

Natália dos Santos Gameiro Gonçalves

# Tolerância a Falhas em Motores de Relutância Variável Comutados

Tese de Doutoramento em Engenharia Electrotécnica, especialidade de Sistemas de Energia, orientada pelo Professor Doutor António João Marques Cardoso e apresentada ao Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra

Coimbra  
Maio de 2013







# TOLERÂNCIA A FALHAS EM MOTORES DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL COMUTADOS

Natália dos Santos Gameiro Gonçalves

Mestre em Engenharia Electrotécnica  
Faculdade de Ciência e Tecnologia da Universidade de Coimbra

Tese submetida para obtenção do grau de Doutor em  
Engenharia Electrotécnica  
(Área de especialização de Sistemas de Energia)

Tese realizada sob a supervisão de  
Professor Doutor António João Marques Cardoso

Professor Catedrático  
Departamento de Engenharia Electromecânica  
Faculdade de Engenharia da Universidade da Beira Interior

Coimbra, Maio de 2013





Este trabalho teve o apoio da Fundação para a Ciência e a Tecnologia (FCT) no âmbito do projeto nº SFRH/BD/30477/2006.

**FCT** Fundação para a Ciência e a Tecnologia  
MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO E CIÊNCIA



*Financiamento no âmbito do III Quadro Comunitário de Apoio,  
comparticipado pelo Fundo Social Europeu e por fundos nacionais do MCES*





# Agradecimentos

*Um trabalho de doutoramento é normalmente caracterizado por uma caminhada, nem sempre numa linha contínua, de certo modo extensa e árdua. No decorrer do trabalho muitos foram os momentos de êxtase mas também muitos outros foram de desalento. Teria sido demasiado penoso e desmotivante, ou até mesmo impossível, ter feito toda esta caminhada sozinha. Não posso, por isso, deixar de agradecer por todo o auxílio e o apoio que tive a felicidade de receber.*

*Em primeiro lugar quero expressar o meu mais sincero agradecimento ao meu orientador, Professor Doutor António J. Marques Cardoso, pela confiança que depositou no meu trabalho, pela oportunidade que me proporcionou em participar num projeto tão aliciante e pelas condições excecionais de trabalho que tive ao meu dispor. Agradeço também o seu profissionalismo e rigor com que enriqueceu o trabalho desenvolvido, o seu acompanhamento e aconselhamento que me permitiram não perder o rumo.*

*Agradeço aos meus colegas do Laboratório de Sistemas de Energia do IT-Coimbra pelo seu apoio e por terem partilhado comigo um ambiente de companheirismo e amizade. Em especial, agradeço ao Doutor Jorge Estima por todo o apoio que genuinamente me concedeu na implementação laboratorial. Agradeço também ao Mestre Jorge Marques pelo seu apoio na realização dos ensaios práticos.*

*Quero agradecer a todos os que me são especialmente queridos, aos quais, por vezes, não disponibilizei a atenção que lhes era devida e mesmo assim, constituíram um refúgio compensador e estimulante para todo este trabalho.*

*Agradeço aos meus filhos, Sara e Xavier, pela alegria, pelo amor e pelo carinho com que me brindam em cada dia que passa. Sem eles, a luz que me ilumina e que me guia seria certamente mais ténue.*

*Ao meu companheiro de vida, Filipe, agradeço principalmente a paciência, o incondicional apoio e a compreensão, na esperança de poder recompensar todo o seu esforço, especialmente dos últimos meses desta caminhada em que foi forçado a preencher o papel que me era destinado.*

*Não me é possível expressar toda a gratidão que tenho para com os meus pais. Sei porém que o culminar desta etapa da minha vida teria deixado o meu pai extremamente orgulhoso e por isso dedico à sua memória este trabalho. À minha mãe, companheira de sempre, agradeço a sua incondicional disponibilidade pois sei que sempre que necessito ela está sempre ao meu lado.*

*À minha cunhada Fátima agradeço o apoio e principalmente o cuidado, o amor e o carinho que tem dedicado aos meus filhos.*

*A todos os meus colegas e amigos, principalmente os que de uma forma atenciosa me deram todo o apoio, ânimo e incentivo, o meu muito obrigado.*

*Por fim, agradeço à Fundação para a Ciência e Tecnologia pela Bolsa de Doutoramento que me concedeu (bolsa de doutoramento n.º SFRH/BD/30477/2006).*

# Resumo

A tolerância a falhas, em acionamentos elétricos, constitui uma característica de extrema relevância porque permite manter a máquina elétrica em funcionamento, apesar da ocorrência de uma avaria. O conversor de potência tem merecido uma atenção acrescida por ser o elemento do acionamento de maior vulnerabilidade. O presente trabalho centra-se essencialmente na tolerância a falhas em motores de relutância variável comutados (MRVC), dando-se ênfase às avarias de circuito aberto e de curto-circuito nos interruptores de potência, por serem o tipo de avarias mais comum. Neste contexto, são apresentados dois novos métodos de diagnóstico de avarias distintos, a serem utilizados em diferentes condições de controlo da excitação das fases, considerando-se as hipóteses de controlo em malha aberta e em malha fechada, procurando-se não somente detetar a avaria como também localizá-la e, sempre que possível, identificar o elemento em avaria. Os métodos de diagnóstico de avarias desenvolvidos destacam-se dos métodos de diagnóstico propostos na literatura porque atuam de modo independente das condições de funcionamento e também porque não utilizam informação dada por sensores de tensão. As soluções desenvolvidas procuraram não aumentar de forma significativa nem a complexidade nem o custo do sistema, pelo que os métodos propostos baseiam-se maioritariamente nas variáveis usadas pelo controlador principal.

Com o objetivo de manter todas as fases da máquina em funcionamento, após a ocorrência de uma avaria de circuito aberto, apresenta-se um conversor de potência tolerante a falhas que, ao contrário dos conversores tolerantes propostos na literatura, não assenta na redundância de elementos de potência e baseia-se no conversor assimétrico de meia ponte, comumente utilizado em acionamentos baseados em MRVC. A reconfiguração da topologia do conversor, numa situação pós-falha, não implica a alteração do conversor original, sendo apenas necessário proceder-se a uma ligação apropriada, externa ao conversor assimétrico de meia ponte. Por fim, são sugeridas alterações na estratégia de controlo, numa situação de pós-falha quando se adota o conversor tolerante a falhas proposto, que visam a melhoria do desempenho da máquina mitigando os efeitos causados pela avaria.

Numa fase inicial da dissertação apresentam-se os conceitos mais relevantes no que diz respeito às características de funcionamento de um acionamento baseado num MRVC, de modo a fundamentar os estudos e as análises teóricas realizadas.

A análise apresentada do comportamento dinâmico do MRVC em situações de funcionamento normal e em avaria serviu de base de estudo preponderante no desenvolvimento

de soluções de diagnóstico de avarias assim como de estratégias de controlo tolerante a falhas. Esta análise é sustentada em resultados de simulação sendo complementada com resultados experimentais.

A validação dos métodos de diagnóstico de avarias desenvolvidos assim como a aferição da pertinência do conversor tolerante a falhas proposto e das estratégias de controlo tolerantes sugeridas é estabelecida através de resultados obtidos quer por simulação computacional quer por ensaios experimentais.

# Abstract

Fault tolerance capabilities of electric drives are extremely important because they allow the electric machine to keep running, despite the occurrence of a fault. The power converter has received a special attention because it is the most vulnerable component of an electric drive. This work focuses on the fault tolerance in switched reluctance motors (SRM), giving emphasis to open- and short-circuit faults in the power switches. In this context, two new fault diagnostic methods are presented. The methods are clearly different from each other and are intended to be used in different control schemes. It is considered open- and closed-loop control of the phase excitation. The presented fault diagnostic methods are intended not only to detect the fault but also to localize it and, when possible, identify the faulty element. Unlike what happens with fault diagnostic methods proposed in the literature, the developed methods are independent of the drive operating conditions and do not use information provided by voltage sensors. The developed solutions do not intent to increase significantly the complexity or cost of the system, therefore the methods proposed are based mainly on the variables used by the main controller.

With the goal of keeping all phases of the machine in operation, after the occurrence of an open-circuit fault, the presented fault tolerant power converter, unlike the tolerant converters proposed in the literature, is not based on power elements redundancy and it is based on the asymmetric half-bridge converter, commonly used in SRM drives. Reconfiguring the converter topology in a failover situation does not imply a change in the original converter, being only necessary the establishment of an appropriate external connection between two terminals of the asymmetrical half-bridge converter. At the end, it is suggested some changes in the control strategy applied in a post-failure condition when the proposed fault tolerant converter is adopted, with the aim of improving the machine performance and reduce the effects caused by the failure.

At an early stage of the dissertation, the most relevant concepts regarding the operating characteristics of a SRM drive are presented, in order to support all studies and theoretical analysis performed.

The presented analysis of the SRM dynamic behavior under normal and faulty operating conditions, constitutes an important basis of study, essential for the development of the fault diagnostic methods as well as fault-tolerant control strategies. These analyses are supported by simulation results and are complemented with experimental results.

The validation of the developed fault diagnostic methods as well as the benchmarking of the relevance of the proposed fault-tolerant power converter and fault-tolerant control strategies is established through simulated and experimental results.



# Índice

	<i>Pág.</i>
<b>Agradecimentos</b> .....	<b>i</b>
<b>Resumo</b> .....	<b>iii</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>v</b>
<b>Índice</b> .....	<b>vii</b>
<b>Lista de Símbolos e Abreviaturas</b> .....	<b>xi</b>
<b>1 Introdução</b> .....	<b>1</b>
1.1 Enquadramento e Principais Objetivos .....	4
1.2 Estrutura da Dissertação .....	6
<b>2 Conceitos Fundamentais</b> .....	<b>9</b>
2.1 Princípios Elementares .....	9
2.2 Características Eletromagnéticas .....	14
2.3 Comportamento Eletromagnético .....	19
2.4 Estratégias de Controlo .....	23
2.4.1 Controlo da Tensão Elétrica .....	26
2.4.2 Controlo da Intensidade de Corrente Elétrica .....	28
2.4.3 Controlo do Binário .....	31
<b>3 Modelação e Simulação Computacional</b> .....	<b>37</b>
3.1 Modelação de um MRVC .....	37
3.1.1 Modelos Baseados em Tabelas de Observação .....	38
3.1.2 Modelos Baseados em Inteligência Artificial .....	39
3.1.3 Modelos Analíticos .....	39
3.2 A Máquina em Estudo .....	42
3.2.1 Aspetos Gerais .....	42
3.2.2 Características Eletromagnéticas .....	43
3.2.2.1 Curvas Estimadas do Fluxo Encadeado .....	44
3.2.2.2 Binário Eletromagnético Estimado Produzido por uma Fase .....	46
3.3 Simulação Computacional .....	48
3.3.1 Modelo Global .....	49
3.3.2 Cálculo da Posição Rotórica Referida às Várias Fases .....	50
3.3.3 Conversor de Potência .....	51
3.3.4 Controlador de Tensão/Corrente .....	52
3.3.4.1 Ângulo de Corte .....	52

3.3.4.2	Funcionamento a Baixa Velocidade .....	55
3.3.4.3	Funcionamento a Alta Velocidade .....	56
3.3.5	MRVC .....	59
3.3.6	Modelo Mecânico .....	62
3.3.7	Introdução de Avarias nos Interruptores de Potência .....	63
3.3.8	Parâmetros de Análise Considerados .....	64
<b>4</b>	<b>Implementação Laboratorial .....</b>	<b>67</b>
4.1	Montagem Experimental .....	67
4.2	Modelo Computacional .....	70
4.3	Os Sinais Óticos RPT1 e RPT2 .....	73
4.3.1	Cálculo da Velocidade e da Posição .....	75
4.3.2	Estratégia de Controlo Durante o Arranque .....	77
<b>5</b>	<b>Análise do Funcionamento Normal e em Avaria .....</b>	<b>81</b>
5.1	Funcionamento Normal .....	85
5.1.1	Resultados de Simulação .....	85
5.1.1.1	Funcionamento a Baixa Velocidade .....	85
5.1.1.2	Funcionamento a Alta Velocidade .....	88
5.1.2	Validação Experimental .....	91
5.1.2.1	Funcionamento a Baixa Velocidade .....	91
5.1.2.2	Funcionamento a Alta Velocidade .....	93
5.2	Funcionamento em Avaria .....	96
5.2.1	Resultados de Simulação .....	96
5.2.1.1	Funcionamento a Baixa Velocidade .....	96
5.2.1.2	Funcionamento a Alta Velocidade .....	99
5.2.2	Validação Experimental .....	102
5.2.2.1	Funcionamento a Baixa Velocidade .....	102
5.2.2.2	Funcionamento a Alta Velocidade .....	104
<b>6</b>	<b>Diagnóstico de Avarias .....</b>	<b>107</b>
6.1	Métodos de Diagnóstico Propostos na Literatura .....	107
6.2	Métodos de Diagnóstico Desenvolvidos .....	109
6.3	Método do Índice Energético .....	111
6.3.1	Descrição do Método .....	111
6.3.2	Resultados de Simulação e Experimentais .....	115
6.3.2.1	Ensaio em Vazio .....	115
6.3.2.2	Ensaio com uma Carga de 2 Nm .....	118
6.4	Método Baseado na Comparação das Intensidades de Corrente Elétrica do Barramento DC Medida e Estimada (CIME) .....	120
6.4.1	Descrição do Método .....	120
6.4.2	Resultados de Simulação e Experimentais .....	126
6.4.2.1	Circuito Aberto de um Interruptor de Potência .....	127
6.4.2.2	Curto-Circuito de um Interruptor de Potência .....	129

<b>7</b>	<b>Conversor Tolerante a Falhas</b>	<b>131</b>
7.1	Conversores de Potência Tolerantes a Falhas Propostos na Literatura	131
7.2	Conversor Tolerante Desenvolvido	134
7.3	Controlo Tolerante Desenvolvido	136
7.4	Resultados de Simulação e Experimentais	137
7.4.1	Funcionamento a Baixa Velocidade	138
7.4.2	Funcionamento a Alta Velocidade	147
<b>8</b>	<b>Conclusões e Perspetivas de Desenvolvimento</b>	<b>155</b>
8.1	Sumário e Principais Conclusões	155
8.2	Perspetivas de Desenvolvimento	164
	<b>Referências</b>	<b>167</b>



# Lista de Símbolos e Abreviaturas

A, B, C, D	designação das fases da máquina.
A, A', B, B', C, C', D, D'	designação dos terminais dos enrolamentos das fases A, B, C e D respetivamente.
AC	grandeza alternada.
$A_{ca}$ , $B_{ca}$ , $C_{ca}$ e $D_{ca}$	sinais de diagnóstico de circuito aberto afetando as fases A, B, C e D, respetivamente.
$A_{cc}$ , $B_{cc}$ , $C_{cc}$ e $D_{cc}$	sinais de diagnóstico de curto-circuito num dos interruptores de potência da fase A, B, C e D, respetivamente.
CIME	designação do método de diagnóstico baseado na comparação das intensidades de corrente elétrica do barramento DC medida e estimada.
$D_1$ e $D_2$	díodos.
DC	grandeza contínua.
DITC	controlo direto de binário.
$D_{n1}$ , $D_{n2}$ , $D_{n3}$ , $D_{n4}$	díodos de uma ponte em H aplicada a uma fase $n$ .
$E_a$ , $E_b$ , $E_c$ e $E_d$	variáveis de diagnóstico de avarias associadas à fase A, B, C e D, respetivamente.
$E_n$	variável de diagnóstico de avarias associada à fase $n$ .
$I_{DC\ ef}$	valor eficaz da intensidade de corrente elétrica do barramento DC (A).
$I_{DC\ medio}$	valor médio da intensidade de corrente elétrica do barramento DC (A).
IE	índice energético.
$I_{a\ ef}$ , $I_{b\ ef}$ , $I_{c\ ef}$ e $I_{d\ ef}$	valor eficaz das intensidades de corrente elétrica da fase A, B, C e D, respetivamente (A).
$I_{a\ medio}$ , $I_{b\ medio}$ , $I_{c\ medio}$ e $I_{d\ medio}$	valor medio das intensidades de corrente elétrica da fase A, B, C e D, respetivamente (A).
$I_{base}$	valor base de intensidade de corrente elétrica utilizado no diagnóstico de avarias (A).
$I_{ref}$	intensidade de corrente elétrica de referência (A).
$I_{ref\ n}$	intensidade de corrente elétrica de referência da fase $n$ (A).
$J$	momento de inércia (Kg m <sup>2</sup> ).
$L$	indutância própria de uma fase (H).

$L_a, L_b, L_c$ e $L_d$	indutância própria das fases A, B, C e D, respetivamente (H).
$L_{al}$	indutância própria não saturada na posição alinhada (H).
$L_{de}$	indutância própria na posição desalinhada (H).
MRVC	motor/máquina de relutância variável comutado/a.
$N$	número total de espiras do enrolamento de uma fase.
$N_r$	número de polos do rotor.
$N_s$	número de polos do estator.
ON/OFF	liga e desliga.
OP	oscilação percentual (%).
OTO	oscilação total da forma de onda (%).
PI	proporcional e integral.
PWM	modulação por largura de impulso.
$R$	resistência do enrolamento de uma fase ( $\Omega$ ).
Ref.	referência.
$S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6, S_7$ e $S_8$	interruptores de potência.
$S_{Ia}, S_{Ib}, S_{Ic}$ e $S_{Id}$	interruptores de potência do ramo inferior da fase A, B, C e D, respetivamente.
$S_{In}$	interruptor de potência do ramo inferior da fase n.
SRM	switched reluctance machine/motor.
$S_{Sa}, S_{Sb}, S_{Sc}$ e $S_{Sd}$	interruptores de potência do ramo superior da fase A, B, C e D, respetivamente.
$S_{Sn}$	interruptor de potência do ramo superior da fase n.
$S_{n1}, S_{n2}, S_{n3}, S_{n4}$	interruptores de potência de uma ponte em H aplicada a uma fase n.
$T$	binário eletromagnético produzido por uma fase (Nm).
$TR_{AC1}$ e $TR_{BD1}$	TRIAC que estabelece a ligação entre os terminais 1 das fases A e C e das fases B e D, respetivamente.
$TR_{AC2}$ e $TR_{BD2}$	TRIAC que estabelece a ligação entre os terminais 2 das fases A e C e das fases B e D, respetivamente.
TSF	funções de distribuição de binário.
$T_{carga}$	binário da carga mecânica (Nm).
$T_{max}$	binário eletromagnético máximo produzido por uma fase (Nm).
$T_{min}$	binário eletromagnético mínimo produzido por uma fase (Nm).

$T_n$	binário eletromagnético produzido pela fase $n$ (Nm).
$T_{ref}$	binário eletromagnético de referência (Nm).
$T_{ref n}$	binário eletromagnético de referência da fase $n$ (Nm).
$T_{total}$	binário eletromagnético total produzido pelo MRVC (Nm).
$T(i, \theta)$	tabela de observação do binário eletromagnético produzido por uma fase definida em função da intensidade de corrente elétrica de fase e a posição angular do rotor.
$V_{DC}$	tensão elétrica do barramento DC (V).
$V_{elreal}$	velocidade da máquina (rpm).
$V_{elref}$	velocidade de referência da máquina (rpm).
$V^*$	tensão elétrica média de referência (V).
$W'$	coenergia (J).
$Y_{ef}$	valor eficaz de uma variável $y$ .
$Y_{max}$	amplitude máxima de uma variável $y$ .
$Y_{medio}$	valor médio de uma variável $y$ .
$Y_{min}$	amplitude mínima de uma variável $y$ .
ZOH	zero order hold.
$a$ e $b$	coeficientes utilizados na modelação do MRVC.
$f_{cem}$	força contraelectromotriz (V).
$f_{mm}$	força magnetomotriz (V)
$h_a, h_b, h_c$ e $h_d$	variáveis de diagnóstico de avarias associadas à fase A, B, C e D, respetivamente.
$h_n$	variável de diagnóstico de avarias associada à fase $n$ .
$i$	intensidade de corrente elétrica de uma fase (A).
$i_{DC}$	intensidade de corrente elétrica instantânea medida do barramento DC (A).
$i_{DCe}$	intensidade de corrente elétrica instantânea estimada do barramento DC (A).
$i_a, i_b, i_c$ e $i_d$	intensidade de corrente elétrica instantânea da fase A, B, C e D, respetivamente (A).

$i_n$	intensidade de corrente elétrica instantânea da fase $n$ (A).
$i(\psi, \theta)$	tabela de observação da intensidade de corrente elétrica de fase definida em função do fluxo encadeado de fase e a posição angular do rotor.
$k$	parâmetro utilizado no diagnóstico de avarias.
$m$	número de fases.
$n$	designação atribuída a uma fase genérica da máquina.
$n_1$ e $n_2$	terminais de uma ponte em H a serem ligados aos terminais do enrolamento da fase $n$ .
$sgn$	variável de diagnóstico de avarias.
$t$	variável tempo / instante temporal genérico (s).
$v$	tensão aplicada aos terminais de um enrolamento de fase (V).
$v_n$	tensão aplicada aos terminais da fase $n$ (V).
$\omega$	velocidade angular do rotor (rad / s).
$\omega_0$	condição inicial da velocidade angular do rotor (rad / s).
$\omega_{ref}$	velocidade angular de referência (rad / s).
$\Delta T$	erro de binário eletromagnético (Nm).
$\Delta t_{60^\circ}$	intervalo de tempo que corresponde a um intervalo angular de $60^\circ$ (s).
$\Delta t_{ciclo}$	período da forma de onda da corrente elétrica de fase (s).
$\Delta \omega$	erro de velocidade angular (rad / s).
$\alpha$	Aceleração angular (rad / s <sup>2</sup> ).
$\phi$	fluxo magnético produzido por uma fase (Wb).
$\theta$	posição angular do rotor ( $^\circ$ ) ou (rad).
$\theta_{al}$	posição rotórica alinhada ( $^\circ$ ).
$\theta_c$	ângulo de corte ( $^\circ$ ).



$\theta_{cH}$	ângulo de corte no modo de funcionamento a alta velocidade ( $^{\circ}$ ).
$\theta_{cL}$	ângulo de corte no modo de funcionamento a baixa velocidade ( $^{\circ}$ ).
$\theta_{de}$	posição rotórica desalinhada ( $^{\circ}$ ).
$\theta_i$	ângulo de ignição ( $^{\circ}$ ).
$\theta_{iH}$	ângulo de ignição no modo de funcionamento a alta velocidade ( $^{\circ}$ ).
$\theta_{iL}$	ângulo de ignição no modo de funcionamento a baixa velocidade ( $^{\circ}$ ).
$\theta_j$	posição mecânica em particular ( $^{\circ}$ ).
$\theta_n$	posição angular do rotor referida à fase $n$ ( $^{\circ}$ ).
$\theta_{rad}$	posição angular do rotor (rad).
$\theta_{rad0}$	condição inicial da posição angular do rotor (rad).
$\tau_r$	passo polar rotórico ( $^{\circ}$ ).
$\tau_s$	passo polar estático ( $^{\circ}$ ).
$\psi$	fluxo magnético encadeado produzido por uma fase (Wb).
$\psi_n$	fluxo encadeado da fase $n$ (Wb).
$\psi_{n0}$	condição inicial do fluxo encadeado da fase $n$ (Wb).
$\mathcal{F}$	força magnetomotriz (A).
$\mathcal{R}_r$	relutância magnética do rotor ( $H^{-1}$ ).
$\mathcal{R}_s$	relutância magnética do estator ( $H^{-1}$ ).
$\mathcal{R}_\delta$	relutância magnética do entreferro ( $H^{-1}$ ).



# 1

## Introdução

O conhecimento científico dos princípios físicos que regem o funcionamento de uma máquina de relutância variável comutada (MRVC), comumente designada por SRM na sigla inglesa, remonta ao século XIX. Foi ainda nesse século que se concebeu a primeira máquina elétrica de relutância (*Miller, 1993*). À data não existiam dispositivos apropriados que permitiam a comutação da excitação das fases nem era possível o controlo adequado das correntes elétricas envolvidas, pelo que as primeiras máquinas de relutância apresentavam um fraco rendimento e também impulsos muito significativos de binário mecânico (*Goodier, 2000; Miller, 1993*). Consequentemente, a máquina de relutância foi rapidamente ultrapassada pelas máquinas de indução e de corrente contínua clássica (DC), cujos constrangimentos em termos de implementação eram claramente inferiores, uma vez que estas máquinas podem ser ligadas diretamente a uma fonte de alimentação, alternada ou contínua, respetivamente.

O interesse pela máquina de relutância variável comutada renasce na década de 60 do século XX, em consequência da invenção e desenvolvimento da eletrónica de potência, de microprocessadores e de controladores digitais (*Mahdavi et al., 1997; Moallen e Ong, 1991; Panda e Dash, 1996; Ray et al., 1986*). Perante o desenvolvimento da tecnologia, passou a ser comum, a

utilização de conversores de potência em acionamentos elétricos, principalmente destinados a aplicações de velocidade variável ou por forma a suavizar o arranque da máquina ou mesmo melhorar o seu desempenho. As razões que originalmente desmotivavam o interesse pela MRVC deixaram de existir. No entanto, a evolução histórica das máquinas elétricas tem condicionado a afirmação da MRVC. No passado, muito por causa da sua robustez, baixo custo e rendimento aceitável, era comum a utilização de máquinas de indução em aplicações industriais. Ainda hoje assim é. A sua vasta utilização motivou o desenvolvimento de conversores de potência adequados, pelo que atualmente são também indicados para a tração elétrica, deixando praticamente de utilizar-se as máquinas de corrente contínua clássicas nesta área. Mais recentemente, a máquina síncrona de ímanes permanentes tem captado a atenção da comunidade científica, especialmente devido ao seu rendimento e densidade de potência. A sua implementação é facilmente aceite, uma vez que esta máquina é acionada por um conversor de potência idêntico ao que é usado em acionamentos elétricos baseados em motores de indução. O mesmo não sucede com o MRVC, que necessita de um conversor de potência específico.

A definição da melhor máquina elétrica está longe de ser consensual e tem motivado uma larga e acesa discussão. Vários fatores devem ser considerados, como por exemplo, robustez, rendimento, preço, densidade de potência, gama de velocidades, tolerância a falhas, aplicação, etc.

A máquina de relutância variável comutada destaca-se das restantes máquinas elétricas principalmente devido à sua elevada robustez. Para além disso, a MRVC apresenta uma capacidade intrínseca e ímpar de tolerância a falhas. Ao contrário do que sucede com as outras máquinas elétricas, a inoperação de uma das fases da MRVC não interfere no normal funcionamento das restantes fases. A importância destas características tem sido reconhecida pela comunidade científica, pelo que atualmente se considera a MRVC como uma das máquinas elétricas mais adequada para aplicações aeroespaciais ou para a tração elétrica, por exemplo, rivalizando seriamente com a máquina de indução e a máquina síncrona de ímanes permanentes.

A máquina de relutância variável comutada é constituída por polos salientes quer no estator quer no rotor, apresentando um princípio de funcionamento muito simples e semelhante ao do motor de passo (Ray, 1996). Os enrolamentos encontram-se alojados em torno dos polos salientes do estator e cada polo alberga uma só fase. A ausência de enrolamentos e de ímanes no rotor, sendo este constituído por material ferromagnético laminado, faz com que a MRVC apresente boas características térmicas, uma vez que as perdas térmicas estão maioritariamente associadas ao estator, o que facilita o seu arrefecimento (Chang, 1997; Liang et al., 1994; Miller, 1989; Ray et al., 1986). Todas estas características contribuem para o elevado nível de robustez da MRVC. A ausência de enrolamentos e de ímanes no rotor permite ainda que a MRVC seja

resistente a sobrecargas e que consiga atingir velocidades bastante elevadas (*Chen et al.*, 2000; *Roux e Morcos*, 2002). A MRVC revela-se deste modo, adequada para aplicações em ambientes hostis e com temperaturas elevadas (*Chang*, 1997; *Chen et al.*, 2000). A sua construção é bastante fácil e económica (*Liang et al.*, 1994; *Miller*, 1989), existindo apenas um encargo acrescido, comparando com as máquinas convencionais, associado ao sensor de posição, assim como ao controlador e respetivo conversor de potência, por serem diferentes dos controladores e conversores mais utilizados. No que diz respeito ao sensor de posição, têm sido desenvolvidas diversas técnicas de estimação da posição da máquina, por forma a permitir a supressão deste elemento e desde modo diminuir os custos do acionamento (*Keunsoo et al.*, 2011; *Panda e Ramanarayanan*, 2007; *Pasquesoone et al.*, 2011). O desenvolvimento quer da eletrónica de potência quer de controladores digitais têm contribuído para uma diminuição dos custos inerentes. A complexidade característica do controlo de uma MRVC deixa de ser um constrangimento, tendo em consideração a evolução dos controladores digitais que permitem a implementação de algoritmos de controlo cada vez mais sofisticados.

Dada a sua constituição de polos salientes, a MRVC apresenta uma oscilação do binário eletromagnético durante a comutação de fases, particularmente indesejável em acionamentos de velocidade reduzida (*Corda et al.*, 1993; *Ye et al.*, 2000), o que representa a sua principal desvantagem. Porém, o aperfeiçoamento da sua conceção e principalmente o desenvolvimento de técnicas de controlo sofisticadas permitem a redução deste efeito (*Brauer et al.*, 2007; *Inderka e De Doncker*, 2003; *Jae-Hak et al.*, 2003; *Sabin et al.*, 2000; *Xue et al.*, 2009). Apesar da sua constituição de polos salientes introduzir não linearidades difíceis de caracterizar, permite que cada uma das fases atue independentemente das restantes, sendo este um aspeto crucial na tolerância a falhas. O facto de cada polo alojar apenas uma fase provoca uma interação magnética entre fases muito pequena sendo as indutâncias mútuas geralmente negligenciáveis (*Stephenson e Corda*, 1979). Deste modo, a MRVC apresenta uma capacidade intrínseca de tolerância a avarias, isto é, após a ocorrência de uma avaria afetando uma das suas fases, o MRVC tem a capacidade de se manter em funcionamento, utilizando apenas as restantes fases, embora apresente uma deterioração do seu desempenho (*Harris et al.*, 1986; *Sharma et al.*, 1998; *Stephens*, 1991). Na maioria das máquinas elétricas, a falta de uma das fases afeta o comportamento das restantes devido ao valor considerável das indutâncias mútuas. No MRVC as fases que se mantêm saudáveis atuam de uma forma praticamente idêntica à do seu funcionamento normal, dada a independência entre fases (*Ehsani et al.*, 1987; *Sharma et al.*, 1998).

## 1.1 Enquadramento e Principais Objetivos

Atendendo à sua importância, a tolerância a falhas aplicada em acionamentos elétricos tem merecido, nos últimos anos, uma crescente atenção. Por um lado, as estratégias de tolerância a falhas constituem uma característica de elevada relevância quando se coloca em causa a segurança, especialmente de pessoas. Por outro lado, a tolerância a falhas permite que o acionamento elétrico se mantenha em funcionamento, embora geralmente com algumas limitações, propiciando uma melhor gestão da manutenção, no sentido de deslocar a ação de intervenção que visa o restabelecimento do normal funcionamento, para uma ocasião mais adequada, permitindo também uma melhor gestão quer de recursos humanos quer de recursos materiais, necessários para o efeito.

Apesar da máquina de relutância variável comutada ser intrinsecamente tolerante a falhas, convém, numa situação de avaria, saber-se que esta ocorreu, e, nesse sentido, tomar medidas adequadas para mitigar os efeitos nefastos que dela resultam. O presente trabalho centra-se essencialmente neste assunto, considerando o funcionamento da máquina apenas como motor.

O conversor de potência é apontado como um dos elementos do acionamento elétrico mais suscetível a avarias (*Gerada et al., 2007*). Neste contexto, as falhas de circuito aberto e de curto-circuito nos interruptores de potência constituem uma importante causa de avaria, devido a falhas afetando quer os próprios elementos de potência quer os respetivos sinais de comando.

As falhas de curto-circuito num dos interruptores de potência têm sido geralmente interpretadas, na literatura, como uma avaria que provoca uma intensidade de corrente elétrica excessiva e por esse motivo conduz à desconexão da fase afetada, em consequência da ação de dispositivos de proteção ou do efeito causado por uma intensidade de corrente elétrica excessiva noutros elementos de potência. Nestas circunstâncias não se identifica a avaria. Em condições particulares de funcionamento, tais como carga mecânica e/ou velocidade reduzidas, a corrente elétrica de fase pode não apresentar uma intensidade excessiva, tal como se demonstra em (*Gopalakrishnan et al., 2006*). No entanto, a avaria de curto-circuito introduz obviamente perturbações no funcionamento da máquina. Deste modo, o diagnóstico precoce deste tipo de falhas pode promover ações adequadas, no sentido de minimizar ou mesmo eliminar picos de corrente elétrica, permitindo a salvaguarda do enrolamento da máquina em causa. A fase afetada por uma avaria de curto-circuito num interruptor de potência apresenta evidentemente severas limitações de operação, pelo que é conveniente o reajuste do seu controlo. No entanto, a utilização desta fase pode ser particularmente relevante em situações específicas, como por exemplo, durante a fase de arranque da máquina (*Gopalakrishnan et al., 2006*).

As falhas de circuito aberto têm merecido pouca atenção, na literatura, muito por causa deste tipo de falha, na generalidade dos casos, provocar a inativação da respetiva fase, sendo por isso facilmente detetada. Contudo, a inativação de uma fase pode dever-se a um circuito aberto no próprio enrolamento ou num dos respetivos interruptores de potência. A identificação e localização da avaria torna-se particularmente importante quando se trata de uma avaria de circuito aberto num dos interruptores de potência, porque, neste caso, é possível reestabelecer o funcionamento da fase afetada se for utilizado um conversor de potência tolerante a falhas. A identificação do elemento com avaria permite uma reconfiguração mais rápida do conversor, o que possibilita, mais rapidamente, o funcionamento de todas as fases da máquina restaurando, sempre que possível, as condições de funcionamento normal.

As razões apresentadas anteriormente motivaram um dos principais objetivos do presente trabalho que consistia no desenvolvimento de métodos de diagnóstico de avarias nos interruptores de potência, capazes não só de diagnosticar a avaria, como também identificá-la e localizá-la. Pretendia-se que os métodos de diagnóstico de avarias desenvolvidos fossem rápidos, especialmente no diagnóstico de avarias de curtos-circuitos nos interruptores de potência. Por forma a minimizar o acréscimo, quer de espaço físico quer de custo e complexidade do acionamento, quando munido de estratégias de tolerância a falhas, teve-se uma especial atenção em basear, ao máximo, os métodos de diagnóstico desenvolvidos, nas variáveis já utilizadas na malha de controlo da máquina, sendo estas as intensidades de corrente elétrica de fase, ao contrário do que sucede com alguns métodos de diagnóstico propostos na literatura que se baseiam na informação transmitida por sensores de tensão elétrica, desnecessária na malha de controlo.

Apesar do MRVC ter a capacidade de manter-se em funcionamento quando uma das fases se encontra inoperacional, as suas condições nominais quer de carga mecânica quer de velocidade ficam condicionadas. Deste modo, quando a inativação da fase se deve a uma avaria de circuito aberto num interruptor de potência, torna-se pertinente a reconfiguração do conversor de potência por forma a reestabelecer a magnetização da fase afetada. Os conversores tolerantes a falhas propostos na literatura baseiam-se ou na redundância de elementos ou num conversor tolerante idêntico ao que é utilizado em acionamentos AC. A utilização de inversores trifásicos comuns em acionamento baseados em MRVC é muito controversa, uma vez que não se adequa ao funcionamento eficiente da máquina, tal como descreve *Clothier e Mecrow (1997)*. A escassez de conversores tolerantes adequados para acionamentos baseados em MRVC, motivaram a investigação nesta área. Tinha-se como objetivo desenvolver um conversor tolerante a falhas que minimizasse a necessidade de introdução de novos elementos de potência e que

simultaneamente tivesse como base o conversor assimétrico de meia ponte, por ser o conversor de potência mais utilizado em acionamentos baseados em MRVC. Perante uma reconfiguração do conversor de potência, decorrente de uma falha de circuito aberto, surge a necessidade de adaptar a estratégia de controlo às novas condições de funcionamento. Nesse sentido, tinha-se também como objetivo estudar as alterações na estratégia de controlo por forma a alcançar-se condições de funcionamento o mais próximas possível das condições normais.

Para que o desenvolvimento, quer dos métodos de diagnóstico quer do conversor tolerante e respetivas estratégias de controlo tolerante, fosse possível, foi imprescindível estabelecer uma plataforma de estudo. Numa primeira fase, o estudo incidiu em simulações computacionais, pelo que o primeiro objetivo do trabalho tinha como propósito desenvolver um modelo computacional que caracterizasse, de forma fidedigna, o comportamento dinâmico do sistema em estudo, perante diversos cenários de funcionamento e de avaria. Todo o trabalho usou como base de estudo um MRVC de 4 fases comercialmente disponível. Numa segunda fase e por forma a validar experimentalmente todo o trabalho desenvolvido tinha-se como objetivo conceber um protótipo que servisse de base de teste.

## **1.2 Estrutura da Dissertação**

A apresentação do trabalho desenvolvido distribui-se por oito capítulos.

Neste primeiro capítulo procurou-se, de forma breve, contextualizar a máquina de relutância variável comutada na área das máquinas elétricas, evidenciando as características que mais a destacam e que motivaram a investigação nela baseada. Apresentam-se também os principais objetivos do presente trabalho, justificando a sua importância no contexto atual.

O capítulo seguinte expõe os fundamentos teóricos necessários para o pleno entendimento do comportamento dinâmico da máquina. São apresentadas as características mais relevantes do MRVC e dá-se uma especial atenção às estratégias de controlo mais comuns, em virtude da importância que esta matéria constitui no aperfeiçoamento do desempenho da máquina, nomeadamente no que diz respeito à minimização da oscilação do binário eletromagnético.

O capítulo 3 é dedicado à modelação e simulação computacional de um sistema de controlo de velocidade em malha fechada, utilizando um acionamento elétrico baseado num MRVC. No início do capítulo expõe-se, de modo resumido, os modelos matemáticos do MRVC, propostos na literatura, utilizados com maior frequência. Posteriormente faz-se uma breve



descrição da máquina real que serviu de base de estudo, apresentando o modelo desenvolvido que caracteriza o seu comportamento eletromagnético. Neste capítulo descreve-se detalhadamente o modelo computacional desenvolvido que visa a simulação computacional do sistema de controlo de velocidade.

A implementação laboratorial é abordada no capítulo 4, descrevendo-se os vários elementos que compõem a montagem experimental. É dada uma especial atenção aos aspetos particulares da execução experimental, nomeadamente no que diz respeito ao cálculo da velocidade e da posição angular mecânica, bem como à estratégia de controlo adotada no período de arranque da máquina.

No capítulo 5 é realizada uma análise detalhada do funcionamento do MRVC considerando-se condições normais de funcionamento e assumindo-se um funcionamento em avaria, em que apenas três das quatro fases da máquina estão operacionais. Esta análise é baseada, numa primeira abordagem, em resultados obtidos através de simulações computacionais, sendo a análise realizada, posteriormente validada através de resultados experimentais.

Os métodos desenvolvidos de diagnóstico de avarias de circuito aberto e de curto-circuito nos interruptores de potência são descritos no capítulo 6. São apresentados diversos resultados de simulação e experimentais, por forma a validar os métodos desenvolvidos. No início do capítulo é realizada uma breve apresentação dos métodos de diagnóstico de avarias no conversor de potência, aplicados em acionamentos baseados em MRVC, propostos na literatura.

No capítulo 7 apresentam-se os conversores de potência tolerantes a falhas propostos na literatura. Neste capítulo descreve-se o conversor de potência tolerante a falhas desenvolvido, bem como as estratégias de controlo tolerante desenvolvidas, a adotar numa situação pós-falha quando se utiliza o conversor tolerante. É feita uma análise do comportamento da máquina numa situação pós-falha adotando-se o conversor tolerante proposto, considerando diversos cenários relativamente à estratégia de controlo. Esta análise é igualmente baseada em resultados de simulação complementada com resultados experimentais.

No último capítulo apresenta-se uma descrição sumária dos assuntos abordados, tecendo-se as principais conclusões do trabalho. No final são identificados os pontos que se julgam mais interessantes no que diz respeito a desenvolvimentos futuros.



# 2

## Conceitos Fundamentais

### 2.1 Princípios Elementares

O funcionamento dos motores elétricos rotativos clássicos deve-se à interação de um campo magnético estático com um campo magnético rotórico. O princípio de funcionamento de um motor de relutância variável comutado (MRVC) é claramente diferente, baseando-se em princípios físicos mais simples. Nesta máquina existe apenas campo magnético estático. Ao atravessar o rotor, este campo magnético origina um binário eletromagnético que força a máquina a alcançar uma posição de maior estabilidade. Isto é, sempre que uma fase é excitada surge um binário eletromagnético que tende a mover a máquina para uma posição em que a relutância do respectivo circuito magnético é mínima. O funcionamento de um MRVC deve-se essencialmente, tal como indica a sua designação, a uma relutância magnética variável, dependente da posição do rotor, conseguida através de uma configuração de polos salientes, especialmente no rotor. Analisando de um prisma diferente, o campo magnético criado por uma corrente elétrica, de uma das fases, magnetiza por influência os polos rotóricos que lhe estão mais próximos. Este efeito eletromagnético provoca o movimento da máquina de modo a alinhar esses polos com o campo magnético. O princípio de funcionamento de um MRVC é assim tão simples quanto o princípio físico que faz mover uma peça metálica quando se aproxima um ímã.

Na sua configuração convencional, o MRVC de movimento rotacional apresenta polos salientes quer no estator quer no rotor (Figura 2.1). Os enrolamentos de fase são colocados em torno dos polos do estator, existindo apenas uma fase em cada polo. O enrolamento de fase é constituído por duas bobinas, geralmente ligadas em série e localizadas em polos estatóricos diametralmente opostos (Krishnan, 2001; Miller, 1995). O número de polos rotóricos ( $N_r$ ) é comumente inferior ao número de polos do estator ( $N_s$ ). Os MRVCs mais abordados em literatura são o MRVC de 4 fases com 8 polos estatóricos e 6 polos rotóricos (MRVC 8/6) e o MRVC de 3 fases constituído por 6 polos estatóricos e 4 polos rotóricos (MRVC 6/4). Nestas configurações é possível desenvolver binário em ambos os sentidos em qualquer posição do rotor. Porém, quando a razão entre  $N_s$  e  $N_r$  é inteira existem posições rotóricas onde não é possível produzir-se binário eletromagnético (Fitzgerald et al., 2003; Seok-Gyu e Krishnan, 2007). Tem-se como exemplo o MRVC 4/2 convencional com apenas 2 fases (Fitzgerald et al., 2003; Seok-Gyu e Krishnan, 2007). De modo a permitir o arranque de MRVCs de duas fases, em qualquer posição do rotor, foram, por exemplo, introduzidas assimetrias no rotor. Estas alterações construtivas podem ser observadas em (Kano et al., 2010; Kittiratsatcha e Torrey, 2003; Miller, 1993; Seok-Gyu e Krishnan, 2007).

Nos MRVCs convencionais as linhas de fluxo atravessam radialmente o rotor, uma vez que cada fase se encontra localizada em dois polos estatóricos diametralmente opostos, pelo que o caminho do fluxo magnético é relativamente longo. É possível reduzir o caminho do fluxo colocando a mesma fase em dois polos sucessivos do estator ou colocando cada fase em mais do que dois polos estatóricos. Podem ser observados alguns exemplos em (Hao e Gu, 2010; Khor e Sotudeh, 2005; Krishnan, 2001; Miller, 1993; Min-Tsun et al., 2004). Para além dos MRVCs de fluxo radial são também propostos na literatura MRVCs com fluxo magnético axial. Nestes casos, os enrolamentos são bobinados de um modo diferente daquele que é utilizado nos MRVCs convencionais. Tem-se como exemplo os MRVCs apresentados em (Amreisz, 2010; Hongquan e Chenglin, 2008; Shang-Hsun e Mi-Ching, 2005; Torkaman et al., 2012; Unnewehr e Koch, 1974). Embora abordados com menor frequência, existem outras configurações de MRVCs rotacionais como, por exemplo, com dois dentes por polo estatórico (Lindsay et al., 1986a), com um número de polos rotóricos mais elevado do que o número de polos estatóricos (Bilgin et al., 2012; Desai et al., 2010) ou com rotor segmentado (Mecrow et al., 2003). No presente trabalho será abordado apenas o MRVC convencional de movimento rotacional. Contudo, muitas das características eletromagnéticas são comuns às várias configurações.

A Figura 2.1 representa um MRVC 8/6 convencional numa posição em que os polos do rotor estão perfeitamente alinhados com os polos estatóricos da fase A. Esta posição é designada

por posição alinhada, relativamente à fase A. Simultaneamente, e devido à simetria do MRVC 8/6, cada polo da fase C está equidistante de dois polos adjacentes do rotor. Esta posição é designada por posição desalinhada, tendo como referência a fase C. Em ambos os casos, o binário eletromagnético desenvolvido, quando se excita a respetiva fase, é nulo. Na posição ilustrada na Figura 2.1, é desenvolvido um binário eletromagnético no sentido horário quando a fase D é excitada e no sentido oposto quando a fase B é excitada.

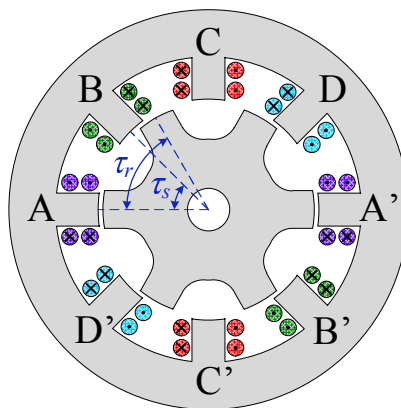


Figura 2.1 – Corte Transversal de um Motor de Relutância Variável Comutado Convencional, com 8 polos no estator e 6 polos no rotor (MRVC 8/6).

No funcionamento como motor, cada fase deve ser excitada quando se verifica a aproximação de um polo do rotor do respetivo polo estatórico. A excitação da fase a quando do afastamento do polo rotórico origina um binário eletromagnético que se opõe ao sentido de rotação da máquina. Isto provoca um efeito de travagem, muitas vezes compensado, quando a máquina opera como motor, pelo binário eletromagnético produzido por uma outra fase. O movimento contínuo do motor obtém-se excitando sequencialmente as várias fases. Assim, as fases do motor não devem ser continuamente alimentadas, pelo que um MRVC não pode ser ligado diretamente a uma rede de alimentação elétrica DC ou AC, sendo imprescindível a utilização de um conversor de potência. Adicionalmente é necessário dispor-se do conhecimento da posição do rotor, por forma a excitar as fases nas posições rotóricas mais apropriadas. Somente deste modo se pode implementar um controlo mais efetivo da máquina. A Figura 2.2 ilustra esquematicamente o sistema de controlo de um acionamento baseado num MRVC. Apresenta-se o controlo em malha fechada mais comum, sendo este o controlo de velocidade ( $\omega$ ) da máquina.

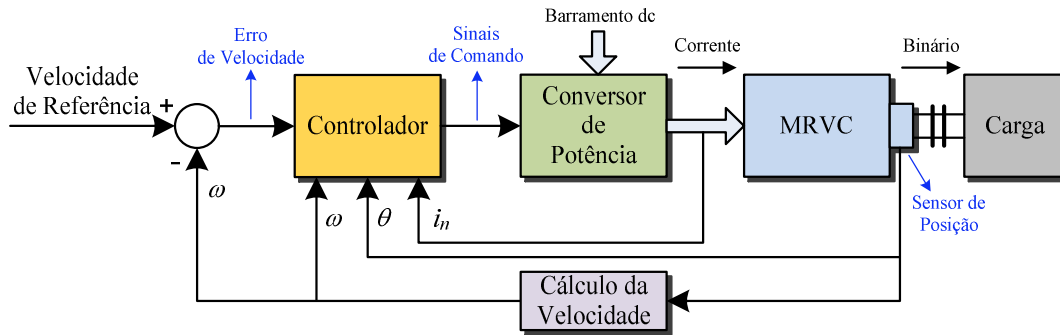


Figura 2.2 – Diagrama de blocos de um sistema de controlo de um acionamento baseado num MRVC.

O controlador define os sinais de comando dos vários interruptores de potência, de acordo com a estratégia de controlo adotada. O controlo do estado de condução dos vários interruptores de potência permite regular a amplitude das várias correntes de fase ( $i_n$ ), e estipular o intervalo angular rotórico onde cada fase se encontra em condução. Para tal, o controlador deve conhecer a posição rotórica ( $\theta$ ) em que a máquina se encontra e também as amplitudes das várias correntes de fase. A informação acerca da posição pode ser obtida diretamente, recorrendo a sensores de posição, sendo os sensores óticos e os sensores de efeito de Hall os mais utilizados em acionamentos baseados em MRVCs (Becerra et al., 1993; Jin-Woo et al., 2006; Jin-Xiao et al., 2000; Pillay et al., 2000), ou indiretamente, adotando métodos de estimação da posição. A eliminação do sensor de posição permite diminuir os custos do acionamento e simultaneamente suprimir um dos seus elementos sujeito a falhas, o que melhora a fiabilidade do acionamento. Para além disso, alguns sensores de posição não permitem conhecer, com precisão, a posição inicial da máquina. Estas razões motivaram o desenvolvimento de várias técnicas de estimação da posição rotórica. Tem-se como exemplos, métodos de estimação baseados: no declive da amplitude da corrente elétrica de fase (Ching-Guo e Ming-Tsan, 2010; Panda e Amaratunga, 1993); na relação entre a amplitude do fluxo encadeado estimado e a amplitude da corrente elétrica de fase (Keunsoo et al., 2011; Panda e Ramanarayanan, 2007); no modelo da indutância própria (Gao et al., 2004; Suresh et al., 1999); na injeção de impulsos de corrente elétrica (Khalil et al., 2007; Pasquesoone et al., 2011). É comum utilizar-se um sensor de corrente em cada uma das fases da máquina, de modo a regular a amplitude das correntes de fase e detetar eventuais ocorrências de sobrecorrente.

Na literatura são sugeridos variados conversores de potência específicos para um acionamento baseado num MRVC. Tem-se como exemplo os conversores apresentados em (Barnes e Pollock, 1998; Cho, 2003; Keunsoo et al., 2007; Krishnan, 2001; Miller, 1993; Vukosavic e Stefanovic, 1991). O conversor de potência mais utilizado é o conversor assimétrico de meia ponte,

representado na Figura 2.3. Embora não seja o conversor que utiliza o menor número de interruptores, e conseqüentemente não seja o mais económico, é o conversor mais versátil em termos de controlo das várias fases. Este conversor apresenta, associado a cada fase, dois díodos e dois interruptores de potência, o que possibilita um controlo independente de cada uma das fases e simultaneamente permite estabelecer aos terminais do enrolamento de fase três níveis de tensão distintos. A Figura 2.4 apresenta os vários modos de condução eléctrica possíveis numa fase, adotando-se o conversor assimétrico de meia ponte.

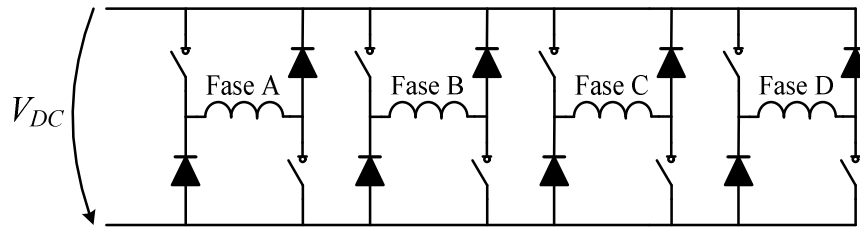


Figura 2.3 – Conversor assimétrico de meia ponte.

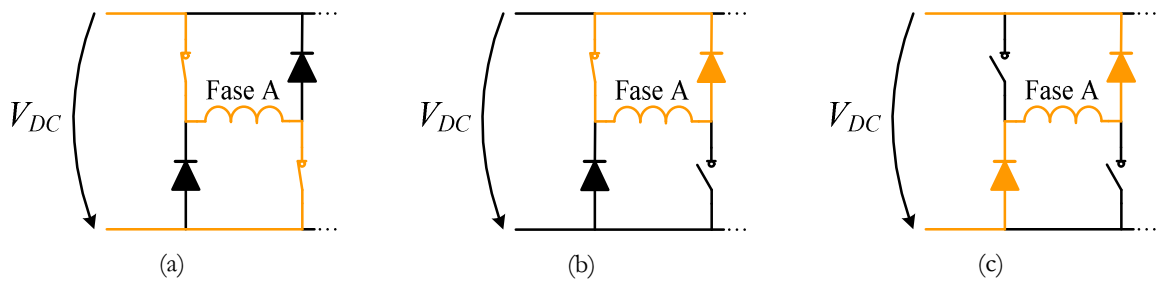


Figura 2.4 – Modos de condução eléctrica numa fase: (a) magnetização da fase; (b) condução da fase em roda livre; (c) desmagnetização forçada da fase.

Quando ambos os interruptores de potência estão em condução (Figura 2.4 (a)) o enrolamento de fase tem aos seus terminais uma tensão positiva ( $V_{DC}$ ), idêntica à tensão do barramento DC. Neste modo de condução, a fase está a ser magnetizada, transferindo-se energia da fonte de alimentação para a fase. Quando um dos interruptores de potência é desligado (Figura 2.4 (b)) e existe corrente eléctrica no enrolamento de fase, um dos díodos de roda livre entra em condução. A tensão aos terminais é, neste modo de condução, nula, verificando-se um decrescimento suave da amplitude da corrente de fase, quando a máquina funciona como motor. Nestas condições dá-se uma desmagnetização suave da fase em que a energia armazenada magneticamente é dissipada nos vários elementos resistivos inerentes. Ao desativarem-se ambos os interruptores de potência (Figura 2.4 (c)), a corrente eléctrica que percorre o enrolamento de fase escoia-se pelos díodos. Neste modo de condução verifica-se um decrescimento acentuado da intensidade de corrente eléctrica de fase, transferindo-se a energia armazenada magneticamente

nas bobinas para a fonte de alimentação ou para outras fases da máquina. A tensão aplicada é, neste caso, negativa ( $-V_{DC}$ ). Este modo de condução será posteriormente designado por desmagnetização forçada.

## 2.2 Características Eletromagnéticas

Quando se excita uma fase da máquina estabelece-se uma força magnetomotriz ( $fmm$ ) que origina um fluxo magnético. A relação entre estas duas grandezas depende, segundo a lei de Hopkinson, da relutância que o caminho do fluxo magnético apresenta e é dada por:

$$\mathcal{F} = (\mathcal{R}_s + \mathcal{R}_\delta + \mathcal{R}_r) \phi \quad (2.1)$$

onde  $\mathcal{F}$  representa a  $fmm$ .  $\mathcal{R}_s$ ,  $\mathcal{R}_\delta$  e  $\mathcal{R}_r$  representam as relutâncias do circuito magnético relativas ao estator, ao entreferro e ao rotor, respetivamente.  $\phi$  representa o fluxo magnético produzido por uma fase.

A Figura 2.5 ilustra o caminho do fluxo magnético a quando da excitação de uma única fase do MRVC.

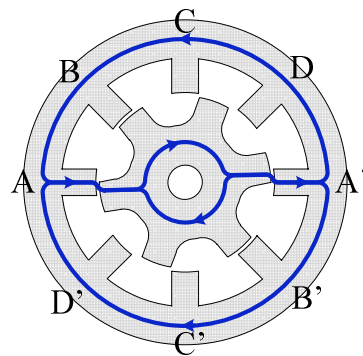


Figura 2.5 – Caminho do fluxo magnético gerado pela fase A.

Analisando esta situação de funcionamento pode considerar-se que o caminho do fluxo magnético no estator e no rotor é praticamente constante. Se não for considerado o efeito da saturação magnética,  $\mathcal{R}_s$  e  $\mathcal{R}_r$  tomam, então, valores constantes, independentemente da posição em que o rotor se encontra. O mesmo não sucede com a relutância do entreferro. Quanto maior for a porção de ar a percorrer pelo fluxo magnético maior é a relutância. Assim, a relutância do entreferro apresenta o seu valor máximo na posição desalinhada, onde a distância a percorrer pelo ar é máxima, e o seu valor mínimo na posição alinhada. Nas posições intermédias verifica-se



uma diminuição progressiva da relutância à medida que o polo rotórico se aproxima do polo estatórico em análise. Por outro lado, a permeabilidade magnética do material ferromagnético utilizado no núcleo do estator e do rotor é claramente superior à permeabilidade magnética do ar. Deste modo, numa situação em que não existe saturação magnética,  $\mathcal{R}_s$  e  $\mathcal{R}_r$  apresentam valores bastante inferiores a  $\mathcal{R}_\delta$ . Nestas circunstâncias podem ser desprezadas, considerando-se que a relutância total corresponde apenas à relutância do entreferro. Atendendo à equação (2.1) conclui-se que, para uma dada  $fmm$ , o fluxo que se gera quando o rotor está na posição alinhada é superior ao fluxo que se gera quando o rotor está na posição desalinhada. Sabendo que a força magnetomotriz gerada por uma fase é dada por:

$$\mathcal{F} = Ni \quad (2.2)$$

onde  $N$  corresponde ao número total de espiras do enrolamento de fase e  $i$  representa a intensidade de corrente elétrica de fase, pode concluir-se que para uma determinada intensidade de corrente elétrica de fase, o fluxo criado é máximo se a máquina estiver na respetiva posição alinhada. Esta característica pode ser constatada nas curvas de magnetização ilustradas na Figura 2.6, onde se relaciona a intensidade de corrente elétrica de fase com o fluxo encadeado produzido, nas respetivas posições alinhada e desalinhada. O fluxo encadeado corresponde a  $N\phi$ , sendo representado, no presente trabalho, por  $\psi$ . À medida que a amplitude da corrente de fase vai aumentando, aumenta também o fluxo gerado. Contudo, nem sempre se verifica um aumento proporcional. Para níveis de fluxo magnético mais elevados ocorre a saturação magnética dos núcleos ferromagnéticos, o que provoca uma diminuição da respetiva permeabilidade magnética e o conseqüente aumento de  $\mathcal{R}_s$  e  $\mathcal{R}_r$ . Nestas circunstâncias as magnitudes de  $\mathcal{R}_s$  e de  $\mathcal{R}_r$  não são desprezáveis, face à magnitude de  $\mathcal{R}_\delta$ . O efeito da saturação magnética é pronunciado na posição alinhada, onde os níveis de fluxo alcançados são máximos. Nesta posição, e até se atingir a saturação, verifica-se uma progressão linear do fluxo magnético com o aumento da intensidade de corrente elétrica de fase. Para valores de corrente elétrica mais elevados constata-se um aumento do fluxo cada vez menos pronunciado. Na posição desalinhada a relutância do entreferro é de tal modo elevada que não se verifica qualquer saturação. Nesta posição não ocorre uma variação relevante de  $\mathcal{R}_s$  e de  $\mathcal{R}_r$  uma vez que os níveis de fluxo alcançados são relativamente pequenos pelo que a curva de magnetização é retilínea. As curvas de magnetização relativas a posições intermédias do rotor estão compreendidas entre curvas de magnetização das posições desalinhada e alinhada. Atendendo à simetria da máquina, as curvas de magnetização, associadas a uma determinada fase da máquina, relativas a duas posições do rotor equidistantes da respetiva posição alinhada apresentam uma configuração idêntica entre si. Isto é, quando o polo rotórico

está igualmente afastado angularmente da posição alinhada quer no sentido horário quer no sentido anti-horário. À medida que o rotor se aproxima da posição alinhada o fluxo gerado, considerando uma intensidade de corrente elétrica constante, é cada vez maior. Por este motivo o efeito da saturação magnética aumenta progressivamente com a aproximação do rotor da posição alinhada. Verifica-se o oposto quando o rotor se afasta da posição alinhada.

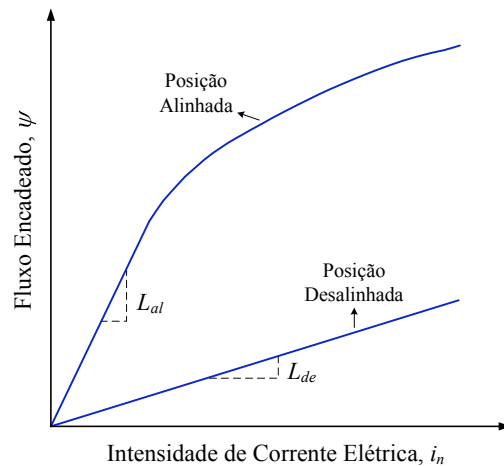


Figura 2.6 – Curvas de magnetização para as posições alinhada e desalinhada do rotor.

As curvas de magnetização permitem calcular a indutância própria da fase ( $L$ ), uma vez que esta é dada por:

$$L = \frac{N\phi}{i} = \frac{\psi}{i} \quad (2.3)$$

Pode concluir-se, atendendo à equação anterior e observando a Figura 2.6, que o valor da indutância própria depende quer da posição do rotor quer da intensidade de corrente elétrica de fase, especialmente nas posições mais próximas da posição alinhada. Verifica-se um aumento da indutância própria, considerando uma intensidade de corrente elétrica de fase constante, à medida que a posição do rotor se aproxima da posição alinhada. Quando existe saturação magnética, por exemplo na posição alinhada, verifica-se uma diminuição da indutância com o aumento da intensidade de corrente elétrica. A indutância própria apresenta, assim, o seu valor mínimo na posição desalinhada e o seu valor máximo na posição alinhada, quando não existe saturação magnética. Estas indutâncias são parâmetros relevantes na conceção de um MRVC sendo vulgarmente designadas de indutância desalinhada ( $L_{de}$ ) e indutância alinhada ( $L_{al}$ ), respetivamente. A Figura 2.7 ilustra qualitativamente a variação da indutância própria, em função da posição do rotor e da intensidade de corrente elétrica de fase. Visto que, na posição

desalinhada não existe saturação magnética, a indutância toma, nesta posição, um valor constante. O mesmo acontece em posições rotóricas próximas desta.

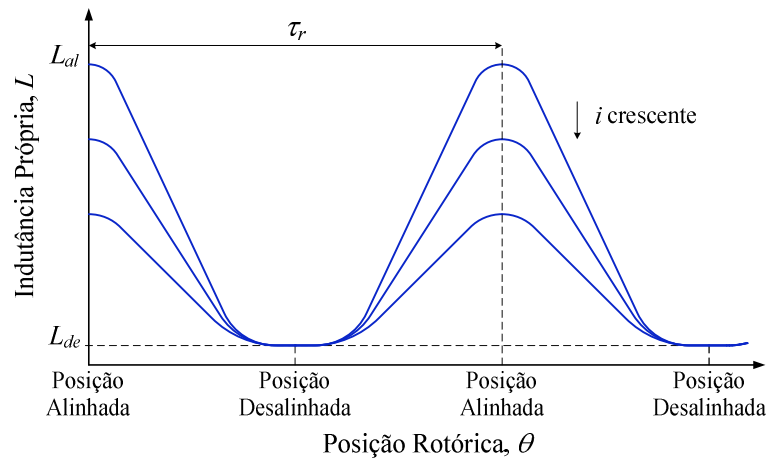


Figura 2.7 – Variação da indutância própria em função da posição e da intensidade de corrente elétrica.

Devido, uma vez mais, à simetria da máquina, a curva da indutância própria é simétrica relativamente às respetivas posições alinhada e desalinhada. Conclui-se, portanto, que o valor da indutância própria depende da distância a que o polo rotórico, mais próximo do polo da fase, se encontra da respetiva posição alinhada e também da magnitude da corrente elétrica de fase. Deste modo, verifica-se uma repetição da curva da indutância sempre que surge um novo polo do rotor a aproximar-se (ou afastar-se) do polo estatórico da respetiva fase. A indutância toma, assim, uma configuração periódica, quando analisada a sua variação com a posição angular do rotor. O período da curva corresponde à distância angular entre duas posições rotóricas semelhantes. Dá-se como exemplo a distância angular entre duas posições alinhadas sucessivas ilustrada na Figura 2.1. Esta distância corresponde ao passo polar rotórico ( $\tau_r$ ), dependente apenas do número de polos que o rotor apresenta ( $N_r$ ), sendo:

$$\tau_r = \frac{360^\circ}{N_r} \quad (2.4)$$

De modo a existir um equilíbrio eletromagnético, as várias fases da máquina apresentam configurações idênticas (em termos de: dimensão dos polos estatóricos; número de espiras; secção do enrolamento; etc). Assim, considera-se que as características eletromagnéticas são idênticas para as várias fases da máquina. Atendendo ao facto dos enrolamentos de fase estarem dispostos em polos estatóricos diferentes verifica-se um desfasamento entre as respetivas posições relativas do rotor. Este desfasamento espacial origina o óbvio desfasamento das curvas

da indutância própria de duas fases da máquina. A Figura 2.8 ilustra as curvas das indutâncias próprias de fase de um MRVC de quatro fases.

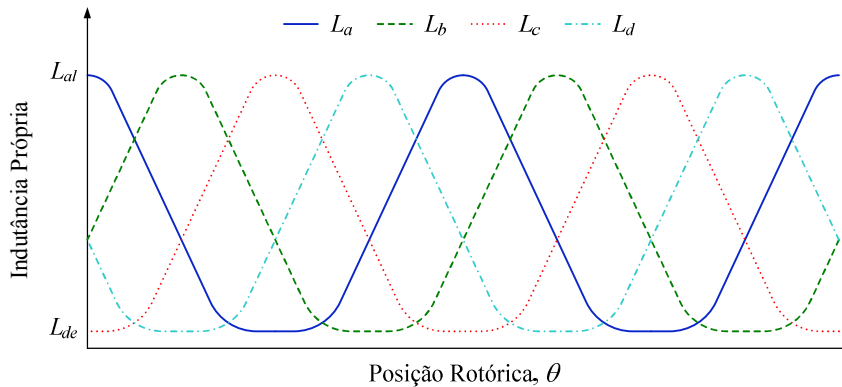


Figura 2.8 – Indutâncias próprias em função da posição do rotor das várias fases de um MRVC de 4 fases.

O desfasamento, considerando a configuração do MRVC convencional, é facilmente calculado tendo como referência a Figura 2.1. A fase A encontra-se, neste exemplo, na sua posição alinhada. Deste modo, o desfasamento entre duas fases adjacentes é dado pela distância a que a fase B se encontra da sua posição alinhada sendo:

$$\tau_r - \tau_s = \frac{360^\circ}{N_r} - \frac{360^\circ}{N_s} \quad (2.5)$$

onde  $\tau_r$  representa o passo polar estátorico. De modo a preservar o princípio de funcionamento da máquina, em que as várias fases são excitadas sequencialmente, as fases são uniformemente distribuídas pelos vários polos estátoricos. À medida que o rotor se movimenta vai-se registando, de forma sequencial, a posição alinhada das várias fases da máquina. O espaçamento angular entre a posição alinhada de duas fases adjacentes é evidentemente uniforme e durante um ciclo ( $\tau_r$ ) deve registar-se a posição alinhada de todas as fases. Deste modo, a combinação entre  $N_r$  e  $N_s$  deverá garantir que o desfasamento existente entre duas fases adjacentes seja simultaneamente dado por:

$$\tau_r - \tau_s = \frac{1}{m} \times \frac{360^\circ}{N_r} \quad (2.6)$$

onde  $m$  representa o número de fases da máquina.

Atendendo à característica não linear da indutância, o binário eletromagnético produzido por uma fase é calculado a partir da coenergia, do seguinte modo:

$$T(\theta, i) = \frac{\partial W'(\theta, i)}{\partial \theta} \quad (2.7)$$

onde  $T$  representa o binário eletromagnético produzido por uma fase,  $W'$  a coenergia,  $i$  a intensidade de corrente elétrica de fase e  $\theta$  a posição angular do rotor.

Para uma determinada posição  $\theta$  e intensidade de corrente elétrica  $i_1$ , a coenergia é dada por:

$$W' = \int_0^{i_1} N\phi di \quad (2.8)$$

Graficamente a coenergia representa a área delimitada pela curva do fluxo encadeado e pela intensidade de corrente elétrica  $i_1$ .

### 2.3 Comportamento Eletromagnético

A interação magnética entre fases num MRVC convencional é claramente reduzida. Facilmente se justifica esta característica observando a configuração típica desta máquina e analisando o comportamento magnético a quando da excitação de uma fase. Pelo facto de cada polo estatórico albergar uma única fase e também devido à distância espacial entre polos estatóricos, o fluxo magnético gerado por uma fase passa principalmente pelos núcleos estatórico e rotórico e pelos polos da respetiva fase, do modo como se ilustra na Figura 2.5. O fluxo magnético que atravessa os polos estatóricos das fases adjacentes à fase excitada é reduzido, o que conduz a indutâncias mútuas de reduzido valor. Atendendo à fraca influência magnética entre fases é comum desprezarem-se as indutâncias mútuas e considerar-se que as fases são magneticamente independentes (*Stephenson e Corda, 1979*). Deste modo, o comportamento eletromagnético de uma fase pode definir-se tal como:

$$v = Ri + \frac{d\psi}{dt} = Ri + L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} \quad (2.9)$$

onde  $v$  representa a tensão aplicada aos terminais do enrolamento de fase e  $R$  representa a resistência do enrolamento de fase. O primeiro termo, do lado direito da equação (2.9), representa a queda de tensão resistiva no enrolamento de fase. O segundo termo representa a queda de tensão reativa. O último termo é vulgarmente designado de força contraelectromotriz

( $i_{cem}$ ) e representa, essencialmente, a tensão induzida no enrolamento devido à movimentação do rotor, uma vez que, desprezando o efeito da saturação magnética, tem-se:

$$i \frac{dL}{dt} = i \frac{dL}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = i \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (2.10)$$

onde  $\omega$  representa a velocidade angular da máquina.

A análise do comportamento eletromagnético de cada fase torna-se bastante complicada devido à não linearidade da indutância própria, quer em função da posição do rotor quer em função da magnitude da corrente elétrica de fase. De modo a simplificar a análise é vulgarmente adotado o modelo linear da indutância, ilustrado na Figura 2.9 (a). Neste modelo não se considera o efeito da saturação magnética. Por forma a relacionar o comportamento da indutância com a posição do rotor é também ilustrada na Figura 2.9 (a) a posição relativa entre o polo estatórico da fase em análise e o polo rotórico mais próximo evidenciando-se as posições rotóricas que delimitam as diferentes regiões existentes. Neste modelo, a indutância mantém um valor constante em duas regiões distintas: quando não existe qualquer sobreposição dos polos, a indutância apresenta o seu valor mínimo ( $L_{de}$ ); quando a sobreposição dos polos é total, a indutância mantém o seu valor máximo ( $L_{al}$ ). No exemplo apresentado, esta última região é visível porque se considerou que os polos estatóricos e rotóricos apresentam uma dimensão diferente. Isto é, os polos têm diferentes arcos polares. Numa situação em que os polos têm uma dimensão idêntica, esta região é constituída por uma única posição rotórica, coincidente com a posição alinhada. Nas regiões onde existe uma sobreposição parcial dos polos verifica-se um aumento linear da indutância à medida que a sobreposição dos polos aumenta e verifica-se um decréscimo linear da indutância na situação oposta.

O modelo linear permite definir, simplificadamente, o binário eletromagnético produzido por uma fase. Uma vez que não se considera a saturação magnética dos núcleos, o binário eletromagnético, assumindo uma intensidade de corrente elétrica de fase constante, pode ser definido através das equações (2.3), (2.7) e (2.8) sendo:

$$T = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (2.11)$$

Esta expressão evidencia o facto do sentido da corrente elétrica no enrolamento de fase não ter qualquer influência no funcionamento de um MRVC. Tal como se interpretou anteriormente, o binário apresenta um valor positivo quando o rotor se aproxima da posição alinhada e um valor negativo quando se afasta.

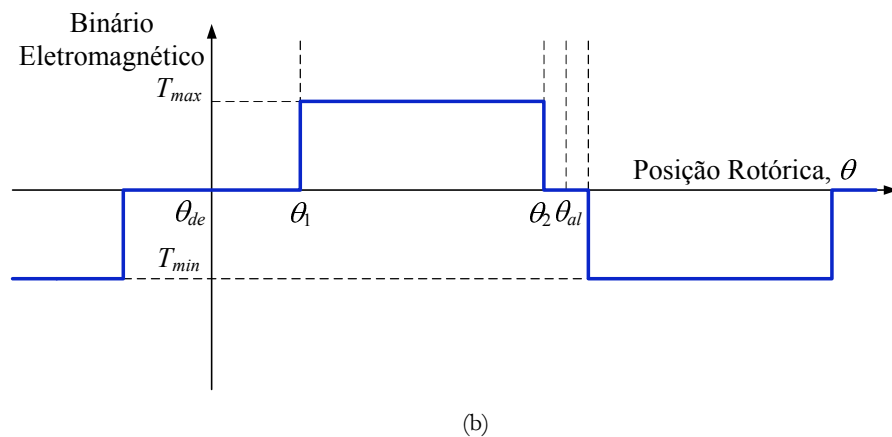
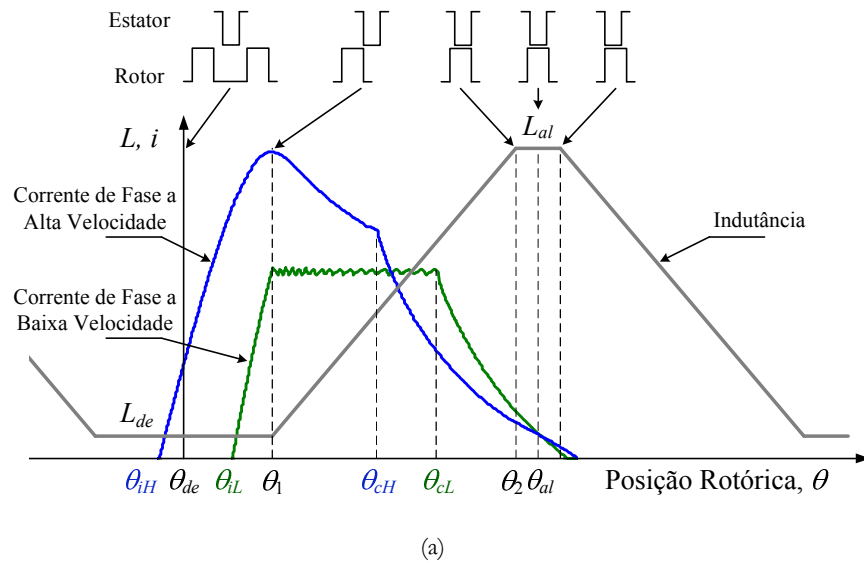


Figura 2.9 – Representação adotando o modelo linear: (a) da indutância própria e das correntes elétricas de fase típicas num regime de funcionamento a baixa e a alta velocidade, em função da posição rotórica; (b) do binário eletromagnético produzido por uma fase considerando uma intensidade de corrente elétrica de fase constante.

A Figura 2.9 (b) representa o binário eletromagnético considerando o modelo linear e assumindo um valor constante da intensidade de corrente elétrica de fase. Segundo o modelo linear há produção de binário apenas nas regiões onde há variação da indutância. Deste modo, constata-se uma variação brusca do binário eletromagnético nas posições rotóricas onde inicia ou termina a sobreposição parcial dos polos e também onde inicia ou termina a sobreposição total. É evidente que numa situação real, a variação do binário eletromagnético é gradual. Contudo, este modelo permite evidenciar a fraca capacidade de produção de binário quando o rotor se encontra próximo da posição desalinhada. A produção de binário é manifestamente preponderante quando existe sobreposição parcial dos polos. Quando a máquina se encontra muito próxima da posição alinhada, a respetiva fase também apresenta uma fraca capacidade de

produção de binário, isto porque o rotor já se encontra muito próximo da sua posição de equilíbrio. Tal como se focou no início do presente capítulo, o binário eletromagnético é nulo quando o rotor se encontra na posição alinhada e na posição desalinhada. Deste modo, e considerando uma configuração convencional, um MRVC só apresenta a capacidade de produção de binário eletromagnético, em todos os quadrantes, se tiver no mínimo 3 fases. No caso dos MRVC com 4 fases, existem, em qualquer posição do rotor, excetuando as posições alinhadas e desalinhadas das várias fases, duas fases capazes de produzir um binário motor e outras duas, um binário resistente ou travão.

Para que a máquina funcione no modo motor é fundamental que as várias fases sejam excitadas sobretudo quando o rotor se encontra entre as respetivas posições desalinhada e alinhada. Extrai-se um maior rendimento da máquina se as suas fases conduzirem a quando da sobreposição parcial dos respetivos polos. No funcionamento como gerador ou como travão as fases encontram-se em condução principalmente entre as respetivas posições alinhada e desalinhada.

Uma vez que a indutância de um MRVC não é constante, a sua resposta elétrica é variável, consoante a posição do rotor, sendo fortemente condicionada pela magnitude da  $f_{cem}$ . Esta característica é facilmente justificada utilizando para o efeito as equações (2.9) e (2.10) que permitem definir a taxa de variação da intensidade de corrente elétrica de fase, desprezando-se a componente resistiva do enrolamento:

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L} \left( v - i \frac{dL}{d\theta} \omega \right) \quad (2.12)$$

Ao aplicar-se uma tensão positiva aos terminais de um enrolamento nem sempre se verifica o aumento da respetiva intensidade de corrente elétrica de fase. Quando a magnitude da  $f_{cem}$  é superior à tensão do barramento DC regista-se uma diminuição da intensidade de corrente elétrica. A  $f_{cem}$  opõe-se à tensão aplicada apenas no modo de funcionamento como motor, onde  $dL/d\theta$  é positivo. A amplitude da  $f_{cem}$  aumenta com a velocidade da máquina e com a magnitude da corrente elétrica de fase. Como em qualquer outro motor elétrico, a amplitude da corrente elétrica de fase num MRVC está diretamente relacionada com o nível da carga mecânica. Tipicamente, a velocidades reduzidas a  $f_{cem}$  é pequena, independentemente do nível da carga mecânica. A velocidade condiciona fortemente a magnitude da  $f_{cem}$  sendo esta reforçada à medida que o nível de carga aumenta.



A Figura 2.9 (a) ilustra a forma de onda característica da corrente elétrica de fase, no funcionamento como motor, a alta e a baixa velocidade. Importa realçar que, no modo de funcionamento como motor, a corrente elétrica deve apresentar uma amplitude relevante principalmente nas posições rotóricas onde se regista um valor de  $dL/d\theta$  não nulo, isto é, nas posições rotóricas onde a fase apresenta uma maior capacidade de produção de binário eletromagnético.

No funcionamento a baixa velocidade é possível regular a amplitude da corrente elétrica uma vez que a  $f_{cem}$  tem sempre uma amplitude inferior à tensão do barramento DC. No exemplo apresentado é utilizado um controlo de corrente histerético simples sendo a corrente de referência constante. Os parâmetros de controlo são, neste modo de funcionamento: o ângulo de ignição ( $\theta_{il}$ ) onde se inicia a magnetização da fase; o ângulo de corte ( $\theta_{id}$ ), a partir do qual se regista a desmagnetização forçada da fase e a corrente de referência. No exemplo apresentado optou-se por escolher um  $\theta_{il}$  que permite alcançar a corrente de referência no início da sobreposição dos polos. Esta estratégia é muitas vezes utilizada de modo a reduzir as perdas no cobre, uma vez que o binário eletromagnético produzido em posições próximas da posição desalinhada é reduzido.

No funcionamento a alta velocidade é continuamente aplicada uma tensão positiva no intervalo angular de posição delimitado pelos ângulos de ignição ( $\theta_{il}$ ) e de corte ( $\theta_{id}$ ). Verifica-se um aumento da intensidade de corrente elétrica apenas até se alcançar a posição rotórica onde se inicia a sobreposição dos polos. Nesta posição regista-se uma variação da  $f_{cem}$  uma vez que  $dL/d\theta$  deixa de apresentar um valor nulo. A  $f_{cem}$  toma, nestas condições de funcionamento, uma magnitude superior à tensão do barramento DC, o que provoca a diminuição da amplitude da corrente elétrica. Em ambos os modos de funcionamento o ângulo de corte é escolhido por forma a obter-se uma fraca amplitude da corrente elétrica quando se alcança a posição alinhada, evitando, deste modo, um binário eletromagnético travão significativo.

## 2.4 Estratégias de Controlo

Apesar do princípio de funcionamento de um MRVC ser bastante simples, o seu controlo é relativamente complexo, quando comparado com o controlo utilizado nas máquinas elétricas clássicas. Um MRVC apresenta uma configuração semelhante à de um motor de passo de relutância. Contudo, estas duas máquinas são usualmente usadas para fins diferentes. Enquanto o motor de passo é geralmente utilizado em aplicações onde é imprescindível o controlo de

posição, o MRVC é geralmente utilizado em aplicações de velocidade variável. No motor de passo, as fases são comumente excitadas à vez e de forma sequencial. Não existe qualquer informação acerca da posição em que a máquina efetivamente se encontra, pelo que, cada fase é excitada durante um intervalo de tempo relativamente longo. Isto é, parte-se do pressuposto que o intervalo de tempo em que uma fase está em condução é suficiente para que o motor rode um passo angular. Para além disso, a amplitude das correntes elétricas não são ajustadas consoante as condições de carga mecânica. Sendo um controlo em malha aberta, o que pode suceder, por exemplo quando a carga é excessiva, é haver perda de passo e a máquina não responder da forma esperada. Sem qualquer tipo de realimentação não é possível, de forma simples, a percepção de perda de passo. Este comportamento não ocorre num MRVC, visto que a informação acerca da posição rotórica permite excitar as fases durante um intervalo de tempo e de posição mais apropriado, bem como adequar as amplitudes das correntes elétricas de fase consoante o nível da carga mecânica, garantindo-se o movimento da máquina. Para além disso, a comutação entre duas fases sucessivas pode ser feita de modo gradual e devidamente controlada, ocorrendo um período de tempo em que existem duas fases em condução.

A complexidade no controlo de um MRVC deve-se ao facto de não existir uma relação direta entre o binário eletromagnético produzido por uma fase e a amplitude da respetiva corrente elétrica de fase. Adicionalmente, as fases não estão ativas continuamente sendo imprescindível sincronizar o controlo com a posição rotórica. Ao longo das últimas décadas foram desenvolvidas diversas estratégias de controlo, procurando-se um aperfeiçoamento do desempenho da máquina, principalmente no que respeita à oscilação do binário. No desenvolvimento de uma estratégia de controlo aplicado a um acionamento baseado num MRVC podem considerar-se vários critérios de otimização, tal como a maximização do rendimento ou a minimização da oscilação do binário eletromagnético, por exemplo. Estes dois critérios não são normalmente alcançados de forma simultânea, pelo que deve existir um compromisso, quando possível, entre as duas condições. Esta característica pode ser observada em (Lovatt e Stephenson, 1994), onde se realiza o estudo da forma de onda da corrente elétrica de fase mais apropriada de modo a maximizar a razão entre o binário eletromagnético médio produzido e o valor eficaz da intensidade de corrente elétrica de fase. Nitidamente, neste estudo, é visível uma oscilação acentuada do binário eletromagnético, uma vez que o intervalo de condução da fase é reduzido e a corrente elétrica de fase apresenta uma configuração pulsante. Num estudo dos mesmos autores (Lovatt e Stephenson, 1997) averigua-se qual a forma de onda da corrente elétrica de fase mais apropriada para minimizar a oscilação do binário, tendo-se em consideração o caso em que

o valor eficaz da intensidade de corrente elétrica de fase é mínimo. As formas de ondas dos dois estudos são efetivamente muito diferentes.

No controlo de velocidade é comum, devido à sua simplicidade de implementação, utilizar-se um controlador proporcional e integral (PI) que ajusta, consoante o erro de velocidade ( $\Delta\omega$ ), o valor de referência da grandeza a controlar, tal como se representa na Figura 2.10.  $\omega_{ref}$  representa a velocidade de referência ou desejada pelo utilizador. Atendendo a que, para uma sintonização otimizada dos parâmetros do controlador PI, é necessário dispor-se de um modelo fiel da máquina, alguns autores desenvolveram outro tipo de controladores, baseados em inteligência artificial, cuja concepção dispensa esse conhecimento. Tem-se, como exemplo, controladores difusos, controladores neuronais, controladores baseados em algoritmos genéticos, etc, apresentados em (Bolognani e Zigliotto, 1996; Chai e Liam, 2010; Chwan-Lu et al., 2012; Shun-Chung e Yi-Hwa, 2011; Wang et al., 2012)

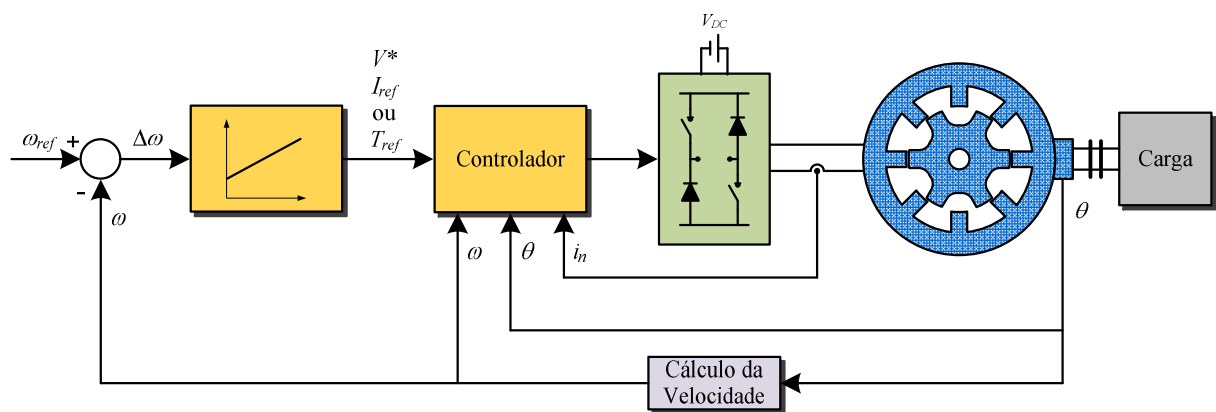


Figura 2.10 – Controlo de velocidade de um MRVC.

A natureza do parâmetro de controlo depende essencialmente do nível de desempenho pretendido. As estratégias de controlo mais simples consistem no controlo da tensão média aplicada ao enrolamento de fase. O controlo da amplitude da corrente elétrica de fase, conforme a corrente de referência ( $I_{ref}$ ), é igualmente simples. Porém, para regular as correntes elétricas de fase é, evidentemente, necessário o conhecimento das suas amplitudes. As estratégias de controlo baseadas na tensão ou na corrente elétrica de fase são facilmente implementadas, mas a oscilação do binário eletromagnético que delas resulta pode ser significativa. Daí que se tenham desenvolvido estratégias bem mais complexas onde se realiza um controlo de binário, definindo-se um binário de referência ( $T_{ref}$ ). Seguidamente será efetuada uma breve explicação das estratégias de controlo adotadas com mais frequência, sendo indicados alguns exemplos bibliográficos.

### 2.4.1 Controle da Tensão Elétrica

O controlador PI de velocidade, esquematizado na Figura 2.10, estabelece, quando se adota uma estratégia de controle baseada no controle da tensão elétrica, um valor de referência para a tensão média aplicada a um enrolamento de fase ( $V^*$ ). Esta tensão média pode ser regulada, essencialmente, de dois modos. A forma mais simples consiste em aplicar, aos terminais dos enrolamentos de fase, um impulso de tensão, sendo o respetivo controlador caracterizado pelo esquema da Figura 2.11. Este controlador é designado de controlador ON/OFF porque liga e desliga os interruptores de potência associados a uma determinada fase uma só vez, em cada ciclo de controlo.  $v_n$  representa a tensão aplicada aos terminais da fase n. A largura temporal deste impulso condiciona a tensão média aplicada e, conseqüentemente, o binário eletromagnético médio produzido pela fase. Os parâmetros de controlo são somente os ângulos de atuação (ângulo de ignição e ângulo de corte). Estes ângulos devem ser adequadamente escolhidos, por forma a colocar em condução, cada uma das fases, nos períodos em que apresentam uma maior capacidade de produção de binário eletromagnético, tornando o acionamento mais eficiente.

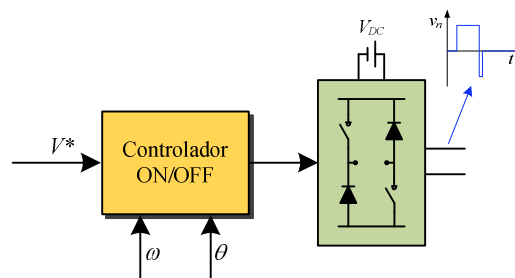


Figura 2.11 – Controle ON/OFF da tensão elétrica.

Tipicamente, ao necessitar-se de uma maior tensão média deve antecipar-se o ângulo de ignição para que, deste modo, a corrente elétrica de fase possa alcançar uma maior amplitude. Conseqüentemente, deve igualmente antecipar-se o ângulo de corte, visto ser necessário um maior intervalo de tempo para desmagnetizar a fase. Ao adotar-se um controlo por impulso de tensão, o número de comutações do modo de condução dos interruptores de potência é reduzido, quando comparado com outras estratégias de controlo, pelo que as perdas devido a essas comutações são igualmente reduzidas.

No funcionamento a alta velocidade, quando a  $f_{cem}$  se sobrepõe à tensão do barramento DC, a corrente elétrica de fase apresenta uma amplitude crescente apenas até que os polos do respetivo estator e do rotor começam a sobrepor-se. Visto que nas posições anteriores a fase tem uma fraca capacidade de produção de binário eletromagnético não interessa regular a amplitude

da corrente elétrica nessas posições. Por outro lado, quando a velocidade é elevada tem-se pouco tempo disponível para fazer crescer a amplitude da corrente elétrica de fase. Assim, o controlo por impulso de tensão constitui a única estratégia a implementar em regimes de funcionamento a alta velocidade.

O desempenho do MRVC está, adotando esta estratégia de controlo, intrinsecamente dependente dos ângulos de atuação. Visto que as características eletromagnéticas do MRVC dependem de vários parâmetros, tais como, dimensão dos arcos polares, permeabilidade magnética dos núcleos, número de polos, entre outros, não é possível definir-se, de um modo genérico, quais os ângulos de atuação mais adequados. Alguns autores abordam esta questão dando-se alguns exemplos. Em (Kioskeridis e Mademlis, 2005) é apresentado um método que sintoniza, em tempo real, os ângulos de ignição e de corte de modo a maximizar o rendimento de um MRVC. Em (Husain e Hossain, 2005) apresenta-se um estudo onde se otimizam os ângulos de atuação de modo a maximizar o binário eletromagnético médio produzido. O estudo assenta em simulações computacionais de modo a definir os ângulos em função da velocidade da máquina. Em (Sozer e Torrey, 2007) é efetuada a sintonização automática dos ângulos observando o comportamento elétrico da máquina.

Ao aplicar-se um impulso de tensão obtém-se uma corrente elétrica de fase pulsante, provocando, inevitavelmente, uma elevada oscilação do binário. Esta característica não pode ser contornada no regime a alta velocidade. No entanto, no funcionamento a baixa velocidade a tensão média pode ser controlada, adotando-se um controlo de frequência fixa com modulação de largura de impulso (PWM). O controlador, para esta estratégia de controlo, encontra-se esquematizado na Figura 2.12. Nesta estratégia de controlo é aplicado aos terminais do enrolamento de fase, entre os ângulos de atuação, um trem de impulsos de tensão de frequência fixa. O ciclo de trabalho, isto é, a razão entre o intervalo de tempo em que se aplica a tensão do barramento DC e o período do trem de impulsos, condiciona a tensão média aplicada. Neste caso, a amplitude da corrente elétrica de fase é controlada, embora não se obtenha uma amplitude constante, mesmo quando não existe saturação magnética, devido à variação da indutância com a posição rotórica.

No controlo PWM de tensão, o tempo de atuação de cada fase é superior aquele que se adotaria caso o controlo fosse de impulso de tensão e a corrente elétrica de fase deixa de ter um comportamento pulsante. Daí que a oscilação do binário seja menor. Nesta estratégia de controlo, para além dos ângulos de atuação utiliza-se o ciclo de trabalho como parâmetro de controlo. De igual modo, a escolha destes parâmetros depende dos critérios de desempenho adotados, sendo condicionada pelas características eletromagnéticas do MRVC. Em (Kjaer et al.,

1995) a definição dos parâmetros de controlo tem como objetivo minimizar o consumo de energia. A maximização da conversão de energia constitui o critério para a definição dos parâmetros de controlo em (Gribble *et al.*, 1999).

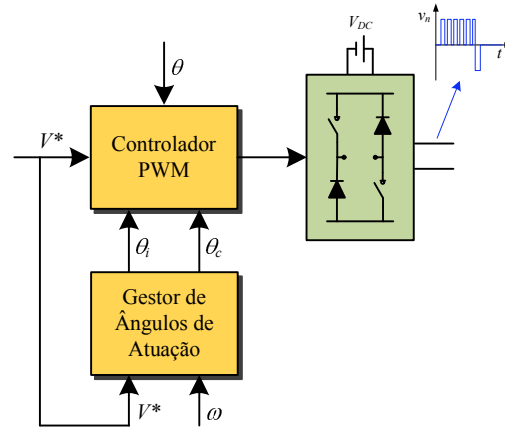


Figura 2.12 – Controlo PWM da tensão elétrica.

A grande vantagem do controlo de tensão reside na sua simplicidade. Nestas estratégias de controlo é dispensável a observação da amplitude das correntes elétricas de fase, embora seja conveniente existirem elementos de proteção contra sobrecorrentes. Usualmente é utilizado um sensor de corrente no barramento DC (Gribble *et al.*, 1999). Deste modo, pode obter-se um acionamento economicamente aliciente.

Atendendo às características não lineares do MRVC é claramente difícil, modelando a tensão aplicada e sem observar as correntes elétricas de fase, obter-se um comportamento suave da máquina. Isto porque, a resposta eletromagnética de uma fase depende da posição rotórica em que esta se encontra, da sua velocidade e também do nível de saturação magnética.

## 2.4.2 Controlo da Intensidade de Corrente Elétrica

A regulação da intensidade de corrente elétrica de fase constitui uma estratégia de controlo simples que permite obter um desempenho razoável da máquina, no que respeita à oscilação do binário, quando comparada com a estratégia baseada no controlo da tensão elétrica. Ainda que uma intensidade de corrente elétrica de fase constante não produza um binário eletromagnético constante, a oscilação do binário eletromagnético obtida, quando se adota uma estratégia de controlo que regula a intensidade de corrente elétrica, não é elevada. Esta oscilação pode mesmo ser relativamente pequena se forem adotadas estratégias adequadas durante a

transição de fases. Deste modo, é comum, num regime de funcionamento a baixa velocidades, adotar-se um controlo baseado na regulação da intensidade de corrente eléctrica de fase.

No controlo de velocidade de um MRVC, esquematizado na Figura 2.10, o controlador PI de velocidade estabelece um valor de referência para a intensidade de corrente eléctrica de fase ( $I_{ref}$ ). No regime estacionário, em que a velocidade e a carga são constantes,  $I_{ref}$  apresenta um valor igualmente constante. O controlo da intensidade de corrente eléctrica de fase, esquematizado na Figura 2.13, pode ser obtido de diversas formas. As estratégias mais utilizadas são o controlo de histerese e o controlo PWM. Em qualquer uma destas estratégias, a intensidade de corrente eléctrica de fase é regulada no período de atuação da fase. Considera-se como período de atuação da fase o intervalo de tempo que corresponde ao intervalo angular delimitado pelos ângulos de ignição e de corte.

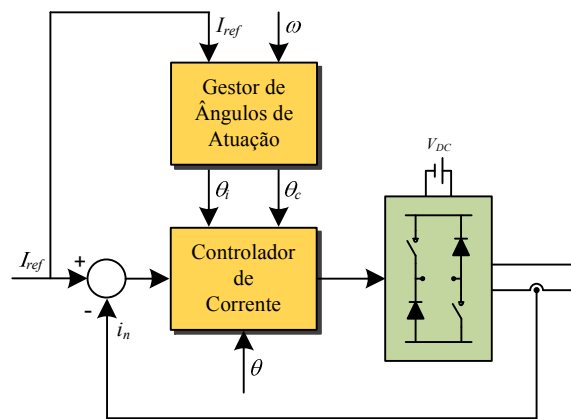


Figura 2.13 – Controlo da intensidade de corrente eléctrica de fase.

Em ambas as estratégias de controlo pode ser adotado uma comutação de tensão eléctrica suave ou brusca. Na comutação suave, a tensão eléctrica aplicada ao enrolamento de fase comuta entre o valor da tensão eléctrica do barramento DC e um valor nulo. Neste modo de comutação, um dos interruptores de potência (Figura 2.3), associado a uma determinada fase, mantém-se ligado durante todo o período de atuação. O outro interruptor de potência é desligado se a intensidade de corrente eléctrica for excessiva e é ligado se a intensidade de corrente eléctrica for inferior à amplitude mínima estabelecida. Adotando-se uma comutação brusca a tensão eléctrica aplicada comuta entre um valor positivo, idêntico à amplitude da tensão do barramento DC, e um valor negativo, simétrico do anterior. Neste caso existe apenas um sinal de comando, comum aos dois interruptores de potência. Quando a intensidade de corrente eléctrica é superior ao valor máximo permitido são desligados ambos os interruptores de potência o que provoca o decrescimento acentuado da amplitude da corrente eléctrica. Quando a intensidade de corrente

elétrica for inferior ao valor mínimo, ambos os interruptores de potência são ligados. A comutação brusca torna-se mais fácil de implementar. No entanto, a intensidade de corrente elétrica apresenta variações mais acentuadas para este caso, o que origina maiores ruídos acústicos e eletromagnéticos difíceis de filtrar (Miller, 1993).

No controlo de histerese estabelece-se uma banda de histerese fixa em torno do valor de referência. Isto é, define-se uma banda de valores para o erro de corrente (diferença entre  $I_{ref}$  e a intensidade medida da corrente elétrica de fase,  $i_n$ ), dentro da qual não se altera o modo de condução dos interruptores de potência. Ao aplicar-se uma tensão elétrica positiva, a intensidade de corrente elétrica tende a aumentar. Quando a sua amplitude alcança o valor máximo permitido é comutada a tensão elétrica aplicada ao respetivo enrolamento. É então desligado um ou ambos os interruptores de potência, da respetiva fase, consoante se adota uma comutação suave ou brusca, respetivamente. Posteriormente, a intensidade de corrente elétrica diminui. Quando a intensidade é inferior ao valor mínimo definido é novamente comutada a tensão elétrica aplicada, ligando um ou ambos os interruptores de potência.

No controlo PWM não existe um valor máximo e um valor mínimo, para a intensidade de corrente elétrica, fixos. Neste caso pretende-se, de certa forma, controlar a frequência da comutação de tensão. Para tal, é definido uma onda portadora, de frequência constante, geralmente triangular. Este sinal é comparado com o sinal de erro de intensidade de corrente elétrica. Quando o erro é superior à amplitude da onda portadora, a tensão elétrica aplicada, ao enrolamento da respetiva fase, é positiva. Quando o sinal de erro é inferior, um ou ambos os interruptores de potência são desligados, consoante se adota uma comutação suave ou brusca, respetivamente.

Os parâmetros de controlo, inerentes a esta estratégia de controlo, para além de  $I_{ref}$  são os ângulos de atuação. Na literatura existem diversos estudos que visam a otimização destes ângulos, considerando diversos critérios de otimização, tendo em consideração a corrente de referência e a velocidade da máquina. Tem-se como exemplos (Bose *et al.*, 1986; Gribble *et al.*, 1999; Mademlis e Kioskeridis, 2003; Sozer e Torrey, 2007; Xue *et al.*, 2010).

Em (Gribble *et al.*, 1999) apresenta-se um estudo focado principalmente na escolha de um ângulo de corte de modo a maximizar o binário eletromagnético médio desenvolvido. Segundo os autores, a escolha do ângulo de ignição tem pouca influência, desde que o valor de referência da corrente elétrica seja alcançado na posição onde se inicia a sobreposição dos polos ou numa posição anterior a esta. O ângulo de ignição adotado foi proposto em (Bose *et al.*, 1986).



Em (Mademlis e Kioskeridis, 2003) apresenta-se um estudo relativo ao impacto dos ângulos de atuação de modo a existir, segundo os autores, um equilíbrio aceitável entre os critérios de rendimento e de oscilação do binário eletromagnético.

Em (Husain e Hossain, 2005) é realizado um estudo dos ângulos de atuação que maximizam a razão entre o binário eletromagnético médio produzido e o valor de referência da corrente elétrica. O estudo mostra ainda que existe uma fraca variação dos ângulos de atuação ótimos para baixas velocidades.

### 2.4.3 Controlo do Binário

O controlo instantâneo do binário eletromagnético permite obter o melhor desempenho da máquina, alcançando-se níveis de oscilação de binário extremamente reduzidos. Porém, é simultaneamente a estratégia de controlo mais complexa, uma vez que exige o conhecimento das características eletromagnéticas da máquina. Nesta estratégia, considerando o sistema de controlo esquematizado na Figura 2.10, o controlador PI define um valor de referência de binário,  $T_{ref}$ . O modo como este valor de referência é regulado diverge consoante a estratégia de controlo de binário adotada. Na generalidade dos casos estabelece-se um valor de referência para a intensidade de corrente elétrica de fase consoante o binário eletromagnético que essa mesma fase deve produzir, tendo em consideração a posição rotórica em que a máquina se encontra. Para tal é comum recorrer-se a uma tabela de observação ( $i(T, \theta)$ ) que indica qual a intensidade de corrente elétrica necessária para que uma fase produza um determinado binário eletromagnético, numa determinada posição do rotor. As tabelas de observação são definidas recorrendo-se, por exemplo, a testes estáticos realizados no motor quando este se encontra fora de serviço. A análise de elementos finitos também pode ser utilizada para gerar os dados necessários obtendo-se resultados muito próximos dos experimentais. A desvantagem em utilizar-se dados estáticos é que estes não consideram as perdas que ocorrem durante o funcionamento dinâmico da máquina (Husain, 2002). Em alternativa à utilização de tabelas de observação pode ser utilizada uma expressão analítica que caracteriza o binário eletromagnético em função da posição mecânica do rotor e da intensidade de corrente elétrica de fase. Contudo, é difícil descrever o binário eletromagnético de uma forma precisa, mesmo recorrendo a modelos analíticos bastante complexos (Husain, 2002). Para além desta dificuldade, as expressões que definem o binário eletromagnético não podem ser invertidas ou readaptadas, de modo a obter uma ordem de comando de corrente elétrica associada a um determinado binário eletromagnético, sem recorrer a técnicas numéricas. Assim, não é comum utilizarem-se expressões analíticas, em vez de tabelas

de observação, mesmo que seja nesses casos mais fácil a sintonização do módulo de controle (Husain, 2002). Nem sempre a relação entre o binário eletromagnético de fase desejado, numa determinada posição do rotor, é relacionado de forma direta com a intensidade de corrente elétrica de referência da respectiva fase. Alguns autores estabelecem uma relação entre a necessidade de produção de binário com o fluxo magnético que a fase deve apresentar. Tem-se como exemplo o trabalho apresentado em (Ilic'-Spong et al., 1987b). Consoante a necessidade em termos de fluxo magnético é definido um valor de referência para a corrente de fase.

Na estratégia de controle de binário mais simples, esquematizada na Figura 2.14, é estimada a intensidade de corrente elétrica de fase que permite produzir o binário eletromagnético pretendido ( $T_{ref}$ ), usando um dos métodos mencionados anteriormente (tabela de observação ou cálculo numérico, direta ou indiretamente). Esta intensidade de corrente elétrica corresponde ao valor de referência. No exemplo apresentado na Figura 2.14, a intensidade de corrente elétrica de referência relativa à fase  $n$ ,  $I_{ref\ n}$ , é definida através de uma tabela de observação. A regulação da intensidade de corrente elétrica de fase é efetuada recorrendo, por exemplo, a uma das estratégias mencionadas em 2.4.2. Atendendo à não linearidade do binário eletromagnético, devido à relutância variável e também devido à saturação, a intensidade de corrente elétrica de referência não apresenta um valor constante, contrariamente ao que se considera na estratégia de controle da intensidade de corrente elétrica de fase. Assim, a oscilação do binário eletromagnético obtido com o presente método é significativamente menor daquele que se obtém recorrendo à estratégia de controle da corrente elétrica de fase. Se a tabela de observação apresentar dados rigorosos, o binário eletromagnético produzido durante a excitação de uma só fase é praticamente constante. No entanto, adotando o presente método, o binário eletromagnético apresenta alguma oscilação durante a comutação de fases, quando existe mais do que uma fase a conduzir, como pode ser constatado em (Fuengwarodsakul et al., 2005). Em (Gobbi e Ramar, 2009) é utilizada esta estratégia de controle, mas a tabela de observação implementada é devidamente modelada, de modo a definir-se uma intensidade de corrente elétrica de referência, para cada uma das fases, mais apropriada. Isto é, tem-se em atenção que durante o período em que ocorre a comutação de fases existe mais do que uma fase a produzir binário e por isso, nessas posições, as respectivas intensidades de corrente elétrica de referência são devidamente ajustadas. De forma semelhante em (Edrington et al., 2007) estabelece-se uma forma de onda para a corrente elétrica de fase de modo a minimizar as oscilações de binário. O valor de referência para a intensidade de corrente elétrica resulta também, neste caso, de uma tabela de observação. Contudo para além do binário eletromagnético de referência é, neste caso, utilizado como

parâmetro de entrada da tabela de observação a velocidade da máquina ao invés da posição do rotor.

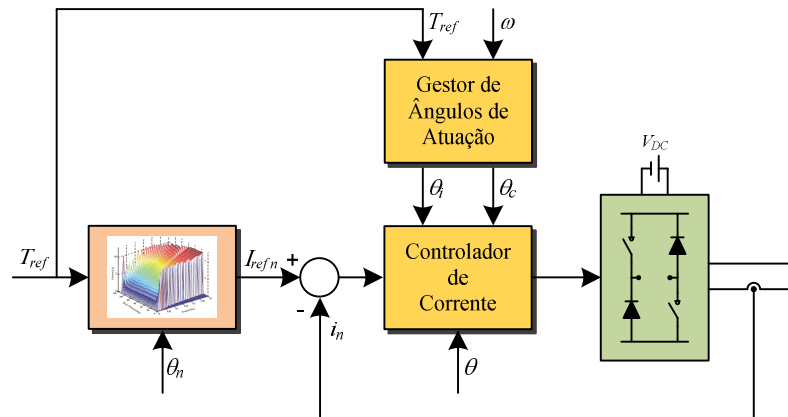


Figura 2.14 – Controle de binário.

Com o intuito de eliminar o problema da oscilação do binário eletromagnético durante a comutação de fases foram desenvolvidas estratégias de controle que utilizam funções de distribuição de binário (TSF na sigla inglesa). A Figura 2.15 esquematiza esta estratégia de controle. As funções de distribuição permitem definir um binário de referência distinto para cada uma das fases da máquina, originando intensidades de corrente elétrica de referência, relativo a cada uma das fases, também distintos. Na Figura 2.15  $T_{ref\ n}$  representa o binário eletromagnético de referência relativo à fase  $n$ . As funções de distribuição são definidas em função do binário de referência da máquina e da posição em que esta se encontra. Alguns autores utilizam também, na definição das funções de distribuição, a velocidade da máquina. O binário total produzido deve, em cada posição rotórica, igualar o binário de referência definido pelo controlador PI. Durante a comutação de fases, o binário exigido à fase que está prestes a ser desativada vai diminuindo, ao passo que o binário de referência da fase seguinte vai aumentando. Quando existe apenas uma fase em condução o binário de referência total dita a respectiva intensidade de corrente elétrica de fase de referência. Na literatura são propostas e estudadas várias configurações para as funções de distribuição do binário eletromagnético, durante a comutação de fases, nomeadamente: funções exponenciais (Ilic'-Spong et al., 1987b); funções lineares (Schramm et al., 1992); funções sinusoidais (Husain e Ehsani, 1996) e funções cúbicas (Saboo et al., 2012; Saboo et al., 2005). Em (Xue et al., 2009) é feita uma otimização e uma avaliação das várias funções de distribuição no controle do binário eletromagnético. O trabalho apresentado em (Vujić, 2012) realiza uma otimização das funções de distribuição linear e sinusoidal de modo a minimizar as perdas no cobre. Neste trabalho é ainda proposto uma nova configuração para a função de distribuição. Em (Changhwan et al., 2002) é proposta uma função de distribuição muito diferente das anteriores. A principal

diferença reside no facto do binário de referência de fase apresentar em algumas posições rotóricas valores negativos.

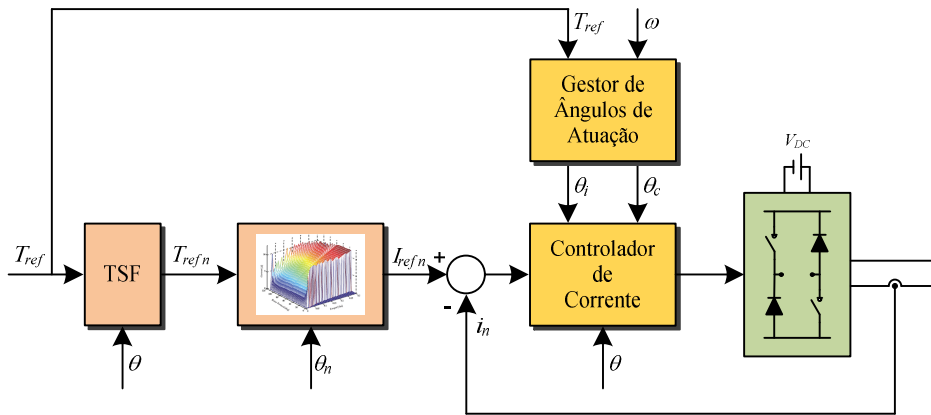


Figura 2.15 – Controle de binário usando funções de distribuição.

Nas estratégias anteriores de controlo do binário eletromagnético, o binário de referência é alcançado instantaneamente de um modo indireto, uma vez que não é realizada qualquer comparação entre o valor de referência e o valor efetivamente produzido pela máquina. O controlo do binário instantâneo é conseguido, recorrendo a funções de distribuição, apenas se estas forem devidamente definidas. Isto é, nesta estratégia de controlo é suposto as fases conseguirem produzir o seu binário eletromagnético de referência, independentemente das condições de velocidade e de carga em que a máquina se encontra. Caso isto não aconteça, por exemplo, se a intensidade de corrente elétrica de fase não apresentar um crescimento (ou decréscimo) tão acentuado quanto o desejável, surge um desvio do binário eletromagnético total, relativamente ao seu valor de referência. A forma de contornar este problema é adotar uma estratégia de controlo direto de binário (DITC na sigla inglesa). Atendendo às dificuldades inerentes à medição instantânea do binário produzido pela máquina, nestas estratégias de controlo, esquematizada na Figura 2.16, é usual estimar o binário eletromagnético produzido por cada uma das fases da máquina.  $T_n$  representa o binário eletromagnético estimado produzido pela fase  $n$  e  $T_{total}$  representa o binário eletromagnético estimado total produzido pela máquina. Nos casos mais comuns estima-se o binário eletromagnético através dos valores medidos (ou estimados) da posição do rotor e da intensidade de corrente elétrica de fase, recorrendo a tabelas de observação. O somatório dos binários eletromagnéticos estimados produzidos pelas várias fases é comparado com o binário eletromagnético de referência, gerando-se um sinal de erro de binário eletromagnético ( $\Delta T$ ). Este sinal permite averiguar qual a variação de binário que deverá ocorrer para se regular o binário eletromagnético total produzido pela máquina. O controlo das

várias fases é então condicionado pelas regras de comutação, consoante o sinal de erro do binário e a posição em que a máquina se encontra.

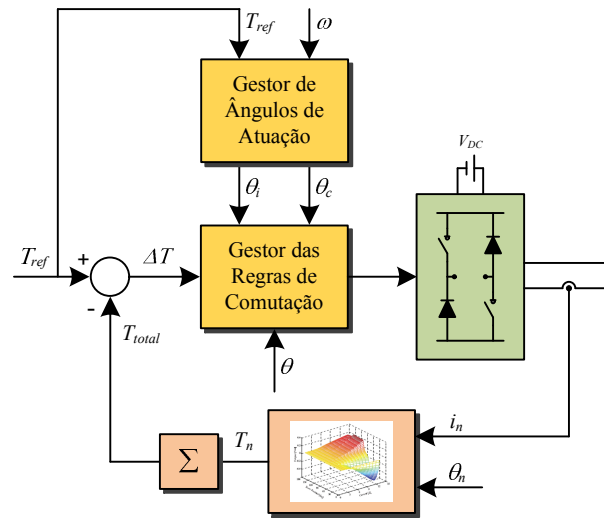


Figura 2.16 – Controle de binário com comutador de regras.

Em algumas estratégias DITC, para cada posição rotórica, define-se uma fase principal, responsável pelo controlo do binário. Esta fase deve ser a fase da máquina, que na posição em questão, apresenta a maior capacidade de produção de binário eletromagnético. O binário de referência da fase principal corresponde ao binário que é necessário produzir para além daquele que já é produzido pelas restantes fases, que se encontram a iniciar ou a finalizar o seu período de condução. As várias estratégias propostas na literatura divergem na forma como é gerida a comutação das fases. Em (*Wallace e Taylor, 1992*) estabelece-se uma taxa de crescimento constante para a intensidade de corrente elétrica de fase quando a fase entra em condução. É iniciada a desmagnetização forçada da fase anterior apenas quando a fase que iniciou a condução apresenta igual intensidade de corrente elétrica. De igual modo, a taxa de variação da corrente elétrica de fase, durante a desmagnetização forçada, deve também permanecer constante. Em (*Russa et al., 1998*) a desmagnetização da fase é realizada em dois períodos. No primeiro período é aplicado uma tensão elétrica nula aos terminais da fase, permitindo que a fase seguinte apresente um binário eletromagnético crescente, capaz de compensar o binário eletromagnético decrescente que a fase prestes a ser desativada apresenta. No segundo período é aplicada uma tensão elétrica negativa, de modo a desmagnetizar rápida e totalmente a fase. A duração de cada um destes períodos é definida em função da velocidade da máquina. No trabalho apresentado em (*Inderka e De Doncker, 2003*) as regras de comutação não são tão rígidas. No início da comutação de fases, a fase prestes a ser desmagnetizada é colocada a conduzir em roda livre. No entanto, caso a fase

seguinte não consiga compensar o decréscimo de binário eletromagnético, a fase em roda livre volta a ser magnetizada.

Atendendo às características não lineares do MRVC são propostos na literatura vários métodos de controlo baseados em inteligência artificial, alguns deles com capacidade de aprendizagem, no sentido de definir um perfil para a intensidade de corrente elétrica de fase, consoante o binário eletromagnético de referência, de modo a minimizar a oscilação do binário. Tem-se como exemplo os trabalhos apresentados em (*Changjing et al.*, 1999; *Henriques et al.*, 2002; *Rahman et al.*, 2001; *Reay et al.*, 1995; *Zhengyu et al.*, 2006).

# 3

## Modelação e Simulação Computacional

### 3.1 Modelação de um MRVC

A simulação computacional constitui atualmente uma poderosa ferramenta de estudo nas mais variadas áreas de investigação. Baseando-se em modelos matemáticos, a simulação computacional permite antever cenários, o que por um lado possibilita a previsão de situações futuras como por exemplo condições meteorológicas ou económicas, por outro permite, com um mínimo de recursos e de um modo seguro, estudar fenómenos e averiguar o impacto de eventuais alterações no processo em estudo. No contexto da engenharia, a simulação computacional é geralmente encarada como uma primeira abordagem, poupando-se deste modo quer tempo quer dinheiro.

No âmbito das máquinas eléctricas, como em muitas outras áreas, a simulação computacional é utilizada para diversos fins, nomeadamente educacionais ou de investigação e

desenvolvimento. Em termos educacionais é possível, sem ter ao dispor qualquer máquina elétrica real, estudar o seu funcionamento bem como analisar as várias estratégias de controlo e acionamentos a elas associadas. Em termos de investigação e desenvolvimento, a simulação computacional, permite aferir, por exemplo: o impacto de alterações na concepção da máquina nomeadamente alterações dos parâmetros físicos ou mesmo dos materiais utilizados; o desempenho de eventuais acionamentos ou estratégias de controlo alternativos aos tradicionalmente utilizados; a robustez e a eficácia de novos métodos de diagnóstico de avarias. Em qualquer situação, a qualidade dos resultados obtidos depende essencialmente do rigor com que o modelo matemático caracteriza a máquina elétrica em análise. Esta tarefa é particularmente complexa no que diz respeito a uma máquina de relutância variável comutada devido às suas características eletromagnéticas inerentemente não lineares. Vários modelos têm sido apresentados e discutidos na literatura principalmente nos últimos quarenta anos. Na maioria das abordagens, o modelo assenta numa caracterização do fluxo magnético ou da indutância magnética, relativa a uma fase da máquina. Atendendo à fraca influência magnética entre fases é comum desprezar-se a interação magnética entre fases, simplificando consideravelmente o modelo adotado. Os modelos propostos em literatura divergem no modo como estabelecem a caracterização magnética da máquina. De seguida apresentam-se, de forma resumida, as metodologias de modelação mais comuns.

### **3.1.1 Modelos Baseados em Tabelas de Observação**

A abordagem de modelação de MRVC mais intuitiva utiliza uma tabela de observação que expressa o fluxo magnético previsto, produzido por uma fase, em função da intensidade de corrente elétrica da respetiva fase e da posição em que o rotor se encontra ( $\psi(i, \theta)$ ). O cálculo de valores intermédios é realizado através de interpolação matemática. O binário eletromagnético previsto, produzido por uma fase, é igualmente definido através de uma tabela de observação, dependendo também da respetiva intensidade de corrente elétrica e da posição mecânica do rotor ( $T(i, \theta)$ ). Este modelo foi originalmente proposto por *Stephenson e Corda* (1979), tendo sido implementado por muitos outros autores dando-se como exemplo *Soares e Branco* (2001), *Rahman e Schulz*, (2002), e *Inderka e De Doncker* (2003). As tabelas de observação são geralmente concebidas mediante ensaios experimentais (*Rahman e Schulz*, 2002) ou resultados da análise de elementos finitos (*Soares e Branco*, 2001; *Stephenson e Corda*, 1979). O rigor com que este modelo caracteriza magneticamente o MRVC depende essencialmente do número de elementos que compõem as tabelas de observação. Modelos rigorosos exigem um elevado número de elementos



requerendo uma maior capacidade de processamento computacional. A caracterização magnética do MRVC recorrendo ao método dos elementos finitos tem sido amplamente utilizada como pode ser observado, por exemplo, em (*Arumugam et al.*, 1985; *Lindsay et al.*, 1986b; *Low et al.*, 1995; *Omekanda et al.*, 1997; *Parreira et al.*, 2005; *Srinivas e Arumugam*, 2003; *St. Manolas et al.*, 2009). Contudo, a sua implementação apenas pode ser realizada se forem conhecidos, com rigor, os diversos parâmetros geométricos da máquina bem como a curva de magnetização do seu núcleo. Este conhecimento existe evidentemente quando se concebe a máquina. No entanto, não é comum a sua divulgação pelos fabricantes. Daí que se torna muito relevante a aquisição experimental das características eletromagnéticas do MRVC.

### **3.1.2 Modelos Baseados em Inteligência Artificial**

Têm sido reportados, nos últimos anos, diversos modelos baseados em inteligência artificial. A lógica difusa ou as redes neuronais são inerentemente adequadas para a caracterização das relações não lineares, tão evidentes num MRVC. Alguns exemplos podem ser observados em (*Arkadan et al.*, 2000; *Belfore e Arkadan*, 1997; *Cai et al.*, 2011; *Cheok e Ertugrul*, 1999; *Ertugrul e Cheok*, 2000; *Lachman et al.*, 2004; *Liang e Ding*, 2009; *Ustun*, 2009; *Wen e Deliang*, 2008; *Wenzhe et al.*, 2003; *Zhengyu et al.*, 2007). A grande desvantagem em utilizar esta tecnologia reside na necessidade de aprendizagem das redes neuronais ou da lógica difusa sendo este processo bastante demorado. Para uma boa caracterização é indispensável um conhecimento prévio de um elevado número de dados de magnetização da máquina ou, em alternativa, um elevado conhecimento experimental do comportamento dinâmico da máquina.

### **3.1.3 Modelos Analíticos**

Os modelos analíticos constituem uma alternativa muito utilizada na caracterização magnética de um MRVC. Baseando-se em expressões matemáticas, os modelos analíticos permitem realizar com mais facilidade cálculos de diferenciação ou de integração tornando a análise do comportamento dinâmico da máquina mais simples. Para além disso, torna-se mais simples definir-se uma estratégia de controlo. Existem diversas abordagens na literatura. Essencialmente, os modelos analíticos propostos dividem-se em dois grupos: modelos baseados na geometria da máquina e nas propriedades magnéticas dos materiais adotando os princípios teóricos do eletromagnetismo e modelos que realizam uma aproximação numérica dos dados previamente obtidos, de fluxo magnético ou de indutância magnética.

Alguns modelos, que derivam das características físicas da máquina, caracterizam separadamente o fluxo encadeado associado a uma fase quando os polos do estator e do rotor estão sobrepostos ou quando não o estão. Esta análise pode ser consultada em (Radun, 1999; Radun, 2000). Combinando adequadamente os dois modelos é possível obter um modelo completo para uma determinada fase da máquina, como se pode constatar em (Hossain e Husain, 2002; Husain e Hossain, 2005). No trabalho apresentado em (Sheth e Rajagopal, 2005) caracteriza-se o fluxo encadeado também mediante as características físicas da máquina mas neste caso divide-se a análise em três regiões, no intervalo angular entre a posição desalinha e a posição alinhada. Em (Lovatt, 2005) é apresentado um modelo analítico baseado na geometria da máquina tendo como objetivo a previsão do binário eletromagnético desenvolvido. Para além dos modelos anteriores são propostos na literatura diversos modelos também baseados nas características físicas da máquina que assentam numa análise do seu circuito magnético. Tem-se como exemplo os trabalhos apresentados em (Moreira, 1989; Kokernak e Torrey, 2000; Lin et al., 2009; Mao et al., 2009; Moallem e Damson, 1998; Preston e Lyons, 1991; Radimov et al., 2004; Vujicic e Vukosavic, 2000). Os modelos que assentam nas características geométricas da máquina têm a desvantagem de necessitar impreterivelmente do conhecimento de todas as dimensões da máquina, bem como da curva de magnetização do núcleo.

Nos modelos de aproximação numérica têm sido sugeridas diversas funções para definir o fluxo ou a indutância. Uma das primeiras abordagens, apresentada em (Ilic'-Spong et al., 1987a), aproxima o fluxo encadeado através de uma função exponencial. O expoente adotado varia em função da posição e de forma proporcional com a intensidade de corrente elétrica de fase. Atendendo à periodicidade das características magnéticas, a sua relação com a posição é estabelecida através de uma série de Fourier. No trabalho apresentado por Ilic'-Spong et al., a série de Fourier é limitada aos seus dois primeiros elementos pares. Este modelo foi posteriormente utilizado por diversos autores, embora em alguns casos se tenha optado por utilizar mais elementos da série de Fourier, dando-se como exemplo os trabalhos apresentados em (Espinoza-Perez et al., 2004; Islam et al., 2003; Khalil et al., 2007; Mir et al., 1998; Panda e Dash, 1996). Em (Torrey e Lang, 1990) o modelo proposto por Ilic'-Spong et al. foi alterado introduzindo-se termos adicionais dependentes da posição do rotor. Segundo os autores o novo modelo permite uma caracterização mais rigorosa do fluxo encadeado.

Um outro modo muito utilizado em literatura na modelação do MRVC consiste na utilização direta de uma série de Fourier, sendo o argumento dos vários elementos diretamente proporcional à posição do rotor e os coeficientes da série dependentes da intensidade de corrente elétrica de fase. A série de Fourier é utilizada para caracterizar quer o fluxo encadeado quer as

indutâncias inerentes a cada uma das fases, como pode ser consultado em (Chi et al., 2005; Edrington et al., 2007; Fabimi et al., 1998; Gao et al., 2004; Khalil e Husain, 2007; Krishnamurthy et al., 2009; Salmasi e Fabimi, 2004; Wen e Deliang, 2010; Xue et al., 2007). Nos modelos mais simples propostos, a série de Fourier encontra-se limitada a um número muito reduzido de termos. Em (Roux e Morcos, 2002) a função que caracteriza o fluxo apresenta apenas uma senoide, à semelhança do modelo apresentado em (Stiebler e Ke, 1999). Ao contrário do que sucede nos modelos anteriores, no modelo de (Roux e Morcos, 2002) os coeficientes dependentes da intensidade da corrente eléctrica não são definidos por uma única expressão. Este trabalho baseia-se no modelo apresentado em (Miller e McGilp, 1990), onde se utilizam duas expressões para caracterizar o fluxo na posição alinhada. Considera-se que para níveis pequenos da intensidade de corrente eléctrica não ocorre saturação magnética e o fluxo é directamente proporcional à intensidade de corrente. Para níveis de intensidade superior utiliza-se uma expressão diferente que reflete o efeito da saturação magnética.

Alguns modelos analíticos propostos na literatura definem o fluxo magnético recorrendo a mais do que uma expressão matemática. Estes modelos caracterizam a curva de magnetização, em diversas posições do rotor, fracionando a análise em vários segmentos consoante a gama da intensidade de corrente eléctrica, de modo a contemplar o comportamento do fluxo magnético à medida que a intensidade de corrente eléctrica aumenta sendo este afetado principalmente pela saturação magnética. A relação que existe entre o fluxo e a posição é assim estabelecida de modo discreto e por esse motivo são utilizados métodos de interpolação matemática no cálculo do fluxo em posições rotóricas intermédias. Alguns exemplos podem ser consultados em (Manzger et al., 1989; Pulle, 1991; Xue et al., 2002).

Na literatura existem muitos outros modelos analíticos, para além dos mencionados anteriormente. Contudo procurou-se abordar os modelos utilizados com mais frequência, descrevendo-os de forma resumida e agrupando-os segundo a teoria numérica de base adotada.

A dificuldade na definição de um modelo analítico reside na complexidade que existe na determinação dos coeficientes das funções. Em alguns dos modelos mencionados, esses parâmetros são definidos através das características geométricas da máquina e das características magnéticas dos materiais adotados. Noutros casos, são determinados recorrendo-se a métodos numéricos de aproximação de funções, de modo a que os resultados de simulação, relativos ao fluxo ou à indutância, se aproximem dos dados obtidos experimentalmente ou através da análise de elementos finitos. Em alguns dos exemplos apresentados é possível definir o modelo recorrendo a um número reduzido de dados, sendo imprescindível a análise nas posições alinhada

e desalinhada. Nessas circunstâncias, pretende-se definir o modelo recorrendo a um número limitado de testes. O resultado obtido não é, porém, muito rigoroso.

## **3.2 A Máquina em Estudo**

O presente trabalho utilizou como elemento de estudo uma máquina de relutância variável comutada comercializada pela Radio-Energie (Ref. MRV004005002). Numa fase preliminar utilizou-se, para acionar a máquina, o controlador e o conversor do mesmo fabricante (Ref. VAR040040040). Numa fase posterior estes dois elementos foram substituídos por forma a ser possível quer a alteração da estratégia de controlo quer a simulação prática de avarias em semicondutores de potência. Na versão comercial, o controlador e o conversor estão intrinsecamente ligados num único módulo sendo este estanque, não sendo possível intervir quer no controlo adotado quer no comando dos interruptores de potência.

### **3.2.1 Aspetos Gerais**

A máquina em estudo é um MRVC 8/6 de 4 fases de estrutura convencional. Isto é, a máquina apresenta dois enrolamentos por fase ligados em série e localizados em polos do estator diametralmente opostos. A versão comercial apresenta uma potência nominal de 1100 W a uma velocidade de 3500 rpm. Contudo, não é indicado qualquer valor de corrente elétrica nominal ou corrente elétrica média de fase. Tendo sido concebido para aplicações em robots móveis e pequenos veículos, a tensão elétrica de alimentação ( $V_{DC}$ ) do acionamento é de 24V DC. Devido ao nível de tensão elétrica e também devido às especificidades do MRVC, a utilização de uma bateria como fonte de alimentação constitui a forma mais simples e prática de alimentar o acionamento. A Tabela 3.1 resume as principais características técnicas do acionamento comercial baseado no MRVC em estudo.

Para além das especificações técnicas anteriores foram ainda fornecidas pelo fabricante algumas características mecânicas e eletromagnéticas do MRVC, apresentadas na Tabela 3.2.

O MRVC em estudo encontra-se provido com dois sensores óticos. Os sinais gerados por estes sensores permitem a determinação da velocidade e da posição rotórica da máquina, indispensáveis para o controlo em malha fechada.

Tabela 3.1 – Características técnicas do acionamento comercial contendo o MRVC em estudo.

Tensão de alimentação	$V_{alim}=24$ V DC
Gama de tensão de funcionamento	$0.65 V_n$ a $1.25 V_n$
Potência nominal	1100 W a 3500 rpm
Potência máxima	4700 W a 3500 rpm
Binário eletromecânico máximo (rotor boqueado)	25 Nm
Intensidade de corrente elétrica de alimentação máxima	140 A
Intensidade de corrente elétrica de fase máxima	110 A
Gama de velocidade	0 a 4000 rpm em ambos os sentidos

Tabela 3.2 – Características mecânicas e eletromagnéticas do MRVC em estudo fornecidos pela Radio-Energie.

Momento de inércia ( $J$ )	1.23 gm <sup>2</sup>
Indutância própria mínima ( $L_{min}$ )	0.26 mH
Indutância própria máxima ( $L_{max}$ )	2.56 mH
Arco polar estático ( $\beta_s$ )	20°
Arco polar rotórico ( $\beta_r$ )	20.574°
Resistência do enrolamento de fase ( $R$ )	35 m $\Omega$

### 3.2.2 Características Eletromagnéticas

O MRVC em análise foi utilizado como base de estudo num trabalho anterior, onde se realizou a sua caracterização eletromagnética (Gameiro, 2003). O método de caracterização adotado teve como princípio a observação do funcionamento normal do MRVC quando acionado pelo módulo controlador/conversor comercial, garantindo-se deste modo a segurança da máquina. O método apresentado constitui uma metodologia de modelação do MRVC simples, não invasiva e passível de ser aplicada em qualquer MRVC.

### 3.2.2.1 Curvas Estimadas do Fluxo Encadeado

As curvas do fluxo encadeado estimadas, apresentadas na Figura 3.1, são o resultado de diversos ensaios laboratoriais. Considerou-se a posição desalinhada como a posição mecânica de referência ( $0^\circ$ ). Consequentemente, a posição alinhada corresponde a  $30^\circ$ . Em cada ensaio fez-se o registo dos sinais da tensão elétrica aplicada a uma fase, da intensidade de corrente elétrica da respetiva fase e dos sensores de posição óticos. Numa fase posterior e com a máquina fora de serviço procedeu-se ao cálculo da evolução temporal do fluxo encadeado, relativo a cada ensaio realizado, através da resolução da equação diferencial (2.9), recorrendo-se ao método de Runge-Kutta de 4ª ordem. A correlação entre a amplitude do fluxo encadeado, obtido analiticamente, e a intensidade de corrente elétrica de fase registada, com a posição rotórica, é estabelecida recorrendo-se à informação facultada pelos sensores óticos. Para tal, assumiu-se uma velocidade constante tendo-se o cuidado de não alterar as condições de operação, nomeadamente, de velocidade e de carga, durante o registo dos sinais. Cada ensaio permitiu o cálculo de um ponto da curva do fluxo encadeado em cada posição rotórica. Foram considerados ensaios com níveis de carga distintos, o que permitiu definir o fluxo encadeado, em cada posição rotórica, para vários níveis de intensidade de corrente elétrica de fase.

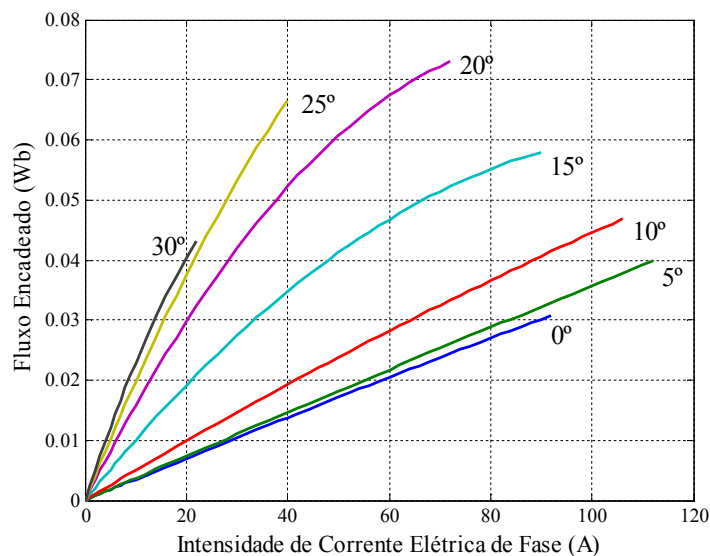


Figura 3.1 – Curvas estimadas do fluxo encadeado em função da intensidade de corrente elétrica, para algumas posições do rotor.

Atendendo a que a modelação se baseou no funcionamento normal da máquina, operando como motor, registaram-se valores distintos da amplitude máxima da intensidade de corrente elétrica em cada posição do rotor. Por este motivo, não são visíveis grandes níveis de

saturação, o que permitiu a aproximação dos pontos obtidos analiticamente através de uma simples função do segundo grau:

$$\psi = ai + bi^2 \quad (3.1)$$

onde  $a$  e  $b$  são valores constantes, de valor diferente para cada posição angular do rotor, calculados através do método dos mínimos quadrados. Embora as curvas de magnetização não se encontrem plenamente definidas, foi possível caracterizar adequadamente o funcionamento dinâmico do MRVC, uma vez que se analisou apenas o seu funcionamento como motor. Para um funcionamento apropriado da máquina como motor, a intensidade de corrente elétrica de fase deve assumir valores reduzidos nas posições próximas da posição alinhada, de modo a impedir a produção, pela respetiva fase, de um binário eletromagnético negativo considerável. A limitação das curvas de magnetização nas posições do rotor próximas da posição desalinhada não constitui qualquer problema, visto que nestes casos o fluxo encadeado toma um valor proporcional à intensidade de corrente elétrica, não sendo visível o efeito da saturação magnética.

A definição das curvas do fluxo encadeado pode ser alcançada através de ensaios experimentais ou recorrendo-se a modelação por elementos finitos. A determinação das curvas de magnetização recorrendo a medições constitui uma tarefa muito extensa, sendo imprescindível a realização de um elevado número de ensaios experimentais, sob condições de funcionamento específicas. A caracterização da máquina através de simulações baseadas no método dos elementos finitos revela-se ainda mais complexa, uma vez que é necessário conhecer com algum rigor as características construtivas da máquina assim como a curva de magnetização dos núcleos ferromagnéticos. Este método de modelação exige também um elevado número de ensaios de simulação. Atendendo à morosidade do processo, para uma completa determinação das curvas de magnetização, e atendendo à fraca necessidade em conhecer-se o valor do fluxo magnético para além dos valores apresentados na Figura 3.1, visto que, tal como no trabalho de mestrado, apenas se analisa o funcionamento da máquina como motor, optou-se por utilizar, no presente trabalho, o modelo anteriormente desenvolvido. Como pode ser constatado nos capítulos seguintes, os resultados obtidos por simulação caracterizam adequadamente o funcionamento dinâmico da máquina, estando em clara conformidade com os resultados obtidos experimentalmente.

Pode constatar-se, analisando a Figura 3.1, que as curvas do fluxo encadeado não se encontram equidistantes entre si, tendo em consideração as várias posições rotóricas apresentadas e uma intensidade de corrente elétrica em particular. Verifica-se que as curvas associadas a posições do rotor próximas da posição desalinhada estão muito próximas entre si. O mesmo

acontece com as curvas associadas às posições próximas da posição alinhada. Isto revela o claro comportamento não linear, característico de um MRVC. Tal como seria esperado, a curva de magnetização relativa à posição desalinhada não apresenta qualquer efeito da saturação magnética, o que permite a sua caracterização através de uma equação de uma reta. À medida que a posição rotórica se encontra mais próxima da posição alinhada verifica-se um aumento do efeito da saturação magnética. A Figura 3.2 apresenta as curvas do fluxo encadeado de um prisma diferente, estando definidas em função da posição do rotor, para vários níveis de intensidade de corrente elétrica. Tendo em consideração a simetria da máquina, assumiu-se uma simetria das curvas de magnetização relativamente à posição alinhada. O efeito da saturação magnética é, também nesta figura, visível em posições mais próximas da posição alinhada, verificando-se uma pequena variação do valor do fluxo encadeado para as intensidades de corrente elétrica mais elevadas, quando comparado com a variação que se regista para os níveis

de intensidade de corrente elétrica mais pequenos.

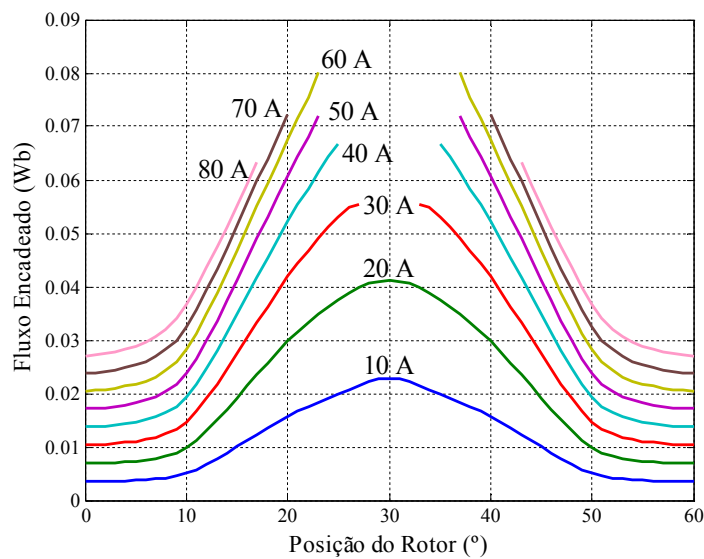


Figura 3.2 – Curvas estimadas do fluxo encadeado em função da posição do rotor, considerando algumas intensidades de corrente elétrica.

### 3.2.2.2 Binário Eletromagnético Estimado Produzido por uma Fase

O binário eletromagnético produzido por uma fase da máquina pode ser calculado recorrendo à equação (2.7) ou recorrendo ao método de simulação baseado nos elementos finitos. Em alternativa, é possível proceder-se a ensaios experimentais em que se realiza a medição do binário produzido, mediante condições de posição e de intensidade de corrente elétrica específicos. Para o cálculo analítico do binário eletromagnético é comum recorrer-se à



diferenciação numérica da coenergia em ordem à posição do rotor. Torna-se evidente a vantagem dos modelos analíticos, uma vez que, nestes casos, é mais fácil definir a coenergia em função da intensidade de corrente elétrica e da posição mecânica, e conseqüentemente, é mais fácil o cálculo do binário eletromagnético.

No trabalho de mestrado desenvolvido anteriormente, o binário eletromagnético produzido por cada uma das fases era calculado de forma iterativa, no decorrer do processo de simulação computacional. No presente trabalho, por forma a diminuir consideravelmente o tempo necessário para a simulação computacional, optou-se por definir, numa primeira fase, uma tabela de valores do binário eletromagnético que foi posteriormente utilizada como tabela de observação na simulação computacional do comportamento dinâmico do MRVC.

O binário eletromagnético produzido por uma fase é calculado, para todas as posições rotóricas, definidas em graus mecânicos, de valor inteiro, considerando-se, todos os valores inteiros, possíveis, da intensidade de corrente elétrica de fase, definida em Ampére. O cálculo foi realizado para todas as posições rotóricas entre a posição desalinhada e a posição alinhada, isto é para os valores compreendidos por 0 graus e 30 graus. Importa realçar que apenas se consideram valores de intensidade de corrente elétrica, em cada posição do rotor, inferiores ao valor máximo registado na respetiva posição, patente na Figura 3.1. O valor do binário eletromagnético, produzido por uma fase, numa posição mecânica  $\theta_j$  considerando uma intensidade de corrente elétrica de fase  $i$ , foi calculado usando diferenciação numérica, sendo:

$$T(\theta_j, i) = \frac{W'(\theta_j, i) - W'(\theta_j - 0.1^\circ, i)}{[\theta_j - (\theta_j - 0.1)] \times \frac{\pi}{180}} \quad (3.2)$$

No cálculo do binário eletromagnético considerou-se um pequeno intervalo angular igual a 0.1 graus. A coenergia nas posições rotóricas de valor inteiro foi calculada, segundo a sua definição (equação (2.8)), utilizando a respetiva função do fluxo, expressa na equação (3.1), sendo:

$$W'(\theta_j, i) = \frac{a}{2} i^2 + \frac{b}{3} i^3 \quad (3.3)$$

A coenergia relativa às posições mecânicas não inteiras,  $W'(\theta_j - 0.1, i)$ , foi calculada recorrendo a interpolação quadrática, utilizando para tal o valor das coenergias associadas a três posições do rotor de valor inteiro. Por exemplo, no cálculo da coenergia para uma posição de 0.9

graus são consideradas as coenergias, associadas à mesma intensidade de corrente elétrica,  $i$ , relativas às posições do rotor de 0, 1 e 2 graus.

A Figura 3.3 exibe as curvas obtidas do binário eletromagnético produzido por uma fase em função da posição do rotor, considerando vários valores de intensidade de corrente elétrica. Tal como seria esperado, o binário eletromagnético produzido em posições próximas da posição desalinhada é relativamente reduzido. Considerando as dimensões angulares dos polos salientes do MRVC em estudo, apresentadas na Tabela 3.2, o início da sobreposição parcial dos polos do estator com os polos do rotor ocorre nos 9.71°. De acordo com o comportamento eletromagnético de um MRVC apresentado em 2.3, a taxa de crescimento do binário eletromagnético apresenta o seu valor máximo nas posições do rotor em torno desta posição. Esta característica encontra-se claramente patente nos resultados obtidos. Analisando o comportamento do binário eletromagnético entre os 12 e os 20 graus, pode constatar-se que este apresenta uma variação relativamente pequena, quando comparado com a variação que se verifica entre os 5° e os 10°, por exemplo. Segundo os resultados alcançados o binário eletromagnético máximo produzido por uma fase ocorre aos 17 graus.

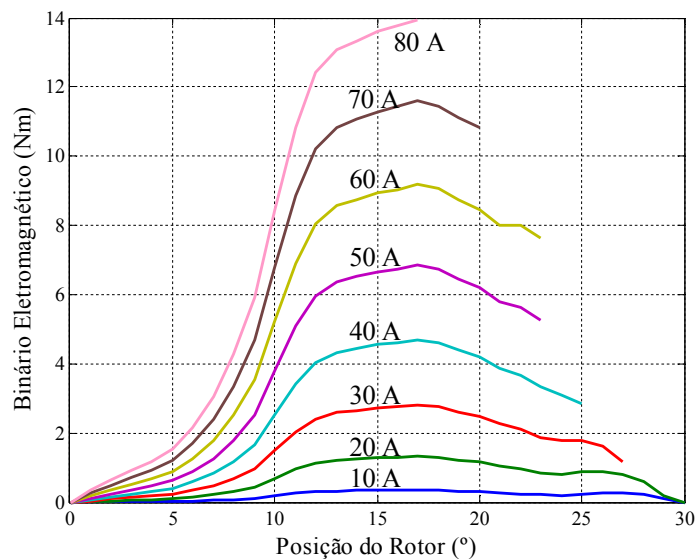


Figura 3.3 – Curvas estimadas do binário eletromagnético produzido por uma fase do MRVC, em função da posição do rotor, considerando vários valores constantes da intensidade de corrente elétrica de fase.

### 3.3 Simulação Computacional

A modelação e simulação do sistema de controlo de velocidade do acionamento baseado num MRVC foram efetuadas em ambiente Matlab/Simulink. Esta ferramenta computacional

assenta numa programação por objetos, sendo possível subdividir o modelo global do sistema em diversos subsistemas, definidos em folhas de programação distintas. Este procedimento permite a dissociação dos vários elementos do sistema, o que possibilita uma fácil interpretação do modelo global desenvolvido. Para além disso, a subdivisão do modelo permite substituir ou alterar de forma rápida e simples os vários subsistemas.

Por questões de percepção optou-se por apresentar apenas os algoritmos de simulação e/ou os diagramas de blocos que caracterizam as várias componentes do modelo desenvolvido em ambiente Matlab/Simulink.

### 3.3.1 Modelo Global

O modelo de simulação do sistema de controlo de velocidade do acionamento baseado num MRVC, desenvolvido, encontra-se esquematizado na Figura 3.4.  $T_{total}$  representa o binário eletromagnético total produzido pelo MRVC;  $\theta$  representa a posição angular do rotor definida em graus;  $\theta_n$  representa a posição do rotor referida à fase  $n$ ,  $i_n$  representa a intensidade de corrente elétrica da fase  $n$  e  $v_n$  representa a tensão elétrica aplicada aos terminais do enrolamento da fase  $n$ .

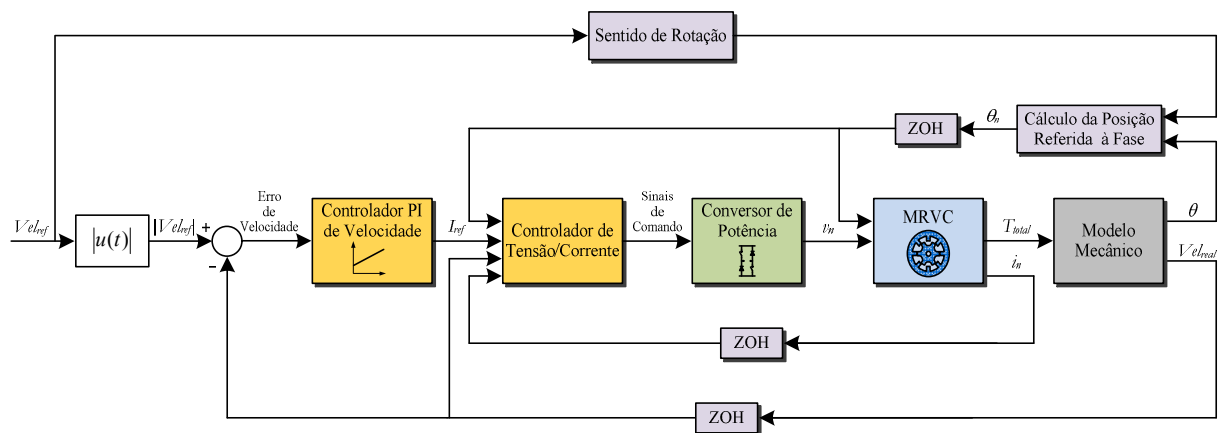


Figura 3.4 – Diagrama de blocos do modelo, desenvolvido, do sistema de controlo de velocidade de um acionamento baseado num MRVC.

A velocidade de referência é definida em rotações por minuto (rpm) pelo utilizador e corresponde à velocidade de rotação desejada ( $V_{vel\_ref}$ ). Valores positivos de velocidade pressupõem a rotação da máquina no sentido direto, a que corresponde uma sequência de excitação de fases D, C, B, A. Valores negativos de velocidade pressupõem um sentido de rotação inverso, sendo a sequência de excitação de fases oposta à anterior, isto é, A, B, C, D. O bloco “sentido de rotação” averigua o sinal da velocidade de referência definindo um sinal de

saída igual a 1 ou -1 quando a velocidade é positiva ou negativa, respetivamente. Para o controlo em malha fechada da velocidade apenas importa o seu valor absoluto, pelo que se realiza o cálculo do módulo da velocidade desejada.

O controlador PI de velocidade atua em função do erro de velocidade, dado pela diferença entre  $Vel_{ref}$  e a velocidade real da máquina ( $Vel_{real}$ ), e estabelece um valor de referência para a intensidade de corrente elétrica de fase ( $I_{ref}$ ). O modelo desenvolvido simula o efeito da amostragem inerente ao controlo digital do acionamento, utilizado nos ensaios experimentais. A discretização das grandezas a serem medidas ou calculadas é efetuada recorrendo ao bloco “ZOH” (zero order hold). Este bloco realiza a amostragem de um sinal e define um sinal de saída em consonância com o valor amostrado, mantendo a sua amplitude durante o período de amostragem indicado. As restantes componentes do modelo global carecem de uma explicação mais detalhada pelo que são descritas de seguida.

Em conformidade com os ensaios laboratoriais adotou-se um período de amostragem de 50  $\mu$ s. De modo a diminuir consideravelmente o tempo de simulação, pressupôs-se um funcionamento inicial em regime estacionário, quer de velocidade quer de carga mecânica, definindo-se condições iniciais de funcionamento. Essas condições iniciais correspondem à velocidade da máquina, ao fluxo magnético em cada uma das fases e ao valor da carga mecânica acoplada ao MRVC. Apenas se consideraram condições iniciais nulas nas simulações que visavam a simulação do arranque da máquina.

### **3.3.2 Cálculo da Posição Rotórica Referida às Várias Fases**

A estratégia de controlo, bem como o modelo eletromagnético desenvolvidos são genéricos e são aplicados a qualquer uma das fases da máquina. Assim, tornou-se indispensável referir a posição mecânica da máquina a cada uma das fases. Considerou-se como posição de referência a posição desalinhada da fase A, coerentemente com as considerações estabelecidas anteriormente. A posição mecânica  $\theta$  apresenta apenas valores positivos, iniciando em 0 graus, independentemente do sentido de rotação da máquina considerado. Este pressuposto implica diferentes defasamentos entre a fase A e as fases que lhe são adjacentes, sendo estes dependentes do sentido de rotação da máquina. A equação seguinte sintetiza o cálculo da posição angular referida a cada uma das fases.

$$\theta_n = \text{resto} \left( \frac{\theta + (N_{\text{fase}}^{\circ} - 1) \times 15}{60} \right) \quad (3.4)$$

$N^{\circ}_{\text{fase}}$  corresponde ao número que é atribuído a cada uma das fases sendo igual a 1 no caso da fase A, visto que esta fase constitui a referência. Atendendo ao comportamento periódico da posição relativa dos polos do rotor com os polos do estator,  $\theta_n$  é definido entre  $0^{\circ}$  e  $60^{\circ}$ . Para tal, apenas se considera o resto da divisão do ângulo referido a cada uma das fases por  $60^{\circ}$ . A alteração do referencial de posição é alcançada somando à posição angular  $\theta$  o desfasamento que existe entre a fase em análise e a fase A, introduzido na equação (3.4) mediante o valor de  $N^{\circ}_{\text{fase}}$ . A Tabela 3.3 apresenta o valor de  $N^{\circ}_{\text{fase}}$  aplicado a cada uma das fases, consoante o sentido de rotação considerado. Quando a máquina está a rodar no sentido direto a fase B está em avanço de  $15^{\circ}$  relativamente à fase A, visto que a sequência de excitação de fases é, neste caso, D, C, B, A. Assim, o número de fase atribuído à fase B é 2, consequentemente o número de fase atribuído às fases C e D é 3 e 4, respetivamente. Quando o sentido de rotação corresponde ao sentido inverso, a sequência de fases é inversa da anterior, pelo que o número atribuído às fases B e D é alterado para 4 e 2, respetivamente. O  $N^{\circ}_{\text{fase}}$  relativo à fase C é sempre igual a 2, uma vez que a máquina possui 4 fases e o desfasamento que existe entre esta fase e a fase A é sempre de  $30^{\circ}$ .

Tabela 3.3 –  $N^{\circ}_{\text{fase}}$  relativo a cada uma das fases do MRVC mediante o sentido de rotação.

	Sentido de rotação	
	Direto	Inverso
Fase A	1	1
Fase B	2	4
Fase C	3	3
Fase D	4	2

### 3.3.3 Conversor de Potência

O conversor de potência utilizado no acionamento em estudo consiste num conversor assimétrico de meia ponte (Figura 2.3). À semelhança do conversor de potência implementado em ambiente laboratorial, definiu-se um modelo computacional, constituído por várias pontes em H, cada uma delas, associada a uma fase da máquina. Para tal, utilizou-se o bloco que caracteriza uma ponte em H, já existente na plataforma Matlab/Simulink. Os interruptores de potência utilizados foram IGBTs. A Figura 3.5. ilustra o esquema elétrico relativo a uma fase  $n$  do MRVC. A escolha dos módulos utilizados, tendo como base pontes em H, prende-se com o facto de estes

módulos poderem ser utilizados para outros fins, para além de acionamentos baseados em MRVC, e, por esse motivo, serem mais versáteis.

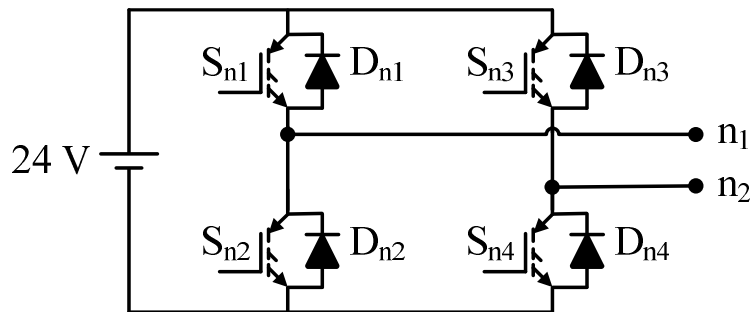


Figura 3.5 – Ponte em H aplicada a uma fase  $n$  do MRVC.

Tendo em conta a topologia do conversor assimétrico de meia ponte, os sinais de comando dos interruptores de potência  $S_{n2}$  e  $S_{n3}$  são mantidos, nas simulações computacionais, com um valor permanentemente igual a 0. Isto é,  $S_{n2}$  e  $S_{n3}$  estão permanentemente inativos. Importa realçar que os díodos  $D_{n1}$  e  $D_{n4}$  nunca entram em condução porque a corrente elétrica, ao existir, flui do terminal  $n_1$  para o terminal  $n_2$ . Os sinais de comandos dos interruptores de potência  $S_{n1}$  e  $S_{n4}$  são conferidos pela estratégia de comando definida pelo controlador de tensão/corrente. Assumiu-se, no modelo computacional uma fonte de alimentação ideal de amplitude igual a 24 V.

### 3.3.4 Controlador de Tensão/Corrente

O controlo dos sinais de comando dos IGBTs é estabelecido mediante a estratégia de controlo adotada. Por questões de simplificação foram desenvolvidos modelos distintos para regimes de funcionamento a alta e a baixa velocidade. A definição do ângulo de corte é idêntica em ambos os casos.

#### 3.3.4.1 Ângulo de Corte

O ângulo de corte a adotar num MRVC deve ter em consideração o intervalo de tempo que se dispõe para desmagnetizar completamente a fase, por forma a evitar a produção de binário eletromagnético negativo considerável. Como tal, à medida que os níveis de carga e/ou de velocidade aumentam deve-se antecipar o ângulo de corte. A escolha de  $\theta_c$  pode dever-se a diversos critérios. No presente trabalho teve-se como principal objetivo limitar o valor mínimo do binário eletromagnético produzido por uma fase, mantendo a fase em condução durante o

maior intervalo de tempo possível. Foram traçados diversos cenários tendo-se desenvolvido duas hipóteses. Na 1ª hipótese impôs-se um valor mínimo de binário de  $-0.05$  Nm. Na 2ª hipótese impôs-se uma intensidade de corrente elétrica de fase nula na posição alinhada, o que conduz a um binário eletromagnético sempre positivo sendo o seu valor mínimo de  $0$  Nm. Em ambas as hipóteses considerou-se que uma fase só se mantém em condução enquanto apresentar a maior capacidade de produção de binário eletromagnético, quando comparada com as restantes fases e considerando intensidades de corrente elétrica de fase idênticas.

O ângulo de corte, correspondente a uma determinada amplitude da corrente elétrica de fase e a uma determinada velocidade, foi definido recorrendo-se a simulações computacionais. Em cada um dos testes de simulação assumiu-se um valor constante de velocidade e observou-se a evolução da corrente elétrica de fase e do correspondente binário eletromagnético, até a fase estar plenamente desmagnetizada. Cada uma das simulações computacionais teve início na posição rotórica que correspondia ao ângulo de corte em teste, sendo a amplitude da corrente elétrica de fase, nessa posição, dada pela amplitude em análise. O valor do ângulo de corte era progressivamente incrementado de modo a alcançar-se os critérios anteriormente apresentados. Assumiu-se um intervalo de análise relativamente à intensidade de corrente elétrica de  $5$  a  $60$  A, tendo-se adotado um incremento de  $5$  A para definir amplitudes intermédias de intensidade a analisar. Foram testadas várias velocidades da máquina, considerando-se um incremento de  $100$ rpm, assumindo-se um valor de velocidade mínimo em análise de  $500$  rpm e um valor máximo de  $3000$  rpm. A Figura 3.6 ilustra os valores do ângulo de corte obtidos, em função da intensidade de corrente elétrica, para algumas velocidades analisadas e adotando-se as duas hipóteses mencionadas.

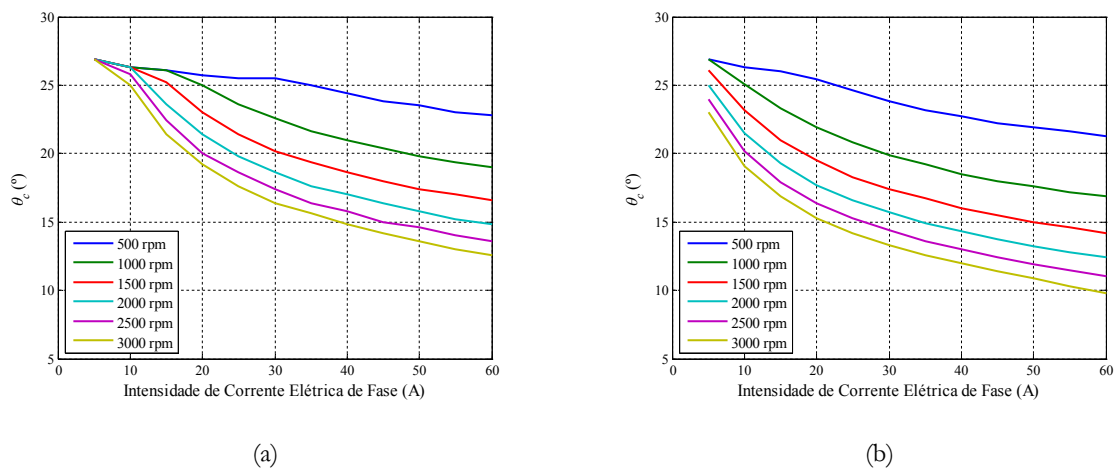


Figura 3.6 – Ângulo de corte em função da intensidade de corrente elétrica considerando-se algumas velocidades da máquina e adotando-se como critério de cálculo um binário mínimo de: (a)  $-0.05$  Nm; (b)  $0$  Nm.

Pode constatar-se, em ambos os cenários, que o ângulo de corte diminui, considerando um valor em particular de velocidade, à medida que a intensidade de corrente elétrica de fase vai aumentando. O mesmo sucede à medida que a velocidade aumenta, se for considerada uma intensidade de corrente elétrica em particular. Este efeito é facilmente explicado pelo intervalo de tempo necessário para desmagnetizar a fase. Este intervalo tende a aumentar quando o nível da corrente elétrica aumenta. Quando a velocidade aumenta, o intervalo de tempo necessário para realizar a desmagnetização da fase corresponde a um maior intervalo de posição pelo que se deve proceder ao corte da fase numa posição mais precoce. Verifica-se também que o ângulo de corte relativo à restrição de binário mínimo de  $-0.05 \text{ Nm}$  é geralmente superior àquele que se regista quando se adota a restrição de  $0 \text{ Nm}$ . Sendo a 1ª hipótese menos restritiva, possibilita um maior intervalo de tempo de condução de cada fase da máquina e conduz a uma intensidade de corrente elétrica na posição alinhada geralmente superior a  $0 \text{ A}$ .

Verifica-se, principalmente adotando-se um critério de  $-0.05 \text{ Nm}$ , que o ângulo de corte que se obtém para níveis de intensidade mais pequenos (inferiores a  $20 \text{ A}$ ) é comum a várias velocidades da máquina. Tem-se como exemplo, o ângulo de corte relativo a uma intensidade de corrente elétrica de  $10 \text{ A}$ . O valor de  $\theta_c$  para uma velocidade de  $500 \text{ rpm}$  é igual ao valor alcançado para as velocidades de  $1000 \text{ rpm}$ ,  $1500 \text{ rpm}$ ,  $2000 \text{ rpm}$  e todas as velocidades intermédias. Este valor comum resulta do facto da fase em análise deixar de ser a fase mais forte na posição associada ao ângulo de corte obtido. Isto significa que, nesta posição, a fase que sucede a fase em análise apresenta um binário eletromagnético igual ou superior, sendo a sua intensidade de corrente elétrica idêntica.

Nas simulações computacionais do comportamento dinâmico do MRVC, o ângulo de corte é estabelecido através de uma tabela de observação, sendo dependente da velocidade da máquina e da amplitude da corrente elétrica de fase, tal como se ilustra na Figura 3.7.

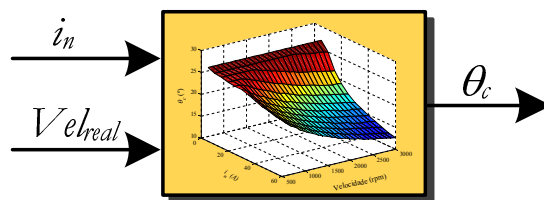


Figura 3.7 – Método de cálculo do ângulo de corte adotado.

Os valores que compõem a tabela correspondem aos valores obtidos anteriormente. Verificou-se através de ensaios de simulação que quando se adotava o critério de binário mínimo de  $0 \text{ Nm}$  se procedia ao corte muito precoce da fase, o que diminuía consideravelmente o binário



eletromagnético médio produzido por cada fase da máquina, quando comparado com os resultados obtidos adotando-se o outro critério de binário mínimo. A diminuição do binário eletromagnético médio produzido, por fase, acontecia principalmente em regimes de funcionamento a alta velocidade. Atendendo às vantagens em manter a fase em condução durante um maior intervalo de tempo optou-se por utilizar os resultados alcançados quando se adotou um critério de binário mínimo de  $-0.05$  Nm, apesar de se registar, nestas condições, um pequeno binário eletromagnético de fase resistivo.

#### 3.3.4.2 Funcionamento a Baixa Velocidade

A estratégia de controlo adotada no funcionamento a baixa velocidade corresponde a um controlo histerético da intensidade de corrente elétrica de fase. O valor de referência é definido pelo controlador de velocidade PI. O controlador de tensão/corrente define uma banda de valores admissíveis para a intensidade de corrente elétrica em torno de  $I_{ref}$ . Foi adotada uma banda de  $0.2$  A em torno de  $I_{ref}$ . A regulação da intensidade de corrente elétrica é estabelecida mediante uma comutação suave da tensão elétrica. Quando se observa uma intensidade de corrente elétrica superior ao valor máximo admissível inibe-se a condução do respetivo IGBT do ramo inferior, que corresponde ao interruptor de potência  $S_{n4}$  representado na Figura 3.5. A tensão elétrica aplicada ao enrolamento de fase comuta de um valor positivo para um valor nulo, pelo que a intensidade de corrente elétrica de fase tende a diminuir. Ao observar-se um valor inferior ao valor mínimo admissível dá-se ordem para que o IGBT do ramo inferior seja novamente ligado. A regulação da intensidade de corrente elétrica é realizada durante o período de atuação da fase, delimitado pelos ângulos de atuação. O IGBT do ramo superior, que corresponde ao interruptor de potência  $S_{n1}$ , representado na Figura 3.5, permanece sempre ligado no decorrer deste período. Ao alcançar-se a posição rotórica que corresponde ao ângulo de corte, são desativados ambos os IGBTs.

A escolha do ângulo de ignição, tal como a escolha do ângulo de corte, pode dever-se a diversos critérios. Normalmente, procura-se ligar a fase apenas quando se revela importante a sua contribuição em termos de produção de binário eletromagnético, evitando, deste modo, perdas desnecessárias por efeito de Joule. Com o intuito de minimizar a oscilação do binário eletromagnético foi desenvolvida uma tabela de observação que permite definir  $\theta$ , consoante os valores do binário eletromagnético de referência e a velocidade da máquina. Esta tabela foi concebida recorrendo-se a ensaios de simulação e foi utilizada no trabalho apresentado em (Gameiro e Cardoso, 2008a). Em ambiente laboratorial não foi possível visualizar as oscilações típicas do binário mecânico porque não se dispunha de um sensor de binário com uma

frequência de corte muito elevada. Deste modo, não seria pertinente implementar, em laboratório, a estratégia de controlo desenvolvida que minimizava a oscilação de binário, apresentada em (Gameiro e Cardoso, 2008a). Consequentemente, optou-se por simplificar a determinação do ângulo de ignição assumindo-se um valor constante igual a  $0^\circ$ . Isto é, cada fase entra em condução assim que se alcança a sua posição desalinhada. Desta forma, garante-se que no início da magnetização da fase é produzido um binário eletromagnético positivo, embora de fraca amplitude. De modo a ser pertinente a comparação dos resultados obtidos através de ensaios de simulação com os resultados obtidos através de ensaios experimentais, apenas se apresentam, no presente trabalho, resultados de simulação cujo modelo computacional assume um  $\theta_i$  igual a  $0^\circ$ .

### **3.3.4.3 Funcionamento a Alta Velocidade**

A distinção entre o modo de funcionamento a baixa velocidade e a alta velocidade reside essencialmente na diferente amplitude da  $f_{cem}$  em cada um dos modos de funcionamento. À medida que a velocidade e/ou a carga mecânica aumenta, a  $f_{cem}$  aumenta também. Níveis mais elevados de velocidade e/ou de carga mecânica conduzem a uma  $f_{cem}$  de amplitude superior à tensão elétrica aplicada ao enrolamento de fase. Deste modo, mesmo mantendo ambos os IGBTs em funcionamento regista-se uma diminuição da intensidade de corrente elétrica de fase, não sendo possível a sua regulação e consequentemente também não é possível regular o binário eletromagnético. Este fenómeno ocorre apenas nas posições onde se verifica uma sobreposição parcial dos polos. Sendo estas as posições do rotor onde a fase da máquina apresenta maior capacidade de produção de binário eletromagnético, pouco importa a regulação da intensidade de corrente elétrica em posições do rotor anteriores. Assim, o mais vulgar é, nestas circunstâncias, utilizar-se um controlo por impulso de tensão. No intervalo compreendido pelos ângulos de atuação, ângulo de ignição e ângulo de corte, dá-se ordem de condução a ambos os IGBTs, do ramo superior e do ramo inferior. Após alcançar-se a posição correspondente ao ângulo de corte, ambos os IGBTs são desativados, forçando a condução dos díodos até a fase estar plenamente desmagnetizada.

A velocidade a partir da qual a amplitude da  $f_{cem}$  supera a tensão elétrica aplicada ao enrolamento não é constante mas sim dependente do nível da intensidade de corrente elétrica. Foi possível, recorrendo a ensaios de simulação, estabelecer uma relação entre a velocidade máxima, a partir da qual se verifica esse efeito eletromagnético, e a intensidade de corrente elétrica de referência. Considerou-se, nos ensaios de simulação, uma velocidade da máquina constante e um controlo histerético da intensidade de corrente elétrica de fase. Testou-se o

comportamento da corrente elétrica de fase para as seguintes amplitudes de  $I_{ref}$ : 10 A, 15 A, 20 A, 30 A, 40 A, 50 A e 60A. Os ensaios realizados testaram várias velocidades, para cada valor de  $I_{ref}$ , tendo-se adotado um incremento, para a velocidade de teste, de 100 rpm. As velocidades máximas obtidas, ilustradas na Figura 3.8, representam a velocidade testada máxima onde a corrente elétrica de fase apresenta uma amplitude crescente sempre que ambos os IGBTs, da referida fase, estão em condução. Pode constatar-se que à medida que o valor de  $I_{ref}$  aumenta, a velocidade máxima alcançada diminui. Nos ensaios de simulação considerou-se apenas a componente resistiva do enrolamento de fase. Contudo, num cenário real, a amplitude da resistência envolvida no circuito é claramente superior, em consequência da resistência introduzida pelos cabos de ligação e pela própria bateria que serve de fonte de alimentação, pelo que a tensão elétrica disponível para a magnetização da fase tende a ser menor, o que conduz a uma velocidade máxima inferior àquela que se apresenta na Figura 3.8.

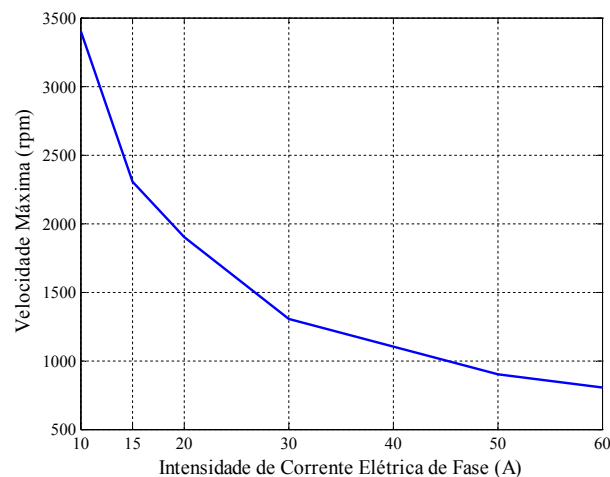


Figura 3.8 – Velocidade máxima, em função da intensidade de corrente elétrica de referência, onde a  $f_{cem}$  é inferior à tensão elétrica aplicada ao enrolamento de fase.

De modo a simplificar o controlo do MRVC, principalmente num contexto experimental, optou-se por definir uma velocidade constante, de 1400 rpm, que delimita a estratégia de controlo adotada. Para velocidades da máquina inferiores a 1400 rpm adotou-se uma estratégia de controlo baseada na regulação da intensidade de corrente elétrica de fase, ao passo que para velocidades superiores adotou-se uma estratégia de controlo por impulso de tensão.

No funcionamento a alta velocidade as variáveis de controlo consistem nos ângulos de atuação. O ângulo de corte adotado, tal como referido anteriormente, é condicionado pela amplitude da corrente elétrica de fase e pela velocidade da máquina, sendo definido através de uma tabela de observação, tal como no regime de funcionamento a baixa velocidade.

Por forma a interligar as estratégias de controlo adotadas, a baixa e a alta velocidades, estabeleceu-se uma relação entre o ângulo de ignição, adotado a alta velocidade com o valor de referência da corrente elétrica de fase, que serve de parâmetro de controlo a baixa velocidade. Procurando-se uma comutação suave no modo de funcionamento realizou-se o estudo do comportamento do MRVC, a uma velocidade de 1400 rpm, adotando-se ambas as estratégias de controlo.

Numa primeira fase calculou-se o binário eletromagnético médio produzido por uma fase no funcionamento a baixa velocidade testando-se os valores de  $I_{ref}$  de 5 A, 10 A, 20 A, 30 A, 40 A, 50 A e 60 A. Numa fase posterior procurou-se o valor de  $\theta_i$  que permitia produzir um binário eletromagnético médio similar, adotando-se um controlo por impulso de tensão. Em ambos os ensaios de simulação considerou-se uma velocidade constante e igual a 1400 rpm. A relação obtida entre  $\theta_i$  e  $I_{ref}$  encontra-se ilustrada na Figura 3.9.

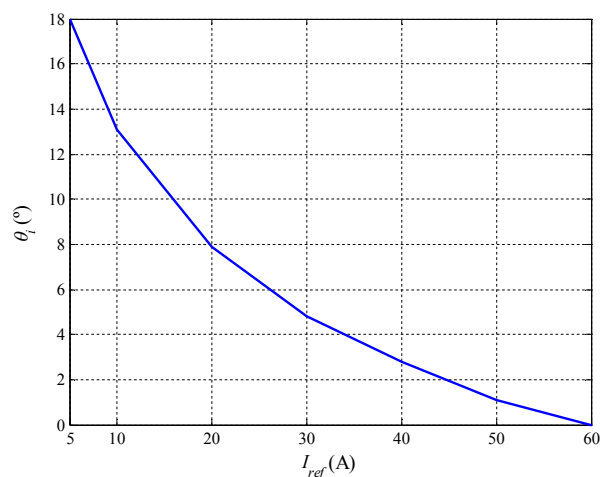


Figura 3.9 – Relação entre o ângulo de ignição e a intensidade de corrente elétrica de fase de referência que proporcionam idênticos binários eletromagnéticos médios, quando adotados nos regimes de funcionamento a alta e a baixa velocidades, respetivamente.

O aumento de  $I_{ref}$  no funcionamento a baixa velocidade, resulta de um aumento da carga mecânica. No funcionamento a alta velocidade, o aumento do binário eletromagnético médio produzido apenas pode ser alcançado aumentando a amplitude máxima da corrente elétrica de fase, sendo, por isso, necessário ligar a fase numa posição mais precoce. Deste modo, verifica-se, tal como esperado, uma relação inversa entre  $\theta_i$  e  $I_{ref}$ . Esta relação foi utilizada não somente para garantir uma comutação suave de estratégia de controlo como também permitiu estabelecer uma relação entre o ângulo de ignição a adotar no regime de funcionamento a alta velocidade e o valor de  $I_{ref}$  calculado pelo controlador PI de velocidade. Nas simulações computacionais definiu-se

uma tabela de observação para o cálculo do ângulo de ignição sendo o parâmetro de entrada  $I_{ref}$ . Os dados inseridos na tabela correspondem aos valores de  $I_{ref}$  testados e aos valores de  $\theta_i$  apresentados na Figura 3.9. Os valores de  $\theta_i$  correspondentes a valores intermédios de  $I_{ref}$  são calculados através de interpolação linear. Nos casos em que  $I_{ref}$  é superior a 60 A ou inferior a 5 A é realizada uma extrapolação linear de valores. Para níveis de carga mecânica e/ou de velocidade mais elevados observaram-se valores de  $I_{ref}$  superiores a 60 A o que conduziu a valores de  $\theta_i$  negativos. Nestas circunstâncias, fez-se o reajuste de  $\theta_i$  somando-lhe  $60^\circ$ , por forma a encontrar-se dentro da gama de posições referidas à fase, consideradas na modelação. Isto é entre  $0^\circ$  e  $60^\circ$ .

A estratégia de controlo implementada baseia-se, em ambos os regimes de funcionamento, no valor de  $I_{ref}$ . No funcionamento a baixa velocidade a intensidade de corrente elétrica é regulada em torno de  $I_{ref}$ . Porém, no funcionamento a alta velocidade este parâmetro apenas serve de referência para o cálculo de  $\theta_i$ , não existindo, necessariamente, uma relação direta entre a amplitude máxima da corrente elétrica de fase e  $I_{ref}$ .

### 3.3.5 MRVC

O modelo de simulação do comportamento eletromagnético do MRVC implementado tem em consideração as características eletromagnéticas estimadas apresentadas em 3.2.2. A Figura 3.10 apresenta o diagrama de blocos que caracteriza o modelo computacional desenvolvido. Assume-se que as fases são magneticamente independentes e considera-se como variável de estado o fluxo encadeado. Assim, e segundo a equação (2.9), o fluxo encadeado de uma fase  $n$ ,  $\psi_n$ , no instante  $t$  é dado por:

$$\psi_n = \int_0^t (v_n - Ri_n) dt + \psi_{n0} \quad (3.5)$$

A tensão  $v_n$  corresponde à tensão elétrica instantânea aplicada pelo conversor de potência aos terminais do enrolamento da fase  $n$ . Por forma a contemplar o comportamento resistivo de outros elementos do circuito elétrico, para além dos enrolamentos da máquina e dos componentes de eletrónica de potência do conversor, considerou-se uma resistência,  $R$ , associada ao funcionamento elétrico de uma fase, 5 vezes superior à resistência elétrica do enrolamento de fase, apresentada na Tabela 3.2.  $\psi_{n0}$  representa o fluxo encadeado da fase  $n$  no instante inicial da simulação computacional. Excetuando as simulações computacionais que visavam a análise do

arranque da máquina, estabeleceram-se condições iniciais de funcionamento, nomeadamente estabeleceram-se amplitudes apropriadas do fluxo encadeado das fases que se encontravam em condução no instante inicial.

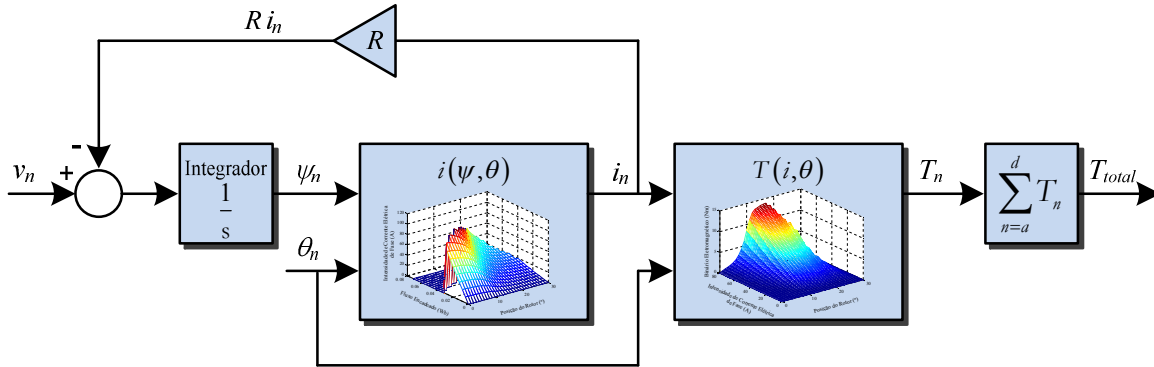


Figura 3.10 – Diagrama de blocos do modelo eletromagnético do MRVC.

A intensidade de corrente elétrica de fase,  $i_n$ , é calculada através de uma tabela de observação,  $i(\psi, \theta)$ , dependendo dos valores do fluxo encadeado de fase e da posição do rotor relativa à fase  $n$ ,  $\theta_n$ . Os valores de intensidade de corrente elétrica contidos na tabela de observação foram calculados recorrendo às curvas do fluxo encadeado estimadas, expressas pela equação (3.1). Atendendo à configuração das curvas do fluxo encadeado e sendo estas aproximadas a uma equação de uma parábola considerou-se apenas a solução de menor valor, sendo:

$$i_n = \frac{-a - \sqrt{a^2 + 4b\psi_n}}{2b} \quad (3.6)$$

A Figura 3.11 ilustra as curvas da intensidade de corrente elétrica obtidas usando a equação (3.6), em função da posição do rotor, para vários valores de  $\psi_n$ . Teve-se em consideração o valor máximo do fluxo encadeado estimado em cada posição do rotor, pelo que as curvas da intensidade de corrente elétrica, tal como as curvas de magnetização, não se encontram plenamente definidas. Contudo, foi necessário definir plenamente a tabela de observação pelo que foi necessário definir valores da intensidade de corrente elétrica para todas as amplitudes do fluxo encadeado e da posição do rotor consideradas. Optou-se por definir uma intensidade nula sempre que o resultado da equação (3.6) era superior ao valor máximo da intensidade de corrente elétrica registada, relativa à curva do fluxo encadeado, apresentada na Figura 3.11, na posição do rotor em análise. Esta consideração permitiu aferir, durante as simulações computacionais,

eventuais situações onde se excediam as amplitudes máximas da corrente eléctrica de fase, face ao modelo desenvolvido. Esses resultados de simulação não foram evidentemente considerados.

As curvas do fluxo encadeado estimadas permitiram calcular a intensidade de corrente eléctrica, para várias amplitudes do fluxo e para as posições do rotor entre  $0^\circ$  e  $30^\circ$ . As intensidades de corrente eléctrica consideradas para as posições entre  $30^\circ$  e  $60^\circ$  basearam-se na simetria magnética do MRVC, isto é, assumiram-se intensidades de corrente eléctrica iguais para duas posições do rotor diferentes e equidistantes da posição alinhada. Na concepção da tabela de observação foram consideradas as amplitudes do fluxo encadeado de 0 Wb a 72 mWb, assumindo valores intermédios com um incremento de 4 mWb, e todas as posições do rotor inteiras, definidas em graus, de  $0^\circ$  a  $60^\circ$ .

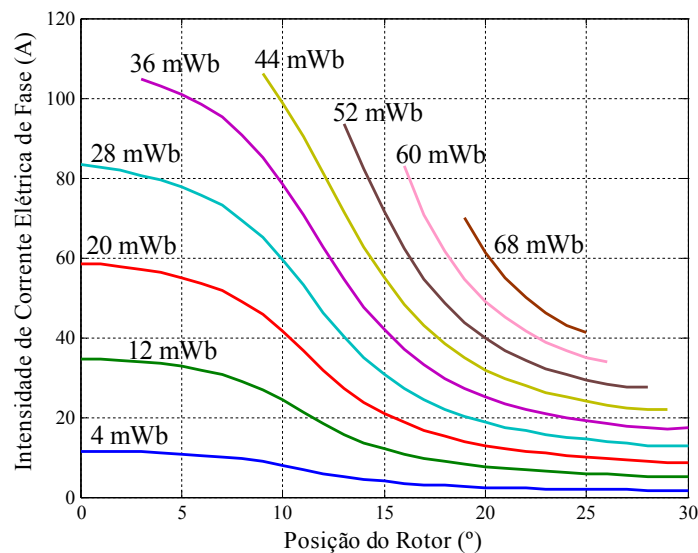


Figura 3.11 – Curvas estimadas da intensidade de corrente eléctrica de fase, em função da posição do rotor, correspondentes a vários valores constantes do fluxo encadeado.

Foi igualmente utilizada uma tabela de observação,  $T(i, \theta)$ , para o cálculo do binário eletromagnético produzido por cada uma das fases. Os parâmetros de entrada da tabela correspondem à intensidade de corrente eléctrica de fase e à posição do rotor, referida à respetiva fase. Os valores do binário eletromagnético, inseridos na tabela de observação, correspondem aos resultados apresentados na Figura 3.3. Tal como se procedeu na definição da tabela  $i(\psi, \theta)$  assumiu-se uma amplitude nula do binário eletromagnético para intensidades de corrente eléctrica superior ao valor máximo considerado na posição do rotor em análise. Teve-se igualmente em consideração a simetria magnética da máquina, assumindo-se que o binário eletromagnético produzido por uma fase, para um valor particular da intensidade de corrente eléctrica de fase,

apresenta igual valor absoluto para duas posições do rotor equidistantes da posição alinhada. Porém, o binário eletromagnético produzido em posições rotóricas localizadas entre a posição alinhada e a posição desalinhada, isto é, localizadas entre 30° e 60°, é resistivo e portanto apresenta uma amplitude negativa.

Os dados relativos à tabela consideram amplitudes da corrente elétrica de fase de 0 A a 80 A, assumindo-se todos os valores intermédios inteiros. Foram consideradas todas as posições inteiras do rotor definidas em graus de 0° a 60°.

O binário eletromagnético total produzido pelo MRVC resulta da contribuição das várias fases, sendo calculado através do somatório dos binários eletromagnéticos de fase.

### **3.3.6 Modelo Mecânico**

O comportamento mecânico do MRVC é descrito pela segunda lei de Newton, sendo:

$$T_{total} - T_{carga} = J\alpha \quad (3.7)$$

onde  $\alpha$  representa a aceleração angular e  $T_{carga}$  o binário da carga mecânica acoplada ao MRVC. O valor do momento de inércia ( $J$ ) utilizado, corresponde ao valor indicado pelo fabricante (Tabela 3.2). É desprezada qualquer perda mecânica inerente à máquina, tais como as perdas resultantes de atritos mecânicos. Nas simulações em que se definiram condições iniciais não nulas, onde se pretendia estudar o comportamento dinâmico do MRVC para um nível de velocidade e de carga mecânica em particular, considerou-se que o binário da carga mecânica era constante. Nas simulações computacionais que visavam a análise do arranque do MRVC assumiu-se que a carga mecânica tinha um valor de binário proporcional à velocidade da máquina, tendendo para o valor em análise à velocidade de referência em análise.

A velocidade angular do MRVC,  $\omega$ , e a posição angular do rotor,  $\theta_{rad}$  são calculadas através das equações (3.8) e (3.9), respetivamente.  $\omega_0$  e  $\theta_{rad 0}$  correspondem, respetivamente, às condições iniciais de velocidade angular, definida em radianos por segundo e de posição angular definida em radianos. Na generalidade das simulações realizadas assumiu-se uma posição angular inicial nula ao passo que se assumiu uma velocidade inicial nula apenas nas simulações computacionais que visavam a análise do arranque da máquina. Nas restantes simulações considerou-se uma velocidade inicial idêntica à velocidade de referência em análise.



$$\omega = \int_0^t \alpha dt + \omega_0 \quad (3.8)$$

$$\theta_{rad} = \int_0^t \omega dt + \theta_{rad0} \quad (3.9)$$

As equações (3.10) e (3.11) são utilizadas para conversão da unidade usada, relativamente à velocidade e à posição do rotor, respetivamente.  $Vel_{real}$  é a velocidade da máquina definida em rotações por minuto (rpm) e  $\theta$  é a posição do rotor definida em graus mecânicos.

$$Vel_{real} = \omega \times \frac{60}{2\pi} \quad (3.10)$$

$$\theta = \theta_{rad} \times \frac{180}{\pi} \quad (3.11)$$

### 3.3.7 Introdução de Avarias nos Interruptores de Potência

As avarias, de circuito aberto e de curto-circuito, nos interruptores de potência são simuladas manipulando apropriadamente os respetivos sinais de comando. De modo a representar uma avaria como um acontecimento perturbador e externo ao acionamento foi definido, nas simulações computacionais onde se analisou a ocorrência de avaria, um bloco intercalar, designado de “Introduz Avaria”, entre o controlador de tensão/corrente e o conversor de potência, tal como se ilustra na Figura 3.12.

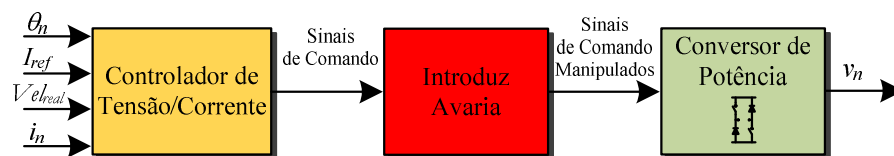


Figura 3.12 – Diagrama de blocos do modelo de manipulação dos sinais de comando para simulação de avarias de circuito aberto ou de curto-circuito, num interruptor de potência.

As avarias de circuito aberto foram simuladas forçando um sinal de comando, do interruptor de potência em causa, permanentemente igual a 0, ao passo que no caso da avaria de curto-circuito o sinal de comando é mantido igual a 1. Esta condição de avaria apenas é considerada a partir de um determinado instante, assumindo-se um funcionamento anterior em

regime estacionário. O instante em que ocorre a avaria depende de parâmetros inicialmente definidos sendo: o instante a partir do qual se pretende que ocorra a avaria e o intervalo angular mecânico no qual se pretende que ocorra a avaria. Assim, o sinal de comando do interruptor afetado pela avaria apenas é manipulado e mantido permanentemente igual a 0 ou a 1, a partir do instante, posterior ou coincidente ao instante indicado, em que a máquina se encontra dentro da posição angular indicada. Deste modo, foi possível analisar o impacto da avaria em função da posição mecânica em que esta ocorre e relacionar os efeitos causados com os parâmetros de controlo, tais como os ângulos de atuação.

### **3.3.8 Parâmetros de Análise Considerados**

Na análise do comportamento dinâmico do MRVC, recorrendo a resultados de simulação tem-se em consideração a evolução temporal das correntes elétricas de fase, da corrente elétrica do barramento DC e do binário eletromagnético total. A corrente elétrica do barramento DC ( $i_{DC}$ ) corresponde à corrente elétrica fornecida pela fonte de alimentação de 24 V. São também considerados, como elementos de análise, os espectrogramas da corrente elétrica do barramento DC e do binário eletromagnético. As amplitudes espectrais foram definidas em percentagem tomando como referência a amplitude da componente DC da grandeza em análise. De modo a avaliar o conteúdo harmónico, independentemente da velocidade da máquina, os espectrogramas foram definidos em função do número de ciclos que cada componente harmónica apresenta em cada intervalo angular mecânico que corresponde a um passo polar do rotor.

Para além das curvas temporais e dos gráficos espectrais consideraram-se como parâmetros de análise de desempenho os valores eficazes e os valores médios das intensidades das correntes elétricas de cada fase da máquina e da intensidade de corrente elétrica do barramento DC. O intervalo de tempo considerado, para o cálculo dos valores médios e eficazes, corresponde ao intervalo de tempo que a máquina demora a rodar o equivalente a um passo polar rotórico. Este pressuposto baseou-se no facto das características eletromagnéticas de fase se repetirem quando decorrido um passo polar rotórico. Numa situação de regime estacionário, as correntes elétricas de fase apresentam uma forma de onda periódica, cujo período ( $\Delta t_{\text{ciclo}}$ ) corresponde a um passo polar. Atendendo a que a máquina em estudo apresenta seis polos rotóricos, a relação entre  $\Delta t_{\text{ciclo}}$  e a velocidade da máquina,  $Vel_{\text{real}}$ , definida em rotações por minuto, é:

$$\Delta t_{\text{ciclo}} = \frac{10}{\text{Vel}_{\text{real}}} \quad (3.12)$$

Tendo em consideração que em ambiente laboratorial não se conhece com rigor a posição rotórica em que a máquina se encontra, estipulou-se que os valores eficazes e os valores médios são calculados usando o intervalo de tempo indicado na equação (3.12), sendo este dependente da velocidade da máquina. Assim, o valor eficaz ( $Y_{ef}$ ) e o valor médio ( $Y_{\text{medio}}$ ) de uma variável  $y$  são calculados segundo as equações (3.13) e (3.14), respetivamente.

$$Y_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\Delta t_{\text{ciclo}}} \int_{t-\Delta t_{\text{ciclo}}}^t y^2 dt} \quad (3.13)$$

$$Y_{\text{medio}} = \frac{1}{\Delta t_{\text{ciclo}}} \int_{t-\Delta t_{\text{ciclo}}}^t y dt \quad (3.14)$$

Por forma a avaliar a variação da forma de onda do binário eletromagnético e da intensidade de corrente elétrica do barramento DC consideraram-se como parâmetros adicionais de análise, a oscilação percentual (OP) e a oscilação total da forma de onda (OTO). Estas grandezas, relativamente a uma variável  $y$  são calculadas recorrendo às equações (3.15) e (3.16).  $Y_{\text{max}}$  e  $Y_{\text{min}}$  representam, respetivamente, a amplitude máxima e a amplitude mínima de  $y$  no intervalo de tempo considerado.

$$OP = \frac{Y_{\text{max}} - Y_{\text{min}}}{Y_{\text{medio}}} \times 100\% \quad (3.15)$$

$$OTO = \frac{\sqrt{Y_{ef}^2 - Y_{\text{medio}}^2}}{Y_{\text{medio}}} \times 100\% \quad (3.16)$$



# 4

## Implementação Laboratorial

### 4.1 Montagem Experimental

Com o objetivo de validar experimentalmente os resultados de simulação foi projetado e implementado um protótipo, constituído por vários blocos, tal como se ilustra no diagrama da Figura 4.1. Podem ser identificados os blocos: MRVC; Carga mecânica; Conversor de Potência; unidades de medição, tal como Medição  $i_{DC}$ , Medição  $i_n$  e Medição Tensão; dSPACE que corresponde a um processador digital de sinal; barramento de dados (PCI Bus) e um computador pessoal (PC). A montagem experimental implementada pode ser visualizada na Figura 4.2.

A máquina de relutância variável comutada utilizada corresponde ao MRVC 8/6 de 1100 kW, descrita no capítulo 3. Esta máquina tem nela embebidos dois sensores óticos que permitem aferir a posição mecânica do rotor. Os sinais extraídos dos sensores óticos

correspondem a sinais de tensão elétrica. Estes sinais foram adquiridos recorrendo-se às pontas de prova diferenciais de tensão, P5200 da Tektronix, representadas pelo bloco Medição Tensão.

A carga mecânica utilizada consiste num dinamómetro de histerese (Magtrol HD-815) de binário mecânico ajustável.

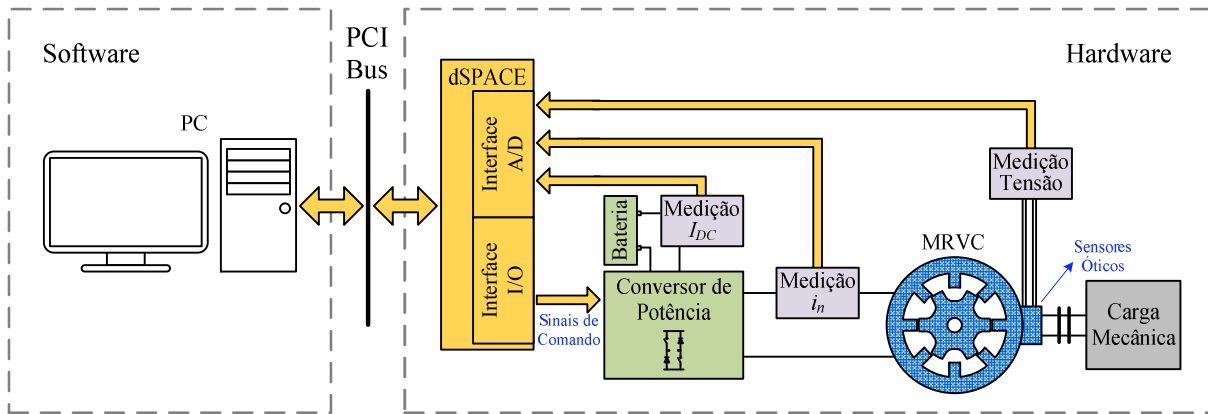


Figura 4.1 – Esquema do protótipo experimental.

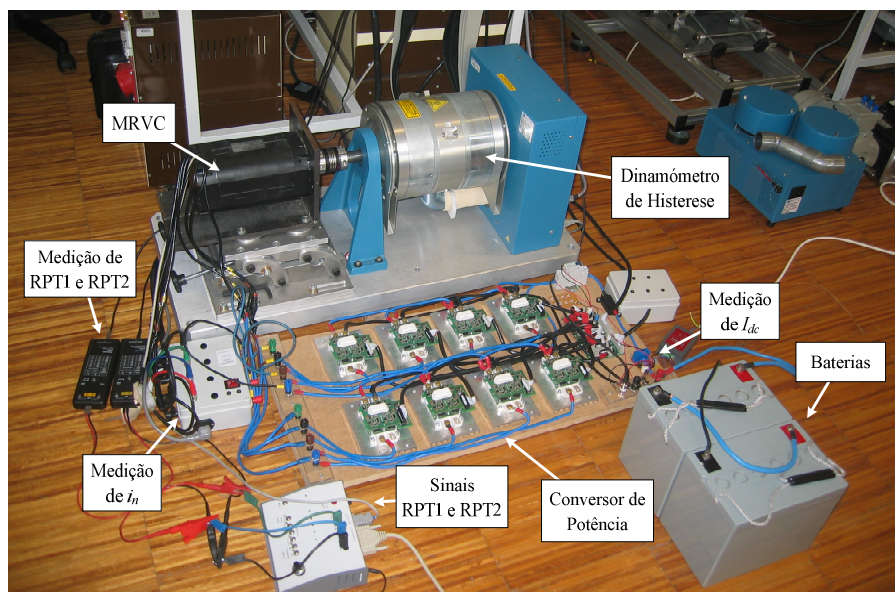


Figura 4.2 – Perspetiva geral da montagem laboratorial.

O conversor de potência implementado é constituído por dois módulos de potência, SEMix 202GB066HDs (Semikron), por fase. Cada módulo de potência consiste num braço completo de IGBTs, com díodos em antiparalelo (Figura 4.3). Optou-se por escolher estes módulos, atendendo ao facto de poderem ser utilizados noutros acionamentos elétricos baseados numa máquina elétrica diferente e serem, por este motivo, mais versáteis. Para o controlo dos interruptores de potência foram utilizados os drivers, SKYPER 32PRO e as respetivas placas de

desenvolvimento (Evaluation Board 2s SKYPER® 32PRO R), fornecidas pelo fabricante dos módulos de potência. As placas de desenvolvimento funcionaram como interface entre o *driver* e o módulo de potência. A interface entre o controlador, inserido no processador digital de sinal, e as placas de desenvolvimento dos drivers foi estabelecida através de uma placa eletrônica especificamente concebida para esse efeito, o que permitiu o comando centralizado dos IGBTs. Esta placa possibilitou, simultaneamente, a alimentação elétrica das placas de desenvolvimento dos *drivers*.

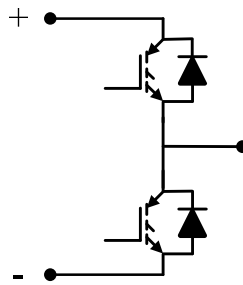


Figura 4.3 – Esquema elétrico dos módulos de potência utilizados.

Foram concebidas unidades de medição de intensidade de corrente elétrica tendo-se utilizado sensores de efeito de Hall (LA- 100P da LEM). Os sinais de corrente elétrica adquiridos correspondem às correntes elétricas de fase e à corrente elétrica do barramento DC. A medição destes sinais encontra-se representada, na Figura 4.1, pelos blocos, Medição  $i_n$  e Medição  $i_{DC}$ , respetivamente.

A alimentação do acionamento foi estabelecida através de duas baterias de gel de 12 V, 70 Ah, ligadas em série.

Como controlador central foi usada a plataforma dSPACE DS1103. A interface analógico/digital (A/D) da plataforma foi utilizada como canal de entrada de sinais e a interface de entradas/saídas digitais (I/O) foi utilizada como canal de saída de sinais. Os sinais de entrada do controlador consistem nos sinais das correntes elétricas de fase e do barramento DC e nos sinais de tensão elétrica fornecidos pelos sensores de posição óticos. Os sinais de saída do controlador consistem nos sinais de comando dos interruptores de potência.

O computador pessoal foi usado como elo de ligação entre o utilizador e a plataforma dSPACE permitindo, em tempo real, controlar a velocidade da máquina, visualizar as grandezas adquiridas e calculadas, guardar em ficheiro as variáveis adquiridas e calculadas, emular a ocorrência de avarias nos interruptores de potência, etc. Para tal, foi utilizado o Software ControlDesk.

## 4.2 Modelo Computacional

Numa primeira fase as estratégias de controlo do MRVC, os métodos de diagnóstico de avarias desenvolvidos e as estratégias utilizadas para emular a ocorrência de avarias foram implementados em modelos do Matlab/Simulink, sendo posteriormente testados e validados através de simulações computacionais. Após a fase de teste, os modelos desenvolvidos foram devidamente adaptados e utilizados na implementação laboratorial, pela plataforma dSPACE, usando um tempo de amostragem de 50  $\mu$ s. Para tal, procedeu-se à compilação dos modelos desenvolvidos em Matlab/Simulink, o que permitiu criar os ficheiros executáveis, utilizados pelo processador digital de sinal. A adaptação dos modelos usados em simulação consistiu essencialmente: na remoção dos blocos relativos ao MRVC, ao conversor de potência, à amostragem dos sinais (ZOH) e ao modelo mecânico (Figura 3.4); na inserção de portas de entrada e de saída de sinais apropriadas e na inserção de novos blocos, indispensáveis no sistema de controlo de velocidade em malha fechada real e desnecessários nos modelos de simulação. A Figura 4.4 apresenta o diagrama de blocos do modelo computacional desenvolvido e utilizado pela plataforma dSPACE no decorrer dos ensaios laboratoriais. Neste esquema global evidenciam-se os novos blocos inseridos, face aos já existentes no modelo computacional utilizado a quando da simulação do comportamento dinâmico do MRVC, designadamente: Entrada de Sinais, Afetação de Ganho, Cálculo de Velocidade e de Posição e Saída de Sinais.

Os blocos Entrada de Sinais e Saída de Sinais representam, respetivamente, as portas de entrada e de saída de sinais, relativamente à plataforma dSPACE.

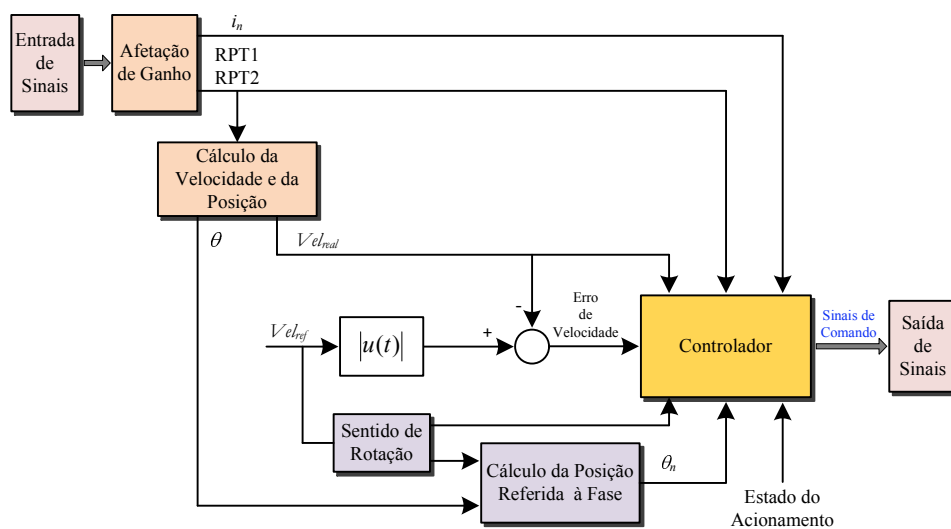


Figura 4.4 – Diagrama de blocos do modelo computacional utilizado pela plataforma dSPACE.



O bloco Afetação de Ganho aplica um ganho apropriado a cada um dos sinais adquiridos, de modo a converter as amplitudes das tensões elétricas, fornecidas pelos sistemas de medição, à plataforma dSPACE, nas respectivas amplitudes reais das correntes elétricas e das tensões elétricas medidas.

O cálculo da velocidade e da posição mecânica da máquina, indispensável na aplicação da estratégia de controlo, baseia-se na informação acerca dos sinais de tensão elétrica dos sensores óticos, designados por RPT1 e RPT2. O bloco Cálculo da Velocidade e da Posição representa o algoritmo matemático desenvolvido sendo que a posição mecânica calculada  $\theta$  encontra-se referida à fase A. No ponto seguinte faz-se a descrição detalhada do algoritmo desenvolvido explicando a sua correlação com os sinais RPT1 e RPT2.

Os parâmetros inseridos pelo utilizador, através da interface gráfica do ControlDesk, correspondem às variáveis, apresentadas na Figura 4.4,  $Vel_{ref}$  e Estado do Acionamento.  $Vel_{ref}$  representa a velocidade desejada e é introduzida numericamente pelo utilizador. O sentido de rotação da máquina é condicionado pelo sinal de  $Vel_{ref}$  sendo que valores positivos conduzem a uma sequência de fases D, C, B, A. Em conformidade com as características nominais da máquina utilizada, consideraram-se apenas valores de  $Vel_{ref}$  de -4000 rpm a 4000 rpm. O controlo do arranque ou da paragem da máquina é feito pelo utilizador ativando ou desativando o botão apropriado na interface gráfica do ControlDesk. Esta ação gera uma variável booleana sendo representada na Figura 4.4 pelo parâmetro Estado do Acionamento, que condiciona o estado de operação do MRVC. Quando o Estado do Acionamento apresenta um valor igual a 0 o acionamento está fora de serviço e por isso os sinais de saída encontram-se todos inativos. Quando se ativa o botão relativo ao Estado do Acionamento provoca-se a alteração da variável booleana de 0 para 1, o que conduz ao procedimento de arranque da máquina.

O controlo adotado contempla três estratégias distintas, tal como se representa na Figura 4.5. A escolha da estratégia de controlo a adotar, em cada instante, é realizada pelo Comutador de Estratégia de Controlo, tendo em consideração a velocidade calculada do MRVC, O Estado do Acionamento e o valor dos sinais óticos RPT1 e RPT2. À semelhança do controlo adotado nas simulações computacionais, foi realizado, em ambiente laboratorial, um controlo de velocidade em malha fechada, utilizando-se para esse efeito um controlador PI de velocidade, que define o valor de referência para a intensidade de corrente elétrica de fase ( $I_{ref}$ ).

Quando o Estado do Acionamento apresenta um valor igual a 0 o Comutador de Estratégia de Controlo força a inativação de todos os IGBTs, definindo um valor igual a 0 a todos os sinais de comando. No instante em que se dá o arranque da máquina não se conhece

com precisão a posição mecânica do rotor. Apenas é possível conhecer o intervalo angular mecânico no qual a máquina se encontra, tendo em consideração as amplitudes dos sinais RPT1 e RPT2. Por este motivo, durante o arranque da máquina, não é possível implementar as estratégias de controlo aplicadas quer a baixa velocidade quer a alta velocidade, tendo-se desenvolvido uma estratégia de controlo específica para esta situação. A partir do instante em que o utilizador dá ordem de arranque da máquina, e a variável Estado do Acionamento transita de um valor igual a 0 para um valor igual a 1, o Comutador de Estratégia de Controlo define um período durante o qual considera os sinais de comando definidos pelo Controlador de Arranque. A duração deste período é condicionada pela progressão dos sinais óticos. No ponto seguinte explica-se de forma mais detalhada o algoritmo adotado durante o período considerado de arranque.

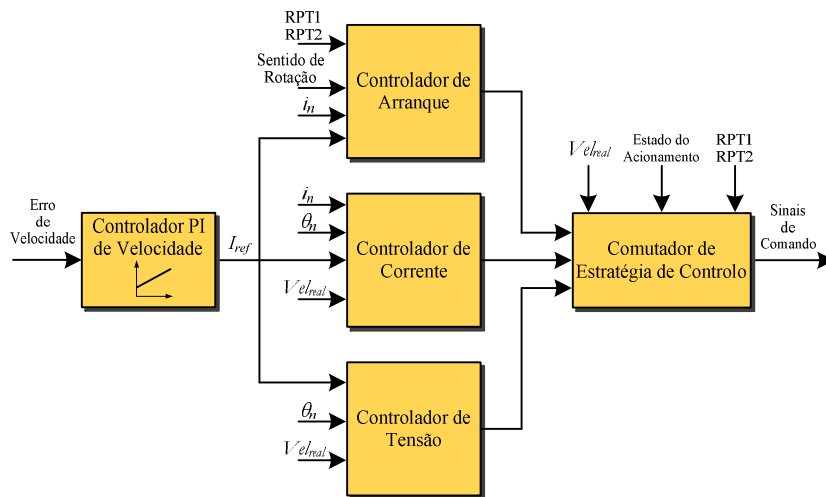


Figura 4.5 – Diagrama de blocos do controlador utilizado na implementação laboratorial.

Após a fase de arranque, o Comutador de Estratégia de Controlo considera os sinais de controlo atribuídos pelo Controlador de Corrente ou pelo Controlador de Tensão, consoante a amplitude, calculada, da velocidade da máquina. Enquanto  $V_{el_{real}}$  apresentar uma amplitude inferior a 1400 rpm é adotada uma estratégia de regulação da intensidade de corrente eléctrica de fase, definida pelo Controlador de Corrente. Quando o valor de  $V_{el_{real}}$  aumenta e ultrapassa os 1400 rpm dá-se uma comutação de estratégia de controlo, passando a adotar-se um controlo por impulso de tensão, definido pelo Controlador de Tensão. Por forma a evitar sucessivas comutações de estratégias de controlo, quando a máquina apresenta uma velocidade superior mas próxima dos 1400 rpm e devido, por exemplo, ao aumento da carga mecânica, a comutação da estratégia de controlo apenas ocorre no sentido decrescente de  $V_{el_{real}}$  quando a velocidade da máquina atinge um valor inferior a 1300 rpm.

A Figura 4.6 apresenta a evolução temporal da corrente elétrica da fase A e da velocidade calculada do MRVC num intervalo de tempo onde ocorre a comutação da estratégia de controlo. Verifica-se um aumento gradual da velocidade da máquina o que conduz à comutação da estratégia de controlo no instante aproximadamente de 2.993 s. A alteração da estratégia de controlo é claramente perceptível na forma de onda da corrente elétrica da fase A, sendo que em instante anteriores à comutação, a intensidade de corrente elétrica é regulada em torno do valor de referência e após a comutação, verifica-se que a corrente elétrica apresenta uma configuração na forma de impulso.

Os algoritmos adotados pelo Controlador de Corrente e pelo Controlador de Tensão são idênticos aos algoritmos desenvolvidos durante a fase de testes de simulação computacional, tendo-se inclusivamente usado os mesmos modelos computacionais. As estratégias implementadas encontram-se descritas em 3.3.4.

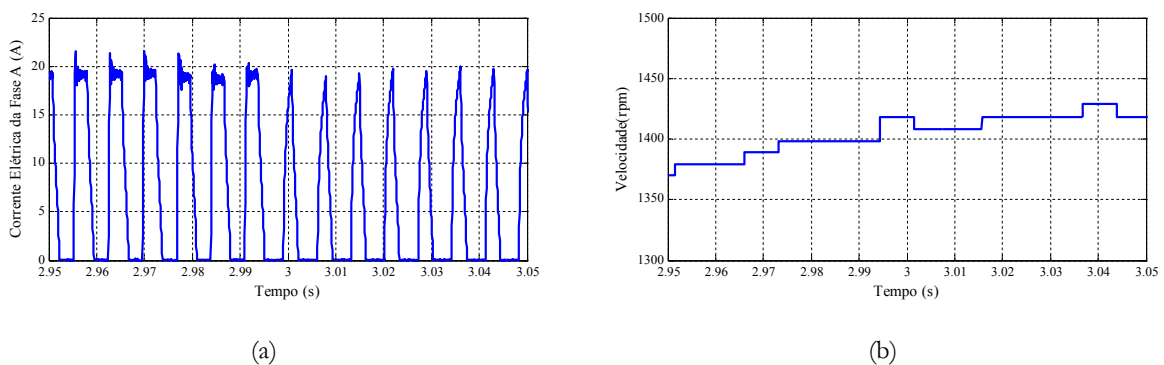


Figura 4.6 – Resultados experimentais que ilustram a comutação de estratégia de controlo: (a) corrente elétrica da fase A; velocidade calculada.

### 4.3 Os Sinais Óticos RPT1 e RPT2

O sistema para deteção da posição mecânica, embebido no MRVC utilizado, é constituído por dois opto-acopladores e por um disco, acoplado ao veio da máquina, com um número apropriado de ranhuras devidamente dimensionado. Consequentemente, os sinais gerados pelos sensores óticos são do tipo ON/OFF, sendo que a transição da amplitude do sinal ocorre nas posições mecânicas mais relevantes, isto é, nas posições alinhadas e desalinhadas das várias fases. Na Figura 4.7 apresenta-se uma ilustração da forma de onda dos sinais óticos RPT1 e RPT2 em função da posição mecânica do rotor. De modo a relacionar estas formas de onda com as posições relativas às várias fases da máquina apresenta-se, na mesma figura, as curvas das indutâncias próprias das várias fases, assumindo-se o modelo linear. Considerou-se como posição

de referência, isto é  $0^\circ$ , a posição mecânica em que a fase A se encontra na sua posição desalinhada. Por forma a perceber as alterações de comportamento, consoante o sentido de rotação considerado, apresentam-se duas escalas para a posição mecânica.

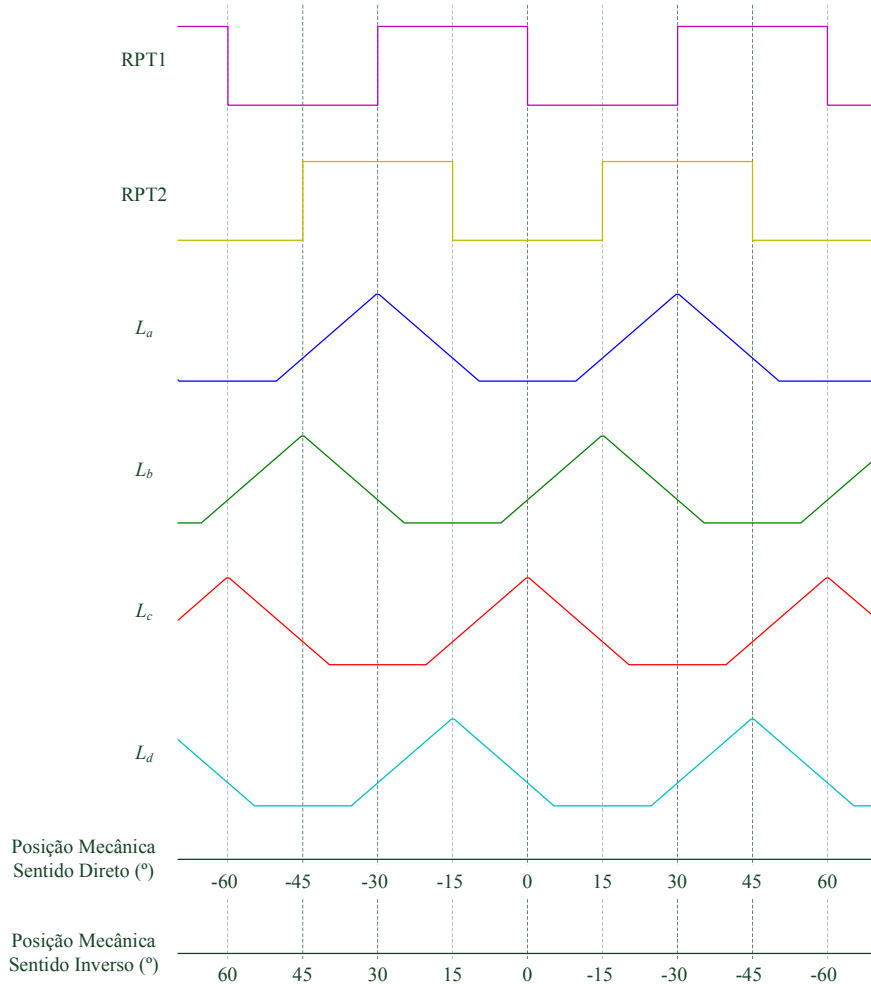


Figura 4.7 – Sinais óticos, RPT1 e RPT2, e indutâncias próprias de fase, segundo o modelo linear, em função da posição mecânica, considerando-se um sentido de rotação direto ou inverso.

Na análise seguinte considera-se que os sinais RPT1 e RPT2 são sinais booleanos atribuindo-se um valor igual a 0 sempre que as suas amplitudes são mínimas e um valor igual a 1 quando as suas amplitudes são máximas.

As posições alinhadas e desalinhadas das várias fases da máquina denotam-se pela variação das amplitudes dos sinais óticos. Visto que a máquina utilizada apresenta quatro fases apenas são necessários dois sensores óticos (no caso dos MRVC de três fases são necessários três sensores óticos). Isto porque num MRVC convencional de quatro fases, a posição alinhada da fase A é coincidente com a posição desalinhada da fase C e a posição desalinhada da fase A é coincidente com a posição alinhada da fase C. A mesma relação pode ser estabelecida entre as

fases B e D. O sinal RPT1 permite identificar as posições alinhadas e desalinhadas das fases A e C e o sinal RPT2 permite identificar as mesmas posições relativamente às fases B e D.

### 4.3.1 Cálculo da Velocidade e da Posição

Usando o MRVC apenas como motor, o sentido de rotação da máquina é condicionado pela sequência de excitação de fases imposto. Assim, o algoritmo implementado para o cálculo da velocidade não tem em consideração o sentido de rotação da máquina, isto é, apenas se calcula o seu valor absoluto. O cálculo da velocidade baseia-se na forma de onda do sinal RPT1 medindo-se o intervalo de tempo entre duas comutações de amplitude, de 0 para 1, sucessivas. Este intervalo de tempo é designado de  $\Delta t_{60^\circ}$  e corresponde a um intervalo angular mecânico de 60 graus. Assume-se que a velocidade real da máquina ( $Vel_{real}$ ) coincide com a velocidade média, considerando-se o intervalo de tempo  $\Delta t_{60^\circ}$ , pelo que o seu valor em rpm é dado por:

$$Vel_{real} = \frac{10}{\Delta t_{60^\circ}} \quad (4.1)$$

O cálculo de  $Vel_{real}$  poderia ser estabelecido através do intervalo de tempo delimitado pelas variações bruscas consecutivas dos sinais RPT1 e RPT2, considerando-se as variações de 0 para 1 e de 1 para 0. Como se pode constatar na Figura 4.7, esse intervalo corresponde a um intervalo angular mecânico de 15°. Contudo, este procedimento conduziria a uma maior variação da amplitude de  $Vel_{real}$ , mesmo quando a máquina está a funcionar em regime estacionário. Este efeito resulta do facto do controlo adotado ser discreto e existir um erro entre o instante em que se regista a variação brusca de RPT1 e de RPT2 e o instante no qual isso ocorre efetivamente. Quanto menor for o intervalo angular mecânico usado, no cálculo da velocidade, maiores são as repercussões do erro de medição. Para além disso, se os sensores óticos não tiverem sido inseridos no MRVC com precisão, ou sofrerem alguma deslocação, a velocidade calculada apresenta um erro inerente, o que não se verifica se for utilizado apenas um dos sinais óticos como referência.

Apesar do cálculo da velocidade implementado não contemplar o sentido de rotação foi desenvolvido e verificado experimentalmente um algoritmo para a determinação do sinal da velocidade. Este algoritmo define o sinal da velocidade visualizando o estado de RPT2 nos instantes em que se registam as comutações de amplitude de RPT1. A Tabela 4.1 é obtida através da observação da Figura 4.7 e resume as combinações possíveis. Pode concluir-se, analisando a Tabela 4.1, que ao registar-se uma comutação de RPT1, a velocidade é positiva se RPT2

apresentar um estado idêntico ao de RPT1 e a velocidade é negativa se os estados de RPT2 e RPT1 forem contrários. Por exemplo, quando se verifica uma comutação de RPT1 de 0 para 1, a velocidade é positiva caso RPT2 seja 1 e negativa no caso oposto. A determinação do sinal da velocidade pode igualmente estabelecer-se através da observação do estado de RPT1 quando se regista uma comutação de amplitude de RPT2. As conclusões daí resultantes são contrárias àquelas que se registam no algoritmo apresentado.

Tabela 4.1 – Sinal da velocidade mediante as condições de comutação do sinal RPT1 e o estado do sinal RPT2.

Comutação de RPT1	Estado de RPT2	Sinal da velocidade
0 para 1	1	+
0 para 1	0	-
1 para 0	1	-
1 para 0	0	+

A posição da máquina é calculada através da integração de  $Vel_{reab}$  considerando um valor inicial de posição, tal como se procedeu no modelo de simulação, (equação 3.9). Sempre que RPT1 transita de 0 para 1 é reestabelecido o valor da posição. Quando a máquina roda no sentido direto o valor considerado é de  $30^\circ$  e quando roda no sentido inverso o valor considerado é de  $0^\circ$ . A posição mecânica referenciada às várias fases é calculada do mesmo modo que nos ensaios de simulação computacional (equação 3.4). O cálculo da posição mecânica implementado pressupõe uma velocidade constante em cada intervalo de tempo  $T_{60}$ , o que conduz a uma progressão linear da posição. No entanto, durante o arranque da máquina ou quando se alteram as condições de funcionamento, como a velocidade desejada ou a carga mecânica aplicada, regista-se uma variação efetiva da velocidade da máquina. Nestas circunstâncias, a posição calculada pode registar uma diferença considerável relativamente à posição mecânica efetiva do MRVC. Para minimizar o erro assumido sempre que se observa uma comutação de amplitude de RPT1 ou de RPT2 é realizada uma comparação da posição mecânica calculada, relativa à fase A, com a posição mecânica associada à comutação registada. Estas posições mecânicas estão patentes na Figura 4.7. Se a diferença registada for superior a 2 graus é reajustado o valor da posição mecânica calculada, sendo este coincidente com a posição mecânica correspondente à da comutação do sinal ótico observado. Por exemplo, ao observar-se uma comutação de 0 para 1 de RPT2, sendo a velocidade positiva, a posição mecânica calculada deve ser próxima de  $15^\circ$ . Se a diferença for superior a  $2^\circ$  é reajustado o valor da posição calculada para  $15^\circ$ .

### 4.3.2 Estratégia de Controlo Durante o Arranque

Quando o MRVC utilizado está parado não se conhece, com precisão, a posição mecânica do rotor, isto porque se utilizam apenas dois sensores óticos. Contudo, é possível, observando o estado de RPT1 e RPT2, saber em que intervalo angular mecânico de 15° se encontra o rotor. Em cada intervalo de 15°, apresentado na Figura 4.7, existem duas fases da máquina com capacidade de produzir binário eletromagnético em conformidade com o sentido de rotação considerado. Estas fases apresentam, no intervalo angular em análise, uma indutância própria de amplitude crescente, o que significa que ao existir movimento do rotor, segundo o sentido considerado, regista-se uma aproximação de um polo do rotor do polo do estator da referida fase. A Tabela 4.2 e a Tabela 4.3 correlacionam as fases com capacidade de produção de binário eletromagnético positivo com os estados de RPT1 e RPT2, tendo em consideração um sentido de rotação positivo e negativo, respetivamente.

Tabela 4.2 – Fases com binário positivo em função dos estados dos sinais óticos RPT1 e RPT2 considerando um sentido de rotação direto.

Estado		Intervalo Angular Mecânico	Fases com Binário Motor
RPT1	RPT2		
1	1	] 30°; 45° [	D e C
1	0	] 45°; 60° [	C e B
0	0	] 0°; 15° [	B e A
0	1	] 15°; 30° [	A e D

Tabela 4.3 – Fases com binário positivo em função dos estados dos sinais óticos RPT1 e RPT2 considerando um sentido de rotação inverso.

Estado		Intervalo Angular Mecânico	Fases com Binário Motor
RPT1	RPT2		
1	1	] 15°; 30° [	A e B
0	1	] 30°; 45° [	B e C
0	0	] 45°; 60° [	C e D
1	0	] 0°; 15° [	D e A

O controlador de arranque implementado realiza um controle histerético das correntes elétricas de fase assumindo o valor de referência indicado pelo controlador PI de velocidade, à semelhança do controle adotado a baixa velocidade. Contudo, desconhecendo com precisão a posição mecânica do rotor, o controlador de arranque não estabelece os ângulos de atuação, mas define o intervalo em que cada corrente elétrica de fase é regulada de acordo com os estados de RPT1 e RPT2, em consonância com os dados apresentados na Tabela 4.2 e na Tabela 4.3, mantendo ativas apenas as fases com capacidade de produção de binário eletromagnético motor. Fora dos intervalos indicados, para cada uma das fases, os respectivos interruptores de potência encontram-se inativos, o que conduz à desmagnetização forçada da fase nas situações em que esta apresenta uma intensidade de corrente elétrica não nula. O controle implementado durante o arranque mantém a excitação de cada uma das fases até se alcançar a respectiva posição alinhada, o que conduz a uma subsequente produção de binário eletromagnético resistivo, enquanto não se verificar a desmagnetização completa da fase. Por este motivo procede-se, numa fase posterior ao arranque, ao ajuste dos ângulos de ignição e de corte o que permite melhorar o desempenho do acionamento.

Considerou-se como período de arranque o intervalo de tempo que o MRVC demora a efetuar pelo menos 50 rotações. Para tal regista-se o número de transições de 0 para 1 de RPT1. Ao contabilizar-se 300 transições assume-se o fim do período de arranque e passa a adotar-se o controle desenvolvido para baixa ou para alta velocidade, consoante o valor calculado da velocidade da máquina.

Na Figura 4.8 apresentam-se resultados experimentais que retratam o arranque do MRVC, assumindo um sentido de rotação direto. A máquina encontra-se a funcionar em vazio. No instante em que se dá o arranque (0 segundos), RPT1 tem um estado igual a 1 ao passo que RPT2 apresenta um estado igual a 0 (Figura 4.8 (a)). Segundo a Tabela 4.2 as fases a serem excitadas, para que a máquina rode no sentido direto, são as fases B e C. Pode observar-se na Figura 4.8 (b) que estas fases são efetivamente excitadas, no início de operação do MRVC, provocando a sua rotação. A rotação da máquina é perceptível pela alteração do estado de RPT1 e RPT2. A sequência de excitação implementada é D, C, B, A. O cálculo da velocidade da máquina apenas é considerado após se contabilizar duas comutações de 0 para 1 de RPT1. Daí que a velocidade calculada apresenta um valor diferente de zero apenas em instantes posteriores a 0.42 s. Verifica-se, observando a Figura 4.8 (c), o aumento progressivo da velocidade, uma vez que se definiu, no ensaio experimental, uma velocidade de referência de 1000 rpm. A posição mecânica referida à fase A calculada apresenta variações bruscas, nos primeiros ciclos de 60° contemplados, em consequência da velocidade efetiva da máquina estar a aumentar e ser superior



à velocidade que é considerada para o cálculo da posição. Consequentemente, ao alcançar-se as posições onde ocorre a variação de estado de RPT1 ou RTP2 realiza-se o reajuste do valor da posição calculada. Este efeito deixa de existir quando o aumento da velocidade é menos acentuado.

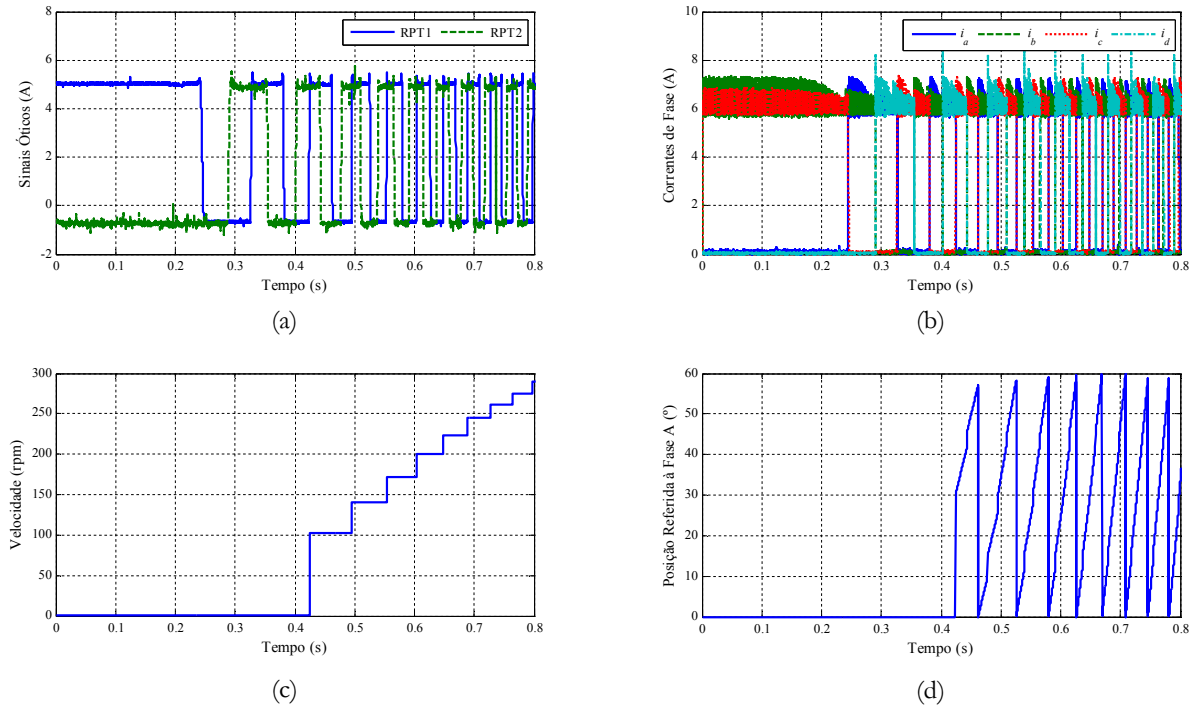


Figura 4.8 – Resultados experimentais, assumindo o funcionamento em vazio relativo a uma situação de arranque, considerando-se o instante de arranque coincidente com 0 segundos: (a) sinais óticos RPT1 e RPT2 definidos em tensão elétrica; (b) correntes elétricas de fase; (c) velocidade calculada; posição mecânica calculada relativa à fase A.



# 5

## Análise do Funcionamento Normal e em Avaria

A análise do funcionamento normal e em avaria do MRVC constitui uma base de estudo crucial para o desenvolvimento de metodologias de diagnóstico de avarias assim como de estratégias de controlo tolerante a falhas. A análise do funcionamento normal tem sido largamente abordada na literatura, dando-se especial atenção ao funcionamento a baixa velocidade onde é possível melhorar o desempenho da máquina otimizando a estratégia de controlo, geralmente tendo em vista a minimização da oscilação do binário. O funcionamento em avaria tem merecido um menor interesse.

De acordo com a bibliografia consultada, a análise de avarias em MRVCs foi efetuada pela primeira vez por *Stephens* (1991), através de ensaios experimentais onde foram introduzidas

avarias no conversor de potência e no MRVC. Este trabalho incidiu principalmente na aplicação de alguns métodos de diagnóstico de avarias em situações de circuito aberto de uma fase, curto-circuito entre os terminais de uma fase, curto-circuito entre os terminais de um dos enrolamentos de uma das fases, curto-circuito entre duas fases e curto-circuito à terra. É ainda mencionado o efeito das diversas avarias nas vibrações mecânicas, concluindo-se que a desativação de uma das fases da máquina, isolando deste modo a avaria, não introduz um aumento perceptível das vibrações. O aumento das vibrações da máquina advém, segundo o autor, de desequilíbrios magnéticos originados, por exemplo, por uma intensidade de corrente elétrica diferente nos dois enrolamentos de uma determinada fase. Esta diferença é causada por curtos-circuitos, por vezes não detetáveis pelos sensores de intensidade de corrente elétrica das diversas fases.

*Arkadan e Kielgas* (1994b) apresentam a análise do funcionamento do MRVC, baseado na atualização das indutâncias próprias e das indutâncias mútuas, recorrendo ao método dos elementos finitos, nas seguintes situações de avaria: circuito aberto num dos semicondutores controlados de potência e curto-circuito entre os terminais de um dos enrolamentos de uma das fases da máquina. Em ambas as situações são apenas apresentadas as curvas da intensidade de corrente elétrica das diversas fases da máquina e do binário eletromagnético, após a ocorrência da avaria. Apesar dos autores não mencionarem quais as condições de controlo das diversas fases, pressupõe-se, através dos resultados obtidos, que se mantiveram os ângulos de ignição e de comutação, adotando-se uma estratégia de controlo de impulso de tensão. No caso do circuito aberto de um dos interruptores de potência, não são mencionadas as alterações introduzidas pela avaria no valor das diversas indutâncias, nem se conclui se as variações das intensidades de corrente elétrica das fases saudáveis se devem, ou não, apenas à variação da velocidade da máquina. No caso do curto-circuito num enrolamento de fase, apenas é mencionada a variação percentual das respetivas indutâncias própria e mútuas. No entanto, não é referido qual a variação introduzida pela avaria no valor das indutâncias associadas às fases saudáveis, restando ainda a dúvida se a alteração das respetivas intensidades de corrente elétrica se deve, ou não, apenas à variação da velocidade. Dada a diminuição da indutância própria da fase que apresenta o curto-circuito, a respetiva intensidade de corrente elétrica apresenta uma maior amplitude. Neste trabalho concluiu-se ainda que o efeito das indutâncias mútuas é negligenciável, visto que os resultados obtidos considerando, ou não, as indutâncias mútuas são praticamente idênticos. A apresentação da variação das indutâncias (próprias e mútuas) com a ocorrência de um curto-circuito de um dos enrolamentos de uma das fases é efetuada, pelos mesmos autores, em (*Arkadan e Kielgas*, 1994). Verifica-se que as indutâncias próprias associadas às fases saudáveis

permanecem inalteradas com a ocorrência da avaria, enquanto que a indutância própria da fase afetada pelo curto-circuito apresenta um valor de cerca de 39 % do seu valor normal. Verifica-se, também, uma diminuição do valor das indutâncias mútuas relacionadas com a fase afetada, existindo ainda a dúvida acerca das alterações nos valores das restantes indutâncias mútuas. Em trabalhos posteriores, *Arkadan et al.* (*Arkadan e Belfore*, 1997; 1998; *Arkadan et al.*, 2000; *Arkadan et al.*, 1999; *Belfore e Arkadan*, 1994; 1997; 2002; *Bouji et al.*, 2001) exploram as mesmas situações de avaria utilizando, no entanto, modelos baseados em redes neuronais, algoritmos genéticos e sistemas de inferência difusa. Os trabalhos referidos focam principalmente o método de modelação do MRVC utilizado, não contendo qualquer informação adicional acerca das situações de avaria expostas.

*Miller* (1995) apresenta um estudo que foca os desequilíbrios de forças mecânicas originados pelas seguintes situações de avaria: circuito aberto num dos enrolamentos de fase, assumindo-se que os dois enrolamentos de uma mesma fase não se encontram ligados em série; curto-circuito entre espiras num dos enrolamentos de fase e excentricidade do rotor. O desequilíbrio de forças resulta da distribuição assimétrica do fluxo magnético no rotor. Segundo o autor, quando existe um curto-circuito num dos enrolamentos, mesmo sendo um curto-circuito de apenas uma espira, a intensidade de corrente elétrica existente na fração do enrolamento curto-circuitado faz com que o fluxo magnético no respetivo polo seja praticamente nulo. No entanto, esta afirmação não é confirmada nem através de cálculos nem através de ensaios experimentais, sendo apenas simulado o curto-circuito entre os terminais de uma das fases da máquina. O estudo baseia-se na modelação do MRVC através de um circuito magnético e através do método dos elementos finitos.

*Husain e Anwa* (1999) para além de descreverem as várias avarias elétricas associadas ao motor e ao conversor, efetuam a simulação do funcionamento dinâmico do MRVC a quando da ocorrência de um circuito aberto ou de um curto-circuito num enrolamento de fase. São apresentadas, para ambas as situações, as curvas da intensidade de corrente elétrica das várias fases, do binário eletromagnético do MRVC, do binário eletromagnético produzido por cada uma das fases e da velocidade angular do rotor. Verifica-se que o binário eletromagnético e a velocidade têm uma maior oscilação quando uma das fases da máquina não atua. No exemplo apresentado, considerando um curto-circuito no enrolamento de fase, a respetiva corrente elétrica assume uma amplitude continuamente crescente, o que contradiz de certa forma a teoria indicada por *Miller* (1995) e os resultados obtidos por *Arkadan e Kielgas* (1994b). Quando a corrente elétrica de fase atinge um valor excessivo, a respetiva fase é desligada correspondendo à atuação de um fusível, de modo que o MRCV passa a ter um funcionamento idêntico ao de um circuito aberto

numa das fases. Visto que o sistema de controlo apresentado utiliza uma malha fechada para a regulação da intensidade de corrente elétrica de fase e uma outra malha fechada para o controlo da velocidade, o ajuste da intensidade de corrente elétrica de referência é feito de um modo automático. Assim, não são indicados quais as alterações nos parâmetros de controlo após a ocorrência da avaria que permitem que a máquina mantenha a sua velocidade média.

*Sharma et al.* (1998) apresentam um trabalho semelhante ao de *Husain e Anwa* (1999). Neste trabalho é analisado o efeito de um circuito aberto num dos enrolamentos, considerando o funcionamento do motor em vazio e à plena carga. São apresentadas, para ambas as situações, as curvas obtidas por simulação, da intensidade de corrente elétrica, do binário eletromagnético do MRVC, do binário eletromagnético produzido por cada uma das fases e da velocidade angular do rotor. Visto que, também neste caso, é efetuado o controlo em malha fechada da velocidade da máquina, é ainda apresentada a curva da intensidade de corrente elétrica de referência. Embora sejam praticamente impercetíveis, são ainda apresentados os respetivos resultados experimentais, sendo muito difícil estabelecer a sua comparação com os resultados obtidos por simulação. *Sharma et al.* (1998) comprovam a capacidade de inversão do sentido de rotação do MRVC sendo a carga acoplada nula, após o circuito aberto numa das fases, apresentando as respetivas curvas obtidas por simulação e experimentais. Uma vez mais, as curvas experimentais são praticamente impercetíveis. Recorrendo apenas a resultados de simulação, é ainda demonstrada a capacidade de arranque do MRVC quando uma das suas fases não se encontra em funcionamento e analisado o efeito de um curto-circuito num dos interruptores de potência.

Num trabalho mais recente, *Chen et al.* (2000) efetuam a comparação dos parâmetros de controlo, necessários para obter uma dada velocidade do MRVC, numa situação de funcionamento normal e numa situação de funcionamento com uma das quatro fases desligada da alimentação. No entanto, não são apresentados quaisquer resultados de simulação ou experimentais.

Nos diversos trabalhos mencionados, a análise do comportamento dinâmico do MRVC numa situação de avaria é bastante reduzida. Em alguns dos trabalhos, apesar de serem apresentadas as curvas das diversas grandezas elétricas e mecânicas não são mencionadas, de uma forma clara, quais as alterações necessárias nos parâmetros de controlo para que a máquina continue em funcionamento. Assim, procurou-se no presente trabalho, efetuar uma análise mais detalhada do funcionamento dinâmico do MRVC focando as situações de funcionamento normal e em avaria. Tendo como principal objeto de estudo as avarias nos interruptores de potência e considerando que estas avarias tendem a retirar de funcionamento uma fase da máquina, a situação de avaria apresentada corresponde ao funcionamento do MRVC de 4 fases com apenas

3 fases ativas. Algumas das publicações realizadas focam a análise do funcionamento normal e em avaria do comportamento dinâmico do MRVC, como por exemplo (Gameiro e Cardoso, 2003a; Gameiro e Cardoso, 2003b; Gameiro e Cardoso, 2007).

## 5.1 Funcionamento Normal

A análise do funcionamento normal do MRVC incidiu numa primeira fase em resultados de simulação. Foram realizados diversas simulações computacionais em ambiente Matlab/Simulink, adotando o modelo descrito no capítulo 3, procurando-se compreender o comportamento dinâmico da máquina mediante diversas condições de carga mecânica e de velocidade de referência. Numa fase posterior foi realizada uma análise semelhante em contexto laboratorial.

Os resultados de simulação e experimentais apresentados incidem em condições de funcionamento idênticas, no que diz respeito ao nível de carga mecânica e de velocidade de referência, o que permite a validação do modelo de simulação desenvolvido. Os resultados apresentados focam o funcionamento a baixa velocidade, onde se adota um controlo histerético da intensidade de corrente elétrica de fase e o funcionamento a alta velocidade, onde se adota um controlo por impulso de tensão. A título exemplificativo, apresentam-se os resultados considerando-se uma velocidade de referência de 800 rpm e de 1600 rpm, de modo a caracterizar-se o funcionamento a baixa velocidade e a alta velocidade, respetivamente. Por forma a analisar o comportamento da máquina com o aumento do nível da carga mecânica apresentam-se os resultados relativos a dois níveis diferentes de carga mecânica.

### 5.1.1 Resultados de Simulação

#### 5.1.1.1 Funcionamento a Baixa Velocidade

Com o intuito de analisar o comportamento do MRVC, adotando-se um controlo histerético da corrente, apresentam-se na Figura 5.1 os resultados obtidos por simulação no que diz respeito às formas de onda das correntes elétricas de fase ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  e  $i_d$ ), da corrente elétrica do barramento DC ( $i_{DC}$ ) e do binário eletromagnético total produzido pela máquina. Os resultados apresentados correspondem a um regime estacionário, assumindo-se uma velocidade de referência de 800 rpm e uma carga mecânica de 2 e 4 Nm.

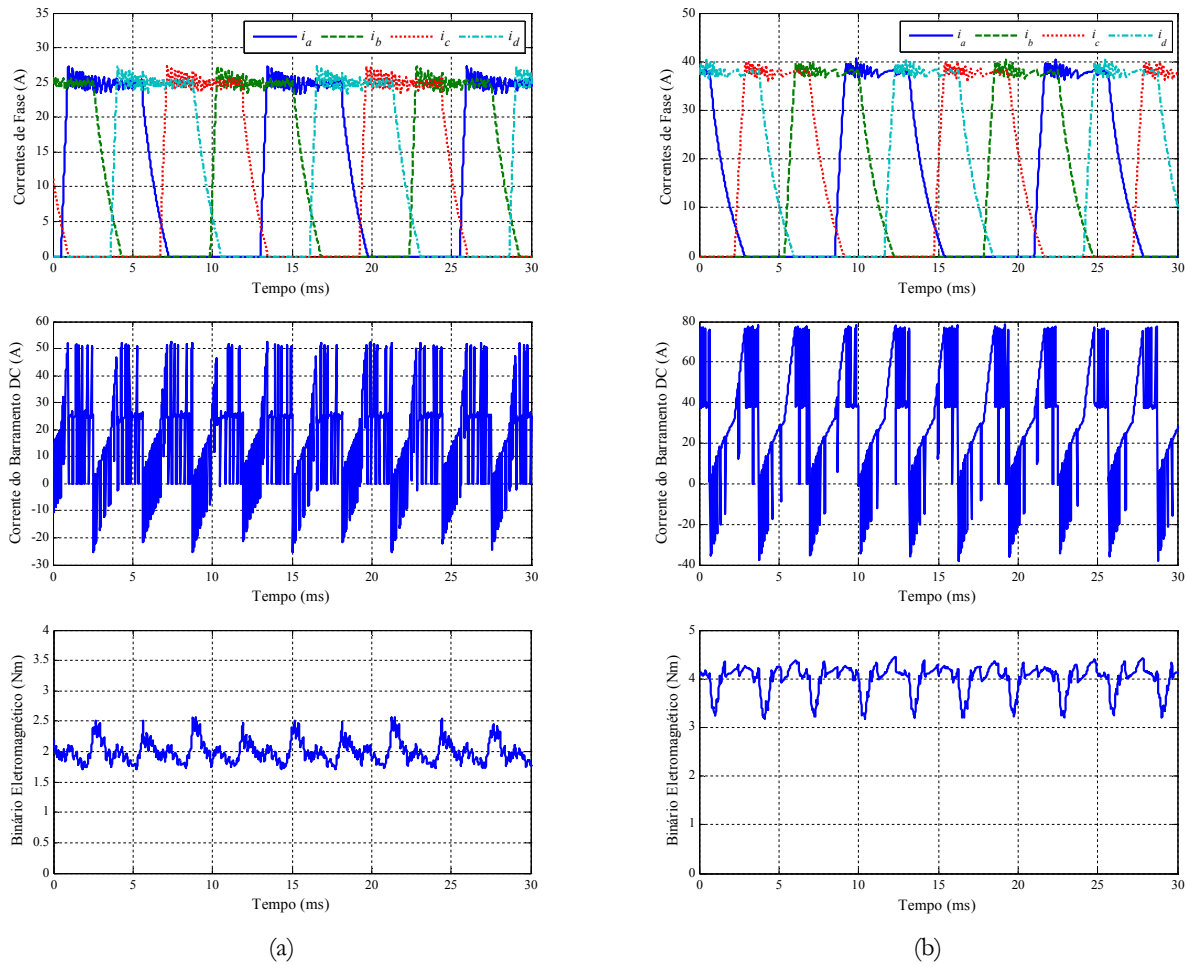


Figura 5.1 – Resultados obtidos por simulação quanto à evolução temporal das formas de onda das correntes elétricas de fase, da corrente elétrica do barramento DC e do binário eletromagnético total, considerando uma velocidade de referência de 800 rpm e uma carga mecânica de: (a) 2 Nm; (b) 4 Nm.

As correntes elétricas de fase apresentam uma forma de onda semelhante entre si, existindo um desfasamento de  $15^\circ$  entre duas fases sucessivas. Este desfasamento corresponde, na presente situação, a um intervalo de tempo de 3.125 ms. O desfasamento temporal que existe entre duas fases sucessivas é dependente da velocidade da máquina, sendo, segundo a equação (4.1), dado por  $2.5/Vel_{real}$ . O comportamento semelhante das várias fases da máquina conduz a valores médios e valores eficazes das intensidades de correntes elétrica de fase semelhantes, tal como se pode constatar analisando a Tabela 5.1.

A corrente do barramento DC apresenta uma forma de onda com sucessivas comutações súbitas de amplitude que resultam das comutações existentes no modo de condução das várias fases da máquina. As amplitudes mais elevadas de  $i_{DC}$  ocorrem quando estão duas fases a ser magnetizadas simultaneamente. As amplitudes mais pequenas de  $i_{DC}$ , apresentam valores negativos e ocorrem no início do período de desmagnetização forçada de uma das fases, estando a fase seguinte no modo de condução de roda livre.



Tabela 5.1– Valores numéricos relativos a resultados obtidos por simulação, considerando uma velocidade de referência de 800 rpm.

Carga Mecânica (Nm)	$I_{ref}$ (A)	$\theta_c$ (°)	$I_{DC\ medio}$ (A)	$I_{DC\ ef}$ (A)	OP de $i_{DC}$ (%)	OTO de $i_{DC}$ (%)	$I_{a\ medio}$ $I_{b\ medio}$ $I_{c\ medio}$ $I_{d\ medio}$ (A)	$I_{a\ ef}$ $I_{b\ ef}$ $I_{c\ ef}$ $I_{d\ ef}$ (A)	OP de T (%)	OTO de T (%)
2	25.1	24.79	15.5	24.2	491.9	120.2	11.08 11.59 11.19 11.40	16.15 16.55 16.27 16.39	37.5	6.7
4	38.0	22.44	30.3	41.7	376.5	94.4	15.76 15.87 15.46 15.98	23.30 23.38 23.08 23.45	28.4	4.9

A forma de onda do binário eletromagnético produzido pelo MRVC apresenta uma oscilação de amplitude em consequência da estratégia de controlo adotada ser um controlo de corrente assumindo um valor constante de referência para a intensidade de corrente elétrica de fase. O comportamento do binário eletromagnético repete-se a cada 15° devido ao comportamento similar das várias fases. Atendendo a que a máquina apresenta 4 fases, a forma de onda do binário eletromagnético repete-se 4 vezes no decorrer de um intervalo de tempo que corresponde a um passo polar rotórico. Este efeito pode ser constatado analisando o espectrograma ilustrado na Figura 5.2, verificando-se que o harmónico mais pronunciado apresenta 4 ciclos por cada passo polar rotórico.

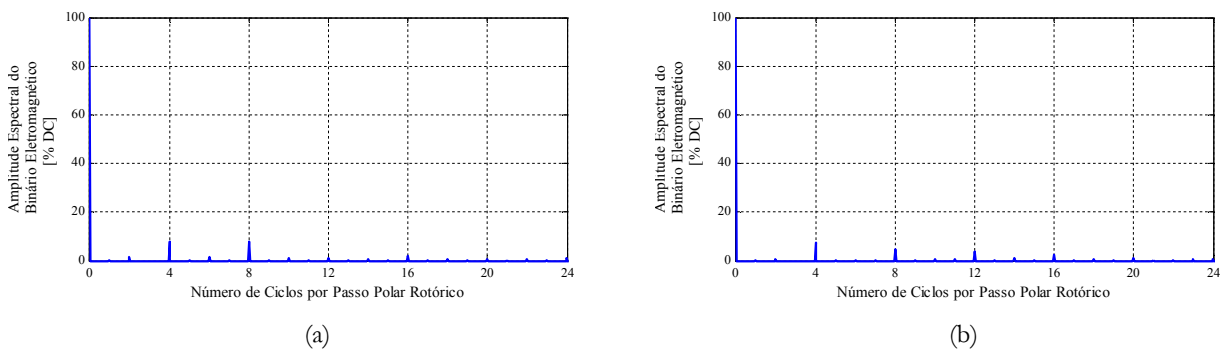


Figura 5.2 – Espectrogramas do binário eletromagnético total obtidos através de resultados de simulação, considerando uma velocidade de referência de 800 rpm e uma carga mecânica de: (a) 2 Nm; (b) 4 Nm.

Ao aumentar-se a carga mecânica acoplada ao MRVC provoca-se o evidente aumento de  $I_{ref}$  o que conduz a um aumento das amplitudes das correntes elétricas de fase, bem como dos respetivos valores médios e valores eficazes. O aumento de  $I_{ref}$  provoca uma pequena diminuição do ângulo de corte, uma vez que a desmagnetização da fase ocorre, com o aumento da carga,

durante um intervalo de tempo ligeiramente superior. A  $f_{cem}$ , devido ao aumento de  $I_{r\beta}$ , tem um peso mais significativo à medida que a carga aumenta. O mesmo sucede com as quedas de tensão resistivas. Pode verificar-se o efeito desses aumentos comparando as formas de onda da corrente elétrica de fase relativas às duas situações apresentadas. O crescimento da intensidade de corrente elétrica de fase, na parte final do período de atuação da fase é claramente mais lento, quando a carga mecânica é de 4 Nm.

A oscilação percentual (OP) e a oscilação total da forma de onda (OTO) de  $i_{DC}$  tendem a diminuir com o aumento da carga. O mesmo sucede com os valores de OP e OTO do binário eletromagnético total. Com o aumento da carga mecânica, a corrente elétrica do barramento DC apresenta uma gama de amplitudes mais alargada e o número de comutações súbitas de amplitude tendem a diminuir. A amplitude máxima de  $i_{DC}$  tende a aumentar com a carga. O mesmo sucede com o valor absoluto da amplitude mínima de  $i_{DC}$ .

### **5.1.1.2 Funcionamento a Alta Velocidade**

No funcionamento a alta velocidade adota-se um controlo por impulso de tensão pelo que os resultados obtidos apresentam diferenças evidentes quando comparado com os resultados relativos ao funcionamento a baixa velocidade. A Figura 5.3 apresenta os resultados de simulação relativos a um funcionamento estacionário, assumindo uma velocidade de referência de 1600 rpm, sendo implementado um controlo por impulso de tensão e considerando uma carga mecânica de 2 Nm e de 4 Nm.

As correntes elétricas de fase apresentam, tal como no caso anterior, uma forma de onda semelhante existindo um desfasamento de  $15^\circ$  entre duas fases consecutivas. Assumindo uma velocidade de 1600 rpm, este desfasamento corresponde a um desfasamento temporal de aproximadamente 1.5625 ms. Os valores médios das correntes elétricas de fase são semelhantes entre si, tal como se pode constatar na Tabela 5.2. O mesmo se verifica relativamente aos seus valores eficazes. Com o aumento da velocidade, a potência solicitada à fonte de alimentação aumenta, pelo que se verificam valores médios e eficazes de  $i_{DC}$ , no funcionamento a alta velocidade superiores aos que se verificam no funcionamento a baixa velocidade, considerando cargas mecânica idênticas. Contudo, observando os resultados alcançados assumindo uma carga de 2 Nm, verifica-se que os valores médios e os valores eficazes das correntes elétricas de fase, são menores no regime de funcionamento a alta velocidade. Este efeito acontece porque, adotando-se um controlo por impulso de tensão, assumindo uma carga de 2 Nm, cada fase está a operar durante um intervalo angular mais pequeno, usufruindo do intervalo angular onde a fase

apresenta uma maior capacidade de produção de binário eletromagnético o que melhora a eficiência do acionamento.

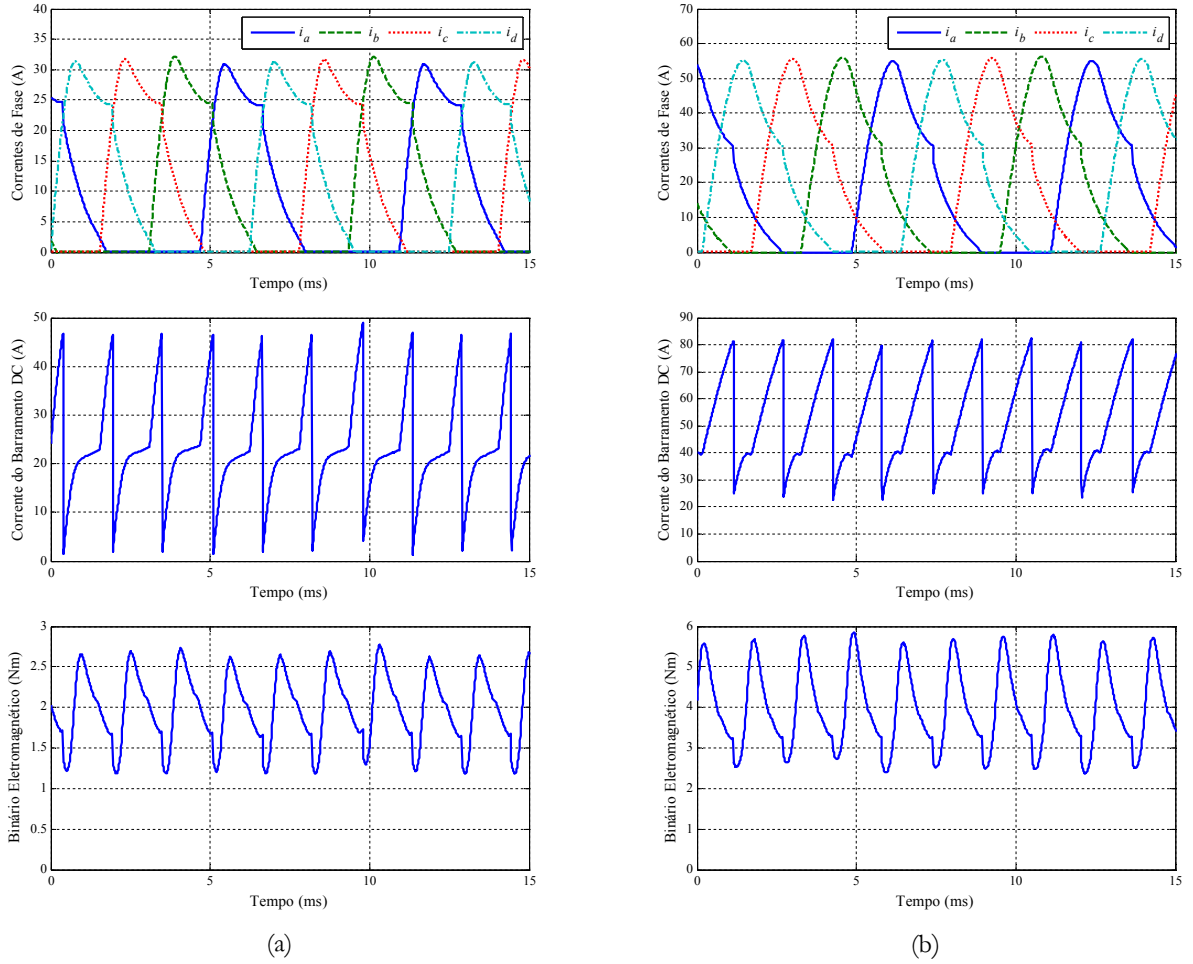


Figura 5.3 – Resultados obtidos por simulação quanto à evolução temporal das formas de onda das correntes elétricas de fase, da corrente elétrica do barramento DC e do binário eletromagnético total, considerando uma velocidade de referência de 1600 rpm e uma carga mecânica de: (a) 2 Nm; (b) 4 Nm.

Tabela 5.2 – Valores numéricos relativos a resultados obtidos por simulação, considerando uma velocidade de referência de 1600 rpm.

Carga Mecânica (Nm)	$\theta_i$ (°)	$\theta_c$ (°)	$I_{DC\ medio}$ (A)	$I_{DC\ ef}$ (A)	OP de $I_{DC}$ (%)	OTO de $I_{DC}$ (%)	$I_{a\ medio}$ $I_{b\ medio}$ $I_{c\ medio}$ $I_{d\ medio}$ (A)	$I_{a\ ef}$ $I_{b\ ef}$ $I_{c\ ef}$ $I_{d\ ef}$ (A)	OP de $T$ (%)	OTO de $T$ (%)
2	2.40	21.40	23.1	25.1	196.1	41.8	9.38	14.81	77.6	21.6
							9.72	15.28		
							9.39	14.96		
							9.32	14.83		
4	-4.77	19.62	51.9	54.4	114.2	31.2	17.88	26.39	86.4	24.5
							18.13	26.88		
							18.35	26.83		
							18.05	26.53		

Quando a carga é de 4 Nm, cada fase está a operar durante um maior intervalo angular mecânico, sendo este superior àquele que se regista no funcionamento a baixa velocidade, o que conduz a valores médios e eficazes mais elevados das correntes elétricas de fase no funcionamento a alta velocidade.

Não sendo possível a regulação da intensidade de corrente elétrica, a forma de onda obtida no funcionamento a alta velocidade é claramente diferente daquela que se obtém a baixa velocidade, considerando uma carga mecânica idêntica. Na presente situação, as correntes elétricas de fase apresentam uma amplitude máxima superior, o que tende a compensar o decréscimo de intensidade da corrente elétrica, decorrente de um maior valor da  $f_{cem}$  e que se observa após o início da sobreposição parcial dos polos (estator e rotor). Este efeito provoca um inevitável e indesejado decréscimo do binário eletromagnético produzido pela fase. Como consequência, verifica-se uma oscilação do binário eletromagnético mais acentuada, quando comparado com os resultados obtidos no funcionamento a baixa velocidade, o que conduz a valores de OP e de OTO claramente superiores. Em consonância, analisando o espectrograma do binário eletromagnético, ilustrado na Figura 5.4, verifica-se que as amplitudes das componentes harmónicas são mais pronunciadas no presente caso. Tal como se verifica no funcionamento a baixa velocidade, a componente harmónica de maior relevância apresenta 4 ciclos por cada passo polar do rotor, denotando uma semelhança de comportamento das várias fases.

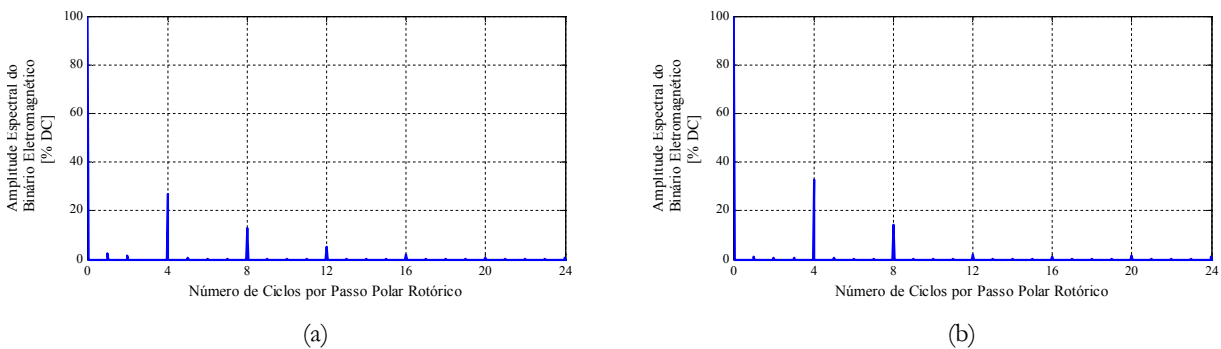


Figura 5.4 – Espectrogramas do binário eletromagnético total obtidos através de resultados de simulação, considerando uma velocidade de referência de 1600 rpm e uma carga mecânica de: (a) 2 Nm; (b) 4 Nm.

Ao adotar-se um controlo por impulso de tensão existe apenas uma comutação no modo de condução de cada uma das fases, em cada ciclo de controlo. Por este motivo  $i_{DC}$  apresenta um menor número de comutações súbitas de amplitude, quando comparado com o funcionamento a baixa velocidade. A gama de amplitudes de  $i_{DC}$  é menor, no presente caso, o que conduz a menores valores de OP e de OTO. Com o aumento da carga os valores de OP e de OTO de  $i_{DC}$

tendem a diminuir, tal como se verificava no caso anterior. Contrariamente, os valores de OP e de OTO do binário eletromagnético tendem a aumentar com o aumento da carga.

## 5.1.2 Validação Experimental

### 5.1.2.1 Funcionamento a Baixa Velocidade

Visando a comparação de resultados de simulação com resultados experimentais apresentam-se, na Figura 5.5, as formas de onda das correntes elétricas de fase e da corrente elétrica do barramento DC obtidas experimentalmente, assumindo uma velocidade de referência de 800 rpm e uma carga mecânica de 2 Nm e de 4 Nm. Os respetivos valores médios e eficazes, bem como os valores de OP e de OTO relativos a  $i_{DC}$ , encontram-se descritos na Tabela 5.6. Importa realçar que a estratégia de controlo adotada é idêntica àquela que foi utilizada a quando da realização dos ensaios de simulação. Não se apresentam resultados relativos ao binário eletromagnético uma vez não se realizou o seu registo.

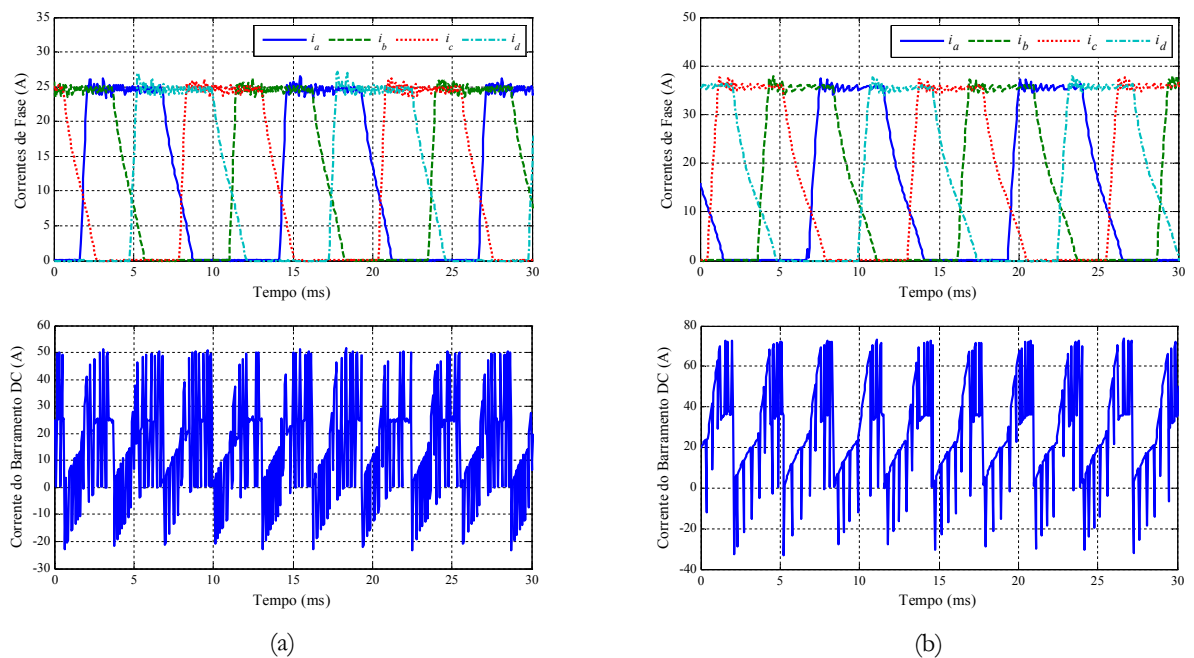


Figura 5.5 – Resultados obtidos experimentalmente quanto à evolução temporal das formas de onda das correntes elétricas de fase e da corrente elétrica do barramento DC, considerando uma velocidade de referência de 800 rpm e uma carga mecânica de: (a) 2 Nm; (b) 4 Nm.

Constata-se, comparando as formas de onda ilustradas na Figura 5.5 com as formas de onda ilustradas na Figura 5.1, bem como comparando os valores numéricos evidenciados na Tabela 5.3 com os valores numéricos presentes na Tabela 5.1, que os resultados experimentais

estão em clara conformidade com os resultados obtidos por simulação. As características do regime de funcionamento a baixa velocidade, descritas no ponto 5.1.1.1, encontram-se patentes nos resultados obtidos experimentalmente. Conclui-se, portanto, que o modelo computacional desenvolvido permite uma boa caracterização do comportamento dinâmico do MRVC, quando se adota um controlo de regulação da corrente elétrica de fase.

Tabela 5.3 – Valores numéricos relativos a resultados obtidos experimentalmente, considerando uma velocidade de referência de 800 rpm.

Carga Mecânica (Nm)	$I_{ref}$ (A)	$\theta_c$ (°)	$I_{DC\ medio}$ (A)	$I_{DC\ ef}$ (A)	OP de $I_{DC}$ (%)	OTO de $I_{DC}$ (%)	$I_{a\ medio}$ $I_{b\ medio}$ $I_{c\ medio}$ $I_{d\ medio}$ (A)	$I_{a\ ef}$ $I_{b\ ef}$ $I_{c\ ef}$ $I_{d\ ef}$ (A)
2	24.7	24.85	15.5	24.4	478.6	121.9	11.48	16.23
							11.68	16.35
							11.69	16.36
							11.74	16.38
4	36.0	22.68	28.1	37.3	374.7	86.5	15.62	22.40
							15.89	22.55
							15.94	22.58
							15.97	22.56

Para o nível de carga mecânica de 4 Nm verifica-se um valor de  $I_{ref}$  relativo ao ensaio de simulação, ligeiramente superior ao valor registado no ensaio experimental. Esta diferença tende a aumentar com o aumento da carga em consequência de erros na estimação do binário eletromagnético produzido por uma fase, decorrente de imprecisões das curvas do fluxo encadeado estimadas. Contudo, as diferenças registadas não são significativas.

Atendendo à similaridade dos resultados obtidos, optou-se por apresentar os espectrogramas de  $i_{DC}$  relativos apenas a resultados experimentais. Devido ao elevado número de comutações súbitas de amplitude de  $i_{DC}$ , os seus espectrogramas, ilustrados na Figura 5.6, apresentam um elevado conteúdo harmónico.

Tal como sucedia relativamente ao espectrograma do binário eletromagnético, verifica-se que o harmónico relativo a  $i_{DC}$  com maior amplitude apresenta 4 ciclos por cada passo polar do rotor. Esta característica deve-se à semelhança de comportamento das várias fases da máquina que origina um período da forma de onda de  $i_{DC}$  quatro vezes inferior ao período das formas de onda das correntes elétricas de fase. O período das formas de onda das correntes elétricas de fase coincidem, num regime estacionário, ao intervalo de tempo que a máquina demora a rodar um passo polar rotórico.

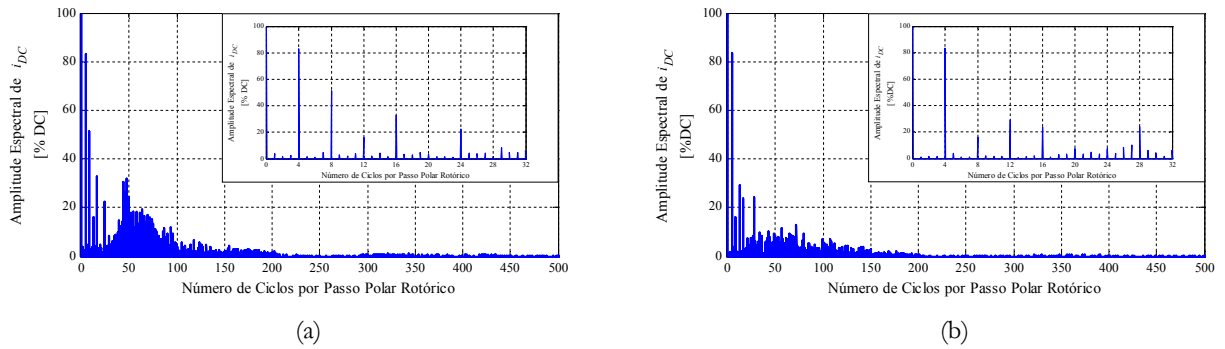


Figura 5.6 – Espectrogramas da corrente elétrica do barramento DC obtidos através de resultados experimentais, considerando uma velocidade de referência de 800 rpm e uma carga mecânica de: (a) 2 Nm; (b) 4 Nm.

Com o aumento da carga o número de comutações súbitas de  $i_{DC}$ , bem como a sua gama de amplitudes, tendem a diminuir o que provoca uma diminuição das amplitudes dos harmónicos especialmente dos harmónicos que apresentam um número de ciclos por cada passo polar do rotor mais elevado.

### 5.1.2.2 Funcionamento a Alta Velocidade

A Figura 5.7 apresenta resultados obtidos experimentalmente, no que diz respeito à forma de onda das correntes elétricas de fase e da corrente elétrica do barramento DC, assumindo-se uma velocidade de referência de 1600 rpm e uma carga mecânica de 2 Nm e de 4 Nm. Os respetivos valores numéricos, em termos de valores médios e eficazes, assim como os valores OP e OTO de  $i_{DC}$ , encontram-se na Tabela 5.4.

Comparando os valores apresentados na Tabela 5.4 com os respetivos valores que constam na Tabela 5.2, pode concluir-se que os resultados experimentais estão muito próximos dos resultados obtidos por simulação. Contudo, observando a Figura 5.7 e a Figura 5.3, pode constatar-se que em ambos os níveis de carga se verifica que o intervalo de tempo em que cada fase da máquina está em condução é superior nos ensaios experimentais. O ângulo de ignição nos ensaios experimentais é inferior àquele que se observa nos resultados obtidos por simulação, pelo que, cada fase é ligada mais precocemente nos ensaios experimentais. Embora o ângulo de corte adotado em ambos os ensaios seja semelhante, nos ensaios experimentais cada fase necessita de um maior intervalo de tempo para se proceder à sua completa desmagnetização. Em suma, a taxa de crescimento, no início do período de magnetização, assim como a taxa de decrescimento, após alcançar-se o ângulo de corte, da intensidade de corrente elétrica de fase, são inferiores no caso dos ensaios experimentais. Esta característica permite concluir que as diferenças registadas entre os ensaios obtidos por simulação e os ensaios experimentais, devem-se especialmente à diferença que existe nas respetivas constantes de tempo. As discrepâncias entre os resultados experimentais

e os resultados obtidos por simulação tendem a aumentar com o aumento da carga e devem-se principalmente à simplificação adotada no modelo de simulação relativamente ao valor resistivo inerente ao funcionamento do MRVC.

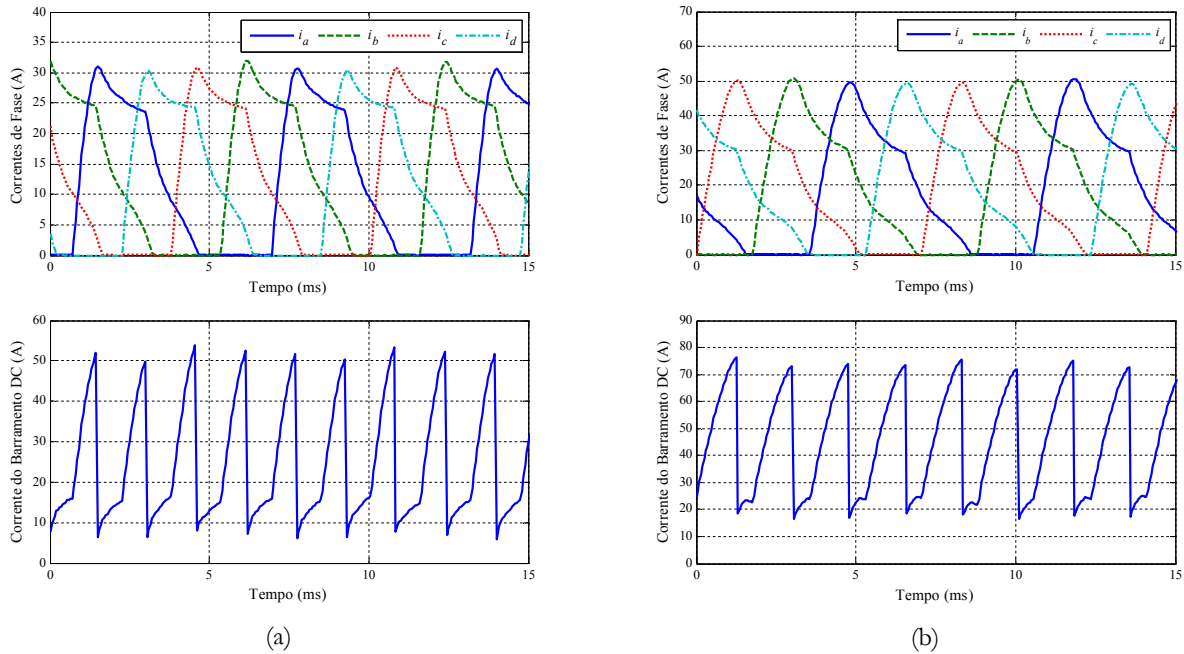


Figura 5.7 – Resultados obtidos experimentalmente quanto à evolução temporal das formas de onda das correntes elétricas de fase e da corrente elétrica do barramento DC, considerando uma velocidade de referência de 1600 rpm e uma carga mecânica de: (a) 2 Nm; (b) 4 Nm.

Tabela 5.4 – Valores numéricos relativos a resultados obtidos experimentalmente, considerando uma velocidade de referência de 1600 rpm.

Carga Mecânica (Nm)	$\theta_i$ (°)	$\theta_c$ (°)	$I_{DC\ medio}$ (A)	$I_{DC\ ef}$ (A)	OP de $I_{DC}$ (%)	OTO de $I_{DC}$ (%)	$I_{a\ medio}$ $I_{b\ medio}$ $I_{c\ medio}$ $I_{d\ medio}$ (A)	$I_{a\ ef}$ $I_{b\ ef}$ $I_{c\ ef}$ $I_{d\ ef}$ (A)
2	-0.96	21.34	24.8	28.8	189.4	59.1	11.34	16.13
							12.13	16.79
							11.81	16.35
							11.81	16.22
4	-5.52	20.41	45.1	49.1	131.7	43.3	18.27	25.04
							18.61	25.36
							18.47	25.03
							18.86	25.25

Por questões de simplicidade considerou-se, nas simulações, um efeito resistivo apenas associado a cada elemento de potência e a cada enrolamento de fase da máquina. No modelo de simulação não se considerou, de forma discriminada, o efeito resistivo da bateria, utilizada como fonte de alimentação. Levaram-se a cabo alguns ensaios de simulação onde se considerou uma resistência elétrica associada em série com a fonte de tensão ideal. Os resultados obtidos



permitiram visualizar o efeito descrito anteriormente. A existência de uma resistência intrínseca da bateria faz com que a tensão elétrica disponível para magnetizar a fase tenda a diminuir quando a amplitude da corrente elétrica do barramento DC aumenta. De igual modo, o valor absoluto da tensão elétrica aplicada a quando da desmagnetização forçada tende a ser menor à medida de a amplitude de  $i_{DC}$  aumenta. Consequentemente, os tempos de crescimento e de decrescimento das amplitudes das correntes elétricas de fase tendem a ser maiores nos ensaios experimentais, aumentando as diferenças registadas, entre os ensaios experimentais e os ensaios de simulação, à medida que a carga aumenta. No entanto, os comportamentos das correntes elétricas de fase e de  $i_{DC}$ , visíveis nos resultados experimentais, quer com o aumento da carga, quer comparando os resultados considerando o funcionamento a alta velocidade com os resultados considerando o funcionamento a baixa velocidade, são similares àqueles que se verificam nos ensaios de simulação, descritos anteriormente. Pode concluir-se, apesar das diferenças registadas, que o modelo desenvolvido permite caracterizar de forma qualitativa o comportamento dinâmico do MRVC, considerando-se um controlo por impulso de tensão. Apesar de ser possível a parametrização discriminada das várias resistências existentes no protótipo desenvolvido, não foi realizada esta tarefa, isto porque seria uma tarefa claramente demorada e o conhecimento que daí resultaria não contribuiria para um melhor entendimento do comportamento do MRVC.

A Figura 5.8 ilustra os espectrogramas de  $i_{DC}$ , considerando resultados experimentais e assumindo uma velocidade de referência de 1600 rpm. Devido ao menor número de comutações de  $i_{DC}$ , quando comparado com o funcionamento a baixa velocidade, o conteúdo harmónico de  $i_{DC}$  é menor, sendo relevantes apenas os harmónicos que apresentam um menor número de ciclos por cada passo polar do rotor. Uma vez mais, o harmónico mais pronunciado apresenta quatro ciclos por cada passo polar rotórico. Com o aumento da carga o valor de OP e de OTO de  $i_{DC}$  tende a diminuir registando-se uma ligeira diminuição das amplitudes dos seus harmónicos.

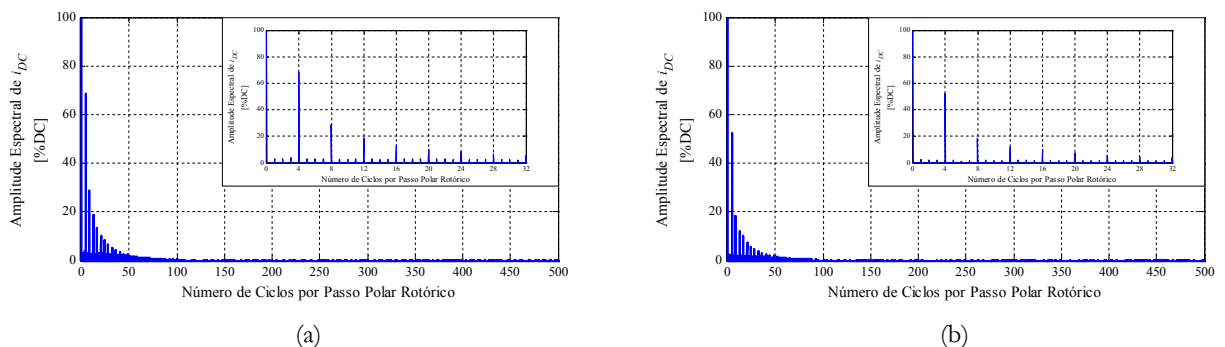


Figura 5.8 – Espectrogramas da corrente elétrica do barramento DC obtidos através de resultados experimentais, considerando uma velocidade de referência de 1600 rpm e uma carga mecânica de: (a) 2 Nm; (b) 4 Nm.

## **5.2 Funcionamento em Avaria**

O regime de funcionamento em avaria em análise retrata o efeito causado pela remoção de operação de uma das fases da máquina. Quer nos ensaios de simulação quer nos ensaios experimentais, a ausência da fase é alcançada através da inativação dos sinais de comando dos respectivos interruptores de potência. Numa primeira fase, tal como se procedeu na análise do funcionamento normal, a análise do funcionamento em avaria incidiu em resultados de simulação. Posteriormente realizaram-se testes idênticos em ambiente laboratorial.

Por forma a tecer-se uma comparação efetiva entre o funcionamento normal e o funcionamento em avaria, os resultados apresentados correspondem às mesmas condições de velocidade e de carga analisadas anteriormente.

Assumiu-se em todos os ensaios de simulação apresentados uma avaria de circuito aberto que afeta a fase A. De modo a comprovar que os efeitos causados pela inoperação de uma fase, não dependem da fase que apresenta a avaria, em alguns dos resultados experimentais apresentados a fase inativa é a fase C.

### **5.2.1 Resultados de Simulação**

#### **5.2.1.1 Funcionamento a Baixa Velocidade**

As formas de onda das correntes elétricas de fase, da corrente elétrica do barramento DC e do binário eletromagnético produzido pelo MRVC, obtidas recorrendo a simulações computacionais, assumindo a inoperação da fase A, uma velocidade de referência de 800 rpm e uma carga mecânica de 2 Nm e de 4 Nm encontram-se ilustradas na Figura 5.9. Os respetivos valores numéricos, considerando-se a intensidade de corrente elétrica de referência, os valores eficazes e médios das intensidades de correntes elétricas de fase e os valores de OP e de OTO de  $i_{DC}$  e do binário eletromagnético encontram-se descritos na Tabela 5.5.

A inoperação de uma fase da máquina força, quando se adota um controlo de velocidade em malha fechada, o aumento do binário eletromagnético médio produzido por cada uma das fases saudáveis, quando comparado com o funcionamento normal e considerando as mesmas condições de velocidade e de carga. Este aumento é de aproximadamente 100/3 %. Deste modo, verifica-se um aumento do valor de referência para a intensidade de corrente elétrica de fase, o que origina um aumento, na ordem dos 15 %, quer dos valores eficazes quer dos valores médios das correntes elétricas de fase. Porém, o valor médio de  $i_{DC}$  que se regista no funcionamento em

avaria é semelhante àquele que se observa no funcionamento normal, o que permite concluir que a potência solicitada à fonte de alimentação não sofre, devido à avaria, uma variação significativa. A existência da avaria provoca um ligeiro aumento do valor eficaz de  $i_{DC}$ .

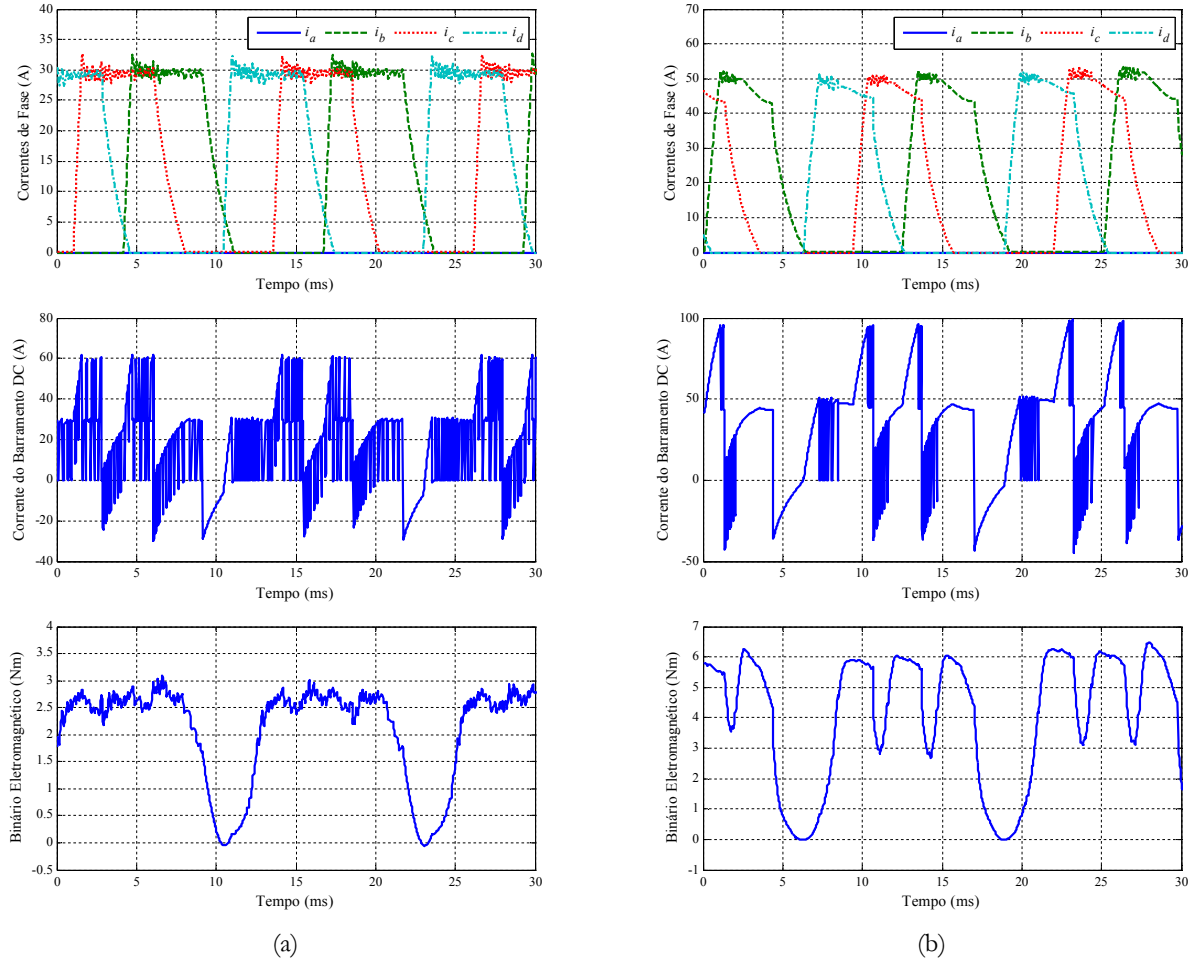


Figura 5.9 – Resultados obtidos por simulação quanto à evolução temporal das formas de onda das correntes elétricas de fase, da corrente elétrica do barramento DC e do binário eletromagnético total, assumindo um funcionamento em avaria com apenas três fases operacionais, uma velocidade de referência de 800 rpm e uma carga mecânica de: (a) 2 Nm; (b) 4 Nm.

Tabela 5.5 – Valores numéricos relativos a resultados obtidos por simulação, assumindo um funcionamento em avaria com apenas três fases operacionais e uma velocidade de referência de 800 rpm.

Carga Mecânica (Nm)	$I_{ref}$ (A)	$\theta_c$ (°)	$I_{DC\ medio}$ (A)	$I_{DC\ ef}$ (A)	OP de $I_{DC}$ (%)	OTO de $I_{DC}$ (%)	$I_{a\ medio}$	$I_{a\ ef}$	OP de $T$ (%)	OTO de $T$ (%)
2	29.5	23.7	15.3	26.6	598.3	142.1	0.00	0.00	158.3	48.3
							13.01	18.93		
							13.13	18.95		
							12.63	18.59		
4	49.8	21.0	31.9	45.4	434.2	101.3	0.00	0.00	161.0	57.0
							16.99	26.92		
							18.28	27.89		
							17.24	26.95		

Tal como se observava no funcionamento normal, as correntes elétricas das fases saudáveis apresentam uma forma de onda semelhante verificando-se igualmente um desfasamento temporal entre duas fases sucessivas de aproximadamente 3.125 ms.

Observando os resultados considerando uma carga de 4 Nm verifica-se que as intensidades das correntes elétricas de fase não são reguladas durante todo o período compreendido pelos ângulos de atuação. Isto significa, que nestas circunstâncias de funcionamento, a  $f_{cem}$  tem um valor absoluto superior à tensão elétrica disponível para realizar a magnetização da fase. Este efeito não se observa no funcionamento normal uma vez que as amplitudes das correntes elétricas de fase, são nessas circunstâncias, inferiores. Com o aumento das amplitudes das correntes elétricas de fase, a tensão elétrica disponível para magnetizar a fase tende a diminuir em consequência do aumento das quedas de tensão resistivas ao passo que a  $f_{cem}$  tende a aumentar.

O comportamento de  $i_{DC}$  é significativamente alterado, quando comparado com o funcionamento normal, durante o período de tempo em que a fase A deveria estar em condução. O mesmo sucede relativamente ao binário eletromagnético produzido pela máquina, registando-se amplitudes nulas e até ligeiramente negativas durante o período em que a fase A deveria atuar. Consequentemente, os valores de OP e de OTO do binário eletromagnético são, na presente situação, significativamente superiores àqueles que se registam no funcionamento normal.

Existindo uma fase com um comportamento distinto das restantes, o período, quer da forma de onda do binário eletromagnético quer da corrente elétrica do barramento DC, passa a coincidir com o passo polar rotórico, considerando um regime de funcionamento estacionário. Esta característica está claramente patente nos espectrogramas do binário eletromagnético ilustrados na Figura 5.10, onde se observa que o harmónico mais pronunciado apresenta 1 ciclo por cada passo polar rotórico. O aumento das oscilações do binário é igualmente perceptível nos seus espectrogramas registando-se um maior conteúdo harmónico, quando comparado com o funcionamento normal.

O aumento das amplitudes máximas das correntes elétricas de fase origina um aumento da gama de amplitudes de  $i_{DC}$  pelo que se verifica um aumento dos respetivos valores de OP e de OTO, quando comparado com o funcionamento normal, uma vez que os valores médios de  $i_{DC}$  são semelhantes nas duas situações de funcionamento.

À semelhança do que sucedia no funcionamento normal, com o aumento de carga,  $i_{DC}$  apresenta uma gama mais alargada de amplitudes e os seus valores de OP e OTO tendem a

diminuir. Contudo, observando-se os valores de OP e de OTO do binário eletromagnético verifica-se que estes tendem a aumentar com o aumento da carga mecânica, contrariamente ao que sucedia no regime de funcionamento normal. Este efeito é facilmente justificado pelo facto do valor mínimo do binário ser sempre muito próximo de zero, o que origina uma maior diferença entre o valor máximo e o valor mínimo, à medida que a carga mecânica aumenta. O aumento de OP e de OTO do binário eletromagnético, relativos aos exemplos apresentados é ainda reforçado pelo facto de não se realizar a regulação da intensidade de corrente elétrica durante todo o período de magnetização das fases quando a carga mecânica é de 4 Nm.

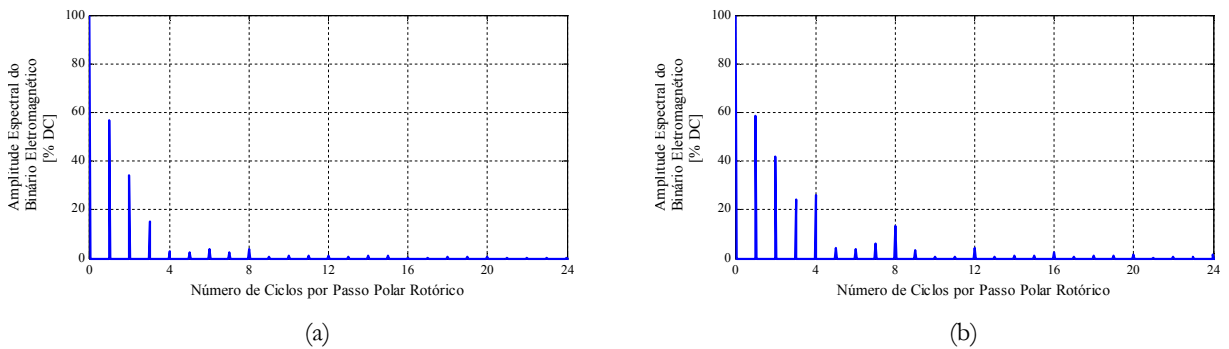


Figura 5.10 – Espectrogramas do binário eletromagnético total obtidos através de resultados de simulação, assumindo um funcionamento em avaria com apenas três fases operacionais, uma velocidade de referência de 800 rpm e uma carga mecânica de: (a) 2 Nm; (b) 4 Nm.

### 5.2.1.2 Funcionamento a Alta Velocidade

A Figura 5.11 apresenta resultados obtidos através de simulações computacionais, no que diz respeito à forma de onda das correntes elétricas de fase, da corrente elétrica do barramento DC e do binário eletromagnético total produzido pelo MRVC, assumindo-se uma avaria de circuito aberto afetando a fase A, uma velocidade de referência de 1600 rpm e uma carga mecânica de 2 Nm e de 4 Nm. Os respetivos valores numéricos encontram-se descritos na Tabela 5.6.

A ausência de operação da fase A, tal como no caso anterior, provoca um aumento de produção de binário eletromagnético médio das fases saudáveis, em aproximadamente 100/3 %, considerando condições de carga e de velocidade idênticas e comparando o regime em avaria com o regime normal de funcionamento. Adotando um controlo por impulso de tensão, este aumento é conseguido antecipando o ângulo de ignição por forma a obter-se um aumento da amplitude máxima das correntes elétricas de fase. Como consequência o ângulo de corte no funcionamento em avaria é inferior ao ângulo de corte no funcionamento normal.

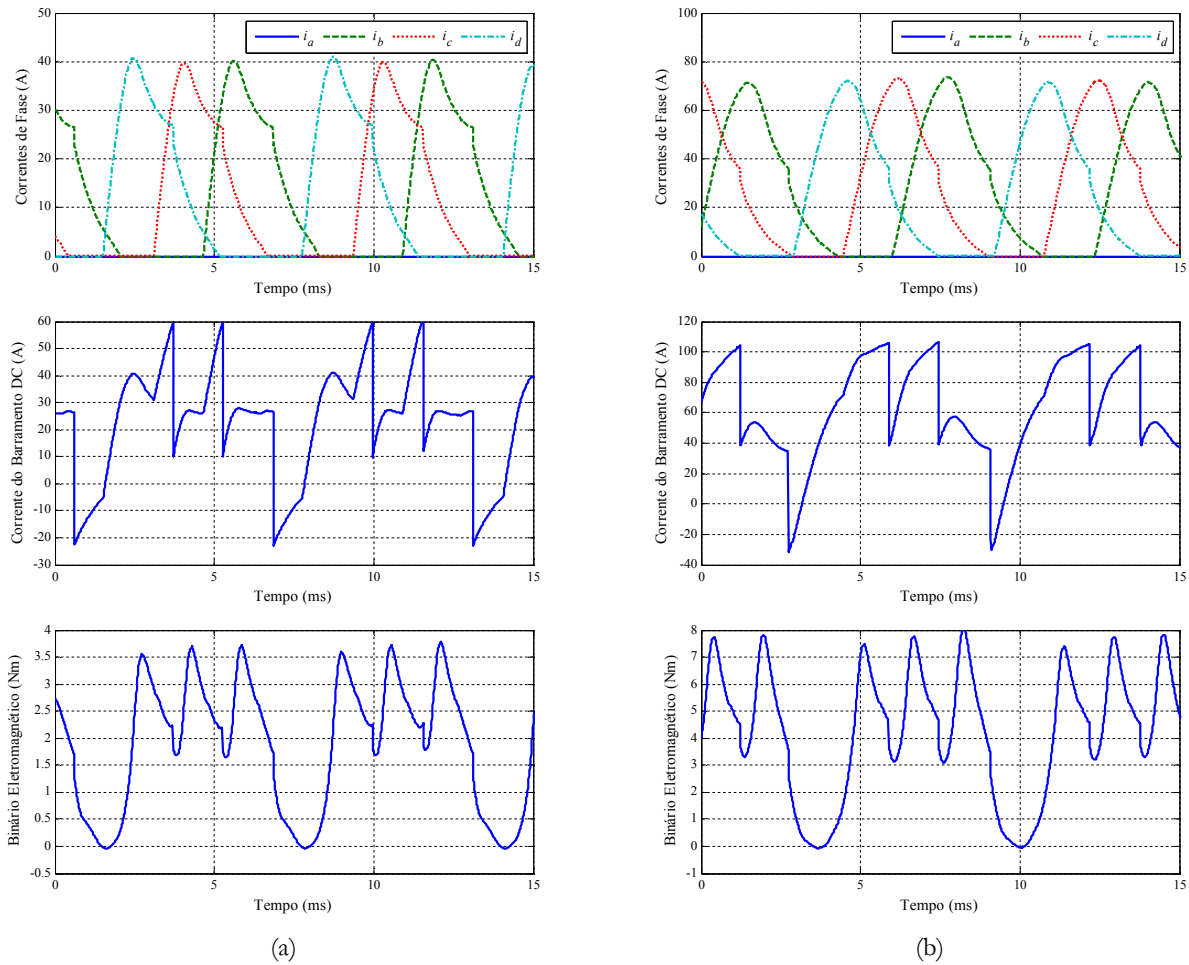


Figura 5.11 – Resultados obtidos por simulação quanto à evolução temporal das formas de onda das correntes elétricas de fase, da corrente elétrica do barramento DC e do binário eletromagnético total, assumindo um funcionamento em avaria com apenas três fases operacionais, uma velocidade de referência de 1600 rpm e uma carga mecânica de: (a) 2 Nm; (b) 4 Nm.

Tabela 5.6 – Valores numéricos relativos a resultados obtidos por simulação, assumindo um funcionamento em avaria com apenas três fases operacionais e uma velocidade de referência de 1600 rpm.

Carga Mecânica (Nm)	$\theta_i$ (°)	$\theta_c$ (°)	$I_{DC, medio}$ (A)	$I_{DC, ef}$ (A)	OP de $I_{DC}$ (%)	OTO de $I_{DC}$ (%)	$I_{a, medio}$	$I_{a, ef}$	OP de $T$ (%)	OTO de $T$ (%)
							$I_{b, medio}$	$I_{b, ef}$		
2	-0.13	20.8	24.3	30.7	338.2	77.5	0.00	0.00	186.2	58.0
							12.33	18.85		
							11.92	18.49		
							12.41	19.06		
4	-10.12	18.6	61.6	70.2	223.1	54.7	0.00	0.00	198.0	62.4
							25.44	36.12		
							26.85	37.58		
							26.08	36.83		

O nível de saturação da máquina é superior na presente situação, quando comparada com a situação anterior onde se adota um controlo de corrente, visto que as amplitudes máximas das correntes elétricas de fase são claramente superiores. Consequentemente, para idênticos aumentos de intensidade de corrente elétrica de fase média não se produzem aumentos idênticos do binário eletromagnético médio produzido por uma fase. Este efeito é reforçado pelo facto das fases estarem em condução durante um intervalo de tempo superior, no regime de funcionamento a alta velocidade, quando comparado com o funcionamento a baixa velocidade, considerando níveis de carga idênticos. Coerentemente, verifica-se um aumento dos valores médios e eficazes das correntes elétricas de fase, quando comparado com o funcionamento normal, superior àquele que se verifica nos resultados relativos ao funcionamento a baixa velocidade. Os aumentos tendem a acentuar-se à medida que a carga aumenta. Considerando uma carga de 2 Nm verifica-se um aumento médio de 29% e de 25 % do valor médio e do valor eficaz da corrente elétrica de fase, respetivamente. Os aumentos observados, assumindo uma carga de 4 Nm, são, respetivamente, de 44 % e de 38%.

Observa-se, comparando com o funcionamento normal, considerando uma carga mecânica de 2 Nm, um ligeiro aumento do valor médio de  $i_{DC}$ . O aumento do seu valor eficaz é mais significativo. Considerando uma carga de 4 Nm verifica-se um aumento mais significativo quer do valor médio quer do valor eficaz de  $i_{DC}$ .

Tal como no regime de funcionamento a baixa velocidade,  $i_{DC}$  regista uma gama mais alargada de amplitudes no funcionamento em avaria quando comparado com o funcionamento normal. Na presente situação, o valor mínimo de  $i_{DC}$  coincide, em valor absoluto, com o valor da amplitude da corrente elétrica de fase quando a máquina alcança o respetivo ângulo de corte. Esta característica não é visível no funcionamento normal, uma vez que estando todas as fases ativas, quando uma fase começa a ser desmagnetizada existe uma outra fase em magnetização. Daí que os valores de OP e de OTO de  $i_{DC}$  sejam superior, também no caso do funcionamento a alta velocidade, na situação de avaria.

Os valores de OP e de OTO do binário eletromagnético também são superiores no caso do funcionamento em avaria, tal como se verificava no funcionamento a baixa velocidade. O conteúdo harmónico do binário, visível na Figura 5.12, é igualmente superior, verificando-se que o harmónico mais pronunciado apresenta 1 ciclo por cada passo polar rotórico, devido ao comportamento distinto da fase com avaria, comparativamente com as fases saudáveis.

O aumento da carga provoca, também no regime de funcionamento a alta velocidade, um aumento dos valores de OP e de OTO do binário eletromagnético.

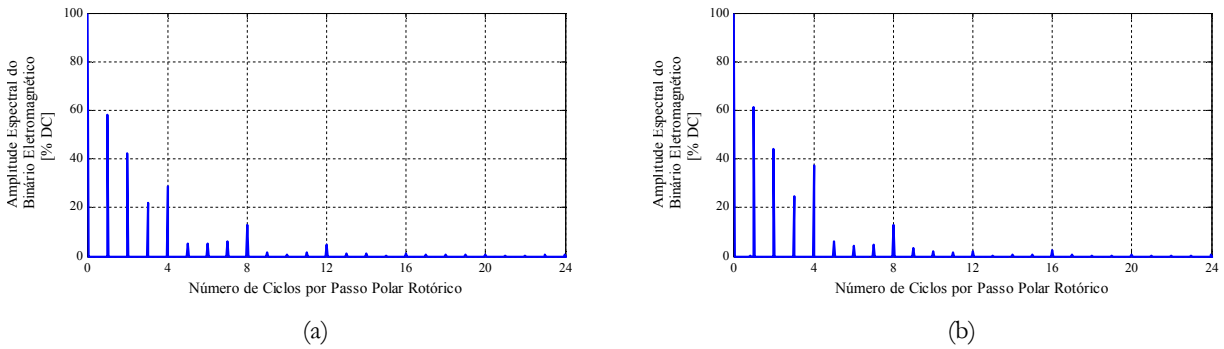


Figura 5.12 – Espectrogramas do binário eletromagnético total obtidos através de resultados de simulação, assumindo um funcionamento em avaria com apenas três fases operacionais, uma velocidade de referência de 1600 rpm e uma carga mecânica de: (a) 2 Nm; (b) 4 Nm.

## 5.2.2 Validação Experimental

### 5.2.2.1 Funcionamento a Baixa Velocidade

A Figura 5.13 exibe as formas de onda das corrente elétrica de fase e da corrente elétrica do barramento DC, relativos a resultados experimentais, onde se considerou uma velocidade de referência de 800 rpm e uma carga mecânica de 2 Nm e de 4 Nm. A Tabela 5.7 apresenta os respectivos valores numéricos em análise.

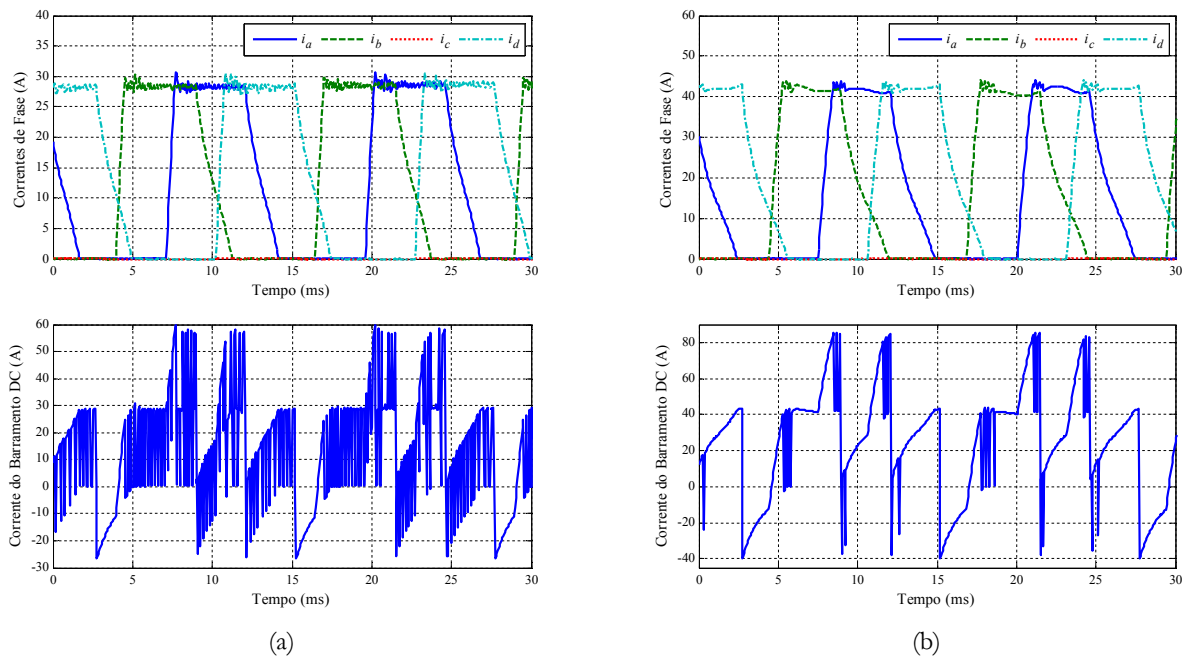


Figura 5.13 – Resultados obtidos experimentalmente quanto à evolução temporal das formas de onda das correntes elétricas de fase e da corrente elétrica do barramento DC, assumindo um funcionamento em avaria com apenas três fases operacionais, uma velocidade de referência de 800 rpm e uma carga mecânica de: (a) 2 Nm; (b) 4 Nm.



Tabela 5.7 – Valores numéricos relativos a resultados obtidos experimentalmente, assumindo um funcionamento em avaria com apenas três fases operacionais e uma velocidade de referência de 800 rpm.

Carga Mecânica (Nm)	$I_{ref}$ (A)	$\theta_c$ (°)	$I_{DC\ medio}$ (A)	$I_{DC\ ef}$ (A)	OP de $I_{DC}$ (%)	OTO de $I_{DC}$ (%)	$I_{a\ medio}$ $I_{b\ medio}$ $I_{c\ medio}$ $I_{d\ medio}$ (A)	$I_{a\ ef}$ $I_{b\ ef}$ $I_{c\ ef}$ $I_{d\ ef}$ (A)
2	28.4	23.99	14.9	26.0	579.1	142.8	12.80 13.03 -0.01 12.96	18.23 18.37 0.03 18.32
4	42.8	21.87	27.2	40.5	461.8	110.5	17.46 17.92 -0.02 17.7183	25.25 25.56 0.04 25.61

Os resultados experimentais apresentados estão em clara conformidade com os respetivos resultados obtidos através de simulação computacional. As diferenças que se observam são relativamente pequenas, especialmente no ensaio onde se considera uma carga mecânica de 2 Nm, pelo que os efeitos causados pela inoperação de uma fase, descritos no ponto 5.2.1.1, são igualmente observáveis analisando os resultados experimentais.

O aumento dos valores médios e eficazes, quando comparado com o funcionamento normal, das intensidades de corrente elétrica de fase não é tão significativo quanto aquele que se verifica nos resultados obtidos por simulação. Na presente situação ocorre um aumento médio na ordem dos 12 %. Observando os resultados relativos à situação de carga de 4 Nm, constata-se que, o efeito causado pela  $f_{cem}$  e pelas quedas de tensão resistivas, é menor no ensaio experimental. Neste caso, não se observa uma diminuição significativa da intensidade de corrente elétrica de fase durante o período de magnetização da fase, ao contrário do que sucede no ensaio de simulação. Esta diferença deve-se ao facto do valor de  $I_{ref}$  nos resultados de simulação ser superior o que conduz a um valor, quer da  $f_{cem}$  quer das perdas resistivas, também superior, quando comparado com o ensaio experimental.

A Figura 5.14 ilustra os espectrogramas da corrente elétrica do barramento DC, considerando uma carga de 2 Nm e de 4 Nm. Em consequência da avaria, tal como se observava analisando o espectrograma do binário eletromagnético obtido através de resultados de simulação, verifica-se um claro aumento do conteúdo harmónico de  $i_{DC}$ . O primeiro harmónico apresenta 1 ciclo por cada passo polar em consequência de uma das fases ter um comportamento diferente das restantes. Observa-se que as amplitudes do 4º harmónico são significativas sendo semelhantes àquelas que se registam nos respetivos resultados relativos ao funcionamento normal. Esta característica evidencia o comportamento similar das correntes elétricas das fases

saudáveis. Com o aumento da carga as amplitudes dos harmônicos, com um maior número de ciclos por passo polar, tendem a diminuir, tal como se observava no funcionamento normal, devido à diminuição do número de comutações súbitas de amplitude de  $i_{DC}$ .

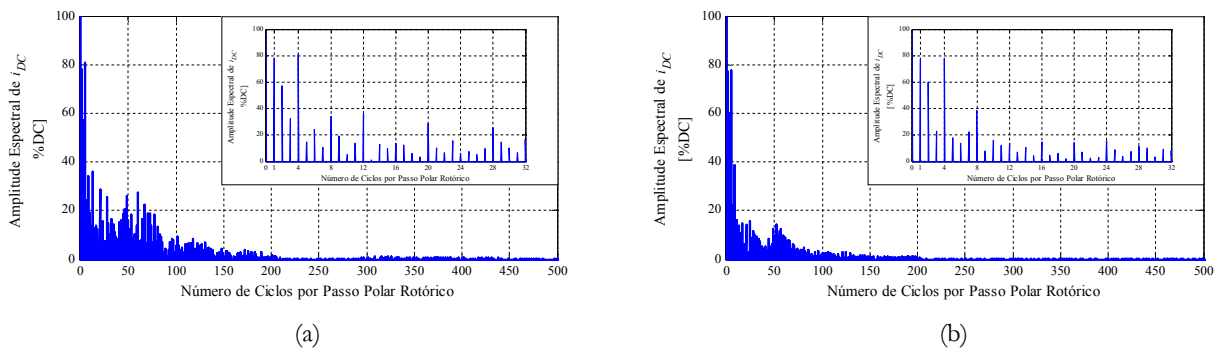


Figura 5.14 – Espectrogramas da corrente elétrica do barramento DC obtidos através de resultados experimentais, assumindo um funcionamento em avaria com apenas três fases operacionais, uma velocidade de referência de 800 rpm e uma carga mecânica de: (a) 2 Nm; (b) 4 Nm.

### 5.2.2.2 Funcionamento a Alta Velocidade

As formas de onda das correntes elétricas de fase e da corrente elétrica do barramento DC, assumindo uma avaria de circuito aberto numa das fases da máquina, uma velocidade de referência de 1600 rpm e uma carga mecânica de 2 Nm e de 4 Nm, encontram-se ilustradas na Figura 5.15. A Tabela 5.8 apresenta os respetivos valores numéricos, no que diz respeito a valores médios e eficazes das intensidades de corrente elétrica de fase, a valores dos parâmetros de controlo e a valores de OP e de OTO de  $i_{DC}$ .

Uma vez mais os resultados experimentais estão em consonância com os resultados obtidos através de simulação, sendo válidos os efeitos causados pela avaria descritos em 5.2.1.2.

À semelhança do que se observou analisando os resultados do funcionamento normal, comparando os resultados experimentais com os resultados obtidos por simulação, o intervalo de condução de cada fase saudável é bastante superior no caso dos ensaios experimentais, sendo mais evidente no caso da carga de 4 Nm. Como se descreveu anteriormente, isto deve-se essencialmente à simplificação adotada no modelo de simulação relativamente à parametrização das várias resistências existentes no circuito elétrico do acionamento.

Nos resultados experimentais, são evidentes as diferenças existentes entre as amplitudes máximas das correntes elétricas das várias fases saudáveis. Isto deve-se também à resistência interna da bateria e à resistência dos cabos que ligam a bateria aos módulos de potência. A fase que apresenta a amplitude máxima mais elevada corresponde à fase que sucede a fase com avaria.

Nestas circunstâncias a tensão elétrica disponível para a magnetização da fase é maior, uma vez que nenhuma outra fase está a ser magnetizada em simultâneo e existe uma fase a ser desmagnetizada, o que reforça a tensão da fonte de alimentação.

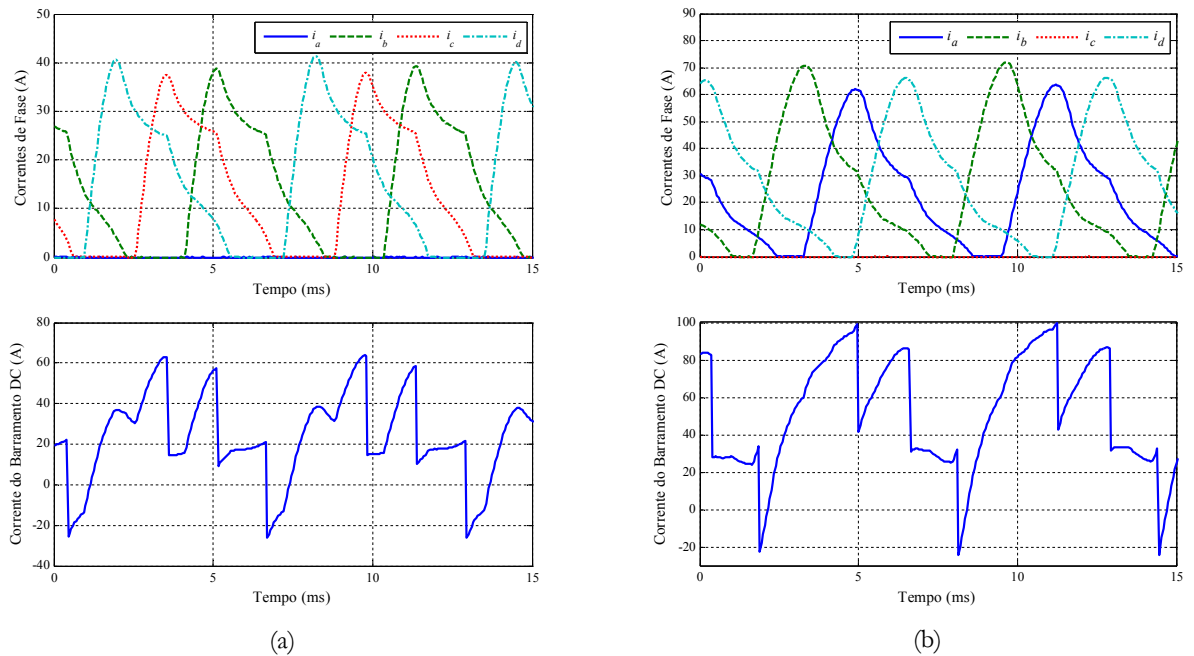


Figura 5.15 – Resultados obtidos experimentalmente quanto à evolução temporal das formas de onda das correntes elétricas de fase e da corrente elétrica do barramento DC, assumindo um funcionamento em avaria com apenas três fases operacionais, uma velocidade de referência de 1600 rpm e uma carga mecânica de: (a) 2 Nm; (b) 4 Nm.

Tabela 5.8 – Valores numéricos relativos a resultados obtidos experimentalmente, assumindo um funcionamento em avaria com apenas três fases operacionais e uma velocidade de referência de 800 rpm.

Carga Mecânica (Nm)	$\theta_i$ (°)	$\theta_e$ (°)	$I_{DC\ medio}$ (A)	$I_{DC\ ef}$ (A)	OP de $I_{DC}$ (%)	OTO de $I_{DC}$ (%)	$I_{a\ medio}$ $I_{b\ medio}$ $I_{c\ medio}$ $I_{d\ medio}$ (A)	$I_{a\ ef}$ $I_{b\ ef}$ $I_{c\ ef}$ $I_{d\ ef}$ (A)
2	-3.51	21.04	25.2	33.0	353.5	84.0	-0.01	0.02
							14.45	19.81
							14.34	19.48
4	-12.01	19.61	55.5	62.8	223.2	53.4	15.18	20.33
							25.15	32.50
							28.78	36.98
							-0.06	0.07
							27.22	34.75

O aumento dos valores médios e dos valores eficazes das correntes elétricas de fase, quando analisado em termos médios e percentuais, devido à existência de uma avaria de circuito aberto é inferior, quando comparado com os resultados de simulação, quando a carga mecânica é

de 2 Nm. Os aumentos que se verificam quando a carga é de 4 Nm são idênticos aos aumentos registados nos resultados de simulação computacional.

Tal como sucedia no funcionamento normal, o conteúdo harmónico de  $i_{DC}$  é no regime de funcionamento a alta velocidade inferior ao do regime a baixa velocidade. Os espectrogramas de  $i_{DC}$  encontram-se ilustrados na Figura 5.16. Também neste caso, a ausência de operação de uma fase faz com que o 1º harmónico apresente 1 ciclo por cada passo polar rotórico e seja o harmónico com maior amplitude. O comportamento similar das fases saudáveis conduz, tal como no caso analisado anteriormente, a uma amplitude significativa do 4º harmónico de  $i_{DC}$ , embora menor à que se regista no funcionamento normal

Com o aumento da carga as amplitudes dos harmónicos tendem a diminuir em consequência de uma diminuição do valor de OP e de OTO de  $i_{DC}$ .

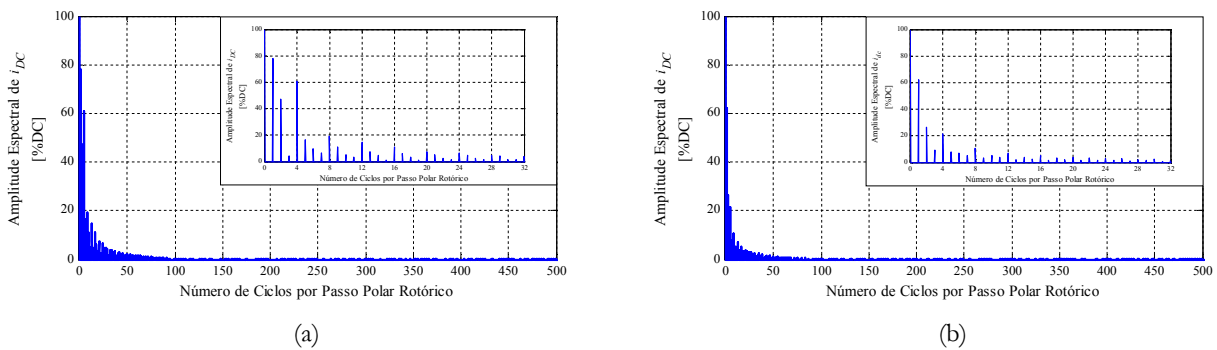


Figura 5.16 – Espectrogramas da corrente elétrica do barramento DC obtidos através de resultados experimentais, assumindo um funcionamento em avaria com apenas três fases operacionais, uma velocidade de referência de 1600 rpm e uma carga mecânica de: (a) 2 Nm; (b) 4 Nm.

# 6

## Diagnóstico de Avarias

### 6.1 Métodos de Diagnóstico Propostos na Literatura

O motor de relutância variável comutado é acionado por um conversor com uma topologia geralmente diferente daquela que é utilizada em acionamentos AC. De modo a tirar partido da independência magnética que existe entre as fases da máquina é comumente utilizado um conversor assimétrico de meia ponte. Este conversor utiliza, para cada uma das fases da máquina, dois braços de potência, com apenas um interruptor de potência em cada um deles. Ao ocorrer um circuito aberto num dos interruptores de potência é inibida a magnetização da respetiva fase. Nestas circunstâncias, e após a subsequente desmagnetização da fase, a corrente elétrica da fase afetada pela avaria irá apresentar uma amplitude permanentemente nula. As restantes fases não são afetadas pela avaria pelo que apresentam um comportamento similar ao do funcionamento normal. O diagnóstico de um circuito aberto é facilmente realizado, uma vez que as intensidades de corrente elétrica de fase são geralmente observadas para realizar o controlo da sua amplitude, principalmente no funcionamento a baixas velocidades. Por este motivo, encontram-se desenvolvidos poucos métodos de deteção de um circuito aberto num interruptor

de potência, aplicados a acionamentos com um MRVC. Contudo, a ocorrência de um circuito aberto quer no interruptor de potência do ramo superior quer no do ramo inferior, bem como no próprio enrolamento de fase, quando se adota uma ligação em série dos enrolamentos da mesma fase, remove a respetiva fase de funcionamento, o que origina uma amplitude da respetiva corrente elétrica de fase nula. Assim, a mera observação da intensidade de corrente elétrica de fase possibilita o diagnóstico de um circuito aberto mas não permite a identificação do semiconductor que apresenta a avaria, nem permite a distinção entre um circuito aberto no enrolamento ou num interruptor de potência. A identificação do semiconductor em circuito aberto poderá ser de elevada importância quando se dispõe de um conversor tolerante a falhas que permite o funcionamento de todas as fases, numa situação de pós-falha, ao efetuar uma reconfiguração dos elementos de potência associados à fase afetada pela avaria. Esta reconfiguração é geralmente condicionada pelo interruptor de potência que se encontra em circuito aberto. Quanto mais cedo for diagnosticado o circuito aberto mais precocemente se podem adotar estratégias de tolerância a falhas, no sentido de manter em funcionamento todas as fases da máquina, melhorando o desempenho desta e minimizando a perda da sua potência nominal devido à ocorrência da avaria.

*Selvagesan et al.* (2006) apresentam um método de diagnóstico que permite detetar um circuito aberto num dos interruptores de potência baseado em redes neuronais. Esta técnica é relativamente complexa visto ser necessário proceder ao treino das redes neuronais não sendo, no trabalho apresentado, identificado o semiconductor em circuito aberto mas apenas a fase da máquina afetada. O método de diagnóstico baseia-se na observação da amplitude das correntes elétricas de fase e da velocidade.

*Kui-Jun Lee et al.* (2006) apresentam um método de diagnóstico de um circuito aberto num interruptor de potência utilizando a informação acerca da amplitude da tensão elétrica aos terminais do interruptor de potência do ramo inferior. Neste estudo, o conversor de potência adotado é um inversor trifásico *standard*, geralmente aplicado em acionamentos de máquinas AC. Os enrolamentos da máquina encontram-se ligados em estrela. A utilização deste tipo de conversor num MRVC trifásico, principalmente adotando uma normal ligação dos enrolamentos em estrela, apresenta várias desvantagens tal como é indicado por *Clothier e Mecrow* (1997). O algoritmo de deteção de um circuito aberto proposto em (*Kui-Jun et al.*, 2006) é específico para o acionamento utilizado adotando a estratégia de controlo proposta. No entanto, poder-se-ia utilizar uma lógica semelhante para a deteção de um circuito aberto num interruptor de potência de um conversor diferente do adotado. Esta forma de deteção de avaria apresenta a grande

desvantagem de necessitar de um acréscimo de sensores, o que aumenta a complexidade, o custo e o espaço necessário para a implementação do acionamento.

A ocorrência de um curto-circuito num interruptor de potência de um acionamento baseado num MRVC, quando se adota o conversor assimétrico de meia ponte, não conduz necessariamente a um aumento brusco e repentino da intensidade de corrente elétrica de fase ou do barramento DC, ao contrário do que sucede quando o mesmo tipo de avaria ocorre no inversor de acionamentos AC. Em circunstâncias particulares, em que o nível de carga mecânica é reduzido e a máquina se encontra a funcionar em regime de baixa velocidade, é possível manter o seu funcionamento sem que a intensidade de corrente elétrica de fase apresente um valor excessivamente elevado, tal como comprova o estudo apresentado por *Gopalakrishnan et al* (2006). O facto da fase se manter em funcionamento pode ser bastante relevante, principalmente no arranque da máquina. Contudo, se a estratégia de controlo não for devidamente ajustada, a máquina regista amplitudes negativas do binário eletromagnético produzido pela fase com avaria, resultante do facto dessa fase apresentar uma intensidade de corrente elétrica considerável no intervalo angular mecânico em que a fase se comporta como gerador. Este comportamento não é evidentemente desejável, sendo indispensável a deteção de um curto-circuito num interruptor de potência, mesmo quando a amplitude da corrente elétrica se encontra dentro dos valores nominais. Da literatura consultada apenas se regista como método de diagnóstico de um curto-circuito num interruptor de potência um detetor de sobrecorrente (*Stephens, 1991*), baseado na amplitude das intensidades de corrente elétrica medidas pelos sensores de corrente elétrica. A deteção da avaria é efetuada quando o nível da intensidade de corrente elétrica apresenta um valor excessivo, não identificando o tipo de curto-circuito existente. Apresentam-se como exemplos, o curto-circuito entre espiras de um enrolamento de fase, o curto-circuito entre fases, o curto-circuito de um interruptor de potência, entre outros.

## **6.2 Métodos de Diagnóstico Desenvolvidos**

Com o intuito de realizar o diagnóstico de avarias no conversor de potência, foram desenvolvidos dois métodos de diagnóstico, a serem utilizados em situações de funcionamento diferentes, nomeadamente no que diz respeito à estratégia de controlo adotada. O método do índice energético é mais apropriado numa configuração de controlo da excitação da fase em malha aberta, ao passo que o método baseado na comparação das intensidades de corrente elétrica do barramento DC medida e estimada é mais indicado numa configuração em malha fechada.

O método do índice energético utiliza a informação acerca da posição mecânica do rotor e a informação dada por apenas um sensor de corrente elétrica que mede a intensidade de corrente elétrica do barramento DC. Este método permite o diagnóstico de um circuito aberto, identificando a fase afetada pela avaria. Contudo, não permite a identificação do elemento em avaria. A sua utilização é mais adequada quando o controlo adotado é somente o controlo por impulso de tensão, não sendo observadas as várias intensidades de correntes elétrica de fase. Como se explica na secção 2.4, é possível controlar a velocidade de um MRVC adotando um controlo por impulso de tensão e controlando apenas os ângulos de ignição e de corte. Nesse caso, não é necessário observar as várias intensidades de correntes elétrica de fase sendo, contudo, conveniente observar a intensidade de corrente elétrica do barramento DC, no sentido de evitar eventuais situações de sobrecorrente. Em aplicações onde a máquina opera a velocidades elevadas e onde a oscilação do binário eletromagnético não representa um inconveniente, pode utilizar-se o controlo por impulso de tensão, diminuindo, deste modo, o número de sensores de corrente elétrica utilizados, o que permite diminuir os custos do sistema. O método do índice energético foi apresentado, numa versão inicial, em (Gameiro e Cardoso, 2009).

O segundo método desenvolvido realiza uma comparação entre a amplitude registada da corrente elétrica do barramento DC e a sua amplitude estimada, recorrendo à informação acerca do estado de condução dos vários interruptores de potência, fornecida pelo controlador, e recorrendo também à informação acerca das amplitudes das várias intensidades de corrente elétrica de fase, registadas pelos vários sensores de corrente elétrica. Este método foi apresentado em (Gameiro e Cardoso, 2010; Gameiro e Cardoso, 2012). Para além dos sensores de corrente elétrica, comumente utilizados para o controlo do MRVC, é também usado um sensor de corrente elétrica para medir a intensidade de corrente elétrica do barramento DC. O ligeiro aumento do número de sensores de corrente, necessários para a aplicação deste método de diagnóstico, é claramente justificado pelas suas capacidades de diagnóstico. O método permite detetar precocemente um curto-circuito num interruptor de potência, assim como identificar não somente a fase afetada mas também o interruptor de potência em curto-circuito. A deteção precoce, deste tipo de avarias, permite adotar ações apropriadas que promovem a minimização ou mesmo a eliminação do pico da intensidade de corrente elétrica, resultante da ocorrência do curto-circuito, mantendo em segurança quer o respetivo enrolamento da máquina quer os restantes elementos de potência associados à fase afetada pela avaria. Este método de diagnóstico permite ainda detetar a ocorrência de um circuito aberto, num dos interruptores de potência, identificando a fase afetada. Nas situações em que a avaria ocorre no intervalo de posição mecânica do rotor, compreendido pelo ângulo de ignição e pelo ângulo de corte, é possível ter a



certeza que a avaria detetada é efetivamente um circuito aberto num dos interruptores de potência, bem como identificar o elemento em avaria. Este método de diagnóstico pode ser utilizado em qualquer regime de funcionamento, independentemente da estratégia de controlo adotada, da velocidade da máquina ou do nível da carga mecânica, desde que se disponha das variáveis necessárias para a sua implementação e seja utilizado um conversor assimétrico de meia ponte.

## 6.3 Método do Índice Energético

### 6.3.1 Descrição do Método

Num regime de funcionamento estacionário, o MRVC apresenta, tal como qualquer máquina elétrica rotativa, um comportamento eletromagnético e mecânico cíclico. As várias correntes elétricas de fase têm um comportamento periódico, sendo o respetivo período dependente quer da velocidade da máquina quer do número de polos que o seu rotor apresenta. No caso da máquina em estudo esse período corresponde a um intervalo de posição mecânica do rotor de  $60^\circ$ , uma vez que existem 6 polos rotóricos. Visto que as várias fases da máquina têm características eletromagnéticas idênticas e estas operam de forma sequencial, as grandezas que resultam do funcionamento de todas as fases, tais como, o binário eletromagnético, a velocidade ou a corrente elétrica do barramento DC, apresentam um período quatro vezes inferior, devido à existência de quatro fases, a que corresponde um intervalo de  $15^\circ$  mecânicos, assumindo-se um regime de funcionamento normal e estacionário. Isto significa que a potência instantânea fornecida à máquina repete-se, nestas circunstâncias, a cada  $15^\circ$ . Numa situação de funcionamento normal e num regime estacionário, a potência média absorvida pela máquina pode ser calculada considerando um intervalo de posição do rotor de  $15^\circ$  ou de  $60^\circ$ . Contudo, se as correntes elétricas de fase apresentarem um comportamento distinto entre si, devido por exemplo a uma avaria, as grandezas eletromagnéticas e mecânicas passam a exibir um período idêntico ao período de cada uma das correntes elétricas de fase. Nestas circunstâncias, a potência média só pode ser calculada observando-se um intervalo de posição do rotor de  $60^\circ$ .

O método de diagnóstico desenvolvido tira partido da diferença mencionada, entre o funcionamento normal e em avaria. Este método baseia-se na observação da relação que existe entre uma potência média parcial, que considera um intervalo de posição do rotor de  $15^\circ$ , e a potência média absorvida pela máquina, em que se considera um intervalo de  $60^\circ$ . Atendendo ao facto de numa situação prática, normalmente, não se conhecer com precisão a posição em que a

máquina se encontra, os intervalos de integração para o cálculo do parâmetro de diagnóstico são definidos em função da velocidade que o rotor apresenta. Numa situação de regime estacionário, o período ( $\Delta t_{\text{ciclo}}$ ) de cada uma das correntes elétricas de fase corresponde ao intervalo de tempo necessário para que o rotor percorra  $60^\circ$  e é dado por:

$$\Delta t_{\text{ciclo}} = \frac{60}{Vel_{\text{real}} N_r} \quad (6.1)$$

sendo  $Vel_{\text{real}}$  a velocidade descrita em rotações por minuto e  $N_r$  o número de polos do rotor. No caso em estudo, tem-se que:

$$\Delta t_{\text{ciclo}} = \frac{10}{Vel_{\text{real}}} \quad (6.2)$$

O parâmetro de diagnóstico desenvolvido é denominado de índice energético ( $IE$ ) e é calculado do seguinte modo:

$$IE(t) = \frac{\frac{1}{\Delta t_{\text{ciclo}}} \int_{t-\frac{\Delta t_{\text{ciclo}}}{4}}^t i_{DC}(t) V_{DC} dt}{\frac{1}{\Delta t_{\text{ciclo}}} \int_{t-\Delta t_{\text{ciclo}}}^t i_{DC}(t) V_{DC} dt} \quad (6.3)$$

onde  $i_{DC}$  é a intensidade de corrente elétrica do barramento DC. Assume-se que a tensão do barramento DC ( $V_{DC}$ ) é constante, pelo que:

$$IE(t) = \frac{\frac{1}{\Delta t_{\text{ciclo}}} \int_{t-\frac{\Delta t_{\text{ciclo}}}{4}}^t i_{DC}(t) dt}{\frac{1}{\Delta t_{\text{ciclo}}} \int_{t-\Delta t_{\text{ciclo}}}^t i_{DC}(t) dt} \quad (6.4)$$

Numa situação de funcionamento normal e em regime estacionário  $IE$  regista um valor praticamente unitário. Se este parâmetro se mantiver próximo do valor unitário significa que o trânsito de potências elétricas se mantém idêntico durante a condução das várias fases da máquina, pelo que se conclui que esta se encontra a funcionar normalmente, quando se considera um funcionamento em regime estacionário. No entanto, se este parâmetro registar um valor claramente superior à unidade, significa que ocorre um aumento da energia elétrica fornecida à máquina ou, observando de outro prisma, está a ser devolvida à fonte de alimentação menos

energia elétrica do que seria esperada. Este efeito pode dever-se a uma variação súbita da carga ou da velocidade desejada, o que provoca um aumento da potência solicitada à fonte de alimentação. Simultaneamente, verifica-se uma alteração dos parâmetros de controlo da máquina. De igual modo, quando ocorre um curto-circuito num dos interruptores de potência, ou até, quando ocorre um curto-circuito entre uma fase e a terra, verifica-se um aumento do valor de  $IE$ . Quando o aumento de  $IE$  não está associado a um aumento do intervalo de magnetização da fase, resultante de uma maior solicitação de binário eletromagnético a cada uma das fases, existe um indício da ocorrência de uma avaria. Apesar do presente método de diagnóstico poder detetar a avaria, não efetua o seu completo diagnóstico. Por outro lado, adotando um controlo por impulso de tensão, uma avaria de curto-circuito num interruptor de potência tende a provocar um aumento considerável da intensidade da respetiva corrente elétrica de fase. Sendo o presente método baseado em valores médios, necessita de um intervalo de tempo de atuação relativamente elevado. Assim, a simples observação da corrente elétrica do barramento DC permite, nestes casos, atuar de forma mais rápida e efetiva. Ao registar-se uma amplitude excessiva de  $i_{DC}$  existe um claro indício de ocorrência de um curto-circuito, afetando a fase que entrou em condução mais tardiamente. Por este motivo, não se apresenta o método do índice energético aplicado em avarias de curto-circuito num interruptor de potência.

Quando  $IE$  regista um valor claramente inferior a um, e não existe alteração significativa dos parâmetros de controlo, significa que está a ser fornecida à máquina uma potência inferior àquela que seria esperada. Isto é, a transferência de energia da fonte de alimentação para uma das fases da máquina não está a ser realizada. Este efeito deve-se essencialmente a um circuito aberto num dos interruptores de potência ou num enrolamento de fase. Em termos práticos, ambas as situações conduzem à retirada de funcionamento da fase afetada pela avaria, registando-se, após uma eventual desmagnetização da fase, uma amplitude nula da respetiva corrente elétrica de fase.

A deteção de um circuito aberto ocorre quando  $IE$  apresenta um valor inferior ao valor de *threshold* definido, encontrando-se numa gama de posições pré-definidas. Este valor de *threshold* depende das características eletromagnéticas da máquina e deve ser estabelecido simulando a inoperação de uma das fases da máquina, quando esta se encontra a funcionar à potência nominal e à velocidade máxima. Estas condições de funcionamento, correspondem à situação em que o valor mínimo de  $IE$ , no decorrer de um ciclo de controlo, apresenta o valor mais elevado, quando comparado com situações de funcionamento com cargas e/ou velocidades inferiores. Em suma, o método procura verificar se o valor mínimo de  $IE$ , considerando um ciclo de controlo, é inferior ao valor de *threshold*, e em caso afirmativo, é diagnosticada uma avaria de circuito aberto.

A identificação da fase afetada pela avaria é estabelecida através da observação da posição em que a máquina se encontra quando é diagnosticado o circuito aberto.

Atendendo ao funcionamento sequencial das várias fases da máquina, a energia fornecida a uma determinada fase ocorre num intervalo de posição mecânica delimitado pelos respetivos ângulos de atuação. Se o intervalo angular em que a fase está a ser magnetizada for inferior a  $15^\circ$ , então, o valor mínimo de  $IE$ , quando ocorre um circuito aberto num dos interruptores de potência ou no enrolamento de fase, verifica-se numa posição próxima àquela que corresponde ao ângulo de corte da fase afetada pela avaria. No entanto, esta característica pode não se verificar no caso em que a fase está a ser magnetizada durante um intervalo mecânico superior a  $15^\circ$ . Em suma, o valor mínimo de  $IE$  contempla o intervalo de tempo,  $\Delta t_{\text{ciclo}}/4$  em que a corrente elétrica da fase afetada pela avaria deveria apresentar uma intensidade média mais elevada, não coincidindo necessariamente com os  $15^\circ$  anteriores à posição correspondente ao respetivo ângulo de corte. A posição concreta em que ocorre o valor mínimo de  $IE$  é facilmente estabelecida, caso se esteja a visualizar a forma de onda da corrente elétrica de uma fase saudável. Visto que a principal vantagem do presente método corresponde ao facto de necessitar de observar apenas a intensidade de corrente elétrica do barramento DC, optou-se por utilizar uma estratégia diferente.

Analisando as situações em que uma fase está fora de serviço, recorrendo a ensaios de simulação e experimentais, verificou-se que à medida que o nível da carga mecânica vai aumentando, o valor mínimo de  $IE$  vai aumentando e ocorre numa posição rotórica cada vez mais precoce. Contudo, este valor mínimo acontece sempre no intervalo angular compreendido pelo ângulo de corte da fase anterior à fase afetada pela avaria e pelo ângulo de corte da fase afetada pela avaria, sendo que o valor de  $IE$  nas posições próximas da posição associada ao ângulo de corte da fase que apresenta a avaria, é sempre relativamente pequeno. Deste modo, o presente método não busca o valor mínimo de  $IE$  mas verifica se o seu valor é anormalmente reduzido nas posições que antecedem o início do período de desmagnetização das várias fases.

Quando se regista um valor de  $IE$  inferior ao valor de *threshold* existe o indício da ocorrência de um circuito aberto. O diagnóstico é efetivo se  $IE$  for inferior ao valor de *threshold* num dos intervalos de posição delimitado por  $\theta_c - 5^\circ$  e  $\theta_c$ . No exemplo em estudo são definidos quatro intervalos de posição, cada um deles, associado a uma fase distinta, o que permite a identificação da fase afetada pela avaria de circuito aberto. Por forma a evitar falsos diagnósticos que decorrem de situações em que se verificam variações bruscas no controlo da máquina, o diagnóstico anterior apenas é válido se as condições de controlo apresentarem pouca ou nenhuma variação.

Atendendo às características da máquina em estudo e em consequência de vários ensaios laboratoriais realizados considera-se, no presente trabalho, um valor de *threshold* igual a 0.5.

### 6.3.2 Resultados de Simulação e Experimentais

A validação do método do índice energético foi realizada numa primeira fase recorrendo a testes de simulação computacional. Numa fase posterior implementou-se o método em ambiente laboratorial e validou-se a sua eficácia no diagnóstico de avarias de circuito aberto. Atendendo às especificidades do método de diagnóstico, apenas se apresentam resultados relativos ao funcionamento a alta velocidade, onde se considera um controlo por impulso de tensão. Uma vez que os resultados alcançados recorrendo a ensaios computacionais são similares aos resultados obtidos experimentalmente, em idênticas condições de funcionamento e de falha, apresentam-se os dois resultados em simultâneo. Por forma a analisar as alterações dos resultados, devido à alteração das amplitudes máximas das intensidades de corrente elétrica de fase, apresentam-se os resultados relativos a dois níveis de carga mecânica distintos.

#### 6.3.2.1 Ensaio em Vazio

A Figura 6.1 apresenta a evolução temporal das formas de onda das correntes elétricas de fase e do barramento DC, do índice energético e dos sinais de diagnóstico de circuito aberto, ocorrendo uma falha de circuito aberto no interruptor de potência do ramo superior da fase B aos 50 ms. Assumiu-se uma velocidade de referência de 1600 rpm e um funcionamento em vaio. Nos ensaios de simulação, atendendo ao modelo mecânico adotado, definiu-se uma carga mecânica muito pequena de valor igual a 0.15 Nm.

O diagnóstico da fase afetada pela avaria de circuito aberto é estabelecido quando o respetivo sinal de diagnóstico transita de um valor de 0 para 1. Definiram-se como sinais de diagnóstico,  $A_{ca}$ ,  $B_{ca}$ ,  $C_{ca}$  e  $D_{ca}$ , de modo a diagnosticar uma avaria de circuito aberto afetando a fase A, B, C e D, respetivamente.

Após a ocorrência do circuito aberto, a corrente elétrica da fase B regista uma diminuição mais acentuada da sua intensidade. Uma falha de circuito aberto, afetando o outro interruptor de potência associado à fase B, afetaria da mesma forma a respetiva corrente elétrica e consequentemente produziria um comportamento semelhante de  $IE$ . Visto que a falha ocorre durante a magnetização da fase B, verifica-se de imediato uma diminuição de  $IE$ . Em ambos os resultados, obtidos por simulação e experimentalmente,  $IE$  regista um valor inferior a 0.5 ainda durante o ciclo de controlo em que surge a avaria, o que indicia a ocorrência de um circuito

aberto. A fase é identificada averiguando em que intervalo angular  $IE$  é inferior a 0.5. A Figura 6.2 apresenta a evolução do índice energético em função da posição rotórica, considerando o ciclo de controlo em que ocorre a avaria e também o ciclo de controlo posterior. São indicados, na Figura 6.2, os intervalos angulares associados às várias fases da máquina. Os ângulos de corte relativos aos ensaios de simulação e experimental, são de aproximadamente  $25.3^\circ$  e  $25^\circ$ , respetivamente. Considerou-se como referência a posição desalinhada da fase A.

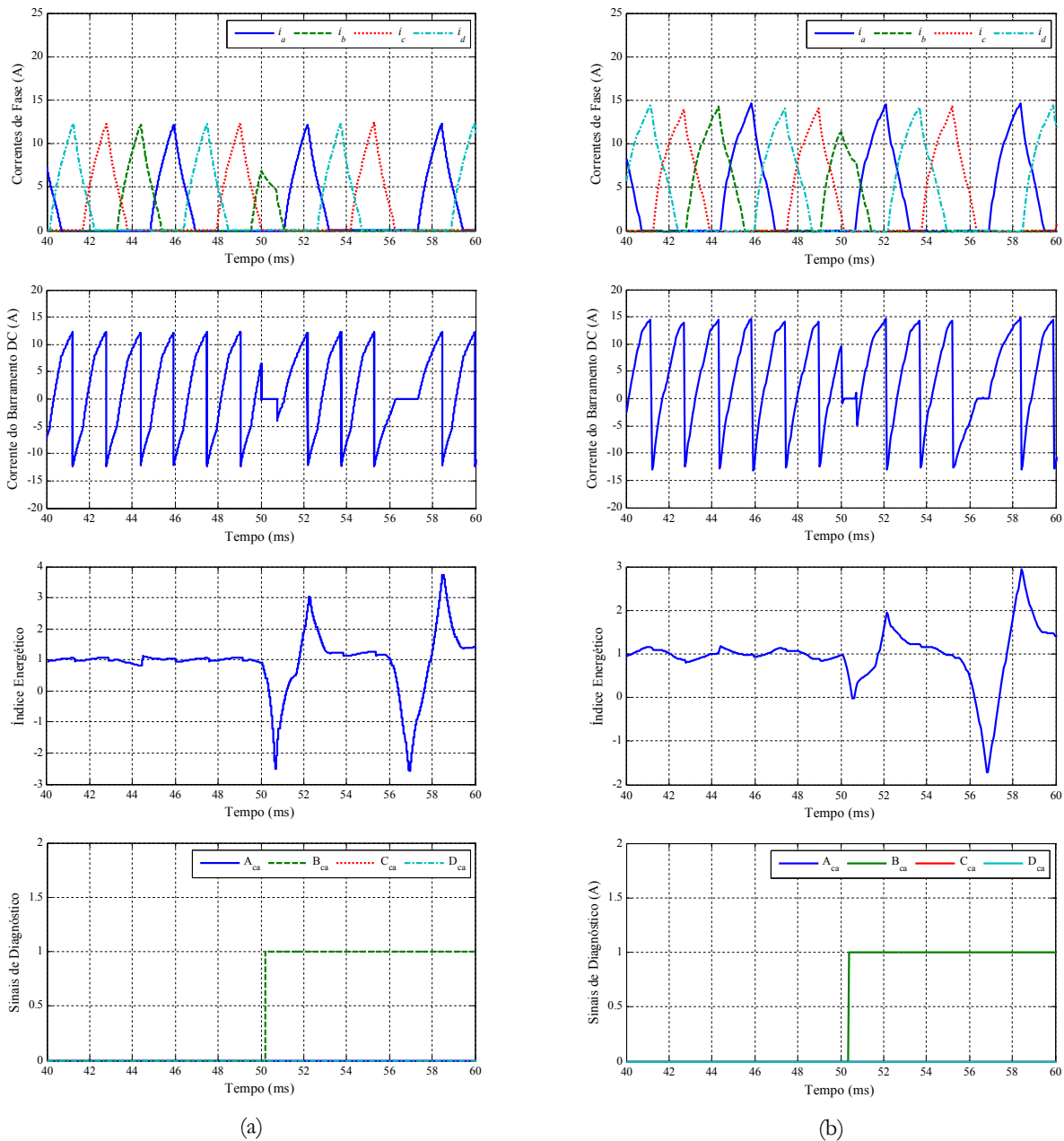


Figura 6.1 – Evolução temporal das formas de onda das correntes elétricas de fase, da corrente elétrica do barramento DC, do índice energético e dos sinais de diagnóstico, assumindo um funcionamento em vazio, uma velocidade de referência de 1600 rpm e ocorrendo um circuito aberto no interruptor de potência do ramo superior da fase B aos 50 ms. Resultados obtidos: (a) por simulação; (b) experimentalmente.

Importa realçar que os parâmetros de controlo sofrem alterações devido à ocorrência da avaria, mas, atendendo ao facto de não se observar uma diminuição acentuada da velocidade, a alteração dos parâmetros é progressiva e, por isso, não corresponde a uma situação de variação brusca que invalidaria o diagnóstico. Mesmo que isso sucedesse, o diagnóstico seria estabelecido quando a máquina regressasse a um regime de funcionamento estacionário.

Apesar do valor mínimo de  $IE$  não ocorrer durante o intervalo angular associado à fase B, é neste intervalo angular que  $IE$  apresenta as amplitudes mais pequenas. No caso em que a avaria ocorre numa etapa mais avançada de magnetização da fase, pode não se registar, de imediato, uma diminuição de  $IE$ . No entanto, no ciclo de controlo seguinte  $IE$  regista valores inferiores a um durante o intervalo de tempo em que a fase afetada pela avaria deveria estar a ser magnetizada. Este efeito pode ser visualizado, analisando o presente caso durante um ciclo de controlo posterior àquele em que ocorre a avaria.  $IE$  regista amplitudes mais pequenas quando comparado, o ciclo de controlo posterior à ocorrência da avaria, com o ciclo de controlo no qual ocorre a avaria. Isto porque não ocorre nesse ciclo de controlo qualquer magnetização da fase B. Conclui-se que o intervalo angular que apresenta as amplitudes mais pequenas corresponde ao intervalo associado à fase B, sendo estas inferiores ao valor de *threshold*, o que permite a identificação inequívoca da fase afetada pela avaria.

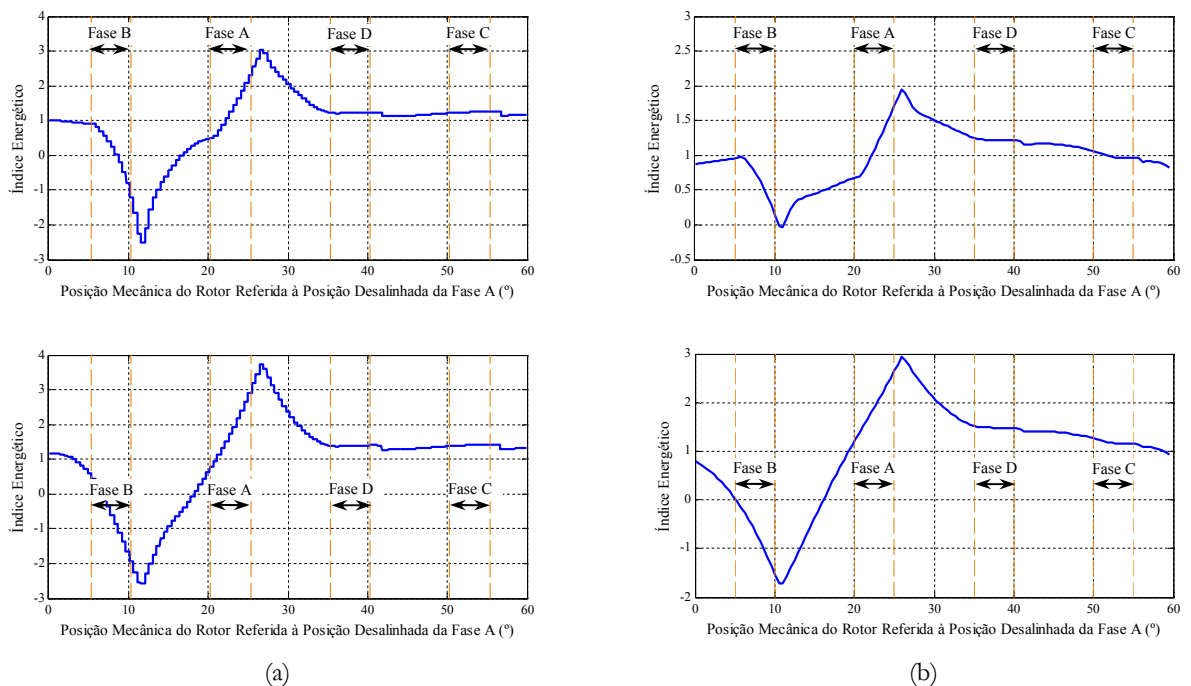


Figura 6.2 – Evolução do índice energético em função da posição do rotor considerando o ciclo de controlo onde se deteta a avaria de circuito aberto e o ciclo de controlo seguinte, considerando-se o funcionamento em vazio e uma velocidade de referência de 1600 rpm. Resultados obtidos: (a) por simulação; (b) experimentalmente.

### 6.3.2.2 Ensaio com uma Carga de 2 Nm

À medida que o nível de carga aumenta as amplitudes máximas das correntes elétricas de fase também aumentam. Simultaneamente, a sobreposição de funcionamento de duas fases consecutivas tende igualmente a aumentar. Por consequência,  $i_{DC}$  tende, em circunstâncias normais de funcionamento, a apresentar um valor mínimo e um valor máximo crescente à medida que o nível de carga aumenta. Verifica-se, devido aos efeitos mencionados anteriormente, que o valor mínimo de  $IE$ , numa situação de inoperação de uma fase da máquina, tende a aumentar à medida que o nível de carga aumenta. Todas estas características podem ser observadas analisando e comparando os resultados apresentados na Figura 6.3 com os respectivos resultados apresentados na Figura 6.1. As forma de onda ilustradas na Figura 6.3 dizem respeito a resultados obtidos por simulação e experimentalmente, assumindo-se uma velocidade de referência de 1600 rpm e uma carga mecânica de 2 Nm, tendo-se introduzido uma falha de circuito aberto no interruptor de potência do ramo inferior da fase C aos 50 ms.

No presente caso, a falha ocorre quando a fase está a ser desmagnetizada pelo que não se faz sentir, de imediato, o seu efeito. Apenas no ciclo de controlo subsequente ao ciclo de controlo no qual ocorre a falha surge um comportamento anormal do MRVC, registando-se uma diminuição da amplitude de  $IE$ . Quando a sua amplitude é inferior a 0.5 é diagnosticado uma avaria de circuito aberto. A identificação da fase não é estabelecida em simultâneo, uma vez que no instante em que se faz o diagnóstico da avaria a máquina encontra-se numa posição mecânica fora dos intervalos angulares considerados. A Figura 6.4 apresenta a evolução de  $IE$  em função da posição rotórica considerando o ciclo de controlo onde se deteta a avaria. Os ângulos de corte relativos aos ensaios de simulação e experimental, são de aproximadamente  $21.4^\circ$  e  $21.3^\circ$ , respetivamente. Tal como no caso anterior, considerou-se como referência a posição desalinhada da fase A.

Verifica-se, observando o resultado experimental, que o valor mínimo de  $IE$  ocorre dentro do intervalo angular associado à fase que apresenta a avaria. O mesmo não sucede no resultado obtido por simulação. Esta diferença deve-se ao facto das fases estarem em condução, no ensaio de simulação, durante um intervalo de tempo inferior àquele que se regista no ensaio obtido experimentalmente. As causas que conduzem a estas diferenças foram explicadas no capítulo 5.

Analisando-se os resultados obtidos experimentalmente constatou-se que à medida que o nível de carga aumentava o valor mínimo de  $IE$  tendia a ocorrer numa posição cada vez mais precoce, quando comparada com a posição mecânica associada ao ângulo de corte da fase com



avaria. Contudo, em qualquer circunstância, o intervalo angular que apresentava o menor nível de amplitude estava associado à fase que apresentava a avaria.

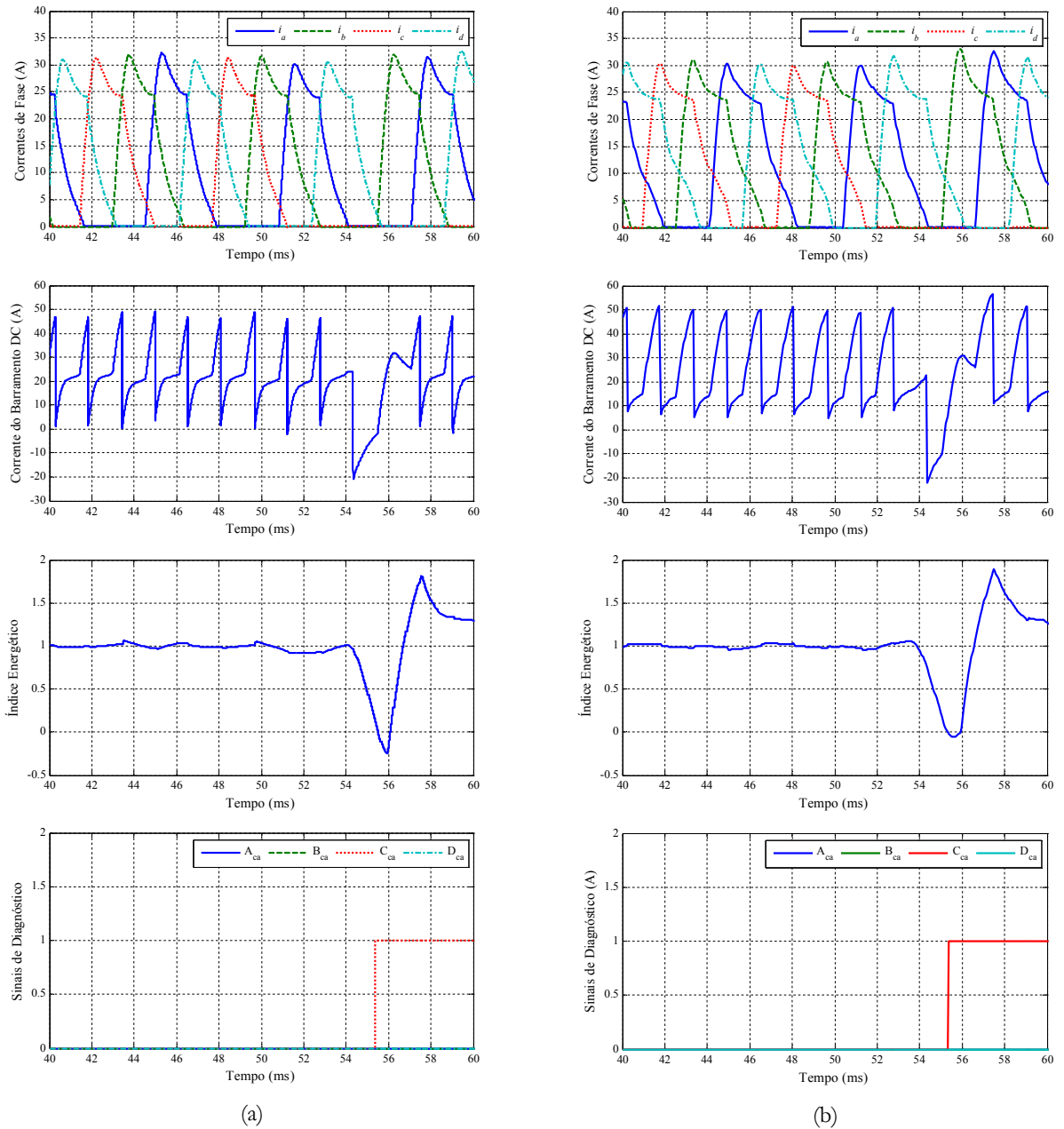


Figura 6.3 – Evolução temporal das formas de onda das correntes elétricas de fase, da corrente elétrica do barramento DC, do índice energético e dos sinais de diagnóstico, assumindo uma carga de 2 Nm, uma velocidade de referência de 1600 rpm e ocorrendo um circuito aberto no interruptor de potência do ramo superior da fase C aos 50 ms. Resultados obtidos: (a) por simulação; (b) experimentalmente.

O presente método de diagnóstico baseia-se apenas no valor mínimo de  $IE$ . Os resultados alcançados, quer obtidos por simulação quer experimentalmente permitem confirmar a validade do método proposto no diagnóstico de uma avaria de circuito aberto não sendo, por esse motivo, necessário acrescentar condições ao método. O perfil de  $IE$ , numa situação de avaria

de circuito aberto, não é somente caracterizado por um valor mínimo inferior ao valor de *threshold* mas também por um valor máximo claramente superior a 1. Este valor máximo resulta do facto da fase com avaria não devolver qualquer energia à fonte, pelo que, quando a fase que sucede a fase com avaria entra em condução regista-se um aumento de potência fornecida pela fonte. A posição mecânica no qual se observa este valor máximo sofre pouca alteração com o aumento da carga, sendo muito próxima da posição mecânica associada ao ângulo de corte da fase que sucede a fase com avaria. Poder-se-ia reforçar a eficácia do método, tornando-o ainda mais robusto, acrescentando uma condição baseada no valor máximo de *IE*.

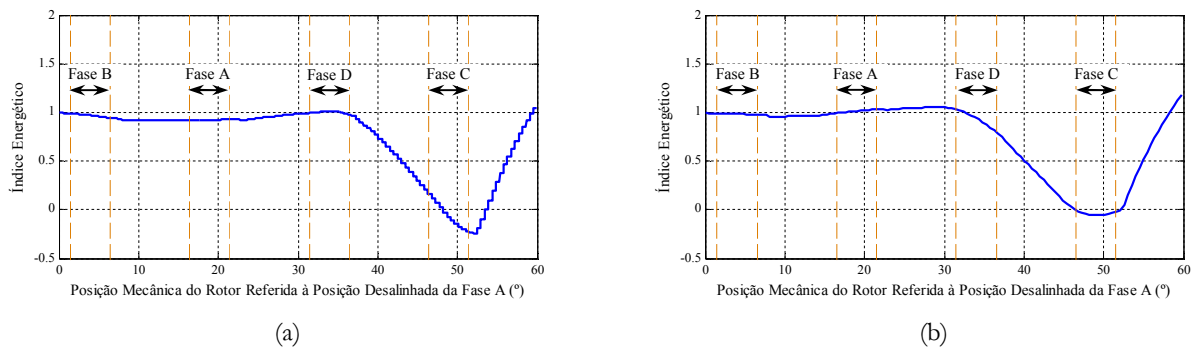


Figura 6.4 – Evolução do índice energético em função da posição do rotor considerando o ciclo de controlo onde se deteta a avaria de circuito aberto sendo a velocidade de referência de 1600 rpm e a carga de 2 Nm. Resultados obtidos: (a) por simulação; (b) experimentalmente.

## 6.4 Método Baseado na Comparação das Intensidades de Corrente Elétrica do Barramento DC Medida e Estimada (CIME)

### 6.4.1 Descrição do Método

A Figura 6.5 apresenta o diagrama de blocos que descreve o algoritmo do método de diagnóstico desenvolvido, baseado na comparação das intensidades de corrente elétrica do barramento DC medida e estimada (CIME). O primeiro passo corresponde à estimação da intensidade de corrente elétrica do barramento DC. A intensidade de corrente elétrica do barramento DC estimada ( $i_{DCe}$ ) é facilmente calculada utilizando, para este propósito, a informação sobre o estado de comando dos vários interruptores de potência, ditado pelo controlador do acionamento, e a informação sobre as amplitudes das várias correntes elétricas de fase ( $i_n$ ). Esta informação é comumente usada para o controlo da intensidade de corrente elétrica das várias fases da máquina. Desta forma  $i_{DCe}$  corresponde à soma das diversas intensidades de corrente elétrica fornecidas pela fonte de alimentação às várias fases da máquina, pressupondo que os interruptores de potência se encontram a conduzir em conformidade com os

respetivos sinais de comando. A corrente elétrica que flui da fonte de alimentação para uma fase da máquina depende do estado de condução dos respetivos interruptores de potência. A Tabela 6.1 apresenta a corrente elétrica fornecida pela fonte a uma fase da máquina, considerando diversos cenários. Considera-se que o estado de comando ON e OFF correspondem, respetivamente, a uma ordem de condução ou de inativação do respetivo interruptor de potência.  $S_{S_n}$  corresponde ao interruptor de potência do ramo superior da fase  $n$  e  $S_{I_n}$  corresponde ao interruptor de potência do ramo inferior.

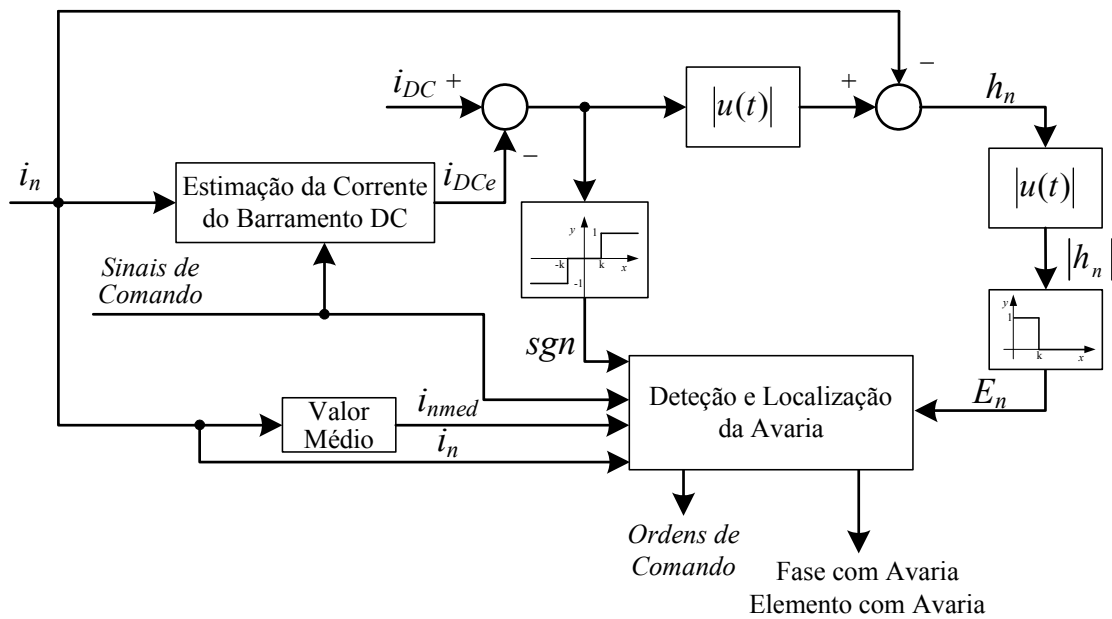


Figura 6.5 – Diagrama de blocos do método baseado na comparação das amplitudes da corrente elétrica do barramento DC medida e estimada.

Tabela 6.1 – Corrente elétrica fornecida pela fonte de alimentação a uma fase do motor.

Elemento com avaria	Estado dos sinais de comando		Corrente fornecida pela fonte à fase $n$		
	$S_{S_n}$	$S_{I_n}$	Normal	Circuito Aberto	Curto Circuito
$S_{S_n}$ ou $S_{I_n}$	ON	ON	$+ i_n$	0	$+ i_n$
$S_{S_n}$	ON	OFF	0	$- i_n$	0
$S_{I_n}$	ON	OFF	0	0	$+ i_n$
$S_{S_n}$	OFF	ON	0	0	$+ i_n$
$S_{I_n}$	OFF	ON	0	$- i_n$	0
$S_{S_n}$ ou $S_{I_n}$	OFF	OFF	$- i_n$	$- i_n$	0

$i_{DCe}$  é posteriormente comparada com a intensidade de corrente elétrica do barramento DC medida ( $i_{DC}$ ). Diferenças significativas entre estas duas grandezas indiciam a ocorrência de uma avaria. A variável de diagnóstico  $sgn$  denuncia qualquer diferença entre as amplitudes da corrente elétrica do barramento DC medida e estimada. O seu valor é formulado de acordo com a expressão:

$$sgn = \begin{cases} -1 & \text{se } i_{DC} - i_{DCe} < -k \\ 0 & \text{se } -k \leq i_{DC} - i_{DCe} \leq k \\ 1 & \text{se } i_{DC} - i_{DCe} > k \end{cases} \quad (6.5)$$

Nos testes experimentais,  $i_{DC}$  e  $i_{DCe}$  apresentam algumas diferenças, mesmo durante o funcionamento normal, devido ao processo de medição de sinal, ruídos registados pelos sensores de corrente elétrica e ainda devido a fenómenos transitórios decorrentes da comutação dos diversos elementos de potência. Para minimizar esses efeitos indesejáveis deve-se assegurar que os vários sensores de corrente elétrica não são afetados por perturbações eletromagnéticas externas e as medições são realizadas quando os interruptores de potência se encontram praticamente no seu regime estacionário, em termos do seu estado de condução.

Para evitar falsos diagnósticos é considerado um parâmetro  $k$ . Em qualquer circunstância, o parâmetro  $k$  deve ser claramente superior ao valor máximo absoluto de  $i_{DC} - i_{DCe}$ , em condições normais de funcionamento. No entanto, o seu valor tem de ser também significativamente inferior à intensidade de corrente elétrica de referência de fase ( $I_{ref}$ ). Os resultados experimentais mostraram que a amplitude máxima de  $i_{DC} - i_{DCe}$  aumenta com o aumento de  $I_{ref}$ . Os valores negativos registados, durante o funcionamento normal, são negligenciáveis. O MRVC em estudo apresenta, à plena carga, elevadas intensidades de corrente elétrica de fase. A amplitude máxima permitida foi configurada, como medida de segurança, de 95 A. A ampla gama para a intensidade de corrente elétrica conduz a uma variação significativa do valor de pico de  $i_{DC} - i_{DCe}$  em regime de funcionamento normal, registado em diferentes níveis de carga. Portanto, no presente trabalho, considera-se que o parâmetro  $k$  não é constante, sendo definido como uma função de um valor base de intensidade de corrente elétrica,  $I_{base}$ :

$$k = 1.5 + 0.05I_{base} \quad (6.6)$$

No regime de funcionamento a baixa velocidade,  $I_{base}$  corresponde ao valor de referência da intensidade de corrente elétrica de fase, ao passo que no regime de funcionamento a alta

velocidade  $I_{base}$  corresponde ao valor máximo da intensidade de corrente elétrica de fase registada no decorrer do ciclo de controlo anterior.

A definição de  $k$  é baseada em testes experimentais. Os testes realizados tiveram como objetivo analisar o aumento do valor de pico de  $i_{DC} - i_{DCe}$  à medida que se aumenta a intensidade de corrente elétrica de fase de referência. Para esse efeito, foi testado em primeiro lugar o funcionamento em vazio e, em seguida, a carga foi aumentada progressivamente até a intensidade da corrente elétrica de fase máxima ser alcançada. A definição do parâmetro  $k$  não é um processo rigoroso e apenas alguns testes são necessários. Os coeficientes adotados na equação (6.6) permitem satisfazer as condições acima mencionadas, mas muitos outros coeficientes poderiam igualmente satisfazer as condições exigidas e conduzir a um impacto semelhante no diagnóstico de avarias.

As formas de onda de  $i_{DC} - i_{DCe}$  registadas num regime de funcionamento a baixa velocidade e num regime de funcionamento a alta velocidade apresentam algumas diferenças. Isto deve-se a diferenças na estratégia de controlo adotada em cada regime de funcionamento. A magnitude máxima de  $i_{DC} - i_{DCe}$  em condições normais de funcionamento, tende a ser um pouco maior num regime de funcionamento a alta velocidade, considerando uma intensidade de corrente elétrica de base em particular. As comutações entre modos de condução da fase tendem a ser, no funcionamento a alta velocidade, mais severas. Ao alcançar-se o ângulo de corte, os dois interruptores de potência mudam de estado de condução e a corrente elétrica fornecida pela fonte de alimentação passa de  $+i_n$  para  $-i_n$ . O mesmo pode não acontecer no funcionamento a baixa velocidade quando se adota um controlo suave da intensidade de corrente elétrica de fase. Portanto, é mais pertinente determinar os coeficientes relativos ao parâmetro  $k$  recorrendo a ensaios experimentais considerando um regime de funcionamento a alta velocidade.

Quando a variável de diagnóstico  $sgn$  é igual a 1 significa que a fonte de alimentação está a fornecer ao MRVC mais energia do que seria esperado. O oposto acontece quando  $sgn$  é igual a -1. O primeiro cenário surge em situações de curto-circuito, como por exemplo num curto-circuito fase terra ou num curto-circuito de um interruptor de potência, o que pode colocar em risco a segurança da máquina ou do conversor. Por precaução e tendo em conta as possíveis consequências da ocorrência de um curto-circuito, optou-se por dar ordem de paragem à máquina assim que se verifica um valor de  $sgn$  igual a 1. O segundo cenário surge, por exemplo, se ocorrer um circuito aberto num interruptor de potência durante o período de magnetização da respetiva fase do motor. Nestas circunstâncias, a máquina é mantida em funcionamento visto que a avaria não põe em risco nem a máquina nem o conversor de potência.

Ambas as situações, quando a variável  $sgn$  é 1 ou -1, correspondem a uma ocorrência de avaria, mas nenhum delas pode, por si só, identificar a avaria. Para esse efeito, são consideradas variáveis adicionais de diagnóstico. A corrente elétrica fornecida pela fonte de alimentação às fases saudáveis do motor está de acordo com a coluna da Tabela 6.1 associada ao funcionamento normal. Apenas a fase defeituosa irá registar um fluxo de corrente elétrica diferente. A intensidade de corrente elétrica do barramento DC medida reflete este comportamento mas a intensidade de corrente elétrica estimada,  $i_{DC}$ , pressupõe um funcionamento normal de todas as fases da máquina. Isso conduz a uma diferença entre essas duas intensidades de corrente elétrica. Pode concluir-se, analisando a Tabela 6.1, que quando se regista uma diferença na corrente elétrica fornecida pela fonte de alimentação a uma fase da máquina (comparando a coluna associada ao funcionamento normal com uma das colunas relativas ao funcionamento em avaria), esta diferença apresenta sempre o mesmo valor absoluto. Este valor absoluto corresponde à amplitude da corrente elétrica da fase defeituosa. A variável de diagnóstico  $b_n$ , descrita como:

$$b_n = |i_{DC} - i_{DCa}| - i_n \quad (6.7)$$

estabelece a correspondência entre a corrente elétrica de fase e a diferença registada entre  $i_{DC}$  e  $i_{DCa}$ . A variável de diagnóstico  $E_n$ , é uma variável booleana, definida como:

$$E_n = \begin{cases} 0 & \text{se } |b_n| \geq k \\ 1 & \text{se } |b_n| < k \end{cases} \quad (6.8)$$

Quando  $E_n$  é verdadeiro (igual a 1), a respetiva fase do motor é indiciada como a fase defeituosa. Esta ocorrência apenas é tida em consideração se o sinal  $sgn$  é simultaneamente diferente de zero. O diagnóstico é conclusivo, se existir apenas uma das variáveis  $E_n$  igual a 1. Em algumas circunstâncias particulares, mais do que uma variável  $E_n$  apresenta um valor igual a 1. No entanto, a variação da amplitude da corrente elétrica da fase defeituosa, devido à ocorrência da avaria, conduz a uma única variável unitária.

A análise das variáveis  $sgn$  e  $E_n$  permite a deteção de um circuito aberto ou de um curto-circuito num interruptor de potência bem como a identificação da fase que apresenta a avaria. Em alguns casos, o interruptor de potência com defeito é também identificado em simultâneo, tal como se descreve na Tabela 6.2. Para os casos em que os dois interruptores de potência, associados à fase com avaria, apresentam o mesmo estado de comando, não é possível identificar de imediato o interruptor de potência com defeito. Para esse efeito, o processo de diagnóstico impõe o estado de comando dos dois interruptores de potência, associados à fase

defeituosa, durante um pequeno intervalo de tempo. Ao longo deste teste, dá-se ordem para que o interruptor de potência do ramo superior,  $S_{Sn}$ , esteja em condução enquanto se inibe a condução do interruptor de potência do ramo inferior,  $S_{In}$ . A Tabela 6.3 apresenta as assinaturas de diagnóstico que permitem a identificação do elemento deficiente, nessas condições. Se for identificado um circuito aberto num interruptor de potência ( $sgn$  igual a -1 e apenas uma variável  $E_n$  igual a 1) e se a diferença entre  $i_{DC}$  e  $i_{DCe}$  persistir durante o teste, isso significa que o fluxo de corrente elétrica continua a ser anormal. Isso só pode acontecer devido a um circuito aberto em  $S_{Sn}$  que deveria estar ativo. Um circuito aberto no outro interruptor de potência estaria de acordo com o estado do seu sinal de comando e não seria registada qualquer diferença entre  $i_{DC}$  e  $i_{DCe}$  durante o teste.

Tabela 6.2 – Assinaturas de diagnóstico para identificação do elemento com avaria.

$sgn$	$\Sigma E_n$	$E_n$	Estado dos sinais de comando		Tipo de Falha	Elemento com avaria
			$S_{Sn}$	$S_{In}$		
1	1	1	ON	OFF	Curto-Circuito	$S_{In}$
1	1	1	OFF	ON	Curto-Circuito	$S_{Sn}$
1	1	1	OFF	OFF	Curto-Circuito	$S_{Sn}$ ou $S_{In}$
-1	1	1	ON	ON	Circuito Aberto	$S_{Sn}$ ou $S_{In}$
-1	1	1	ON	OFF	Circuito Aberto	$S_{Sn}$
-1	1	1	OFF	ON	Circuito Aberto	$S_{In}$

Tabela 6.3 – Assinaturas de diagnóstico durante o teste implementado após a identificação do tipo de falha e da fase com avaria.

$sgn$		$\Sigma E_n$	$E_n$	Elemento com avaria
Antes do Teste	Durante o Teste			
1	1	1	1	$S_{In}$
1	0	0	0	$S_{Sn}$
-1	-1	1	1	$S_{Sn}$
-1	0	0	0	$S_{In}$

No caso da avaria de curto-circuito e quando não é possível identificar o interruptor com a avaria é igualmente possível realizar um teste, sendo que, neste caso a conclusão do teste é oposta à conclusão descrita anteriormente. Contudo, optou-se por não se realizar o teste adicional, mencionado anteriormente, no caso de se detetar uma avaria de curto-circuito num interruptor de potência visto que a sua aplicação poderia agravar a amplitude da corrente elétrica da fase que apresenta a avaria de curto-circuito, podendo pôr em causa a segurança do respetivo enrolamento de fase. Nos ensaios experimentais não foi realizado qualquer teste para identificar o elemento com avaria. Nos ensaios de simulação optou-se por implementar um teste adicional quando a corrente elétrica da fase afetada pela avaria apresenta uma amplitude segura. Nessas circunstâncias aplica-se o teste mencionado sendo que, se a corrente elétrica de fase registar um aumento de amplitude significa que o interruptor com avaria corresponde ao interruptor do ramo inferior. No caso de não se verificar um aumento da intensidade da corrente elétrica, o elemento com avaria corresponde ao interruptor de potência do ramo superior.

O intervalo de tempo de duração de qualquer um dos testes adicionais mencionados é significativamente pequeno tendo-se definido um intervalo de tempo correspondente a dois períodos de amostragem.

Se ocorrer um circuito aberto num interruptor de potência enquanto os dois interruptores associados à fase defeituosa estão desligados não é registado qualquer fluxo de corrente elétrica anormal. Após a ocorrência do circuito aberto deixa de ser possível magnetizar a fase afetada, pelo que a respetiva intensidade de corrente elétrica de fase tende a desvanecer-se e a manter-se permanentemente nula. Para detetar, nestas circunstâncias, a avaria, o presente método de diagnóstico calcula continuamente o valor médio das várias intensidades de corrente elétrica de fase. Se algum destes valores médios for inferior a  $k$ , quando a máquina está em funcionamento, é identificado uma avaria de circuito aberto na respetiva fase. No entanto, ao contrário do que acontece nos casos descritos anteriormente, não é possível determinar se a avaria ocorre no conversor de potência ou no enrolamento do motor.

#### **6.4.2 Resultados de Simulação e Experimentais**

A fim de avaliar o desempenho do método de diagnóstico de avarias proposto foram realizados diversas simulações dinâmicas e testes experimentais. Os resultados apresentados pretendem demonstrar a eficácia do método de diagnóstico assumindo qualquer velocidade do motor e/ou condições do nível de carga mecânica a ele acoplada. Para esse efeito, considera-se o cenário mais desfavorável, em termos de diagnóstico, que corresponde ao funcionamento em



vazio. Nestas circunstâncias de funcionamento, as intensidades de correntes elétrica de fase são relativamente reduzidas e o valor  $k$  pode ser um entrave para o correto diagnóstico da avaria. Os resultados obtidos através de simulação computacional assumem um valor de carga constante muito pequeno tendo-se considerado um valor igual a 0,15 Nm.

#### 6.4.2.1 Circuito Aberto de um Interruptor de Potência

A Figura 6.6 apresenta a evolução temporal das formas de onda das correntes elétricas de fase, dos parâmetros de diagnóstico mais relevantes e dos sinais de diagnóstico, tendo-se introduzido uma falha de circuito aberto no interruptor de potência do ramo inferior da fase A, aos 50 ms. A máquina encontra-se a operar em vazio com uma velocidade de referência de 1600 rpm.

No instante de amostragem imediatamente posterior ao instante em que ocorre a avaria,  $i_{DC} - i_{DCe}$  apresenta uma amplitude negativa significativa, indiciando a ocorrência de um circuito aberto. De modo a garantir a eficácia do método de diagnóstico e simultaneamente evitar falsos diagnósticos apenas que considera valores absolutos de  $i_{DC} - i_{DCe}$  superiores a  $k$  se estes ocorrerem, pelo menos, em dois instantes de amostragem consecutivos. Isto significa que se deteta a avaria 100  $\mu$ s após esta ocorrer, uma vez que o período de amostragem adotado é de 50  $\mu$ s. O valor de  $k$ , atendendo ao valor de  $I_{base}$ , é no ensaio de simulação aproximadamente 2.1 e no ensaio experimental 2.25. No ensaio de simulação, a fase A é identificada como a fase com avaria assim que se deteta a avaria, visto que  $h_a$  é a única variável de diagnóstico, nesse instante, com uma amplitude inferior a  $k$ . O mesmo não sucede no ensaio experimental. Neste caso, a fase A não é de imediato identificada como a fase com avaria, uma vez  $h_a$  e  $h_b$  apresentam ambos valores inferiores a  $k$ . Isto deve-se ao facto das fases A e B apresentarem intensidades de correntes elétricas de fase similares. Atendendo às diferenças entre as fases, quer na sua posição relativa quer no seu estado de magnetização, as respetivas correntes elétricas apresentam um comportamento diferente.  $i_b$  regista uma diminuição de intensidade mais acentuada. Assim que as intensidades apresentam amplitudes distintas é possível identificar a fase com a avaria. Esta conclusão deve-se ao facto da variável  $h_a$  ser a única variável de diagnóstico com uma amplitude inferior a  $k$ .

Quer no ensaio de simulação quer no ensaio experimental, no instante em que se identifica a fase com avaria não se identifica o elemento em questão uma vez que ambos os interruptores de potência, associados à fase A, deveriam, nesse instante, estar em condução. Proceda-se então ao teste, mantendo o interruptor de potência do ramo superior em condução e

inibindo a condução do interruptor do ramo inferior. Verifica-se que durante o teste  $i_{DC} - i_{DCe}$  exibe um valor quase nulo o que permite concluir que os interruptores estão a conduzir de acordo com o seu sinal de comando. Conclui-se então que o interruptor que apresenta o circuito aberto é o interruptor de potência do ramo inferior.

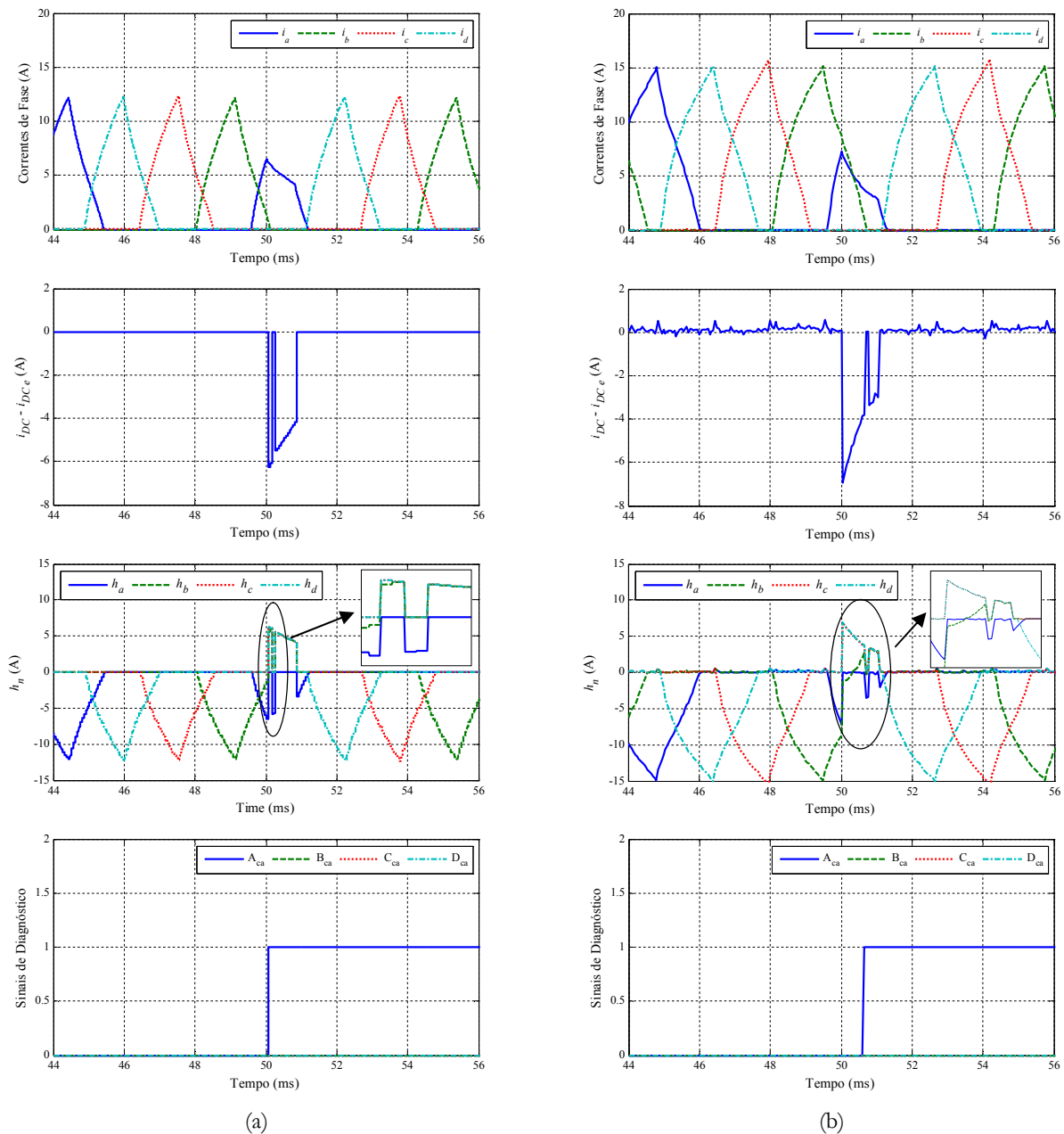


Figura 6.6 – Evolução temporal das formas de onda das correntes elétricas de fase, do parâmetro de diagnóstico para detecção de uma avaria, dos parâmetros de diagnóstico para identificação da fase afetada pela avaria e dos sinais de diagnóstico, assumindo um funcionamento em vazio, uma velocidade de referência de 1600 rpm, ocorrendo um circuito aberto no interruptor de potência do ramo inferior da fase A, aos 50 ms. Resultados obtidos: (a) por simulação; (b) experimentalmente.

### 6.4.2.2 Curto-Circuito de um Interruptor de Potência

A Figura 6.7 apresenta a evolução temporal das formas de onda das correntes elétricas de fase, dos parâmetros de diagnóstico mais relevantes e dos sinais de diagnóstico, tendo-se introduzido uma falha de curto-circuito no interruptor de potência do ramo superior da fase A, aos 50 ms. A máquina está a funcionar em vazio sendo a velocidade de referência de 800 rpm.

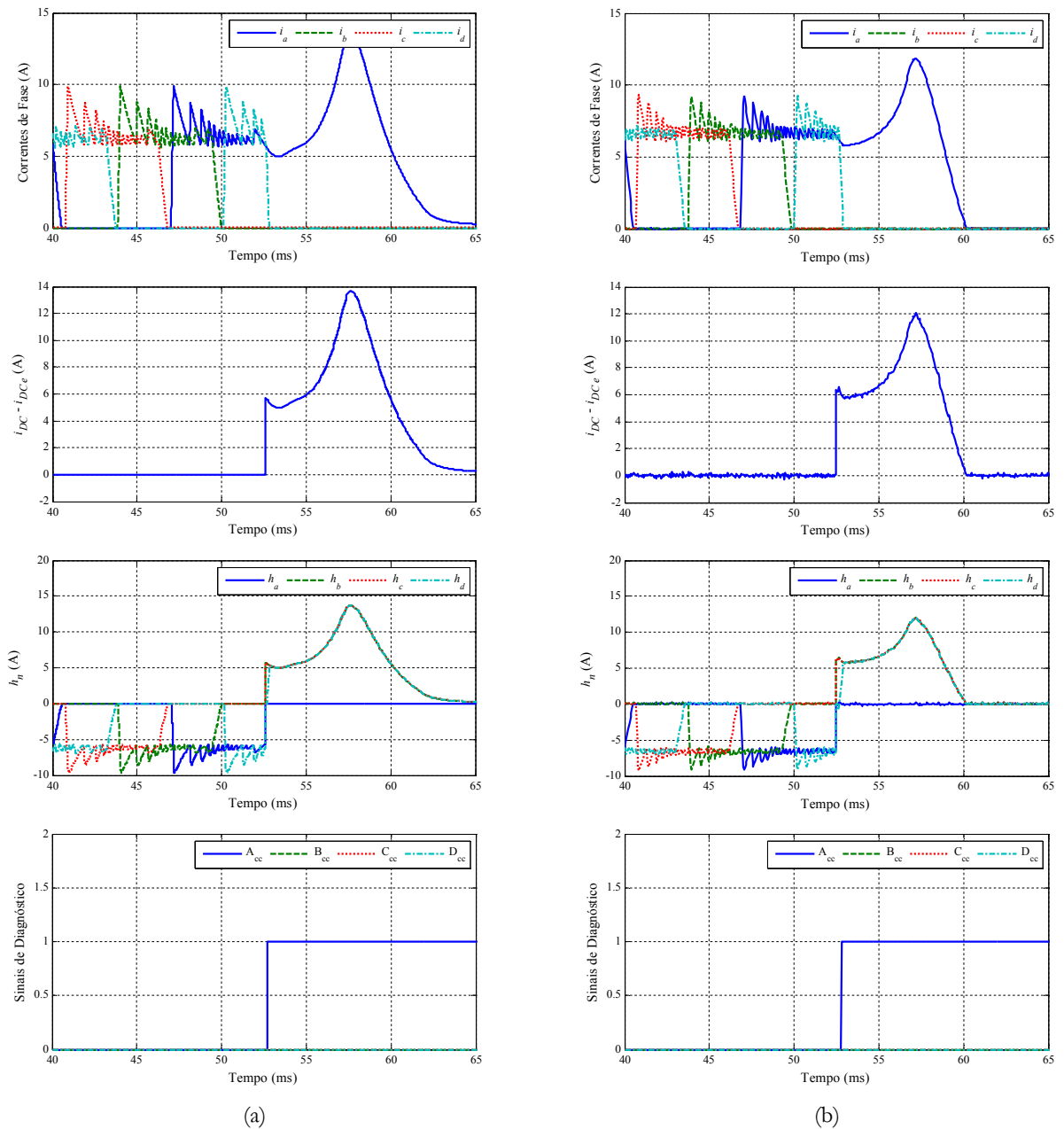


Figura 6.7 – Evolução temporal das formas de onda das correntes elétricas de fase, do parâmetro de diagnóstico para deteção de uma avaria, dos parâmetros de diagnóstico para identificação da fase afetada pela avaria e dos sinais de diagnóstico, assumindo um funcionamento em vazio, uma velocidade de referência de 800 rpm, ocorrendo um curto-circuito no interruptor de potência do ramo superior da fase A, aos 50 ms. Resultados obtidos: (a) por simulação; (b) experimentalmente.

O diagnóstico da fase afetada pela avaria de curto-circuito é estabelecido quando o respetivo sinal de diagnóstico transita de um valor de 0 para 1. Definiram-se como sinais de diagnóstico,  $A_{cc}$ ,  $B_{cc}$ ,  $C_{cc}$  e  $D_{cc}$ , de modo a diagnosticar uma avaria de curto-circuito afetando a fase A, B, C e D, respetivamente

No presente caso os resultados obtidos por simulação estão em clara conformidade com os resultados obtidos experimentalmente pelo que a análise dos resultados é idêntica. Em ambos os ensaios o valor de  $k$  é aproximadamente 1.8.

No funcionamento a baixa velocidade, a intensidade da corrente elétrica de fase é regulada de acordo com a intensidade de corrente elétrica de referência, usando para o efeito um controlo de histerese. Para tal, optou-se por manter o interruptor de potência do ramo superior continuamente ligado no intervalo angular compreendido pelos ângulos de ignição e de corte enquanto se vai ligando e desligando apropriadamente o interruptor de potência do ramo inferior. Daí que, a avaria só se faça sentir quando se alcança o ângulo de corte que sucede a avaria. Nesse instante,  $i_{DC} - i_{DCe}$  exibe um valor positivo significativo indicando a ocorrência de um curto-circuito. Atendendo às possíveis consequências da ocorrência de um curto-circuito optou-se, por precaução, dar ordem de paragem à máquina, inativando todos os sinais de comando. A fase D apresenta, nesse instante, uma intensidade similar à da fase A, não permitindo de imediato a identificação da fase com avaria. No entanto, esta similaridade desvanece-se rapidamente visto que  $i_a$  apresenta um comportamento muito diferente de  $i_b$ . Observando o gráfico relativo aos parâmetros de diagnóstico  $h_n$  torna-se evidente a identificação da fase que manifesta a avaria, uma vez que apenas  $h_a$  apresenta um valor quase nulo, durante o intervalo de tempo em que  $i_{DC} - i_{DCe}$  exibe uma amplitude significativa. O teste adicional, para identificação do elemento com avaria, apenas foi implementado nos ensaios de simulação. De modo a evitar sobrecorrentes consideráveis, o teste não foi conduzido de imediato, sendo implementado apenas quando todas as correntes elétricas de fase apresentam uma intensidade reduzida. Durante o teste deu-se ordem de condução ao interruptor de potência do ramo superior da fase A e inibiu-se a condução do interruptor de potência do ramo inferior. Observando a forma de onda das correntes elétricas de fase verifica-se que não se regista qualquer aumento de  $i_a$  pelo que se conclui que o elemento com avaria corresponde ao interruptor de potência do ramo superior da fase A.

# 7

## Conversor Tolerante a Falhas

### 7.1 Conversores de Potência Tolerantes a Falhas Propostos na Literatura

Devido ao facto do motor de relutância variável comutado ser uma máquina elétrica cujo interesse científico é relativamente recente, quando comparado com o do motor de indução, por exemplo, e por esse motivo ser ainda pouco utilizado, existe um número muito reduzido de conversores tolerantes a falhas aplicados em acionamentos de velocidade variável baseados em MRVC. Para além disso, esta máquina apresenta uma tolerância a falhas intrínseca, uma vez que uma avaria numa das suas fases não afeta as características eletromagnéticas das restantes fases da máquina. Os conversores tolerantes propostos na literatura permitem manter todas as fases em funcionamento após a ocorrência de um circuito aberto num interruptor de potência. A situação de curto-circuito num interruptor de potência não é abordada, isto porque este tipo de avaria conduz muitas vezes a uma avaria de circuito aberto. Porém, é possível manter-se a situação de

curto-circuito, mas neste caso o controlo da fase afetada fica claramente limitado, visto que não é possível realizar a sua desmagnetização forçada. Nestas circunstâncias, a fase com avaria entra em funcionamento apenas em condições muito específicas, tal como no arranque.

Com o objetivo de inserir mais facilmente no mercado os acionamentos baseados em MRVC, alguns autores desenvolveram técnicas de controlo apropriadas de modo a utilizar-se, nestes acionamentos, um inversor trifásico comum, adotando-se uma ligação das fases da máquina em estrela. Neste contexto, *Oliveira et al.* (2005) apresentam um conversor tolerante a falhas que utiliza um inversor trifásico comum. As fases encontram-se ligadas em estrela e para permitir o controlo independente de cada uma das fases da máquina, o ponto neutro da estrela está ligado a um ponto médio do barramento DC. As ligações elétricas são idênticas quer a máquina esteja a funcionar em condições normais quer numa situação de pós-falha. A magnetização de cada fase da máquina pode ser efetuada ligando qualquer um dos interruptores de potência, do respetivo braço de potência. A escolha do interruptor a entrar em condução, numa situação de funcionamento normal, depende do nível de tensão elétrica aos terminais de cada um dos condensadores. O controlo adotado tem sempre como condição manter um nível idêntico de tensão aos terminais de cada um dos dois condensadores. Isto significa que, durante o funcionamento normal, a corrente elétrica de fase apresenta um comportamento bidirecional. O modo de funcionamento deste conversor é semelhante ao modo de funcionamento de um conversor de tensão repartida, onde cada braço apresenta apenas um interruptor de potência, sendo esta topologia apenas adequada quando existe um número par de fases. Deste modo, as suas limitações são idênticas. A tensão nominal dos interruptores de potência é subutilizada, uma vez que esta corresponde à tensão do barramento DC e a tensão aplicada ao enrolamento de fase é de apenas metade deste valor. Este conversor tolerante não permite aplicar uma tensão nula a cada enrolamento de fase, contribuindo para uma variação mais brusca da corrente elétrica de fase, o que poderá contribuir para uma maior oscilação do binário eletromagnético. Comparando com o conversor mais comum em acionamentos baseados em MRVC, é utilizado um condensador extra. Após a ocorrência de uma avaria de circuito aberto, num dos interruptores de potência, a respetiva fase só pode ser excitada de um único modo. Assim, a respetiva corrente elétrica passa a ser unidirecional sendo o nível de tensão aos terminais dos condensadores garantido pelo controlo adequado das restantes fases da máquina.

Um outro conversor tolerante, apresentado por *Kui-Jun et al.* (2006), idêntico ao que é adotado em acionamentos AC, corresponde a um inversor trifásico comum munido de elementos de potência e ligações extra. Numa situação de avaria de circuito aberto num dos interruptores de potência é possível manter-se a respetiva fase em funcionamento. Para tal, é ativado um TRIAC

que estabelece a ligação da fase afetada pela avaria a um ponto médio do barramento DC. Devido à configuração em estrela existem, em qualquer instante, duas fases em condução, sendo as respectivas correntes elétricas simétricas. Esta dependência de controlo implica que cada fase esteja em condução durante um intervalo de tempo alargado. Adotando-se um conversor assimétrico de meia ponte seria necessário que cada fase estivesse em funcionamento durante metade desse intervalo de tempo, para obter igual produção de binário. Esta topologia é, por este motivo, criticada por diversos autores, tendo-se como exemplo *Clothier e Mecrow (1997)*. Para além de existirem perdas elétricas acrescidas, cada fase apenas se encontra a produzir um binário eletromagnético significativo durante 1/3 de cada ciclo de controlo, considerando-se uma máquina trifásica. Esta limitação condiciona quer a carga mecânica nominal quer a velocidade nominal da máquina. A estratégia de controlo adotada é essencialmente dividida em três modos de condução, em cada ciclo de controlo. Em cada um dos modos existe uma fase em condução que é responsável pela produção de binário eletromagnético motor significativo, sendo a respetiva corrente de fase devidamente regulada. A outra fase que se encontra simultaneamente em condução produz um binário eletromagnético, ora positivo, ora negativo, relativamente pequeno. Numa situação pós-falha, após a ocorrência de um circuito aberto num dos interruptores de potência, inibem-se os sinais de comando dos interruptores de potência associados à fase afetada pela avaria. Os sinais de comando dos restantes interruptores de potência mantêm-se idênticos aos do funcionamento normal. Esta topologia reduz a tensão aplicada após a ativação de um dos TRIACs, o que se traduz também em limitações ao nível da carga e da velocidade nominais, quando comparado com o funcionamento normal.

O conversor tolerante apresentado por *Ruba et al. (2008)* baseia-se essencialmente na redundância de elementos, uma vez que cada fase é constituída por dois enrolamentos ligados em paralelo estando cada enrolamento ligado a uma meia ponte em H. Um circuito aberto num dos interruptores de potência inibe o funcionamento do respetivo enrolamento, reduzindo para metade a capacidade de produção de binário da respetiva fase. A estratégia de controlo mantém-se, porém, idêntica à que é adotada no funcionamento normal. O aumento da tolerância a falhas, é, neste caso, conseguido através de um aumento considerável de interruptores de potência, visto que, cada fase necessita do dobro dos componentes de potência, quando comparado com a topologia mais utilizada em que os enrolamentos da mesma fase estão ligados em série. Este aumento provoca um aumento do custo do conversor, bem como um aumento da complexidade do seu controlo. A tolerância do acionamento é reforçada pelo número relativamente elevado de fases sendo, no exemplo apresentado, de seis, o que provoca igualmente

um maior custo associado ao conversor de potência, quando comparado com as topologias geralmente utilizadas em que existem apenas três ou quatro fases.

Embora a adoção de um conversor assimétrico de meia ponte comum coloque fora de serviço uma fase da máquina, sempre que ocorre um circuito aberto num dos interruptores de potência, podem ser adotadas medidas adequadas de controlo com o objetivo de melhorar o funcionamento pós-falha. *Mir et al.* (2004) apresentam um controlo adaptativo, baseado em lógica difusa, tolerante a falhas, aplicado num regime de funcionamento a baixa velocidade sendo possível a regulação da corrente elétrica de fase. Numa situação de avaria, em que uma fase se encontra fora de serviço, o controlador tende a antecipar o ângulo de ignição da fase que sucede a fase com avaria e retardar o ângulo de corte da fase que a precede. O objetivo deste controlador tolerante é o de manter em funcionamento as fases saudáveis, adjacentes à fase com avaria, o maior intervalo de tempo possível, para deste modo compensar o binário eletromagnético que deixa de ser produzido devido à avaria. Contudo, em qualquer circunstância, o controlador garante que não existem picos de corrente e que ao ocorrer produção de binário eletromagnético negativo este não é significativo. Para além da alteração dos ângulos de ignição e de corte, o controlador apresentado realiza um controlo de binário em malha fechada, o que conduz a um maior valor de corrente de referência no intervalo de tempo em que a fase com avaria deveria conduzir. Esta adaptação faz com que a fase que antecede a fase com avaria tenda a apresentar uma corrente elétrica mais elevada no final do seu intervalo de tempo de condução, quando comparado com o funcionamento normal. A fase que sucede a fase com avaria apresenta igual comportamento no início do seu período de condução.

## **7.2 Conversor Tolerante Desenvolvido**

Nenhum dos conversores tolerantes a falhas apresentados na bibliografia consultada tem como base o conversor assimétrico de meia ponte. No entanto, este conversor é o mais utilizado em acionamentos de velocidade variável baseados em MRVCs. Para além de permitir um controlo independente das várias fases da máquina permite também a aplicação de três níveis de tensão elétrica a cada enrolamento de fase, o que conduz a uma variação mais suave das correntes elétricas de fase da máquina. A topologia desenvolvida de conversor tolerante a falhas, esquematizada na Figura 7.1 e apresentada em (*Gameiro e Cardoso*, 2008b), baseia-se no conversor assimétrico de meia ponte. O conversor tolerante proposto não implica a alteração de *hardware* já existente. Apenas são estabelecidas novas ligações a quando da deteção de uma avaria de circuito aberto num dos interruptores de potência. Estas ligações são externas ao conversor original



recorrendo-se, para o efeito, a elementos de eletrônica de potência que permitem o comando da sua ignição. No exemplo apresentado são utilizados TRIACs.

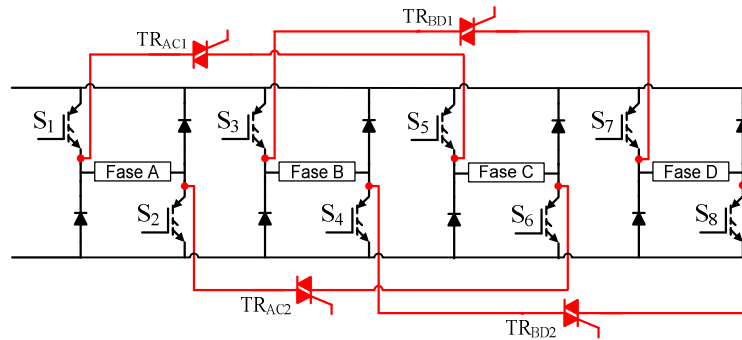


Figura 7.1 – Topologia desenvolvida de conversor tolerante a falhas.

Durante as condições normais de funcionamento todos os TRIACs estão desligados. Após a deteção e respetiva identificação de um defeito de circuito aberto num dos interruptores de potência é estabelecida a ligação entre o ramo que apresenta a avaria e um ramo idêntico, pertencente a uma outra fase da máquina ligando-se o TRIAC apropriado. Por exemplo, no caso em que existe um circuito aberto no interruptor de potência do ramo superior da fase A,  $S_1$ , é ligado o TRIAC  $TR_{AC1}$ . Deste modo é possível realizar a magnetização da fase A utilizando o interruptor de potência  $S_5$  em conjunto com  $S_2$ .

A máquina em estudo apresenta quatro fases, pelo que em condições normais e adequadas de funcionamento, as fases da máquina encontram-se em condução durante intervalos de tempo distintos. Uma vez que em cada posição mecânica do rotor apenas duas das quatro fases da máquina podem contribuir com um binário eletromagnético positivo, a sobreposição de funcionamento de duas fases não adjacentes é diminuta, especialmente num regime de funcionamento a baixa velocidade com um nível de carga relativamente pequeno. Tendo esta característica em consideração, optou-se por estabelecer, numa situação pós-falha, uma ligação entre fases não adjacentes. Deste modo, a dependência que surge quando duas fases partilham um interruptor de potência é a menor possível, conseguindo-se um funcionamento pós-falha semelhante ao funcionamento normal. Para que tal seja possível, os interruptores de potência a utilizar devem apresentar uma corrente nominal que permita a alimentação de duas fases da máquina. Isto é, o conversor tolerante deverá ser constituído por interruptores de potência sobredimensionados de modo a não restringir significativamente o funcionamento da máquina numa hipotética situação de pós-falha.

As limitações de funcionamento da máquina, adotando-se o conversor tolerante numa situação de funcionamento pós-falha, surgem principalmente em condições de funcionamento de

alta velocidade, em que o controlo adotado é o controlo por impulso de tensão. Nestas circunstâncias, quando a velocidade e/ou a carga mecânica são elevadas, a sobreposição de funcionamento das fases não adjacentes é considerável. A carga mecânica nominal assim como a velocidade máxima é, neste regime de funcionamento, limitada. Em condições de funcionamento a baixa velocidade, as limitações introduzidas são menos significativas, sendo a carga mecânica nominal da máquina ligeiramente mais pequena, quando comparado com o funcionamento normal.

### **7.3 Controlo Tolerante Desenvolvido**

A definição de um controlo tolerante adequado não é uma tarefa simples, até porque não é fácil definir um controlo ótimo da máquina mesmo em condições normais de funcionamento, em que se utiliza um conversor assimétrico de meia ponte. Isto deve-se às características não lineares, típicas de um MRVC, tal como se explicou em 2.4. Contudo, procuraram-se encontrar soluções que de algum modo possam ser utilizadas em qualquer acionamento baseado num MRVC, não sendo por isso dependentes da máquina em estudo.

A forma mais simples de adequar os sinais de comando, utilizando uma ligação extra do conversor tolerante desenvolvido, consiste em transferir o sinal de comando do interruptor de potência em circuito aberto para o interruptor de potência que passa a ser partilhado por duas fases da máquina. De certo modo assume-se que não se altera a estratégia de controlo adotada. Por exemplo, pressupondo uma avaria de circuito aberto em  $S_1$ , o TRIAC  $TR_{AC1}$  é ligado e o interruptor  $S_5$  é acionado consoante os sinais de comando relativos aos interruptores de potência dos ramos superiores da fase A e também da fase C. Nestas circunstâncias, não é possível aplicar simultaneamente uma tensão positiva aos terminais da fase A e uma tensão negativa aos terminais da fase C. Em suma, o conversor tolerante desenvolvido apenas altera o normal funcionamento do MRVC se uma das fases, que partilha um interruptor de potência, entrar em condução antes da outra fase estar completamente desmagnetizada. Quando isso sucede, ao aplicar-se uma tensão positiva aos terminais da fase A, por exemplo, ligando os interruptores  $S_5$  e  $S_2$ , a fase C entra num modo de condução de roda livre, registando-se uma desmagnetização suave da fase em vez de uma desmagnetização forçada. Esta diferença poderá implicar um indesejado aumento da respetiva intensidade de corrente elétrica devido ao comportamento de geração da fase, o que provoca a produção de um binário eletromagnético resistivo.

Desenvolveram-se essencialmente duas estratégias de controlo para minimizar o efeito citado. De modo a não definir estratégias de controlo dependentes do modelo da máquina optou-se, numa primeira fase, por não alterar os ângulos de corte e/ou os ângulos de ignição adotados. De seguida, é feita uma breve descrição das alterações que as estratégias de controlo tolerante a falhas desenvolvidas apresentam, face à estratégia adotada num regime de funcionamento normal.

- Controlo Tolerante 1 – Inibe-se a sobreposição de funcionamento das fases que partilham o interruptor de potência. As fases envolvidas entram em condução apenas quando se verifica a desmagnetização total da fase não adjacente. O controlo das restantes fases mantém-se inalterado.
- Controlo Tolerante 2 – O interruptor de potência partilhado passa a ser o responsável pela regulação das intensidades de corrente elétricas das fases envolvidas. Esta estratégia apenas produz alterações no controlo adotado no regime de funcionamento a baixa velocidade. Nestas circunstâncias, o interruptor de potência partilhado é sucessivamente ligado e desligado durante os períodos de magnetização das fases envolvidas, de modo a regular as respetivas intensidades de corrente elétricas de fase. Os outros interruptores associados às fases envolvidas permanecem ligados entre os respetivos ângulos de atuação. O controlo das restantes fases mantém-se também inalterado.

Numa segunda fase procurou-se entender as vantagens ou desvantagens em alterar os ângulos de atuação relativos às fases que partilham o interruptor de potência e para tal foram realizados diversos ensaios. Atendendo à dependência que os resultados obtidos têm relativamente às características eletromagnéticas da máquina os ensaios realizados consistiram principalmente em ensaios de simulação.

## **7.4 Resultados de Simulação e Experimentais**

De modo a testar o conversor tolerante desenvolvido assumiu-se uma avaria de circuito aberto num dos interruptores de potência relativos à fase A. Foram consideradas as duas situações possíveis de avaria de circuito aberto, afetando o interruptor de potência do ramo superior ou o interruptor de potência do ramo inferior. Realizaram-se diversos testes de simulação que posteriormente foram validados através de resultados experimentais. Os resultados obtidos permitiram concluir que o cenário mais desfavorável ocorria a quando da partilha do interruptor de potência do ramo superior. Por esse motivo, os resultados de simulação e

experimentais apresentados pressupõem uma avaria de circuito aberto no interruptor de potência do ramo superior da fase A. A Figura 7.2 apresenta o esquemático relativo ao conversor tolerante adotado nestas situações. Por questões de simplicidade de implementação, optou-se por estabelecer uma ligação direta entre os terminais das fases A e C, ligados ao respetivo interruptor de potência do ramo superior. A utilização de um TRIAC conduziria a resultados similares, embora neste caso fosse necessário dispor-se de um sinal de comando adicional.

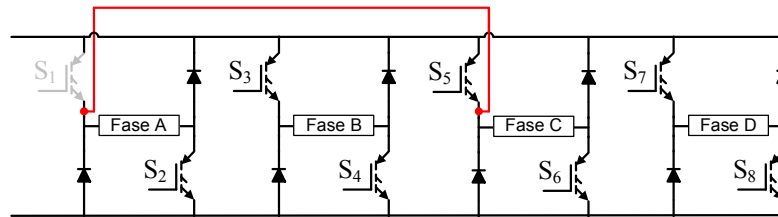


Figura 7.2 – Topologia implementada de conversor tolerante a falhas

Visto que a estratégia de controlo adotada num regime de funcionamento a baixa velocidade é diferente daquela que é adotada num regime de funcionamento a alta velocidade, os efeitos causados pela partilha de um interruptor de potência por duas fases, em cada um dos casos, são ligeiramente diferentes. Assim, apresentam-se, em separado, os resultados obtidos considerando cada um destes regimes de funcionamento.

Os resultados obtidos por simulação e os respetivos resultados experimentais são apresentados em simultâneo por forma a facilitar a sua comparação.

#### 7.4.1 Funcionamento a Baixa Velocidade

A Figura 7.3 ilustra a evolução temporal das formas de onda das correntes elétricas de fase considerando vários cenários de funcionamento. O funcionamento normal constitui o modo de funcionamento de referência. Pretende-se, aplicando as estratégias de controlo tolerante apresentadas, quando se utiliza o conversor tolerante numa situação de pós-falha, alcançar desempenhos idênticos. No funcionamento em avaria apenas três das quatro fases da máquina estão operacionais. Este regime de funcionamento representa o cenário mais desfavorável, pelo que só se justifica a partilha de um interruptor de potência por duas fases da máquina enquanto o desempenho alcançado for mais vantajoso. Os gráficos do lado esquerdo da Figura 7.3 correspondem a resultados obtidos por simulação e os gráficos do lado direito correspondem a resultados experimentais. Em ambos os casos, a velocidade de referência é de 800 rpm e a carga mecânica é de 2 Nm.

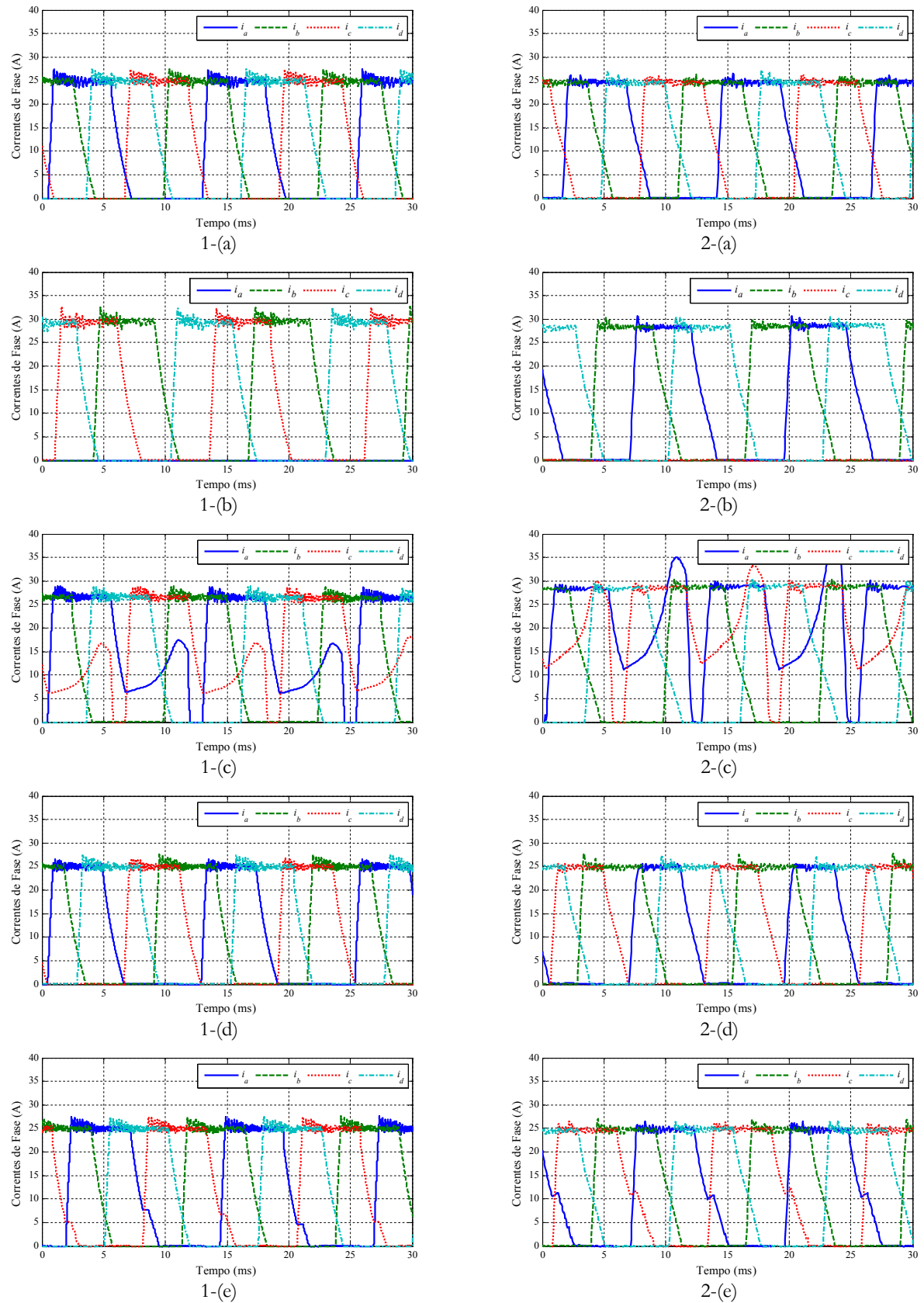


Figura 7.3 – Resultados obtidos: 1- por simulação; 2- experimentalmente; quanto à evolução da forma de onda das correntes elétricas de fase, assumindo uma velocidade de referência de 800 rpm e uma carga de 2 Nm, considerando diversos cenários: (a) funcionamento normal; (b) funcionamento com 3 fases ativas; funcionamento adotando o conversor tolerante: (c) sem reconfiguração da estratégia de controle; (d) utilizando o controle tolerante 1; (e) utilizando o controle tolerante 2.

A Tabela 7.1 e a Tabela 7.2 mostram os valores numéricos relativos aos regimes de funcionamento considerados, obtidos por ensaios de simulação e experimentais, respetivamente.

Tabela 7.1 – Valores numéricos relativos a resultados obtidos por simulação, assumindo uma velocidade de referência de 800 rpm e uma carga mecânica de 2 Nm, considerando diversos cenários de funcionamento.

Regime de Funcionamento	$I_{ref}$ (A)	$\theta_c$ (°)	$I_{DC\ medio}$ (A)	$I_{DC\ ef}$ (A)	OP de $i_{DC}$ (%)	OTO de $i_{DC}$ (%)	$I_{a\ medio}$ $I_{b\ medio}$ $I_{c\ medio}$ $I_{d\ medio}$ (A)	$I_{a\ ef}$ $I_{b\ ef}$ $I_{c\ ef}$ $I_{d\ ef}$ (A)	OP de T (%)	OTO de T (%)
Normal	25.1	24.79	15.5	24.2	491.9	120.2	11.08 11.59 11.19 11.40	16.15 16.55 16.27 16.39	37.5	6.7
3 fases ativas	29.5	23.70	15.3	26.6	598.3	142.1	0.00 13.01 13.13 12.63	0.00 18.93 18.95 18.59	158.3	48.3
Conversor Tolerante Sem Alteração de Controlo	26.5	24.44	17.4	26.2	531.7	113.1	16.39 11.77 16.06 12.08	18.88 17.15 18.64 17.36	48.9	11.7
Conversor Tolerante Controlo Tolerante 1	25.1	24.77	14.8	23.3	526.4	121.4	9.98 11.57 10.07 11.08	15.23 16.53 15.30 16.17	36.7	8.6
Conversor Tolerante Controlo Tolerante 2	25.0	24.79	15.5	24.4	497.2	122.1	11.94 11.43 11.34 11.44	16.63 16.42 16.30 16.42	36.9	8.2

Tabela 7.2 – Valores numéricos relativos a resultados obtidos experimentalmente, assumindo uma velocidade de referência de 800 rpm e uma carga mecânica de 2 Nm, considerando diversos cenários de funcionamento.

Regime de Funcionamento	$I_{ref}$ (A)	$\theta_c$ (°)	$I_{DC\ medio}$ (A)	$I_{DC\ ef}$ (A)	OP de $i_{DC}$ (%)	OTO de $i_{DC}$ (%)	$I_{a\ medio}$ $I_{b\ medio}$ $I_{c\ medio}$ $I_{d\ medio}$ (A)	$I_{a\ ef}$ $I_{b\ ef}$ $I_{c\ ef}$ $I_{d\ ef}$ (A)
Normal	24.7	24.85	15.5	24.4	478.6	121.9	11.48 11.68 11.69 11.74	16.23 16.35 16.36 16.38
3 fases ativas	28.4	23.99	14.9	26.0	579.1	142.8	12.80 13.03 -0.01 12.96	18.23 18.37 0.03 18.32
Conversor Tolerante Sem Alteração de controlo	28.8	23.95	25.4	34.4	367.0	90.4	21.38 13.21 20.77 13.43	23.47 18.52 22.64 18.60
Conversor Tolerante Controlo Tolerante 1	25.0	24.80	14.7	23.9	504.9	27.6	9.39 11.78 9.76 11.86	14.62 16.55 14.91 16.58
Conversor Tolerante Controlo Tolerante 2	24.8	24.84	15.8	25.3	470.7	125.6	12.01 11.77 12.31 11.85	16.46 16.46 16.61 16.50

Por forma a melhor compreender o efeito causado pela *fcm* e correlacionar o comportamento elétrico de fase com a posição mecânica, apresenta-se na Figura 7.4, a evolução da corrente elétrica de uma das fases que partilha o interruptor de potência em função da posição mecânica. Atendendo à semelhança de comportamento observada nos resultados de simulação e experimentais apenas se apresentam os resultados experimentais. Não se considera o regime de funcionamento em avaria.

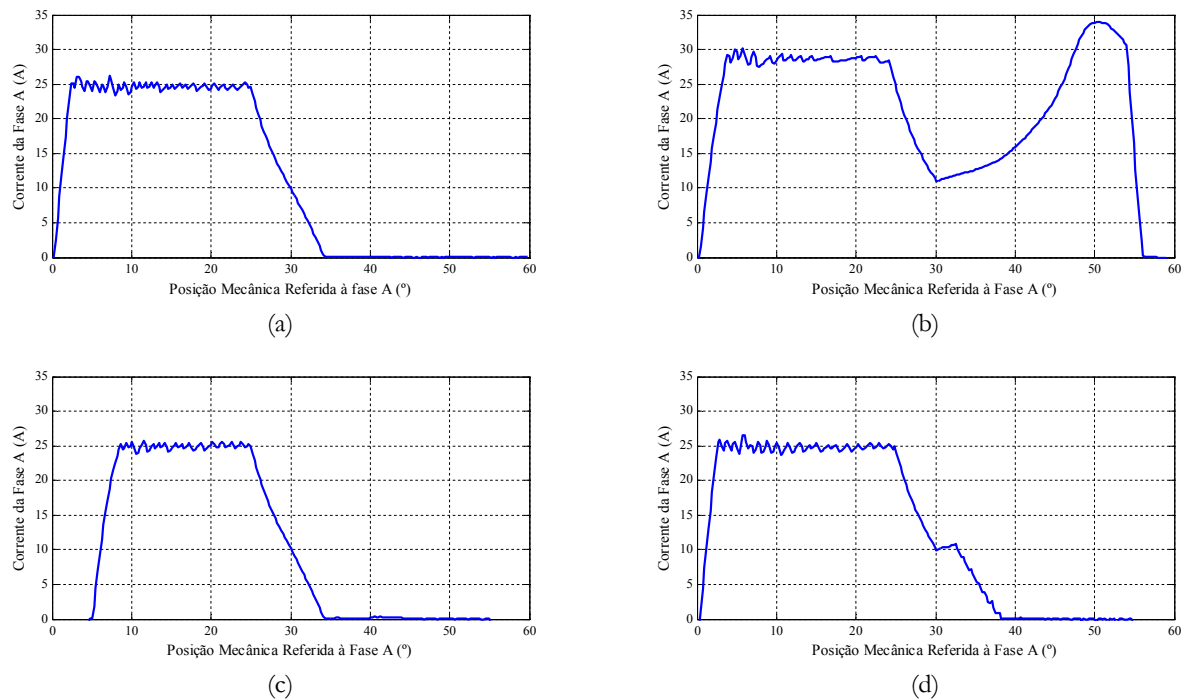


Figura 7.4 – Resultados obtidos experimentalmente quanto à forma de onda da corrente elétrica da fase A, em função da posição do rotor referida à fase A, assumindo uma velocidade de referência de 800 rpm e uma carga de 2 Nm, considerando diversos cenários: (a) funcionamento normal; funcionamento adotando o conversor tolerante: (b) sem reconfiguração da estratégia de controlo; (c) utilizando o controlo tolerante 1; (d) utilizando o controlo tolerante 2.

Os resultados experimentais estão em clara conformidade com os resultados obtidos por simulação. Apesar de se registarem algumas diferenças, os efeitos adversos resultantes da partilha de um interruptor de potência são similares.

No regime de funcionamento normal, a fase A entra em condução ainda antes da fase C estar completamente desmagnetizada e vice-versa. Isto acontece porque se assume que cada uma das fases da máquina entra em condução assim que se alcança a respetiva posição desalinhada e é adotado um ângulo de corte que permite, por um lado, usufruir da capacidade de produção de binário eletromagnético da fase mas por outro implica uma intensidade de corrente elétrica de fase não nula quando se alcança a respetiva posição alinhada. Este comportamento é claramente

perceptível na Figura 7.4 (a). Deste modo, ao existir uma sobreposição de funcionamento de duas fases não adjacentes existem repercussões resultantes da partilha de um interruptor de potência quando se utiliza uma das ligações extra do conversor tolerante numa situação pós-falha.

Quando se utiliza a ligação extra, ilustrada na Figura 7.2 e não se altera a estratégia de controlo, os sinais de comando do interruptor de potência  $S_1$  são transferidos para o interruptor de potência  $S_5$ . No regime de funcionamento normal considera-se que o interruptor de potência do ramo superior está permanentemente ligado no intervalo delimitado pelos ângulos de ignição e de corte, ao passo que o interruptor de potência do ramo inferior é sucessivamente ligado e desligado, neste intervalo, por forma a regular a intensidade da respetiva corrente elétrica de fase em torno do valor de referência. Assim, quando não se altera a estratégia de controlo adotando-se a ligação extra do conversor tolerante, o interruptor de potência  $S_5$  está permanentemente em condução nos períodos delimitados pelos ângulos de atuação das fases A e C. Consequentemente, quando uma das fases, A ou C, inicia a sua magnetização, é alterada a tensão aplicada aos terminais da outra fase, deixando-se de aplicar uma tensão negativa para aplicar-se uma tensão nula. Isto é, deixa de se realizar uma desmagnetização forçada da fase para colocar a fase num modo de condução em roda livre. A tensão aplicada permanece nula enquanto não se alterar o estado de condução de  $S_5$ . Quando uma das fases, A ou C, está a ser magnetizada a outra fase encontra-se numa posição em que a sua indutância tem um valor decrescente, pelo que a fase tem um comportamento de geração, verificando-se um aumento da sua intensidade de corrente elétrica, apesar da tensão aplicada ser nula. Analisando a Figura 7.4 (b) verifica-se que esse aumento acontece apenas até se alcançar a posição mecânica de aproximadamente  $51^\circ$ . Este comportamento é justificado pelo facto da  $f_{cem}$  ter uma amplitude significativa apenas quando existe uma sobreposição parcial dos polos da respetiva fase com polos do rotor. Verifica-se ainda que a taxa de crescimento da intensidade de corrente elétrica tende a aumentar com o aumento da intensidade devido ao conseqüente aumento da amplitude da  $f_{cem}$ .

Quando se alcança a posição associada ao ângulo de corte, da fase C, por exemplo, regista-se uma diminuição mais acentuada da intensidade de corrente elétrica da fase A do que da fase C. Isto acontece porque as fases encontram-se em posições mecânicas relativas diferentes. A fase A está próxima da posição desalinhada ao passo que a fase C está próxima da posição alinhada. Por conseqüência a indutância da fase A é significativamente menor à da fase C, o que permite a desmagnetização mais rápida da fase A.

A partilha do interruptor de potência provoca a condução das fases envolvidas durante um período de tempo superior ao desejado, provocando o aumento indesejado das respetivas intensidades de corrente elétrica. Este comportamento é mais grave nos ensaios práticos, onde se



registra um pico de corrente durante o período de geração da fase superior à amplitude máxima registada durante período delimitado pelos ângulos de atuação. Isto acontece porque a desmagnetização da fase após o ângulo de corte, é nos ensaios experimentais, mais lenta o que provoca uma maior intensidade da corrente elétrica quando se alcança a respetiva posição alinhada e conseqüentemente provoca um maior aumento posterior da amplitude da corrente elétrica de fase.

Pelo facto das fases A e C estarem em condução durante um intervalo de tempo superior ao desejado faz com que os valores médios e eficazes das respetivas intensidades de corrente elétrica sejam superiores aos das fases B e D. No entanto, o valor médio do binário eletromagnético produzido pelas fases A ou C é inferior ao das fases B ou D, visto que as fases A e C produzem binário eletromagnético resistivo porque estão em condução e apresentam uma intensidade de corrente elétrica significativa em posições mecânicas que se encontram para além da respetiva posição alinhada. Este comportamento de geração, das fases A e C, diminui o rendimento da máquina, obrigando-a a consumir mais energia, quando comparado com o funcionamento normal. Verifica-se, considerando este regime de funcionamento, que os valores de  $I_{ref}$  e os valores médios e eficazes de  $i_{DC}$  são superiores aos que se registam num regime de funcionamento normal. Observando os resultados experimentais verifica-se que estes valores numéricos são até superiores aos que se registam quando a máquina opera apenas com três fases. Pode concluir-se que a única vantagem em utilizar-se o conversor tolerante sem alterar a estratégia de controlo consiste numa melhor distribuição da produção de binário verificando-se menores valores de OP e de OTO do binário eletromagnético, quando comparado com o funcionamento em avaria.

Quando não se altera a estratégia de controlo e se partilha um interruptor de potência do ramo superior, os valores médios e eficazes das correntes elétricas das fases que partilham o interruptor de potência são significativamente superiores aos das restantes fases. Com o aumento da carga esta diferença tende a ser mais pronunciada pelo que a carga mecânica admissível tende a ser bastante inferior à do funcionamento normal e até mesmo inferior à carga admissível quando a máquina opera apenas com três fases ativas. Assim, numa situação de avaria num dos interruptores de potência do ramo superior não é conveniente utilizar uma ligação extra do conversor tolerante sem adotar alterações na estratégia de controlo.

A sobreposição de funcionamento das fases A e C desaparece quando se adota a estratégia de Controlo Tolerante 1. Nesta estratégia de controlo, a função atribuída a cada um dos interruptores de potência mantêm-se mas a fase A apenas entra em condução depois de se verificar a desmagnetização completa da fase C e vice-versa. Esta condição faz com que as fases

que partilham o interruptor de potência entrem em condução numa posição relativa mais tardia, quando comparada com as posições mecânicas em que as fases B e D iniciam a sua magnetização. As fases B e D têm um comportamento muito semelhante à do funcionamento normal pelo que as suas correntes elétricas apresentam uma forma de onda, em função da posição mecânica, semelhante à forma de onda ilustrada na Figura 7.4 (a). A Figura 7.4 (c) exhibe a forma de onda relativa à fase A. Esta figura caracteriza também a fase C, visto que as fases A e C têm um comportamento similar.

Verifica-se, analisando os valores numéricos, quer obtidos por simulação quer experimentalmente, que, ao adotar-se o Controlo Tolerante 1, os valores médios e eficazes de  $i_{DC}$  são mais pequenos, quando comparado com o funcionamento normal. Isto acontece devido ao fato da estratégia de controlo original colocar em condução as fases assim que estas apresentem a capacidade de produção de binário eletromagnético motor. Esta estratégia de controlo não otimiza o rendimento da máquina, uma vez que em posições mecânicas próximas da posição desalinhada a capacidade de produção de binário eletromagnético pela respetiva fase é reduzida. Ao adotar-se o Controlo Tolerante 1, as fases A e C entram em condução mais tardiamente quando apresentam uma maior capacidade de produção de binário eletromagnético, o que permite melhorar o desempenho da máquina, no que diz respeito ao seu rendimento. Contudo, quando o nível da carga mecânica aumenta e/ou quando a velocidade aumenta, o ângulo de ignição das fases A e C tende a aumentar, fazendo com que o intervalo de tempo em que estas fases apresentam uma intensidade de corrente elétrica próxima do valor de  $I_{ref}$  seja cada vez mais pequeno, o que condiciona claramente o binário eletromagnético médio produzido por estas fases. Assim, à medida que a carga mecânica aumenta as fases B e D terão de produzir um binário eletromagnético médio cada vez maior, quando comparado com o binário eletromagnético médio produzido pelas fases A e C. Esta necessidade resulta de um aumento de  $I_{ref}$  à medida que a carga mecânica aumenta, quando comparado com o valor registado num regime de funcionamento normal, em iguais condições de carga mecânica e velocidade.

Verifica-se, observando os valores médios e eficazes das correntes elétricas de fase, que adotando o Controlo Tolerante 1, os valores relativos às fases A e C são inferiores aos respetivos valores registados no regime de funcionamento normal, ao passo que os valores relativos às fases B e D são superiores. Estas diferenças entre o funcionamento normal e o funcionamento numa situação de pós-falha, adotando o Controlo Tolerante 1, tendem a aumentar com o aumento da carga mecânica. Isto é, os valores médios e eficazes de  $i_a$  e  $i_c$  tendem, à medida que a carga mecânica aumenta e quando se adota o Controlo Tolerante 1, a ser bastante inferiores aos valores médios e eficazes das correntes elétricas de fase no funcionamento normal. Os valores médios e

eficazes das fases B e D tendem a ser claramente superiores, o que condiciona a carga mecânica admissível.

Conclui-se que, para cargas mecânicas reduzidas, a estratégia de Controlo Tolerante 1 é apropriada, conseguindo-se um funcionamento quase similar ao funcionamento normal. Contudo, quando o nível de carga mecânica e/ou a velocidade aumenta, a condição que inibe a condução simultânea das fases A e C condiciona determinadamente o intervalo de tempo em que estas fases estão a produzir um binário eletromagnético relevante, quando comparado com o comportamento de produção de binário eletromagnético das fases B e D, não sendo por isso uma estratégia de controlo muito apropriada.

A estratégia de Controlo Tolerante 2 não interfere nos ângulos de atuação mas impõe que o interruptor de potência partilhado seja o interruptor que é sucessivamente ligado e desligado, por forma a regular a intensidade das correntes elétricas das fases envolvidas. Esta condição permite que se proceda à desmagnetização forçada da fase A ou da fase C, mesmo estando a fase C ou a fase A no seu período de atuação. Esta característica permite diminuir o binário eletromagnético resistivo produzido pelas fases A e C, sem contudo atrasar a entrada em condução das fases.

No exemplo apresentado, em que se adota o Controlo Tolerante 2, os interruptores de potência dos ramos inferiores das fases A e C encontram-se permanentemente ligados no intervalo de tempo delimitado pelos respetivos ângulos de atuação. O interruptor de potência  $S_5$ , no decorrer de cada um destes intervalos, é sucessivamente ligado e desligado, consoante  $i_u$  e  $i_c$ , de modo a regular as suas intensidades em torno do valor de  $I_{ref}$ . À semelhança do que acontece quando não se altera a estratégia de controlo, quando a fase A entra em condução, a tensão aplicada à fase C passa a ser nula e devido ao comportamento de geração da fase C verifica-se um aumento da sua intensidade de corrente elétrica. No entanto, este aumento não se verifica de modo contínuo, uma vez que  $S_5$  é desligado quando  $i_u$  alcança o limite superior de intensidade permitido, e a fase C passa a ter uma tensão aplicada de aproximadamente -24 V, verificando-se uma diminuição da sua intensidade. Quando  $i_u$  alcança o limite inferior de amplitude permitido,  $S_5$  volta a ser ligado e  $i_c$  volta a apresentar uma amplitude crescente. Este processo vai-se repetindo até proceder-se à desmagnetização completa da fase C.

Visto que no decorrer do intervalo de tempo de atuação de cada fase da máquina, os períodos em que a fase se encontra num modo de condução de roda livre são bastante significativos, face aos períodos em que a fase está a ser magnetizada, a desmagnetização das fases que partilham o interruptor de potência é bastante rápida. Para além disso, o nível da intensidade da corrente elétrica de fase registada em posições mecânicas que estão para além da

respetiva posição alinhada, é relativamente reduzida, o que permite concluir que o binário eletromagnético resistivo produzido é reduzido. Consequentemente, não se registam valores médios e eficazes das intensidades das correntes elétricas de fase muito diferentes entre si ou mesmo muito diferentes dos valores registados durante o funcionamento normal. Observando-se os valores numéricos resultantes dos ensaios experimentais, pode contactar-se que o valor de  $I_{ref}$  é ligeiramente superior adotando o Controlo Tolerante 2, quando comparado com o regime de funcionamento normal. Isto sucede devido ao maior comportamento de geração das fases A e C. Como consequência  $i_b$  e  $i_d$  apresentam valores médios e eficazes ligeiramente superiores ao do funcionamento normal. Tendo em conta que, ao adotar-se o Controlo Tolerante 2, as fases A e C estão a conduzir durante um intervalo de tempo superior ao intervalo relativo às fases B e D, os valores médios e eficazes das intensidades de corrente elétrica das fases A e C são superiores às das fases B e D.

Analisando-se os resultados obtidos, conclui-se que a estratégia de Controlo Tolerante 2 constitui a estratégia de controlo tolerante proposta que permite alcançar o comportamento do MRVC, numa situação de pós-falha, mais semelhante ao do funcionamento normal, considerando-se condições de velocidade e de carga mecânica idênticos. Esta conclusão pode tecer-se quer analisando os valores numéricos quer observando as formas de onda das correntes elétricas de fase.

Ao aumentar o nível da carga mecânica, o intervalo de tempo necessário para desmagnetizar as fases A e C tende a aumentar. No entanto, o nível da intensidade das respetivas correntes é, em qualquer circunstância, claramente inferior ao valor de  $I_{ref}$ , em posições mecânicas posteriores à posição alinhada. Os valores médios e eficazes das fases A e C tendem a afastar-se mais dos valores normais, não se verificando porém uma diferença significativa. Os valores médios e eficazes das fases B e D tendem a ser ligeiramente superiores ao do funcionamento normal. Deste modo, a carga mecânica admissível numa situação de pós-falha adotando o Controlo Tolerante 2 é ligeiramente inferior à carga admissível em condições normais de funcionamento.

O desempenho da máquina pode ser melhorado se à estratégia de Controlo Tolerante 2 for acrescentada uma estratégia de alteração dos ângulos de ignição das fases A e C. Isto é, para níveis de carga mecânica mais pequenos, se as fases A e C entrarem em condução um pouco atrasadas, quando comparadas com as fases B e D, deixa de ser visível um aumento das respetivas intensidades de corrente elétrica de fase em posições mecânicas posteriores à posição alinhada. Isto faz com que o binário eletromagnético resistivo produzido pelas fases A e C seja similar ao

que é produzido num regime de funcionamento normal, sem contudo diminuir significativamente o binário médio produzido por estas fases.

#### **7.4.2 Funcionamento a Alta Velocidade**

Ao adotar-se um controlo por impulso de tensão, a estratégia de Controlo Tolerante 2 produz resultados semelhantes aos resultados alcançados quando não se altera a estratégia de controlo, visto que os dois interruptores de potência associados a uma fase da máquina encontram-se, no período de atuação da respetiva fase, ambos permanentemente em condução. Deste modo, apenas se apresentam os resultados, numa situação de pós-falha considerando uma ligação extra do conversor tolerante, assumindo uma estratégia de controlo semelhante à do funcionamento normal e assumindo a estratégia de Controlo Tolerante 1. Os resultados relativos ao funcionamento normal constituem resultados de referência e os resultados obtidos utilizando apenas três fases da máquina constituem o cenário mais desfavorável, que ocorre numa situação pós-falha quando não se realiza qualquer procedimento de tolerância a falhas.

Verificou-se, nos ensaios experimentais que assumiam uma ligação extra do conversor tolerante sem adotar qualquer alteração na estratégia de controlo, que à medida que a carga mecânica aumentava, as fases que partilhavam o interruptor de potência, tendiam a encontrar-se permanentemente em condução. Por outro lado, os valores de pico das respetivas intensidades de correntes elétrica aumentavam e tendiam a ser excessivas. Por consequência, não foi possível realizar o ensaio laboratorial, assumindo uma carga mecânica de 2 Nm e uma velocidade de referência de 1600 rpm. Assim, apresentam-se, na Figura 7.5, os resultados considerando uma carga de 1 Nm. Os resultados ilustrados do lado esquerdo correspondem a resultados de simulação e os do lado direito a resultados obtidos experimentalmente, em condições de carga mecânica e de velocidade idênticos. Os valores numéricos, relativos às várias condições de funcionamento consideradas, encontram-se definidos na Tabela 7.3 e na Tabela 7.4, sendo obtidos através de resultados de simulação e experimentais, respetivamente. A Figura 7.6 ilustra a forma de onda da corrente elétrica de uma das fases que partilha o interruptor de potência em função da posição mecânica.

No ensaio de simulação, considerando um regime de funcionamento normal, as fases A e C praticamente não se encontram a conduzir em simultâneo. Deste modo, ao adotar-se o conversor tolerante numa situação de pós-falha, assumindo qualquer uma das estratégias de controlo apresentadas, obtêm-se resultados idênticos aos do funcionamento normal. Esta comparação é válida quer em termos da forma de onda das correntes elétricas de fase quer em

termos de valores numéricos alcançados. Pode assim concluir-se, de uma forma genérica, que quando não existe uma sobreposição de operação das fases A e C, a adoção de uma ligação extra apropriada, do conversor tolerante desenvolvido, permite, numa situação de pós-falha, manter todas as fases em funcionamento, sendo o desempenho do MRVC idêntico ao desempenho alcançado num regime normal de funcionamento.

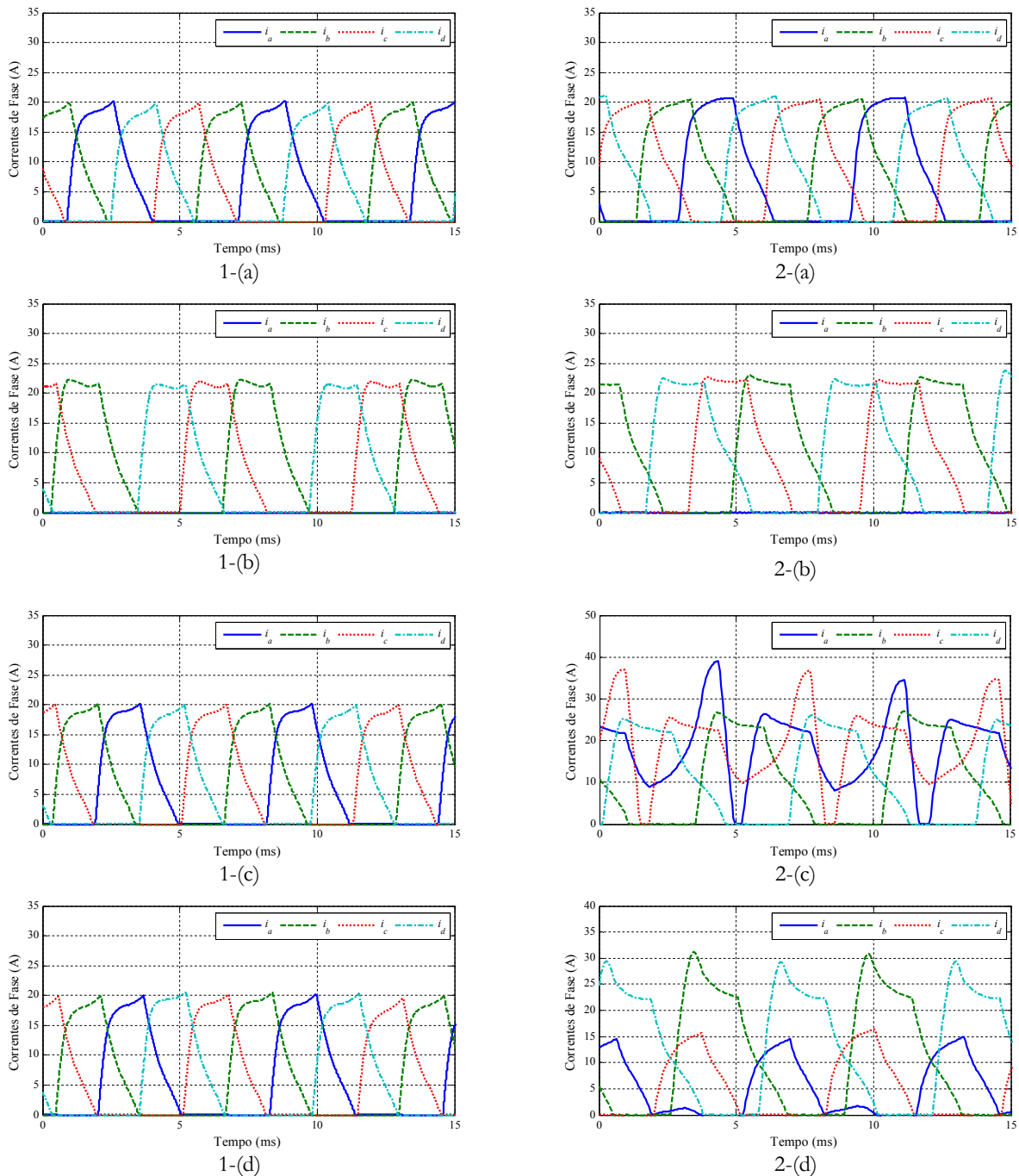


Figura 7.5— Resultados obtidos: 1- por simulação; 2- experimentalmente; quanto à evolução da forma de onda das correntes elétricas de fase, assumindo uma velocidade de referência de 1600 rpm e uma carga de 1 Nm, considerando diversos cenários: (a) funcionamento normal; (b) funcionamento com 3 fases ativas; funcionamento adotando o conversor tolerante: (c) sem reconfiguração da estratégia de controlo; (d) utilizando o controlo tolerante 1.

Tabela 7.3 – Valores numéricos relativos a resultados obtidos por simulação, assumindo uma velocidade de referência de 1600 rpm e uma carga mecânica de 1Nm, considerando diversos cenários de funcionamento.

Regime de Funcionamento	$\theta_i$ (°)	$\theta_c$ (°)	$I_{DC,medio}$ (A)	$I_{DC,ef}$ (A)	OP de $i_{DC}$ (%)	OTO de $i_{DC}$ (%)	$I_{a,medio}$ $I_{b,medio}$ $I_{c,medio}$ $I_{d,medio}$ (A)	$I_{a,ef}$ $I_{b,ef}$ $I_{c,ef}$ $I_{d,ef}$ (A)	OP de T (%)	OTO de T (%)
Normal	6.69	22.60	9.6	13.1	421.4	93.6	6.30 6.02 5.97 5.92	9.98 9.69 9.60 9.51	39.3	9.7
3 fases ativas	5.23	22.19	10.0	16.1	546.7	127.1	0.00 7.31 7.26 7.19	0.00 11.61 11.52 11.39	174.2	55.9
Conversor Tolerante Sem Alteração de controlo	6.64	22.61	9.9	13.5	430.6	91.5	6.17 6.12 6.08 6.03	9.98 9.89 9.81 9.72	51.4	12.2
Conversor Tolerante Controlo Tolerante 1	6.60	22.60	10.2	13.5	423.1	87.4	6.02 5.97 6.26 6.50	9.71 9.61 9.96 10.38	53.9	12.5

Tabela 7.4 – Valores numéricos relativos a resultados obtidos experimentalmente, assumindo uma velocidade de referência de 1600 rpm e uma carga mecânica de 1Nm, considerando diversos cenários de funcionamento.

Regime de Funcionamento	$\theta_i$ (°)	$\theta_c$ (°)	$I_{DC,medio}$ (A)	$I_{DC,ef}$ (A)	OP de $i_{DC}$ (%)	OTO de $i_{DC}$ (%)	$I_{a,medio}$ $I_{b,medio}$ $I_{c,medio}$ $I_{d,medio}$ (A)	$I_{a,ef}$ $I_{b,ef}$ $I_{c,ef}$ $I_{d,ef}$ (A)
Normal	3.13	22.33	13.8	17.4	284.4	76.1	7.74 7.84 7.73 8.02	11.52 11.44 11.28 11.57
3 fases ativas	1.36	22.04	13.3	20.0	485.2	112.9	-0.00 9.04 9.35 9.56	0.01 13.01 13.23 13.33
Conversor Tolerante Sem Alteração de controlo	0.08	22.16	20.3	27.9	379.2	90.3	18.51 10.87 18.28 10.69	20.65 15.02 20.21 14.57
Conversor Tolerante Controlo Tolerante 1	-1.27 (fases B e D)	22.00 (fases B e D)	15.4	22.7	403.2	104.5	4.30 11.54 4.94 11.33	6.72 15.88 7.69 15.30

Quando o nível da carga mecânica ou a velocidade de referência aumenta é inevitável a sobreposição de funcionamento de fases não adjacentes, pelo que se visualizam as consequências que advêm da partilha de um interruptor de potência, visíveis nos resultados experimentais apresentados. A sobreposição de funcionamento de fases verifica-se apenas nos ensaios experimentais porque, neste caso, as contantes de tempo do sistema são superiores às constantes

de tempo obtidas por simulação. Consequentemente, os resultados de simulação, numa situação pós-falha com e sem reconfiguração da estratégia de controlo são distintos dos respetivos resultados obtidos experimentalmente.

Tal como sucedia no regime de funcionamento a baixa velocidade, quando não se altera a estratégia de controlo e adotando-se o conversor tolerante (Figura 7.5 2-(c)),  $i_a$  apresenta uma amplitude crescente indesejável em posições mecânicas posteriores à respetiva posição alinhada, pelo facto de se proceder à magnetização da fase C. O mesmo sucede com  $i_c$ , quando a fase A entra em condução.

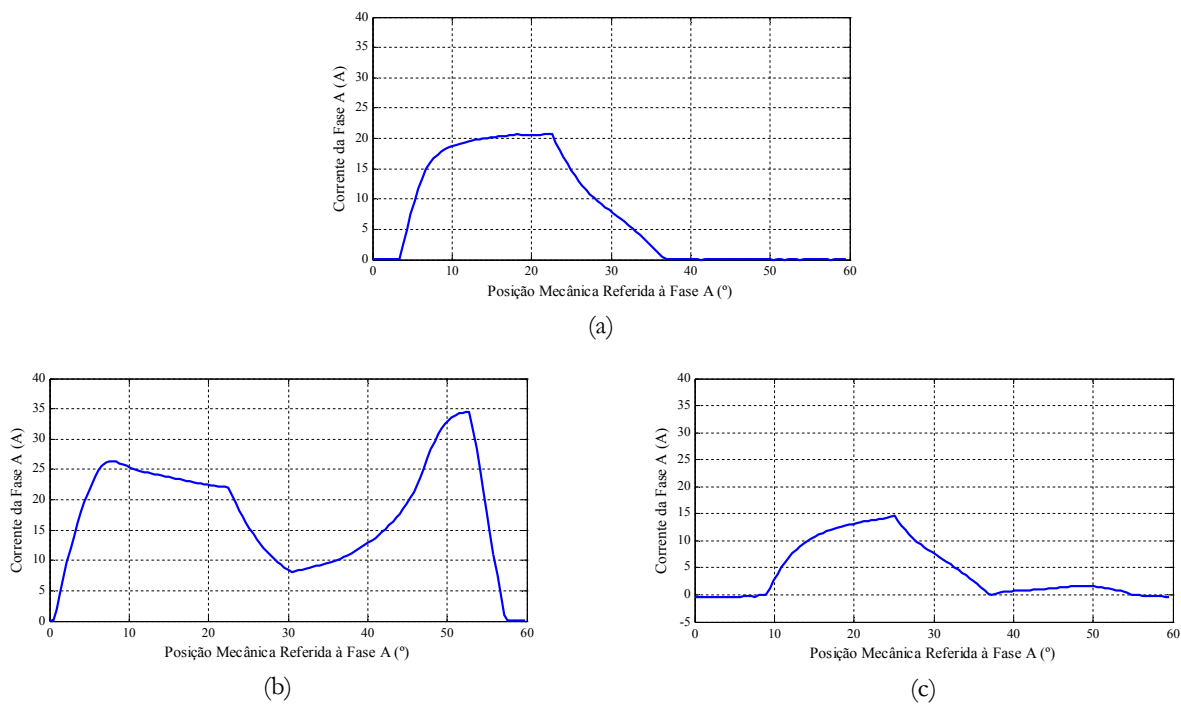


Figura 7.6— Resultados obtidos experimentalmente quanto à forma de onda da corrente elétrica da fase A em função da posição do rotor referida à fase A, assumindo uma velocidade de referência de 1600 rpm e uma carga de 1 Nm, considerando diversos cenários: (a) funcionamento normal; funcionamento adotando o conversor tolerante: (b) sem reconfiguração da estratégia de controlo; (c) utilizando o controlo tolerante 1.

Ao colocar-se em condução uma das fases que partilha o interruptor de potência antes da outra fase estar completamente desmagnetizada, provoca-se o aumento muito acentuado da intensidade da corrente elétrica da fase que se encontrava em desmagnetização, verificando-se, inclusivamente, um pico de intensidade de corrente elétrica superior à amplitude máxima alcançada no período de atuação da fase, delimitado pelos respetivos ângulos de ignição e de corte. Consequentemente, o binário eletromagnético resistivo produzido é considerável, pelo que se regista um aumento claro dos valores médio e eficaz de  $i_{DG}$  quando comparado com o



funcionamento normal. Os valores médios e eficazes de todas as intensidades de corrente elétrica de fase são superiores aos valores registados no regime de funcionamento normal. A diferença registada é bem mais marcante no caso das fases que partilham o interruptor de potência, devido ao facto de estas fases estarem em condução durante um intervalo de tempo mais alargado. Por consequência, a carga mecânica admissível na presente situação é claramente menor à carga mecânica admissível em condições de funcionamento normal, considerando-se uma velocidade de referência idêntica.

O aumento indesejável de  $i_a$  e  $i_b$ , causado pela partilha de um interruptor de potência quando não se adota qualquer estratégia de controlo tolerante, é mais acentuado no resultado apresentado relativo ao funcionamento a alta velocidade, uma vez que à medida que a velocidade aumenta, aumenta também a relevância da  $f_{cem}$ . Importa realçar, que nos resultados apresentados, a baixa velocidade e a alta velocidade, relativos ao funcionamento numa situação de pós-falha, sem adotar alterações na estratégia de controlo, verifica-se um aumento semelhante de  $i_a$  e de  $i_b$ , após a respetiva posição alinhada. Contudo, esse aumento decorre num intervalo angular mecânico semelhante, o que representa um menor intervalo de tempo no caso em que a velocidade de referência é de 1600 rpm. Daí que a taxa de crescimento, de  $i_a$  e de  $i_b$ , seja mais elevada no regime de funcionamento a alta velocidade.

À medida que a carga mecânica aumenta, o efeito indesejável descrito anteriormente tende a aumentar e as fases tendem a encontrar-se permanentemente em condução, isto porque antes de se realizar a desmagnetização completa da fase é dada ordem de ignição da mesma. Pode concluir-se que para níveis de carga mais elevados, quando se adota um controlo por impulso de tensão e existe uma sobreposição de funcionamento considerável de fases não adjacentes, é preferível manter apenas três fases em funcionamento ao invés de manter as quatro fases, o que provocaria picos de corrente elétrica consideráveis, difíceis de controlar.

Ao adotar-se a estratégia de Controlo Tolerante 1 (Figura 7.5 2-(d)) garante-se que as fases A e C não apresentam uma intensidade de corrente elétrica crescente em posições mecânicas desadequadas. Deste modo, o binário eletromagnético resistivo produzido pelas fases A e C é reduzido. No entanto, assumindo-se esta estratégia de controlo, cada uma destas fases está a conduzir, no máximo, durante metade de um ciclo de controlo, o que limita o binário eletromagnético médio produzido pelas fases A ou C a um valor máximo, que depende da velocidade a que a máquina se encontra. Numa situação em que as fases A e C já se encontram a conduzir durante metade de um ciclo de controlo ao verificar-se um aumento da carga mecânica, assumindo uma velocidade de referência em particular, o binário eletromagnético médio produzido pelas fases A e C mantém-se, pelo que o binário eletromagnético médio produzido

pelas fases B e D tem de aumentar de forma mais acentuada, quando comparado com uma situação idêntica num regime de funcionamento normal. É fácil entender, que à medida que a carga mecânica aumenta, os valores médios e eficazes das correntes elétricas das fases B e D têm de aumentar consideravelmente, o que limita notavelmente a carga mecânica admissível. Seria preferível, olhando deste prisma, manter apenas três fases em funcionamento. O efeito descrito é agravado com o aumento da velocidade, visto que o intervalo de tempo de condução das fases A e C tende a diminuir, pelo que a diferença entre os valores máximos das intensidades das correntes elétricas das fases A e C relativamente aos das fases B e D tende a ser cada vez maior.

Pode concluir-se, analisando a Figura 7.6 (c), que o intervalo angular em que as fases A e C estão em condução não é o mais apropriado, em termos de maximização do binário eletromagnético médio produzido por estas fases. A antecipação do ângulo de corte faria com que as fases estivessem plenamente desmagnetizadas quando se alcançasse a respetiva posição alinhada, o que eliminaria a produção de binário eletromagnético resistivo decorrente da operação das fases A e C. Por outro lado, isso permitiria a antecipação do ângulo de ignição, o que propiciaria um aumento da amplitude máxima das respetivas intensidades de corrente elétrica de fase, aumentando o binário eletromagnético médio produzido pelas fases A e C.

Em suma, numa situação de pós-falha adotando-se uma ligação extra do conversor tolerante e quando se assume um controlo por impulso de tensão, à medida que se verifica um aumento da sobreposição de funcionamento das fases que partilham o interruptor de potência é conveniente iniciar a desmagnetização destas fases numa posição mecânica relativa mais precoce, quando comparada com as restantes fases da máquina. A definição ótima de  $\theta_c$  para estas situações, não é fácil de alcançar visto que depende do comportamento eletromagnético das fases, sendo este dependente quer da velocidade quer do nível da carga mecânica. Uma nova tabela de observação, aplicada às fases que partilham o interruptor de potência, permitiria manter as fases todas em funcionamento e distribuir de forma mais uniforme a produção de binário eletromagnético. No entanto, se a antecipação do ângulo de corte for considerável, o que aconteceria no caso de uma velocidade elevada e/ou uma carga mecânica elevada, a fase afetada até poderia apresentar uma amplitude máxima de corrente elétrica próxima daquela que é registada nas fases não afetadas pela falha, mas devido ao facto de se encontrar a conduzir durante um intervalo de tempo bem menor, produziria um binário eletromagnético claramente inferior.

Conclui-se que, num regime de funcionamento a alta velocidade quando se assume um controlo por impulso de tensão e estando a máquina numa situação de pós-falha, usando-se uma

das ligações extra do conversor tolerante, o procedimento tolerante a falhas mais apropriado corresponde a utilizar-se a estratégia de Controlo Tolerante 1. A partir do momento em que as fases que partilham o interruptor de potência se encontram a conduzir durante um intervalo de tempo que corresponde a metade de um ciclo de controlo é conveniente, quando se verifica um aumento de carga mecânica ou de velocidade, adotar, nestas fases, um ângulo de corte diferente, que permite desmagnetizar a fase mais precocemente. Deste modo, pode antecipar-se a ignição da fase e conseguir aumentar a amplitude máxima da respetiva intensidade de corrente elétrica de fase. Este procedimento deve ser tomado apenas enquanto se justificar a manutenção das quatro fases em funcionamento. Atendendo às limitações decorrentes da adoção da estratégia de Controlo Tolerante 1 combinada com a alteração do ângulo de corte, a partir de um determinado nível de velocidade e/ou de carga mecânica, o binário eletromagnético produzido pelas fases que partilham o interruptor de potência é bastante inferior ao das restantes fases. Nestas circunstâncias pode verificar-se que o binário médio produzido por cada uma das fases, quando se adota o conversor original e se coloca apenas três fases em funcionamento, é superior à contribuição em termos de produção de binário eletromagnético das duas fases que partilham o interruptor de potência, assumindo-se uma ligação extra do conversor tolerante. A verificar-se esta situação é preferível manter apenas três fases em funcionamento.



# 8

## Conclusões e Perspetivas de Desenvolvimento

### 8.1 Sumário e Principais Conclusões

O presente trabalho teve como tema central a tolerância a falhas em motores de relutância variável comutados. O estudo centrou-se nas avarias de circuito aberto e de curto-circuito num interruptor de potência, uma vez que este tipo de avarias é o mais comum, no que diz respeito a um acionamento elétrico, devido a problemas quer com o elemento de potência quer com os respetivos sinais de comando. Neste contexto, um dos principais objetivos do trabalho, consistia no desenvolvimento de métodos de diagnóstico de avarias que de certo modo acrescentassem alguma mais-valia aos métodos já existentes. Daí que se procuraram soluções que não somente realizassem a deteção de uma avaria, como também tivessem a

capacidade de identificar, quer a natureza da avaria, quer a sua localização. Teve-se um cuidado especial em basear, ao máximo, os métodos de diagnóstico de avarias desenvolvidos, nas variáveis já utilizadas pelo controlador do sistema, de modo a minimizar a necessidade de novos sensores. Foram propostos dois métodos de diagnóstico de avarias distintos, cuja eficiência foi comprovada através de resultados obtidos por simulação e experimentalmente.

Tendo em consideração o crescente interesse do aumento da fiabilidade dos acionamentos elétricos, o presente trabalho apresenta um conversor de potência com capacidade de tolerância a falhas, no sentido em que possibilita a operação de todas as fases da máquina após a ocorrência de um circuito aberto num dos interruptores de potência. O conversor tolerante desenvolvido destaca-se dos conversores tolerantes a falhas propostos na literatura porque se baseia no conversor assimétrico de meia ponte, comumente utilizado em acionamento elétricos baseados em MRVC, e não assenta na redundância de elementos de potência.

Por se tratar de uma máquina ainda pouco difundida optou-se por apresentar, no capítulo 2 os conceitos fundamentais mais relevantes no que diz respeito a uma máquina de relutância variável comutada. É feita, no capítulo 2, uma breve descrição acerca da constituição, princípio de funcionamento e características eletromagnéticas de um MRVC. Para além disso, é apresentado o comportamento eletromagnético da máquina, quando opera como motor, focando-se as duas formas de onda típicas da corrente elétrica de fase, relativas a um funcionamento a baixa e a alta velocidade, fundamentando-se as diferenças existentes, o que permite explicar a diferença na estratégia de controlo adotada em cada uma destas situações. No final do capítulo dá-se uma especial atenção às estratégias de controlo do acionamento, descrevendo-se de forma sumária as estratégias mais comuns. É ainda dada uma breve explicação das razões que ditam a escolha da estratégia de controlo mais adequada, sendo esta evidentemente dependente da aplicação a que a máquina se destina. A ênfase dada às estratégias de controlo é justificada pela atenção que a literatura lhe tem conferido nos últimos anos. Sendo a oscilação do binário eletromagnético e a consequente vibração mecânica, um dos aspetos negativos de um MRVC, apontado pela comunidade científica, existe uma clara preocupação em desenvolverem-se técnicas que permitam obter ótimos desempenhos neste campo, propiciando a afirmação da máquina de relutância variável comutada no contexto das máquinas elétricas.

No início do capítulo 3 apresentam-se, de forma resumida, os modelos matemáticos do MRVC mais abordados na literatura. Teve-se como intuito realçar a complexidade existente na

caracterização desta máquina que resulta da sua não linearidade, o que impeliu a existência de uma variedade considerável de modelos propostos na literatura. De seguida, é feita uma descrição do MRVC em estudo e da metodologia desenvolvida que permitiu caracterizar as suas curvas do fluxo magnético de fase, baseado em ensaios experimentais. Descreve-se também, a metodologia utilizada para o cálculo do binário eletromagnético produzido por uma fase. O modelo computacional desenvolvido, que permite a simulação do comportamento dinâmico do MRVC, encontra-se descrito detalhadamente no capítulo 3. Com o objetivo de descrever de forma mais elucidativa o modelo desenvolvido, não são apresentados os modelos produzidos em Matlab/Simulink. Apresentam-se porém, algoritmos e/ou diagramas de blocos que caracterizam os vários blocos que compõem o modelo global desenvolvido. O modelo global caracteriza um sistema de controlo de velocidade em malha fechada, evidenciando-se os diversos blocos que o constituem e elucidando-se como é feita a sua interação. Os blocos mais relevantes são descritos separadamente e de forma detalhada destacando-se os blocos que caracterizam o funcionamento: do conversor de potência; do MRVC; do sistema mecânico; do controlador de tensão/corrente da máquina, focando-se as estratégias de controlo adotadas assumindo-se um regime de funcionamento a baixa e a alta velocidades e a estratégia desenvolvida que permite a comutação entre estratégias de controlo.

A escolha da ferramenta Matlab prende-se com as suas elevadas potencialidades sendo uma ferramenta muito utilizada na área da engenharia. A programação por objetos, utilizando-se o Simulink, permite uma análise mais simples do modelo e ao mesmo tempo facilita a substituição dos vários elementos constituintes.

No final do capítulo 3 focam-se os parâmetros de análise utilizados na análise do comportamento dinâmico do MRVC nas várias situações de funcionamento consideradas nos capítulos posteriores.

No capítulo 4 apresentam-se os pontos mais relevantes da implementação experimental realizada, relativo ao sistema de controlo de velocidade em malha fechada, assumindo-se um acionamento elétrico baseado num MRVC. Neste capítulo, são descritos os elementos que constituem o sistema de controlo real tal como, o MRVC, o conversor de potência, as unidades de medição de variáveis e o controlador, entre outros. O controlo da máquina é estabelecido através de um processador digital de sinal descrevendo-se o modelo computacional que rege a sua ação.

O facto de ser ter usado uma linguagem de programação por objetos facilitou a transição entre os ensaios de simulação e os ensaios experimentais, uma vez que os blocos relativos ao controlo da máquina, a baixa e a alta velocidades e também o controlo tolerante desenvolvido, basearam-se nos mesmos modelos computacionais. De igual modo, os modelos produzidos em Matlab/Simulink que estabelecem o diagnóstico de avarias e que usam os métodos de diagnóstico desenvolvidos foram utilizados quer nos ensaios de simulação quer nos ensaios experimentais.

Nos modelos de simulação computacional, a velocidade e a posição mecânica obtêm-se através da resolução das equações diferenciais que caracterizam o funcionamento mecânico do sistema em estudo. Por esse motivo, sabe-se em qualquer instante qual a posição mecânica efetiva da máquina e qual a sua velocidade. O mesmo não sucede em ambiente laboratorial, uma vez que a informação acerca da posição mecânica resulta da observação do estado de dois sensores óticos, embebidos no MRVC em estudo. Consequentemente, foi necessário desenvolver modelos computacionais para o cálculo da velocidade e da posição mecânica em função dos sinais óticos. Para além disso, foi ainda necessário desenvolver um controlo específico, a aplicar durante o arranque do MRVC. No capítulo 4 é feita uma descrição detalhada dos modelos computacionais desenvolvidos especificamente para a implementação experimental. Apesar disso, estes modelos foram testados numa primeira fase recorrendo-se a simulações computacionais emulando-se as formas de onda dos sinais óticos.

No capítulo 5 foi realizada uma análise detalhada do comportamento dinâmico do MRVC num regime de funcionamento normal e em avaria, considerando-se a ausência de operação de uma das fases da máquina. A análise foi baseada em resultados de simulação e experimentais. Verificou-se nos ensaios apresentados uma grande conformidade entre os resultados teóricos obtidos através de ensaios de simulação e os resultados experimentais, tendo-se analisado situações de funcionamento com velocidades de referência e carga mecânica idênticos. A conformidade dos resultados permite concluir que o modelo da máquina desenvolvido caracteriza de uma forma fiel o seu comportamento. Registaram-se, contudo, evidentemente algumas diferenças, principalmente devido à simplificação adotada no modelo de simulação onde não se consideraram, de forma discriminada, os efeitos resistivos dos vários elementos do sistema em estudo. No entanto, essas diferenças não constituíram qualquer problema no contexto do presente trabalho, uma vez que não se pretendia uma análise pormenorizada do desempenho da máquina. Tinha-se como principal objetivo, a caracterização qualitativa do comportamento da máquina, por forma a antever as alterações decorrentes do aumento da velocidade de referência



e/ou da carga mecânica bem como de ocorrências de falhas de circuito aberto e de curto-circuito num dos interruptores de potência, considerando-se diversos cenários de funcionamento.

Analisando os resultados relativos ao funcionamento normal, conclui-se que o aumento da carga mecânica provoca o óbvio aumento de  $I_{ref}$  o que resulta num aumento dos valores médios e eficazes das intensidades de corrente elétrica de fase. Conclui-se também, que a oscilação do binário eletromagnético é mais significativa num regime de funcionamento a alta velocidade, devido ao elevado valor da  $f_{cem}$  que provoca o decréscimo da intensidade de corrente elétrica de fase quando existe sobreposição parcial dos polos, apesar de se aplicar uma tensão elétrica positiva aos terminais da fase. Devido ao comportamento similar das fases, as formas de onda quer de  $i_{DC}$  quer do binário eletromagnético repetem-se quando decorridos  $15^\circ$  mecânicos, que corresponde ao desfasamento existente entre duas fases sucessivas. Num regime de funcionamento em avaria isto não sucede porque uma das fases tem um comportamento diferente e as formas de onda de  $i_{DC}$  e do binário eletromagnético apresentam um período similar ao da forma de onda da corrente elétrica de uma das fases saudáveis.

Em ambas as situações de funcionamento, normal e em avaria, quando se verifica um aumento de  $I_{ref}$  existe o aumento das amplitudes das correntes elétricas de fase. Consequentemente, dá-se o aumento quer da  $f_{cem}$  quer das quedas de tensão resistivas. Estes aumentos produzem efeitos na taxa de crescimento e de decréscimo das intensidades de corrente elétrica de fase. Com o aumento da carga, a taxa de crescimento tende a diminuir. Em algumas situações, esta taxa passa de positiva a negativa, em consequência de um maior valor da  $f_{cem}$  face à tensão elétrica disponível para a magnetização da fase. Quando a fase está a operar em roda livre, a taxa de decréscimo das correntes elétricas de fase tende a aumentar com o aumento da carga. No entanto, quando se procede à desmagnetização forçada da fase, o efeito tende a ser contrário. Isto é, a taxa de decréscimo é menos acentuada com o aumento da carga. Isto sucede principalmente devido à diminuição do valor absoluto da tensão elétrica aplicada aos terminais da fase, devido ao aumento das perdas resistivas.

A inoperação de uma fase da máquina, quando se assume um controlo de velocidade em malha fechada, força o aumento do esforço desenvolvido em termos de produção de binário eletromagnético das restantes fases, quando comparado com o funcionamento normal, provocando nas fases um efeito semelhante ao do aumento da carga mecânica. Os resultados apresentados vêm confirmar que as fases saudáveis praticamente não são afetadas pela inoperação de uma das fases da máquina, pelo que o comportamento da sua corrente elétrica mantém-se, dependendo principalmente de  $I_{ref}$  e da velocidade da máquina.

Devido à excitação sequencial das fases, quando uma das fases está inoperacional, o binário eletromagnético da máquina regista amplitudes muito pequenas verificando-se inclusivamente instantes em que a sua amplitude é nula. As formas de onda do binário eletromagnético e de  $i_{DC}$  são claramente afetadas pela ausência de uma das fases da máquina. Consequentemente, estas grandezas apresentam valores de OP e de OTO, numa situação de avaria, superiores ao do funcionamento normal. A avaria provoca simultaneamente um maior conteúdo harmónico quer de  $i_{DC}$  quer do binário eletromagnético total. Numa situação de avaria é notório o aumento do ruído acústico decorrente do aumento das vibrações da máquina. Este aumento deve-se ao desequilíbrio que surge em termos de produção de binário eletromagnético, o que se traduz por um aumento da oscilação do binário produzido.

No capítulo 6 apresentam-se dois novos métodos de diagnóstico de avarias. Estes métodos têm fundamentos teóricos diferentes e destinam-se a serem utilizados em diferentes cenários de controlo. Os métodos propostos designam-se de método do índice energético e método CIME.

O método do índice energético é mais apropriado em sistemas de controlo do MRVC em que se realiza um controlo da intensidade de corrente eléctrica de fase em malha aberta. Nessas condições de controlo, é contudo conveniente, observar pelo menos a corrente eléctrica do barramento DC, por forma a evitar, ou mitigar, os efeitos causados por sobrecorrentes. O método do índice energético baseia-se na intensidade da corrente eléctrica do barramento DC e utiliza também, a informação transmitida pelo controlador do acionamento, relativamente ao ângulo de corte adotado e à velocidade da máquina. Nenhum método de diagnóstico de avarias nos interruptores de potência, proposto em literatura, utiliza apenas um sensor de corrente eléctrica, o que evidencia o método de diagnóstico desenvolvido.

Os resultados apresentados dizem respeito a um regime de funcionamento a alta velocidade, em que o controlo adotado é o controlo por impulso de tensão. Contudo, a aplicação do método num regime de funcionamento a baixa velocidade, onde se aplica um controlo histerético da intensidade de corrente eléctrica do barramento DC, origina resultados idênticos em termos de diagnóstico de avarias. Este método de diagnóstico desenvolvido parte do pressuposto que a máquina se encontra a funcionar como motor.

O método do índice energético permite diagnosticar uma avaria de circuito aberto e também permite identificar a fase afetada pela avaria. No entanto, baseando-se na informação de um só sensor de corrente eléctrica, ao diagnosticar o circuito aberto, o método de diagnóstico, não

tem a capacidade de distinguir se a falha ocorreu num dos interruptores de potência ou no respetivo enrolamento de fase.

Os resultados de simulação apresentados foram validados com resultados experimentais e permitem confirmar a eficácia do método do índice energético, em diagnosticar avarias de circuito aberto. O intervalo de tempo necessário até se estabelecer o diagnóstico, após a ocorrência da avaria, é no máximo de um intervalo de tempo correspondente a um ciclo de controlo, sendo portanto dependente da velocidade da máquina.

O método CIME apresenta, relativamente ao método do índice energético, uma maior capacidade de diagnóstico, sendo indicado em sistemas de controlo do MRVC em que se realiza um controlo da intensidade de corrente elétrica de fase em malha fechada. Este método tem a capacidade de diagnosticar quer falhas de circuito aberto quer de curto-circuito nos interruptores de potência, identificando, em ambas as situações, a fase afetada. A identificação do interruptor de potência em avaria é sempre estabelecida no caso de se tratar de um curto-circuito. No caso de ocorrer uma falha de circuito aberto num interruptor de potência, apenas é possível identificar o elemento com avaria, se a falha ocorrer durante o período de atuação da respetiva fase. A maior capacidade de diagnóstico do método CIME, relativamente ao método do índice energético, reside também no facto de poder ser aplicado quer a máquina esteja a operar como motor quer como gerador, desde que o conversor de potência utilizado seja um conversor assimétrico de meia ponte.

Este método destaca-se dos métodos propostos na literatura porque não necessita da implementação de sensores de tensão no sistema, inúteis para o seu controlo. O método CIME destina-se a ser utilizado em sistemas de controlo que realizam o controlo das intensidades de corrente elétrica de fase em malha fechada. Para além das variáveis já registadas, que correspondem às intensidades de corrente elétrica de fase, este método, necessita de conhecer a intensidade de corrente elétrica do barramento DC e o sinal de comando dos vários interruptores de potência. Deste modo, o método CIME atua paralelamente ao controlador do sistema, não dependendo da estratégia de controlo adotada. É assim necessário mais um sensor de corrente do que os indispensáveis para o controlo do acionamento. Contudo, justifica-se esse investimento tendo em consideração as capacidades de diagnóstico que o método apresenta.

Assim que a falha de curto-circuito ou de circuito aberto num interruptor de potência provoca um comportamento anormal da respetiva fase, isto é, assim que se faz notar o efeito da avaria, o método CIME realiza o seu diagnóstico num intervalo de tempo muito reduzido, sendo este igual a dois períodos de amostragem. A exceção corresponde à situação em que o circuito

aberto ocorre fora do período de atuação da fase. Nesse caso, o método estabelece o diagnóstico após decorrido um ciclo de controle. A rapidez demonstrada, face ao intervalo de tempo necessário para a detecção de uma avaria, constitui um aspecto de extrema importância especialmente no caso de uma falha de curto-circuito. Deste modo, é possível tomar ações que visam a minimização do pico de corrente elétrica que advém da ocorrência da falha. Nenhum método proposto na literatura apresenta esta capacidade de diagnóstico. O método CIME tem ainda a capacidade de diagnosticar avarias de circuito aberto num enrolamento, identificando a fase em questão. No entanto, nestas circunstâncias de avaria, o método não tem a capacidade de distinguir se a falha de circuito aberto ocorreu no enrolamento ou num dos respectivos interruptores de potência, quando a fase não se encontrava num período de magnetização. Apesar dessa limitação, se o método de diagnóstico agir coordenadamente com uma estratégia de tolerância a falhas, sendo utilizado o conversor tolerante desenvolvido, é possível concluir sobre a natureza da avaria e, no caso de um circuito aberto num dos interruptores de potência, é possível realizar a sua identificação.

A validação do método CIME foi estabelecida mediante resultados de simulação e experimentais.

No capítulo 7 apresenta-se o conversor tolerante a falhas desenvolvido. De modo a permitir que todas as fases se mantenham em funcionamento, após a ocorrência de um circuito aberto num interruptor de potência, o conversor tolerante desenvolvido apresenta ligações extra. Cada uma destas ligações extra efetua a ligação entre dois terminais do conversor assimétrico de meia ponte, que correspondem ao conversor utilizado mediante condições normais de funcionamento. De modo a estabelecer a ligação extra apenas nas situações necessárias, propõe-se a utilização de um TRIAC, embora possa ser utilizado outro dispositivo, como por exemplo um relé. Deste modo, numa situação pós-falha não é necessário proceder-se à alteração de *hardware*, sendo apenas necessário uma reconfiguração e sempre que se justifique a alteração da estratégia de controle, especialmente das fases afetadas pela reconfiguração.

Cada uma das ligações extra, apresentadas no conversor tolerante desenvolvido, permite a partilha de um interruptor de potência por duas fases da máquina. Isto é, após a ocorrência de uma falha de circuito aberto num interruptor de potência, a fase afetada pela avaria é de certa forma pendurada ao terminal apropriado de uma outra fase, sendo esta, a fase que lhe não é adjacente. Por forma a manterem-se todas as fases em funcionamento, o papel desempenhado pelo interruptor com avaria é substituído pelo papel do interruptor que passa a ser partilhado.

Contudo, a partilha de um interruptor de potência introduz dependência no controlo das duas fases envolvidas. Esta dependência apenas acontece quando existe sobreposição de funcionamento destas fases. Isto é, apenas surge dependência de controlo especialmente em regimes de funcionamento a alta velocidade e/ou carga mecânica mais elevada.

Foram estudados várias possibilidades de alterações de controlo por forma a aproximar o comportamento das fases que partilham o interruptor de potência, ao das restantes fases. Conclui-se que num regime de funcionamento a baixa velocidade, quando se adota uma estratégia de controlo baseada na regulação da intensidade de corrente elétrica de fase, é conveniente que o interruptor partilhado seja o interruptor que é ligado e desligado de forma sucessiva, sendo este o interruptor responsável pela regulação das intensidades de corrente elétrica das fases a ele associadas. Esta condição implica, no limite, apenas a troca do papel do interruptor de potência do ramo superior com o do interruptor de potência do ramo inferior, relativos às fases que partilham o interruptor de potência. O desempenho da máquina é, nestas circunstâncias, muito semelhante ao do funcionamento normal.

Num regime de funcionamento a alta velocidade, a sobreposição de operação das fases não adjacentes, tende a ser maior. Para além disso, durante todo o período de atuação das fases, ambos os interruptores de potência estão em condução. Ao contrário do que sucede num regime de funcionamento a baixa velocidade, a estratégia de controlo tolerante mais apropriada, a adotar num regime de funcionamento a alta velocidade, é extremamente dependente do comportamento eletromagnético da máquina. Daí que a otimização do seu funcionamento seja um processo bastante complexo. Pela análise realizada, pode concluir-se que sem alterar a estratégia de controlo, numa situação de pós-falha, podem ocorrer picos de corrente elétrica consideráveis. Por este motivo, é conveniente, numa situação pós-falha e adotando-se um controlo por impulso de tensão, inibir o funcionamento simultâneo das fases que partilham o interruptor de potência. Numa situação extrema, esta condição limita a amplitude máxima das intensidades de corrente elétrica das fases envolvidas, pelo que a antecipação do respetivo ângulo de corte permite diminuir esse efeito. Contudo, este procedimento apenas se justifica enquanto o binário eletromagnético médio, desenvolvido pelas duas fases da máquina, for superior ao binário eletromagnético médio desenvolvido por uma só fase, pressupondo-se uma situação de avaria em que existem apenas três fases em funcionamento, considerando-se condições de carga mecânica e de velocidade similares. Caso contrário, é preferível ter apenas três fases operacionais, repartindo por cada uma delas, o esforço adicional pela ausência de uma fase da máquina.

A ação conjunta do método de diagnóstico CIME, por exemplo, com a estratégia de controlo tolerante desenvolvida, sendo utilizado o conversor tolerante proposto, permite reestabelecer, após a ocorrência de uma falha de circuito aberto num interruptor de potência, num curto período de tempo, o funcionamento da fase afetada. Para além disso, nas situações em que o método de diagnóstico identifica uma fase com uma avaria de circuito aberto mas não identifica o elemento com avaria, é possível realizar-se esta identificação, testando ambas as ligações extra do conversor tolerante, associadas à fase em questão. É, neste caso, apenas necessário averiguar se alguma das ligações extra permite a magnetização da fase com avaria. Em caso afirmativo exclui-se a hipótese de uma avaria de circuito aberto no respetivo enrolamento e estabelece-se a identificação do elemento com avaria e simultaneamente a reconfiguração do conversor, garantindo o restabelecimento do funcionamento da fase afetada.

Os resultados experimentais em comparação com os respetivos resultados obtidos por simulação computacional, ilustrados nos vários capítulos, permitem claramente validar a pertinência do modelo de simulação desenvolvido, especialmente no que diz respeito ao modelo computacional que caracteriza o funcionamento dinâmico do MRVC. Embora se verifiquem algumas diferenças, pode concluir-se que o modelo de simulação serviu perfeitamente os propósitos para os quais foi concebido, tendo-se verificado, em ambiente prático real as várias características visualizadas em simulação, embora em alguns casos os efeitos descritos surjam em níveis de carga mecânica um pouco diferentes. Isto deveu-se principalmente à simplificação utilizada no modelo de simulação relativamente aos valores resistivos dos vários elementos utilizados na implementação laboratorial.

## **8.2 Perspetivas de Desenvolvimento**

É evidente que um trabalho de investigação nunca se considera como concluído. À medida que os trabalhos vão evoluindo vão-se alcançando determinadas metas e vão-se abrindo novos caminhos de investigação. Considera-se que o presente trabalho alcançou a meta inicialmente estabelecida. Contudo, muito pode ser ainda estudado e investigado, no que diz respeito a um acionamento elétrico baseado num MRVC, especialmente na área da tolerância a falhas. Nesse sentido, apontam-se algumas perspetivas de desenvolvimento.

Uma das principais vantagens do método do índice energético reside no facto de necessitar da informação dada por apenas um sensor de corrente elétrica. Por esse motivo, este

método é mais indicado num sistema de controlo da excitação das fases em malha aberta. O método proposto realiza apenas o diagnóstico de avarias de circuito aberto e não se julga propriamente indicado para o diagnóstico de curtos-circuitos. Deste modo, seria útil e interessante, pressupondo também um controlo de excitação em malha aberta, desenvolver um outro método de diagnóstico capaz de diagnosticar avarias de curto-circuito num interruptor de potência, baseado na intensidade de corrente elétrica do barramento DC. Pensa-se ser possível o diagnóstico se for avaliado o comportamento de  $i_{DC}$  conjuntamente com o estado de comando dos vários interruptores de potência.

Um dos temas atuais de grande relevância prende-se com a tração elétrica, sendo a máquina de relutância variável comutada em conjunto com a máquina de indução e a máquina síncrona de ímanes permanentes, aquelas que têm sido apontadas como as mais indicadas pela comunidade científica. O método CIME pode ser aplicado em qualquer modo de funcionamento da máquina, quer como motor quer como gerador. O mesmo não sucede com o método do índice energético. Assim, seria interessante usando os mesmos fundamentos teóricos, desenvolver o método de modo a realizar o diagnóstico de avarias de circuito aberto, estando a máquina a operar como gerador.

Tendo em mente a aplicação da máquina na tração elétrica, seria aliciente estudar e implementar estratégias de controlo que permitam, de forma contínua, adaptar o controlo do acionamento, sendo este por impulso de tensão, regulação da intensidade de corrente elétrica de fase ou outro, em função do modo de operação da máquina e também do nível da carga mecânica e da velocidade. Neste contexto, seria interessante desenvolver estratégias de controlo inteligentes no sentido de sintonizar os parâmetros de controlo de forma automática em busca de um funcionamento ótimo, avaliando-se em tempo real parâmetros de desempenho da máquina. Este tipo de estratégia de controlo seria especialmente relevante numa situação pós-falha quando se adota uma das ligações extra do conversor tolerante proposto.

No presente trabalho deu-se ênfase às avarias mais comuns no conversor de potência. Contudo, a própria máquina está sujeita a diversos tipos de avarias elétricas, como por exemplo, curto-circuito entre espiras, curto-circuito entre fases adjacentes, entre outras. Neste contexto, seria pertinente desenvolver métodos de diagnóstico que fossem capazes não somente de diagnosticar a avaria como também identificá-la e localizá-la. O desenvolvimento deste tipo de métodos revela-se de grande importância tendo em consideração que este assunto tem merecido uma fraca atenção pela comunidade científica.





# Referências

- (Amreiz, 2010) H. M. Amreiz, "A Comparison Between Transverse Flux and Conventional Switched Reluctance Machines", *XIX International Conference on Electrical Machines*, pp. 1-8, 6-8 Sept. 2010.
- (Arkadan e Kielgas, 1994a) A. A. Arkadan and B. W. Kielgas, "Switched Reluctance Motor Drive Systems Dynamic Performance Prediction Under Internal and External Fault Conditions", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, no. 1, pp. 45-52, 1994.
- (Arkadan e Kielgas, 1994b) A. A. Arkadan and B. W. Kielgas, "The Coupled Problem in Switched Reluctance Motor Drive Systems During Fault Conditions", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 30, no. 5, pp. 3256-3259, 1994.
- (Arkadan e Belfore, 1997) A. A. Arkadan and L. A. Belfore, "Characterization of Fault Tolerant Switched Reluctance Motor Drives Using GA based ANN Model", *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, pp. 207-210, Carry-le-Rouet, France, 1-3 Sept. 1997.
- (Arkadan e Belfore, 1998) A. A. Arkadan and L. A. Belfore, "Neurogenetic Characterization of Fault Tolerant Switched Reluctance Motor Drives", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 34, no. 5, pp. 3612-3615, 1998.
- (Arkadan et al., 1999) A. A. Arkadan, M. Sidani and P. Du, "Characterization of SRM Drive Systems Under Normal and Fault Operating Conditions", *International Conference on Electric Machines and Drives*, pp. 249-251, 9-12 May 1999.
- (Arkadan et al., 2000) A. A. Arkadan, P. Du, M. Sidani and M. Bouji, "Performance Prediction of SRM Drive Systems Under Normal and Fault Operating Conditions Using GA-based ANN Method", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 4, pp. 1945-1949, 2000.
- (Arumugam et al., 1985) R. Arumugam, D. Lowther, R. Krishnan and J. Lindsay, "Magnetic Field Analysis of a Switched Reluctance Motor Using a Two Dimensional Finite Element Model", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 21, no. 5, pp. 1883-1885, 1985.
- (Barnes e Pollock, 1998) M. Barnes and C. Pollock, "Power Electronic Converters for Switched Reluctance Drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 6, pp. 1100-1111, 1998.
- (Becerra et al., 1993) R. C. Becerra, M. Ehsani and T. J. E. Miller, "Commutation of SR Motors", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 3, pp. 257-263, 1993.
- (Belfore e Arkadan, 1994) L. A. Belfore and A. A. Arkadan, "Modeling Faulted Switched Reluctance Motors Using Evolutionary Neural Networks", *20th*

*International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, vol. 2, pp.1247-1252, 5-9 Sept. 1994.

- (Belfore e Arkadan, 1997) L. A. Belfore and A. A. Arkadan, "Modeling Faulted Switched Reluctance Motors Using Evolutionary Neural Networks", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 2, pp. 226-233, 1997.
- (Belfore e Arkadan, 2002) L. A. Belfore and A. A. Arkadan, "A Methodology for Characterizing Fault Tolerant Switched Reluctance Motors Using Neurogenetically Derived Models", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 3, pp. 380-384, 2002.
- (Bilgin et al., 2012) B. Bilgin, A. Emadi and M. Krishnamurthy, "Design Considerations for Switched Reluctance Machines With a Higher Number of Rotor Poles", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 10, pp. 3745-3756, 2012.
- (Bolognani e Zigliotto, 1996) S. Bolognani and M. Zigliotto, "Fuzzy Logic Control of a Switched Reluctance Motor Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, pp. 1063-1068, 1996.
- (Bose et al., 1986) B. K. Bose, T. J. E. Miller, P. M. Szczesny and W. H. Bicknell, "Microcomputer Control of Switched Reluctance Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 4, pp. 708-715, 1986.
- (Bouji et al., 2001) M. Bouji, A. A. Arkadan and T. Ericson, "Fuzzy Inference for the Characterization of SRM Drives Under Normal and Fault Conditions", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 37, no. 5, pp. 3745-3748, 2001.
- (Brauer et al., 2007) H. J. Brauer, M. D. Hennen and R. W. De Doncker, "Multiphase Torque-Sharing Concepts of Predictive PWM-DITC for SRM", *7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 511-516, 27-30 Nov. 2007.
- (Cai et al., 2011) J. Cai, Z. Q. Deng, R. Y. Qi, Z. Y. Liu and Y. H. Cai (2011). "A Novel BVC-RBF Neural Network Based System Simulation Model for Switched Reluctance Motor", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 4, pp. 830-838, 2011.
- (Chai e Liaw, 2010) J. Y. Chai and C. M. Liaw, "Reduction of Speed Ripple and Vibration for Switched Reluctance Motor Drive via Intelligent Current Profiling", *IET Electric Power Applications*, vol. 4, no. 5, pp. 380-396, 2010.
- (Chang, 1997) L. Chang, "Modelling of Switched Reluctance Motors", *IEEE 1997 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, vol. 2, pp. 866-869, 25-28 May 1997.
- (Changhwan et al., 2002) C. Changhwan, K. Seungho, K. Yongdae and P. Kyihwan, "A New Torque Control Method of a Switched Reluctance Motor Using a Torque-Sharing Function", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no. 5, pp. 3288-3290, 2002.

- (Changjing et al., 1999) S. Changjing, D. Reay and B. Williams, "Adapting CMAC Neural Networks with Constrained LMS Algorithm for Efficient Torque Ripple Reduction in Switched Reluctance Motors", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 7, no. 4, pp. 401-413, 1999.
- (Chen et al., 2000) H. Chen, J. Jiang, C. Zhang and G. Xie, "Analysis of the Four-phase Switched Reluctance Motor Drive Under the Lacking One Fault Condition", *IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems*, pp. 304-308, 2000.
- (Cheok e Ertugrul, 1999) A. D. Cheok and N. Ertugrul, "Use of Fuzzy Logic for Modeling, Estimation, and Prediction in Switched Reluctance Motor Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 6, pp. 1207-1224, 1999.
- (Chi et al., 2005) H. P. Chi, R. L. Lin and J. F. Chen, "Simplified Flux-Linkage Model for Switched-Reluctance Motors", *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 152, no. 3, pp. 577-583, 2005.
- (Ching-Guo e Ming-Tsan, 2010) C. Ching-Guo and L. Ming-Tsan, "Implementation of Sensorless Techniques for Switched Reluctance Motor Drive Systems", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1321-1326, 4-7 July, 2010.
- (Cho, 2003) K. Y. Cho, "Power Converter Circuit for a Switched Reluctance Motor Using a Flyback Transformer", *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 150, no. 1, pp. 88-96, 2003.
- (Chwan-Lu et al., 2012) T. Chwan-Lu, W. Shun-Yuan, C. Shao-Chuan and C. Chaur-Yang, "Development of a Self-Tuning TSK-Fuzzy Speed Control Strategy for Switched Reluctance Motor", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 2141-2152, 2012.
- (Clothier e Mecrow, 1997) A. C. Clothier and B. C. Mecrow, "The Use of Three Phase Bridge Inverters with Switched Reluctance Drives", *1997 Eighth International Conference on Electrical Machines and Drives, (Conf. Publ. No. 444)*, pp. 351-355, 1-3 Sept. 1997.
- (Corda et al., 1993) J. Corda, S. Masic and J. M. Stepheson, "Computation and Experimental Determination of Running Torque Waveforms in Switched-reluctance Motors", *IEE Proceedings*, vol. 140, no. 6, Part B, pp. 387-392, 1993.
- (Desai et al., 2010) P. C. Desai, M. Krishnamurthy, N. Schofield and A. Emadi, "Novel Switched Reluctance Machine Configuration With Higher Number of Rotor Poles Than Stator Poles: Concept to Implementation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 2, pp. 649-659, 2010.

- (Edrington et al., 2007) C. S. Edrington, B. Fahimi and M. Krishnamurthy, "An Autocalibrating Inductance Model for Switched Reluctance Motor Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2165-2173, 2007.
- (Ehsani et al., 1987) M. Ehsani, J. T. Bass, T. J. E. Miller and R. L. Steigerwald, "Development of a Unipolar Converter for Variable Reluctance Motor Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 23, no. 3, pp. 545-552, 1987.
- (Ertugrul e Cheok, 2000) N. Ertugrul and A. D. Cheok, "Indirect Angle Estimation in Switched Reluctance Motor Drive Using Fuzzy Logic Based Motor Model", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 6, pp. 1029-1044, 2000.
- (Espinosa-Perez et al., 2004) G. Espinosa-Perez, P. Maya-Ortiz, M. Velasco-Villa and H. Sira-Ramirez, "Passivity-Based Control of Switched Reluctance Motors with Nonlinear Magnetic Circuits", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 12, no. 3, pp. 439-448, 2004.
- (Fahimi et al., 1998) B. Fahimi, G. Suresh, J. Mahdavi and M. Ehsani (1998). "A New Approach to Model Switched Reluctance Motor Drive Application to Dynamic Performance Prediction, Control and Design", *Record of the 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2097-2102, 1998.
- (Fitzgerald et al., 2003) A. E. Fitzgerald, C. K. Jr. and S. D. Umans, "*Electric Machinery*", McGrawHill.
- (Fuengwarodsakul et al., 2005) N. H. Fuengwarodsakul, M. Menne, R. B. Inderka and R. W. De Doncker, "High-Dynamic Four-Quadrant Switched Reluctance Drive Based on DITC", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1232-1242, 2005.
- (Gameiro, 2003) N. S. Gameiro, "*Análise do Comportamento Dinâmico do Motor de Relutância Variável Comutado, em Situações de Funcionamento Normal e de Avarias no Conversor de Potência*", Tese de Mestrado, Faculdade de Ciência e Tecnologia da Universidade de Coimbra, 2003.
- (Gameiro e Cardoso, 2003a) N. S. Gameiro and A. J. Marques Cardoso, "Analysis of SRM Drives Behaviour Under the Occurrence of Power Converter Faults", *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 2, pp. 821-825, Rio de Janeiro, Brasil, 9-11 June 2003.
- (Gameiro e Cardoso, 2003b) N. S. Gameiro and A. J. Marques Cardoso, "Switched Reluctance Motor Dynamic Operation Under Power Converter Faults Conditions", *Electromotion*, no. 4, pp. 562-567, Oct.-Dec. 2003.
- (Gameiro e Cardoso, 2007) N. S. Gameiro and A. J. Marques Cardoso, "Analysis of One Phase Absence on SRM Dynamic Operation", *Proceedings of the international*

- Congress on Condition Monitoring and Diagnostic Engineering Management*, vol. 1, pp. 125-131, June 2007.
- (Gameiro e Cardoso, 2008a) N. S. Gameiro and A. J. Marques Cardoso, "Fault Tolerant Control Strategy of SRM Drives", *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pp. 301-306, Ischia, Italy, 11-13 June 2008.
- (Gameiro e Cardoso, 2008b) N. S. Gameiro, A. J. M. Cardoso, "Fault Tolerant Power Converter for Switched Reluctance Drives", *Proceedings of the 18th International Conference on Electrical Machines*, pp. 1 - 6, Vilamoura, Portugal, 6-9 Sep.2008.
- (Gameiro e Cardoso, 2009) N. S. Gameiro and A. J. Marques Cardoso, "The Partial Average Power as a Fault Diagnostic Parameter Applied to SRM Drives", *Proceedings of the International Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 1356-1361, Porto, Portugal, 3-5 Nov. 2009.
- (Gameiro e Cardoso, 2010) N. S. Gameiro, A. J. Marques Cardoso, "Power Converter Fault Diagnosis in SRM Drives Based on the DC Bus Current Analysis", *Proceedings of the XIX International Conference on Electrical Machines*, pp. 1 - 6, Rome, Italy, 6-8 Sept. 2010.
- (Gameiro e Cardoso, 2012) N. S. Gameiro, A. J. M. Cardoso, "A New Method for Power Converter Fault Diagnosis in SRM Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 2, pp. 653-662, March, 2012.
- (Gao et al.,2004) H. Gao, F. R. Salmasi and M. Ehsani, "Inductance Model-Based Sensorless Control of the Switched Reluctance Motor Drive at Low Speed", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 6, pp. 1568-1573, 2004.
- (Gerada et al., 2007) C. Gerada, K. J. Bradley, M. Sumner, P. Wheeler, S. Pickering, et al. (2007). "The Results do Mesh", *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 13, no. 2, pp. 62-72, 2007.
- (Gobbi e Ramar, 2009) R. Gobbi and K. Ramar, "Optimisation Techniques for a Hysteresis Current Controller to Minimise Torque Ripple in Switched Reluctance Motors", *IET Electric Power Applications*, vol. 3, no. 5, pp. 453-460, 2009.
- (Goodier, 2000) E. Goodier, "Switched Reluctance Drives." from [http://www.le.ac.uk/engineering/research/groups/power/caecd/1p1\\_pedrg.html](http://www.le.ac.uk/engineering/research/groups/power/caecd/1p1_pedrg.html).
- (Gopalakrishnan et al., 2006) S. Gopalakrishnan, A. M. Omekanda and B. Lequesne, "Classification and Remediation of Electrical Faults in the Switched Reluctance Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 2, pp. 479-486, 2006.
- (Gribble et al., 1999) J. J. Gribble, P. C. Kjaer and T. J. E. Miller, "Optimal Commutation in Average Torque Control of Switched Reluctance Motors", *IEE Proceedings*, vol. 146, no. 1, pp. 2-10, 1999.

- (Hao e Gu, 2010) C. Hao and J. J. Gu, "Implementation of the Three-Phase Switched Reluctance Machine System for Motors and Generators", *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 15, no. 3, pp. 421-432, 2010.
- (Harris et al., 1986) M. R. Harris, J. W. Finch, J. A. Mallick and T. J. E. Miller, "A Review of the Integral-horsepower Switched Reluctance Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 22, no. 4, pp. 716-721, 1986.
- (Henriques et al., 2002) L. O. d. A. P. Henriques, P. J. C. Branco, L. G. B. Rolim and W. I. Suemitsu, "Proposition of an Offline Learning Current Modulation for Torque-Ripple Reduction in Switched Reluctance Motors: Design and Experimental Evaluation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 3, pp. 665-676, 2002.
- (Hongquan e Chenglin, 2008) Y. Hongquan and G. Chenglin, "Analytical Design and Modeling of Transverse Flux Switched Reluctance Machine", *International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 3414-3416, 17-20 Oct. 2008.
- (Hossain e Husain, 2002) S. A. Hossain and I. Husain, "A Geometry Based Simplified Analytical Model of Switched Reluctance Machines for Real-Time Controller Implementation", *IEEE Record of the 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 839-844, 2002.
- (Husain e Ehsani, 1996) I. Husain and M. Ehsani, "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives by PWM Current Control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 83-88, 1996.
- (Husain e Anwa, 1999) I. Husain and M. N. Anwa, "Fault Analysis of Switched Reluctance Motor Drives", *International Conference on Electric Machines and Drives*, pp. 41-43, May 1999.
- (Husain, 2002) I. Husain, "Minimization of Torque Ripple in SRM Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 28-39, 2002.
- (Husain e Hossain, 2005) I. Husain and S. A. Hossain, "Modeling, Simulation, and Control of Switched Reluctance Motor Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 6, pp. 1625-1634, 2005.
- (Ilic'-Spong et al., 1987a) M. Ilic'-Spong, R. Marino, S. M. Peresada and D. G. Taylor, "Feedback Linearizing Control of Switched Reluctance Motors", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 32, no. 5, pp. 371-379, 1987.
- (Ilic'-Spong et al., 1987b) M. Ilic'-Spong, T. J. E. Miller, S. R. Macminn and J. S. Thorp, "Instantaneous Torque Control of Electric Motor Drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PE-2, no. 1, pp. 55-61, 1987.
- (Inderka e De Doncker, 2003) R. B. Inderka and R. W. A. A. De Doncker, "DITC-direct Instantaneous Torque Control of Switched Reluctance Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 4, pp. 1046-1051, 2003.

- (Islam et al., 2003) M. S. Islam, I. Husain, R. J. Veillette and C. Batur, "Design and Performance Analysis of Sliding-Mode Observers for Sensorless Operation of Switched Reluctance Motors", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 11, no. 3, pp. 383-389, 2003.
- (Jae-Hak et al., 2003) C. Jae-Hak, K. Tae-Heoung, K. B. Jang and L. Ju, "Geometric and Electrical Optimization Design of SR Motor Based on Progressive Quadratic Response Surface Method", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, no. 5, pp. 3241-3243, 2003.
- (Jin-Woo et al., 2006) A. Jin-Woo, P. Sung-Jun and L. Dong-Hee, "Novel Encoder for Switching Angle Control of SRM", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 3, pp. 848-854, 2006.
- (Jin-Xiao et al., 2000) L. Jin-Xiao, D. Ebihara, K. Hamatsu and H. Arima, "A Movable Angle Control Strategy of Switched Reluctance Motor with Hall-Effect Position Sensor", *Proceedings of the Third International Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 3, pp. 1279-1284, 2000.
- (Kano et al., 2010) Y. Kano, T. Kosaka and N. Matsui, "Optimum Design Approach for a Two-Phase Switched Reluctance Compressor Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 3, pp. 955-964, 2010.
- (Keunsoo et al., 2007) H. Keunsoo, L. Cheewoo, K. Jaehyuck, R. Krishnan and O. Seok-Gyu, "Design and Development of Low-Cost and High-Efficiency Variable-Speed Drive System With Switched Reluctance Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 3, pp. 703-713, 2007.
- (Keunsoo et al., 2011) H. Keunsoo, K. Rae-Young and R. Ramu, "Position Estimation in Switched Reluctance Motor Drives Using the First Switching Harmonics Through Fourier Series", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 12, pp. 5352-5360, 2011.
- (Khalil e Husain, 2007) A. Khalil and I. Husain, "A Fourier Series Generalized Geometry-Based Analytical Model of Switched Reluctance Machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 3, pp. 673-684, 2007.
- (Khalil et al., 2007) A. Khalil, S. Underwood, I. Husain, H. Klode, B. Lequesne, et al., "Four-Quadrant Pulse Injection and Sliding-Mode-Observer-Based Sensorless Operation of a Switched Reluctance Machine Over Entire Speed Range Including Zero Speed", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 3, pp. 714-723, 2007.
- (Khor e Sotudeh, 2005) M. T. Khor and R. Sotudeh, "A 3-phase 12/10 Asymmetrical Switched Reluctance Motor", *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 9 pp., 2005.
- (Kioskeridis e Mademlis, 2005) I. Kioskeridis and C. Mademlis, "Maximum Efficiency in Single-Pulse Controlled Switched Reluctance Motor Drives", *IEEE Transactions on*

*Energy Conversion*, vol. 20, no. 4, pp. 809-817, 2005.

(Kittiratsatcha e Torrey, 2003) S. Kittiratsatcha and D. A. Torrey, "A Design method of a Two-Phase Switched-Reluctance Machine", *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, vol. 2, pp. 1599-1604, 17-20 Nov. 2003.

(Kjaer et al., 1995) P. C. Kjaer, P. Nielsen, L. Andersen and F. Blaabjerg, "A New Energy Optimizing Control Strategy for Switched Reluctance Motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1088-1095, 1995.

(Kokernak e Torrey, 2000) J. M. Kokernak and D. A. Torrey, "Magnetic Circuit Model for the Mutually Coupled Switched-Reluctance Machine", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 2, pp. 500-507, 2000.

(Krishnamurthy et al., 2009) P. Krishnamurthy, L. Wenzhe, F. Khorrami and A. Keyhani, "Robust Force Control of an SRM-Based Electromechanical Brake and Experimental Results", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 17, no. 6, pp. 1306-1317, 2009.

(Krishnan, 2001) R. Krishnan, "*Switched Reluctance Motor Drives Modeling, Simulation, Analysis, Design and Applications*", CRC Press.

(Kui-Jun et al., 2006) L. Kui-Jun, P. Nam-Ju, K. Kyung-Hwan and H. Dong-Seok, "Simple Fault Detection and Tolerant Scheme in VSI-fed Switched Reluctance Motor", *Record of the 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1-6, 18-22 June 2006 2006.

(Lachman et al., 2004) T. Lachman, T. R. Mohamad and C. H. Fong, "Nonlinear Modelling of Switched Reluctance Motors Using Artificial Intelligence Techniques", *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 151, no. 1, pp. 53-60, 2004.

(Liang e Ding, 2009) D. Liang and W. Ding, "Modelling and Predicting of a Switched Reluctance Motor Drive Using Radial Basis Function Network-Based Adaptive Fuzzy System", *IET Electric Power Applications*, vol. 3, no. 3, pp. 218-230, 2009.

(Liang et al., 1994) F. Liang, Y. Liao and T. A. Lipo, "A New Variable Reluctance Motor Utilizing an Auxiliary Commutation Winding", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 2, pp. 423-432, 1994.

(Lin et al., 2009) D. Lin, P. Zhou, S. Stanton and Z. J. Cendes, "An Analytical Circuit Model of Switched Reluctance Motors", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 12, pp. 5368-5375, 2009.

(Lindsay et al., 1986a) J. F. Lindsay, R. Arumugam and R. Krishnan, "Finite-element Analysis Characterisation of a Switched Reluctance Motor with Multitooth per Stator Pole", *IEE Proceedings*, vol. 133, no. 6, Part B, pp. 347-353, 1986.

(Lindsay et al., 1986b) J. F. Lindsay, R. Arumugam and R. Krishnan, "Finite-element Analysis Characterisation of a Switched Reluctance Motor with Multitooth per



- Stator Pole", *IEE Proceedings Part B - Electric Power Applications*, vol. 133, no. 6, pp. 347-353, 1986.
- (Lovatt e Stephenson, 1994) H. C. Lovatt and J. M. Stephenson, "Computer-Optimised Current Waveforms for Switched-Reluctance Motors", *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 141, no. 2, pp. 45-51, 1994.
- (Lovatt e Stephenson, 1997) H. C. Lovatt and J. M. Stephenson, "Computer-Optimised Smooth-Torque Current Waveforms for Switched-Reluctance Motors", *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 144, no. 5, pp. 310-316, 1997.
- (Lovatt, 2005) H. C. Lovatt, "Analytical Model of a Classical Switched-Reluctance Motor", *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 152, no. 2, pp. 352-358, 2005.
- (Low et al., 1995) T. S. Low, H. Lin and S. X. Chen, "Analysis and Comparison of Switched Reluctance Motors with Different Physical Sizes, Using a 2D Finite Element Method", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 31, no. 6, pp. 3503-3505, 1995.
- (Mademlis e Kioskeridis, 2003) C. Mademlis and I. Kioskeridis, "Performance Optimization in Switched Reluctance Motor Drives with Online Commutation Angle Control", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 3, pp. 448-457, 2003.
- (Mahdavi et al., 1997) J. Mahdavi, G. Suresh, B. Fahimi and M. Ehsani, "Dynamic Modeling of Non-linear SRM Drive With PSPICE", *Conference Record of the Thirty-Second IAS Annual Meeting*, vol. 1, pp. 661-667, 1997.
- (Manzger et al., 1989) D. G. Manzger, M. Varghese and J. S. Thorp, "Variable Reluctance Motor Characterization", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 36, no. 1, pp. 56-63, 1989.
- (Mao et al., 2009) S.-H. Mao, D. Dorrell and T. Mi-Ching, "Fast Analytical Determination of Aligned and Unaligned Flux Linkage in Switched Reluctance Motors Based on a Magnetic Circuit Model", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 7, pp. 2935-2942, 2009.
- (Mecrow et al., 2003) B. C. Mecrow, E. A. El-Kharashi, J. W. Finch and A. G. Jack, "Segmental Rotor Switched Reluctance Motors with Single-Tooth Windings", *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 150, no. 5, pp. 591-599, 2003.
- (Miller, 1989) T. J. E. Miller, "*Brushless Permanent-magnet and Reluctance Motor Drives Control*", Oxford, Oxford science publication, 1989.
- (Miller e McGilp, 1990) T. J. E. Miller and M. McGilp, "Nonlinear Theory of the Switched Reluctance Motor for Rapid Computer-aided Design", *IEE Proceedings, Part B*, vol. 137, no. 6, pp. 337-347, 1990.

- (Miller, 1993) T. J. E. Miller, "*Switched Reluctance Motors and Theirs Control*", Magna Physics Publishing, Oxford, Oxford Science Publications.
- (Miller, 1995) T. J. E. Miller, "Faults and Unbalance Forces in the Switched Reluctance Machine", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 319-328, 1995.
- (Min-Tsun et al., 2004) K. Min-Tsun, R. Sotudeh and D. Lee, "Switched Reluctance Motor Based on Short Flux Path Control Method", *39th International Universities Power Engineering Conference*, vol. 1, pp. 559-562, 8 Sept. 2004.
- (Mir et al., 1998) S. Mir, I. Husain and M. E. Elbuluk, "Switched Reluctance Motor Modeling with on-line Parameter Identification", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 776-783, 1998.
- (Mir et al., 2004) S. Mir, M. S. Islam, T. Sebastian and I. Husain, "Fault-Tolerant Switched Reluctance Motor Drive Using Adaptive Fuzzy Logic Controller", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 2, pp. 289-295, 2004.
- (Moallen e Dawson, 1998) M. Moallem and G. E. Dawson, "An Improved Magnetic Equivalent Circuit Method for Predicting the Characteristics of Highly Saturated Electromagnetic Devices", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 34, no. 5, pp. 3632-3635, 1998.
- (Moallen e Ong, 1991) M. Moallen and C.-M. Ong, "Predicting the Steady-State Performance of a Switched Reluctance Machine", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 6, pp. 1087-1097, 1991.
- (Moreira, 1989) T. A. L. J. C. Moreira, "Simulation of a Four Phase Switched Reluctance Motor Including the Effect of Mutual Coupling", *Electric Machines and Power Systems*, vol. 16, pp. 281-299, 1989.
- (Oliveira et al., 2005) A. C. Oliveira, A. M. N. Lima, C. B. Jacobina and F. Salvardi, "Startup and Fault Tolerance of the SRM Drive with Three-Phase Bridge Inverter", *Record of the IEEE 36th Annual Power Electronics Specialists Conference*, pp. 714-719, 16 June 2005.
- (Omekanda et al., 1997) A. M. Omekanda, C. Broche and M. Renglet, "Calculation of the Electromagnetic Parameters of a Switched Reluctance Motor using an Improved FEM-BIEM-Application to Different Models for the Torque Calculation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 4, pp. 914-918, 1997.
- (Panda e Ramanarayanan, 2007) D. Panda and V. Ramanarayanan, "Reduced Acoustic Noise Variable DC-Bus-Voltage-Based Sensorless Switched Reluctance Motor Drive for HVAC Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2065-2078, 2007.
- (Panda e Amaratunga, S. K. Panda and G. A. J. Amaratunga, "Waveform Detection

- 1993) Technique for Indirect Rotor-Position Sensing of Switched-Reluctance Motor Drives. I. Analysis", *IEE Proceedings Part B - Electric Power Applications*, vol. 140, no. 1, pp. 80-88, 1993.
- (Panda e Dash, 1996) S. K. Panda and P. K. Dash, "Application of Nonlinear Control to Switched Reluctance Motors: a Feedback Linearisation Approach", *IEE Proceedings*, vol. 143, no. 5, pp. 371-379, 1996.
- (Parreira et al., 2005) B. Parreira, S. Rafael, A. J. Pires and P. J. C. Branco, "Obtaining the Magnetic Characteristics of an 8/6 Switched Reluctance Machine: from FEM Analysis to the Experimental Tests", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 6, pp. 1635-1643, 2005.
- (Pasquesoone et al., 2011) G. Pasquesoone, R. Mikail and I. Husain, "Position Estimation at Starting and Lower Speed in Three-Phase Switched Reluctance Machines Using Pulse Injection and Two Thresholds", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 4, pp. 1724-1731, 2011.
- (Pillay et al., 2000) P. Pillay, L. Yaguang and O. G. Durham, "A Novel Switched Reluctance Motor Drive with Optical Graphical Programming Technology", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 4, pp. 915-919, 2000.
- (Preston e Lyons, 1991) M. A. Preston and J. P. Lyons, "A Switched Reluctance Motor Model with Mutual Coupling and Multi-Phase Excitation", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 27, no. 6, pp. 5423-5425, 1991.
- (Pulle, 1991) D. W. J. Pulle, "New Database for Switched Reluctance Drive Simulation", *IEE Proceedings Part B - Electric Power Applications*, vol. 138, no. 6, pp. 331-337, 1991.
- (Radimov et al., 2004) N. Radimov, N. Ben-Hail and R. Rabinovici, "Simple Model of Switched-Reluctance Machine Based Only on Aligned and Unaligned Position Data", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, no. 3, pp. 1562-1572, 2004.
- (Radun, 1999) A. Radun, "Analytical Calculation of the Switched Reluctance Motor's Unaligned Inductance", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 35, no. 6, pp. 4473-4481, 1999.
- (Radun, 2000) A. Radun, "Analytically Computing the Flux Linked by a Switched Reluctance Motor Phase when the Stator and Rotor Poles Overlap", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 4, pp. 1996-2003, 2000.
- (Rahman et al., 2001) K. M. Rahman, S. Gopalakrishnan, B. Fahimi, A. Velayutham Rajarathnam and M. Ehsani, "Optimized Torque Control of Switched Reluctance Motor at All Operational Regimes Using Neural Network", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 3, pp. 904-913, 2001.

- (Rahman e Schulz, 2002) K. M. Rahman and S. E. Schulz, "High-Performance Fully Digital Switched Reluctance Motor Controller for Vehicle Propulsion", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 4, pp. 1062-1071, 2002.
- (Ray et al., 1986) W. F. Ray, P. J. Lawrenson, R. M. Davis, J. M. Stephenson, N. Fulton, et al., "High-Performance Switched Reluctance Brushless Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 22, no. 4, pp. 722-730, 1986.
- (Ray, 1996) W. F. Ray, "Switched Reluctance Drives", *IEE Colloquium on Energy Efficient Environmentally Friendly Drive Systems Principles, Problems Application* (Digest No. 1996/144), pp. 3/1-3/9, 19 June 1996.
- (Reay et al., 1995) D. S. Reay, M. Mirkazemi-Moud, T. C. Green and B. W. Williams, "Switched Reluctance Motor Control via Fuzzy Adaptive Systems", *IEEE Control Systems*, vol. 15, no. 3, pp. 8-15, 1995.
- (Roux e Morcos, 2002) C. Roux and M. M. Morcos, "On the Use of a Simplified Model for Switched Reluctance Motors", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 3, pp. 400-405, 2002.
- (Ruba et al., 2008) M. Ruba, L. Szabo, L. Strete and I.-A. Viorel, "Study on Fault Tolerant Switched Reluctance Machines", *Proceedings of the 18th International Conference on Electrical Machines*, pp. 1-6, 6-9 Sept. 2008.
- (Russa et al., 1998) K. Russa, I. Husain and M. E. Elbuluk, "Torque-Ripple Minimization in Switched Reluctance Machines over a Wide Speed Range", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 5, pp. 1105-1112, 1998.
- (Sahin et al., 2000) F. Sahin, H. B. Ertan and K. Leblebicioglu, "Optimum Geometry for Torque Ripple Minimization of Switched Reluctance Motors", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, no. 1, pp. 30-39, 2000.
- (Sahoo et al., 2005) S. K. Sahoo, S. K. Panda and X. Jian-Xin, "Indirect Torque Control of Switched Reluctance Motors Using Iterative Learning Control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 1, pp. 200-208, 2005.
- (Sahoo et al., 2012) S. K. Sahoo, S. Dasgupta, S. K. Panda and X. Jian-Xin, "A Lyapunov Function-Based Robust Direct Torque Controller for a Switched Reluctance Motor Drive System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 555-564, 2012.
- (Salmasi e Fahimi, 2004) F. R. Salmasi and B. Fahimi, "Modeling Switched-Reluctance Machines by Decomposition of Double Magnetic Saliencies", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, no. 3, pp. 1556-1561, 2004.
- (Schramm et al., 1992) D. S. Schramm, B. W. Williams and T. C. Green, "Torque Ripple Reduction of Switched Reluctance Motors by Phase Current Optimal Profiling", *Record of the 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 857-860, 29 June-3 July 1992.

- (*Selvaganesan et al.*, 2006) N. Selvaganesan, D. Raja, S. Srinivasan and S. Renganathan, "Neural Control and Fault Diagnosis for 6/4 Switched Reluctance Motor", *IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 1741-1746, 15-17 Dec. 2006.
- (*Seok-Gyu e Krishnan*, 2007) O. Seok-Gyu and R. Krishnan, "Two-Phase SRM With Flux-Reversal-Free Stator: Concept, Analysis, Design, and Experimental Verification", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 5, pp. 1247-1257, 2007.
- (*Shang-Hsun e Mi-Ching*, 2005) M. Shang-Hsun and T. Mi-Ching, "A Novel Switched Reluctance Motor with C-Core Stators", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 12, pp. 4413-4420, 2005.
- (*Sharma et al.*, 1998) V. K. Sharma, S. S. Murthy and B. Singh, "Analysis of Switched Reluctance Motor Drive Under Fault Conditions", *IEEE Thirty-Third IAS Annual Meeting*, vol. 1, pp. 553-562, 12-15 Oct. 1998.
- (*Sheth e Rajagopal*, 2005) N. K. Sheth and K. R. Rajagopal, "Calculation of the Flux-Linkage Characteristics of a Switched Reluctance Motor by Flux Tube Method", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 10, pp. 4069-4071, 2005.
- (*Shun-Chung e Yi-Hwa*, 2011) W. Shun-Chung and L. Yi-Hwa, "A Modified PI-Like Fuzzy Logic Controller for Switched Reluctance Motor Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1812-1825, 2011.
- (*Soares e Branco*, 2001) F. Soares and P. J. C. Branco, "Simulation of a 6/4 Switched Reluctance Motor Based on Matlab/Simulink Environment", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 37, no. 3, pp. 989-1009, 2001.
- (*Sozer e Torrey*, 2007) Y. Sozer and D. A. Torrey, "Optimal Turn-Off Angle Control in the Face of Automatic Turn-On Angle Control for Switched-Reluctance Motors", *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 3, pp. 395-401, 2007.
- (*Srinivas e Arumugam*, 2003) K. N. Srinivas and R. Arumugam, "Dynamic Characterization of Switched Reluctance Motor by Computer-Aided Design and Electromagnetic Transient Simulation", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, no. 3, pp. 1806-1812, 2003.
- (*St. Manolas et al.*, 2009) I. St. Manolas, A. G. Kladas and S. N. Manias, "Finite-Element-Based Estimator for High-Performance Switched Reluctance Machine Drives", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 3, pp. 1266-1269, 2009.
- (*Stephens*, 1991) C. M. Stephens, "Fault Detection and Management Systems for Fault-Tolerant Switched Reluctance Motor Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 6, pp. 1098-1102, 1991.

- (Stephenson e Corda, 1979) J. M. Stephenson and J. Corda, "Computation of Torque and Current in Doubly Salient Reluctance Motors from Nonlinear Magnetisation Data", *IEE Proceedings*, vol. 126, no. 5, pp. 393-396, 1979.
- (Stiebler e Ke, 1999) M. Stiebler and L. Ke, "An Analytical Model of Switched Reluctance Machines", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 1100-1107, 1999.
- (Suresh et al., 1999) G. Suresh, B. Fahimi, K. M. Rahman and M. Ehsani, "Inductance Based Position Encoding for Sensorless SRM Drives", *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 832-837, 1999.
- (Torkaman et al., 2012) H. Torkaman, E. Afjei and M. S. Toulabi, "New Double-Layer-per-Phase Isolated Switched Reluctance Motor: Concept, Numerical Analysis, and Experimental Confirmation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 830-838, 2012.
- (Torrey e Lang, 1990) D. A. Torrey and J. H. Lang, "Modelling a Nonlinear Variable-Reluctance Motor Drive", *IEE Proceedings*, vol. 137, no. 5, Part B, pp. 314-326, 1990.
- (Unnewehr e Koch, 1974) L. E. Unnewehr and W. H. Koch, "An Axial Air-AP Reluctance Motor for Variable Speed Applications", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-93, no. 1, pp. 367-376, 1974.
- (Ustun, 2009) O. Ustun, "Measurement and Real-Time Modeling of Inductance and Flux Linkage in Switched Reluctance Motors", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 12, pp. 5376-5382, 2009.
- (Vujicic, 2012) V. P Vujicic, "Minimization of Torque Ripple and Copper Losses in Switched Reluctance Drive", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 388-399, 2012.
- (Vujicic e Vukosavic, 2000) V. Vujicic and S. Vukosavic, "A Simple Nonlinear Model of the Switched Reluctance Motor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, no. 4, pp. 395-400, 2000.
- (Vukosavic e Stefanovic, 1991) S. Vukosavic and V. R. Stefanovic, "SRM Inverter Topologies: a Comparative Evaluation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 6, pp. 1034-1047, 1991.
- (Wallace e Taylor, 1992) R. S. Wallace and D. G. Taylor, "A Balanced Commutator for Switched Reluctance Motors to Reduce Torque Ripple", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 4, pp. 617-626, 1992.
- (Wang et al., 2012) S. Y. Wang, C. L. Tseng and S. C. Chien, "Adaptive Fuzzy Cerebellar Model Articulation Control for Switched Reluctance Motor Drive", *IET Electric Power Applications*, vol. 6, no. 3, pp. 190-202, 2012.

- (Wen e Deliang, 2008) D. Wen and L. Deliang, "Modeling of a 6/4 Switched Reluctance Motor Using Adaptive Neural Fuzzy Inference System", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 7, pp. 1796-1804, 2008.
- (Wen e Deliang, 2010) D. Wen and L. Deliang, "A Fast Analytical Model for an Integrated Switched Reluctance Starter/Generator", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 4, pp. 948-956, 2010.
- (Wenzhe et al., 2003) L. Wenzhe, A. Keyhani and A. Fardoun, "Neural Network-Based Modeling and Parameter Identification of Switched Reluctance Motors", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 284-290, 2003.
- (Xue et al., 2002) X. D. Xue, K. W. E. Cheng and S. L. Ho, "Simulation of Switched Reluctance Motor Drives Using Two-Dimensional Bicubic Spline", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 4, pp. 471-477, 2002.
- (Xue et al., 2007) X. D. Xue, K. W. E. Cheng, S. L. Ho and K. F. Kwok, "Trigonometry-Based Numerical Method to Compute Nonlinear Magnetic Characteristics in Switched Reluctance Motors", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 4, pp. 1845-1848, 2007.
- (Xue et al., 2009) X. D. Xue, K. W. E. Cheng and S. L. Ho, "Optimization and Evaluation of Torque-Sharing Functions for Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 9, pp. 2076-2090, 2009.
- (Xue et al., 2010) X. D. Xue, K. W. E. Cheng, J. K. Lin, Z. Zhang, K. F. Luk, et al., "Optimal Control Method of Motoring Operation for SRM Drives in Electric Vehicles", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 3, pp. 1191-1204, 2010.
- (Ye et al., 2000) Z. Z. Ye, T. W. Martin and J. C. Balda, "Modeling and Nonlinear Control of a Switched Reluctance Motor to Minimize Torque Ripple", *2000 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics*, pp. 3471-3478, 2000.
- (Zhengyu et al., 2006) L. Zhengyu, D. S. Reay, B. W. Williams and H. Xiangning, "Torque Ripple Reduction in Switched Reluctance Motor Drives Using B-Spline Neural Networks", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 6, pp. 1445-1453, 2006.
- (Zhengyu et al., 2007) L. Zhengyu, D. S. Reay, B. W. Williams and H. Xiangning, "Online Modeling for Switched Reluctance Motors Using B-Spline Neural Networks", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 3317-3322, 2007.