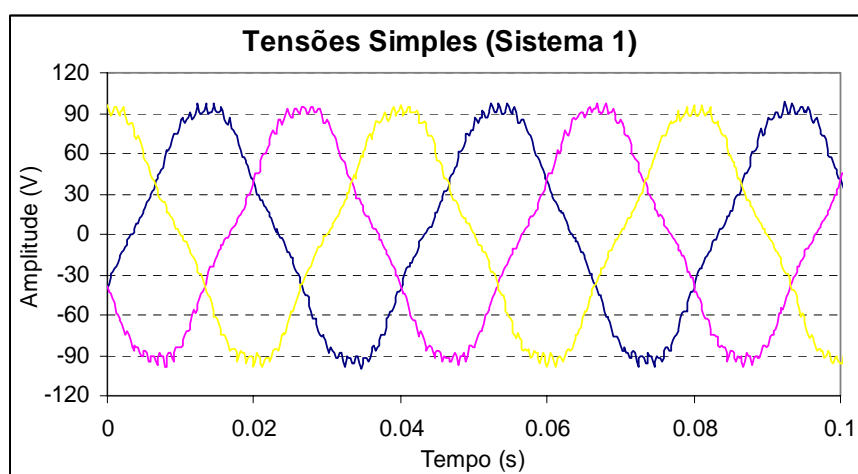
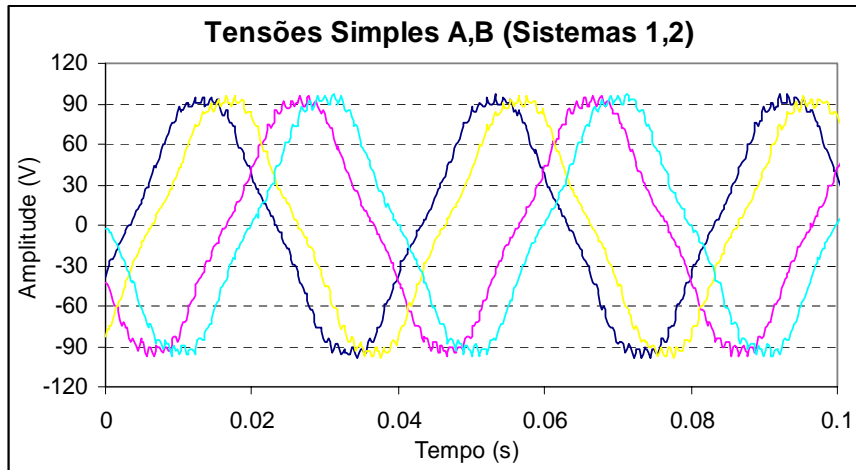
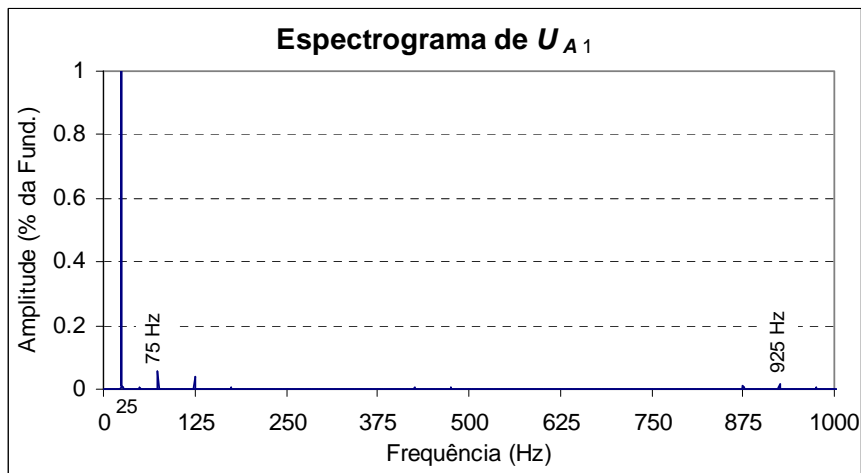


Fig. A5.2 – Evolução temporal das tensões trifásicas entre fase e neutro para um dos sistemas trifásicos da máquina síncrona hexafásica.



(a)



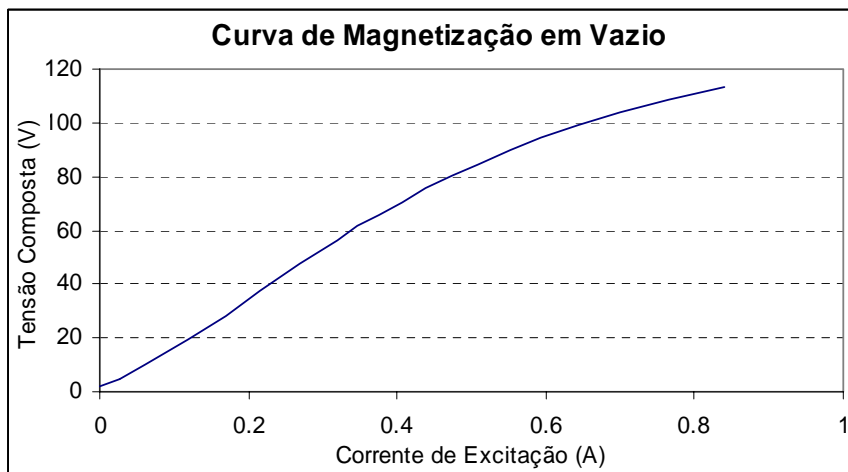
(b)

Fig. A5.3 – (a) Evolução das tensões simples  $U_A$ ,  $U_B$ , dos dois sistemas trifásicos; (b) espectrograma das tensões simples.

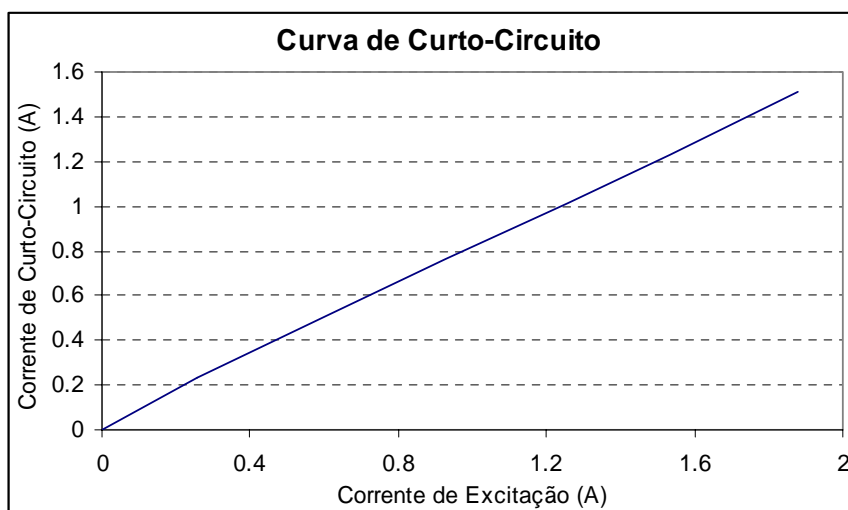
A Fig. A5.4 apresenta, por seu lado, a curva de magnetização em vazio e a curva de curto-circuito (imposta a um dos sistemas trifásicos), obtidas a 1500 rpm. A partir da curva de magnetização pode calcular-se a indutância de magnetização no eixo directo  $L_{md}$ , com base nas relações:

$$\lambda_{md} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_{LL}}{\omega_r} \tag{A5.3}$$

$$i_{md} = \frac{2}{3} \frac{n_{fd}}{n_{st}} i_{fd}$$



(a)



(b)

Fig. A5.4 – Curvas características da máquina: (a) de magnetização; (b) de curto circuito.

Por seu lado, a curva de vazio e de curto-circuito permitem calcular um valor aproximado da indutância síncrona não saturada da máquina, através do quociente entre a tensão de circuito aberto e a corrente de curto-circuito, para uma dada corrente de excitação. A partir do conhecimento desta indutância e da de magnetização determina-se a indutância de fugas.

Para a determinação dos parâmetros dos enrolamentos amortecedores foram realizados os ensaios de resposta em frequência. Estes ensaios consistem na alimentação da máquina apenas segundo o eixo  $q$  ou  $d$  (neste caso com circuito de excitação em aberto ou em curto-circuito), de forma a determinar as impedâncias operacionais  $Z_d(s)$  e  $Z_q(s)$  segundo aqueles

eixos, em função da frequência. Quando realizados na sua totalidade, estes ensaios permitem a determinação de todos os parâmetros eléctricos da máquina. Contudo, por motivos ligados ao equipamento de teste disponível, apenas foi possível efectuar medidas precisas para frequências superiores a 10 Hz. Os resultados obtidos para as reactâncias de magnetização segundo os eixos  $d$  e  $q$  foram por isso apenas usados para a determinação das indutâncias subtransitórias  $L''_q$  e  $L''_d$  (com circuito de excitação em curto-circuito) e da indutância  $L''_{do}$  (com circuito de excitação em aberto), tendo em conta que nas altas frequências se terá:

$$\begin{aligned} X_d(\infty) &= X''_d \\ X_q(\infty) &= X''_q \end{aligned} \quad (\text{A5.4})$$

Determinadas as indutâncias subtransitórias, e tendo em conta os esquemas equivalentes da Fig. 2.1, determinam-se as indutâncias dos enrolamentos rotóricos. Note-se que estes valores se encontram já reduzidos ao estator da máquina.

As resistências dos enrolamentos amortecedores foram determinadas através das potências activas, medidas nos ensaios de frequência. Nestes ensaios a tensão de alimentação é muito reduzida, pelo que as perdas no ferro também o são, assumindo-se portanto que a potência absorvida corresponde apenas às perdas nas resistências dos enrolamentos da máquina.

A determinação das perdas mecânicas foi efectuada através da expressão (A5.5), recorrendo a ensaios de desaceleração, e através do conhecimento da velocidade inicial  $\omega_o$ , da sua derivada  $d\omega_o/dt$  nesse ponto e do momento de inércia  $J$  do rotor.

$$P_m = \left(\frac{\pi}{30}\right)^2 J \omega_o \frac{d\omega_o}{dt} \quad (\text{A5.5})$$

Assumindo que estas perdas são devidas a um binário resistente proporcional à velocidade, determina-se o coeficiente de atrito viscoso equivalente.

A determinação das perdas no ferro  $P_{Fe}$  foi efectuada usando valores relativos à potência absorvida pelo motor accionador no ensaio de magnetização em vazio. Esta potência, subtraída das perdas do motor, corresponde à potência transmitida à máquina síncrona, que será neste caso composta apenas pelas perdas mecânicas e no ferro. Subtraindo as perdas

mecânicas (obtidas através do ensaio de desaceleração) obtêm-se as perdas no ferro, em função da tensão.

Admitindo que estas perdas variam de forma aproximadamente linear com o quadrado da tensão (logo do fluxo), ter-se-á:

$$P_{Fe} = k_{Fe}(\lambda_m \omega_r)^2 \quad (A5.6)$$

De acordo com o modelo definido no Capítulo 2, estas perdas são associadas a um binário de atrito viscoso equivalente, com uma constante:

$$C_{Fe} = p_p \frac{P_{Fe}}{\omega_r} \quad (A5.7)$$

Com os parâmetros determinados foi construído o modelo *Matlab/Simulink* da máquina e efectuadas diversas simulações e ensaios para validar os resultados obtidos, tendo sido dada particular atenção ao valor das componentes da indutância síncrona da máquina. Por fim, foi feita a separação empírica da componente de fugas mútua para o caso hexafásico, considerando-a igual a 25% do valor total. Os valores finais considerados para os parâmetros da máquina síncrona encontram-se na Tabela A5.1.

Tabela A5.1 – Parâmetros da máquina síncrona.

$R_s$	5.5 $\Omega$
$L_{ls}$	0.024 H
$L_{lm}$	0.006 H
$L_{md}$	0.69 H
$L_{mq}$	0.69 H
$R_{fd}$	14.6 $\Omega$
$L_{lfd}$	0.12 H
$R_{kd}$	14.2 $\Omega$
$L_{lkd}$	0.0035 H
$R_{kq}$	12.9 $\Omega$
$L_{lkq}$	0.0011 H
$J$	0.00596 $\text{kgm}^{-2}$
$B$	0.0013 $\text{Nm.s/rad.}$



## **Bibliografia**

J. Chatelain: “Machines Électriques”; (ISBN 2-88074-050-9), Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, 1989.

E. E. Pires Vaz: “Motores Eléctricos e Bobinagem”; Lopes da Silva Editora, Porto, 1984.

IEEE Std. 1115-1995: “Test Procedures for Synchronous Machines”, 1995.